

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)

Дослідження методів зменшення затримок передачі даних
в безпроводових мережах
(тема)

Виконав:
студент 2 курсу, групи ТСММ-19-1
Беленцов А. С.
(прізвище, ініціали)

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і повна назва спеціальності)
Тип програми: освітньо-наукова
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма: Телекомунікаційні системи та мережі
(повна назва освітньої програми)

Керівник: професор кафедри ІКІ ім. В.В. Поповського
Шостко І.С.
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав.кафедри _____ Лемешко О.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

2021р.

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-наукова
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)
Освітня програма Телекомунікаційні системи та мережі
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри _____
(підпис)

« ____ » _____ 2021р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

студенту Беленцову Антону Сергійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження методів зменшення затримок передачі даних в безпроводових мережах
затверджена наказом по університету від «10» березня 2021р. №343 Ст.
2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 11.05.2021р.
3. Вихідні дані до роботи:
Технологія LTE мобільної передачі даних. Технологія високошвидкісної передачі даних MULTEFIRE. Приватна мережа LTE. Метод використання мережі оптико-електронних станцій для траєкторних вимірювань.
4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:
 - 1) Аналіз тенденцій розвитку приватних безпроводових мереж 4G. Зменшення затримок передачі даних
 - 2) Механізми, що впливають на затримки передачі даних у мережі LTE
 - 3) Методи синхронізації оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань в процесі супроводу цілі

4) Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслень, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій: Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації; Аналіз тенденцій розвитку приватних безпроводових мереж 4G. Механізми, що впливають на затримки передачі даних у мережі LTE. Методи синхронізації.

6. Консультанти розділів роботи

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
Основна частина	професор Шостко Ігор Світославович		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання	15.02.2021	Виконано
2	Збір матеріалів для дослідження	28.02.2021	Виконано
3	Розробка 1 розділу	19.03.2021	Виконано
4	Розробка 2 розділу	02.04.2021	Виконано
5	Розробка 3 розділу	12.04.2021	Виконано
6	Оформлення кваліфікаційної роботи	10.05.2021	Виконано

Дата видачі завдання 15 лютого 2021 року

Студент _____ Беленцов А. С.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ професор Шостко І.С.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить 89 сторінок, 55 рисунків, 9 таблиць, 32 джерело за переліком посилань.

Об'єктом дослідження кваліфікаційної роботи є процеси передачі даних в приватної мережі LTE.

Метою кваліфікаційної роботи є дослідження методів зменшення затримок передачі даних і синхронізації відеопотоків просторово рознесених оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань в приватної мережі LTE.

Запропоновані в роботі математичні моделі і методи зниження затримки передачі даних і методів синхронізації відеопотоків просторово рознесених оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань, дозволили виявити і запропонувати нові практичні рішення для використання приватної мережі LTE.

ПРИВАТНІ МЕРЕЖИ LTE, ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННІ СТАНЦІЇ ТРАЄКТОРНИХ ВИМІРЮВАНЬ, ЗАТРИМКИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, МЕТОДИ СИНХРОНІЗАЦІЇ.

ABSTRACT

The explanatory note contains 97 pages, 55 figures, 8 tables, 32 sources on the list of links.

The object of study of qualification work are the processes of data transmission in a private LTE network.

The purpose of the qualification work is to study methods for reducing data transmission delays and synchronization of video streams of spatially spaced optoelectronic trajectory measurement stations in a private LTE network.

The mathematical models and methods for reducing data transmission delay and methods for synchronizing video streams of spatially spaced optoelectronic trajectory measurement stations proposed to identify and propose new practical solutions for the use of a private LTE network.

PRIVATE LTE NETWORKS, OPTICAL ELECTRONIC STATIONS OF TRAJECTOR MEASUREMENTS, DATA TRANSMISSION DELAYS, SYNCHRONIZATION METHODS.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів	7
Вступ.....	8
1 Аналіз тенденцій розвитку приватних безпроводових мереж 4G. Зменшення затримок передачі даних	10
1.1 Огляд сучасних тенденцій розвитку Private LTE	10
1.2 LTE офісного призначення, що працюють в неліцензованому діапазоні	13
1.3 Приклад побудови приватної мережі LTE	14
2 Механізми, що впливають на затримки передачі даних у мережі LTE	18
2.1 Технологія LTE	18
2.2 Частотні діапазони LTE.....	21
2.3 Опис фізичного рівня LTE	23
2.4 Вимірювання в LTE	26
2.5 Якість обслуговування в LTE (Quality of Service)	27
2.6 Характеристики LTE-Advanced.....	28
2.7 Оптимізація затримок в технології LTE	30
3 Аналіз алгоритмів синхронізації ОЕСТВ В ІВМ.....	32
3.1 Методи синхронізації оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань в процесі супроводу цілі	32
3.1.1 Фазова (частотна) синхронізація	36
3.1.2 Тактова (символьна) синхронізація	45
3.1.3 Циклова (кадрова) синхронізація	64
3.1.4 Мережева синхронізація цифрового зв'язку.....	69
3.1.5 Протоколи синхронізації.....	72
3.2 Розробка конфігурації мережі синхронізації	74
3.3 Розробка алгоритмів синхронізації ОЕСТВ	75
Висновки	86
Перелік джерел посилання	87

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ,
ОДИНИЦЬ І ТЕРМІНІВ

- CBRS – (Citizen Broadband Radio Service) Служба Широкопasmового Радіо для Громадян
- LTE – (Long-Term Evolution) Довготривалий Розвиток
- MIMO – (Multiple Input Multiple Output) Численні Входи, Численні Виходи
- OFDM – (Orthogonal frequency-division multiplexing) Мультиплексування з Ортогональним Частотним Поділом Каналів
- RSRP – (Reference Signal Received Power) Середнє Значення Потужності Прийнятих Пілотних Сигналів
- GBR – (Guaranteed Bit Rate, GBR) Гарантована Швидкість Передачі
- TTI – (transmission time interval) Інтервал Часу Передачі
- RTT – (Round trip time) Час в Обидва Кінці
- TDMA – (Time Division Multiple Access) Множинний Доступ з Часовим Розділенням
- UMTS – (Universal Mobile Telecommunications System) Універсальна Мобільна Телекомунікаційна Система
- ПЕГ – Первинний Еталонний Генератор
- ГТЧ – Генератор Тактової Частоти
- ТМС – Тактова Мережева Синхронізація
- АС – Абонентська Станція
- БС – Базова Станція
- ІВС – Інформаційно-Вимірювальна Система
- ФАПЧ – Фазовий Автопідлагоджувач Частоти
- ГУН – Генератора, що Управляється Напругою
- ОЕСТВ – Оптико-Електронна Станція Траєкторних Вимірювань
- СЦС – Система Циклової Синхронізації
- ЦСС – Цикловій Синхросигнал

ВСТУП

Актуальність теми.

Сучасні технологічні процеси на виробництві мають повністю автоматизовані протяжні в просторі і часі цикли роботи. Для контролю цих процесів в реальному масштабі часу необхідна система просторово рознесених відеокамер. Сучасні технології дозволяють збирати інформацію від всіх відеокамер за допомогою безпроводової мережі. Однак така мережа повинна забезпечити мінімальні затримки передачі даних.

Аналогічне завдання виникає при відстеженні з допомогою мережі відеокамер транспортних засобів на автотрасі з фіксацією правопорушень.

Прикладом більш складного завдання є траєкторні вимірювання повітряних цілей (літак, вертоліт, ракета) за допомогою мережі оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань (ОЕСТВ). Супровід цілі кожної ОЕСТВ відбувається незалежно від інших станцій. Супровід відбувається в межах поля зору об'єктива камери. Таким чином від кожної ОЕСТВ в реальному масштабі часу отримуємо фрагмент запису переміщення цілі. Потім кожна станція пересилає файл відеозапису на базову станцію, де відбувається обробка матеріалу. Для побудови траєкторії переміщення цілі необхідно мати на кожному фрагменті запису доріжку синхронізації за часом. Для синхронізації і передачі відеопотока від кожної ОЕСТВ в процесі супроводу повітряних цілей використовується безпроводова мережа. Така мережа також повинна забезпечити мінімальні затримки передачі даних.

На цей час найкращі показники щодо мінімальних затримок передачі даних серед безпроводових технологій зв'язку має технологія 4G LTE, а в перспективі 5G. Однак якщо працювати в мережі 4G LTE наданої операторами зв'язку то затримки по передачі даних можуть зрости в залежності від завантаженості мережі. Тому доцільно використовувати приватну мережу LTE.

Таким чином, тема кваліфікаційної роботи і науково-прикладна задача, яка полягає в дослідженні існуючих методів зменшення затримки передачі даних в приватної мережі LTE від просторово рознесених ОЕСТВ, що об'єднані в єдину інформаційно-вимірювальну систему (ІВС), є актуальною.

Мета і завдання досліджень. Мета кваліфікаційної роботи – дослідження методів зменшення затримок передачі даних і синхронізації відеопотоків просто-

рово рознесених оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань в приватної мережі LTE.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- аналіз факторів, що впливають на затримки передачі даних у мережі LTE;
- дослідження методів зменшення затримок передачі даних в приватної мережі LTE;
- аналіз методів синхронізації відеопотоків просторово рознесених ОЕСТВ.

Об'єкт дослідження. Процеси передачі даних в приватної мережі LTE.

Предмет дослідження. Методи синхронізації і зниження затримки передачі даних в ІВС на основі приватної мережі LTE.

Методи досліджень. Аналітичне моделювання процесів, що впливають на затримки передачі даних і синхронізацію відеопотоків просторово рознесених ОЕСТВ в приватної мережі LTE. В цілому в роботі використовувалися методи теоретичної і експериментальної фізики, теорії електричних ланцюгів, елементи математичного аналізу.

Обґрунтованість і достовірність висновків і рекомендацій. Достовірність основних висновків і рекомендацій, отриманих в роботі, забезпечується якісним і кількісним зіставленням результатів аналізу з відомими положеннями теорії.

Практичне значення отриманих результатів. Запропоновані в роботі математичні моделі і методи зниження затримки передачі даних і методів синхронізації відеопотоків просторово рознесених ОЕСТВ, дозволили виявити і запропонувати нові практичні рішення для використання приватної мережі LTE.

Всі отримані результати можуть бути використані при проектуванні стаціонарних інформаційно-вимірювальних систем для відео моніторингу різних технологічних процесів, в системах контролю і обліку переміщення товарів і транспорту, при полігонних випробуваннях авіаційної техніки.

1 АНАЛІЗ ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ ПРИВАТНИХ БЕЗПРОВОДОВИХ МЕРЕЖ 4G. ЗМЕНШЕННЯ ЗАТРИМОК ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

1.1 Огляд сучасних тенденцій розвитку Private LTE

За прогнозом компанії Ericsson, в 2024 році переважна більшість користувачів будуть використовувати 4G. До цього часу кількість 5G користувачів складе 1,9 млрд осіб проти 5 млрд з LTE. Перші 4G мережі були запущені ще в 2009 році. Але, на думку фахівців, ця технологія не досягла своєї межі і буде розвиватися ще близько 5 років. Адже LTE можна розігнати до швидкості 1 Гб / сек. А ті 5G мережі, які запускаються зараз, використовують технологію LTE як базис.

Є ще одне порівняно новий напрям LTE-мереж, яке сей-годину активно розвивається - це приватні мережі для підприємств. Так званий Private LTE. Про нього ще не говорять масово, особливо в Україні. Але такі мережі цікаві як для бізнесу, так і для мобільних операторів. Саме в них простежується еволюція від LTE до 5G. Адже саме невелику приватну мережу доцільніше і ефективніше за все перемкнути на 5G. Якщо ми подивимося на звичайні мобільні мережі мобільних операторів, то вони мають свої особливості. У вас може бути хороша швидкість інтернету на одній вулиці, але як тільки ви зайдете за кут якогось будинку, то значок 4G на телефоні може зрадницьки перетворитися в 3G, а то і зовсім в EDGE. З різних причин це може відбуватися досить часто, що, звичайно, розчаровує користувачів, які хочуть мати гарну швидкість на всіх вулицях свого міста, на трасі або навіть в селі. Якщо ж абонентів в одному місці зібралось багато, швидкість інтернету у вас також буде кульгати. І якщо для звичайних користувачів такі проблеми можуть здатися хоч і трохи дратівливими, але не смертельними, то коли ми говоримо про промислових підприємствах, все набагато складніше. Деякі з них потребують мережі, які відповідали б ряду жорстких вимог, перш за все надійність, керованість і безпеку, друге зменшення затримок передачі даних чого звичайна мережа в більшості випадків забезпечити не може.

Private LTE мережа може бути як локальної, так і загальнонаціональної. Перший приклад - це якась фабрика, для якої потрібно створити окрему телеком-інфраструктуру. Тоді оператор буде їй локальну мережу, використовуючи частину своєї.

Можлива і споруда загальнонаціональної мережі. Вони потрібні для МНС, поліції, швидкої допомоги. Для цього використовується існуюче покриття мобільного оператора. Наприклад, в Україні оператор запустили LTE-1800. У найближчі рік-два в Україні запустять LTE -900. Тобто, буде велике покриття, загальнонаціональна мережа. І поліція, МНС або інші спецслужби можуть скористатися інфраструктурою мобільного оператора. В Америці, наприклад, так працює мережа Firstnet. Ви натискаєте кнопку телефону або радіостанції і відбувається груповий виклик. Ця мережа заробила в 2018 році.

Технології Private LTE будуть затребувані:

- Громадська безпека (Оціночна вартість приватних LTE / 5G мереж в 2023 році - \$ 2,7 - 2,9 млрд);
- Громадський порядок і заходи оборонного характеру (Оціночна вартість приватних LTE / 5G мереж в 2023 році - \$ 0,62-1,3 млрд);
- Комунальні служби (Оціночна вартість приватних LTE / 5G мереж в 2023 році - \$ 0,3-07 млрд);
- Нафтогазова промисловість (Оціночна вартість приватних LTE / 5G мереж в 2023 році - \$ 0,2 - 0,3млрд).

Також очікується, що ринок, пов'язаний з private networks в сфері ЖД складе в 2023 року \$ 0,2млрд, місця громадського користування - \$ 0,5 1,5 млрд, гірничодобувна промисловість - \$ 0,1 0,2 млрд, логістика - \$ 0 , 1 - 0,2 млрд, виробництво - \$ 0,4 - 0,9 млрд.

Як ми бачимо, найбільшу ринкову частку займає саме громадська безпека, комунальні служби і виробництво.

"У цих галузях одночасно відбуватимуться як модернізація телеком інфраструктури, так і впровадження нових цифрових сервісів. Це сервіси на базі таких технологій, як інтернет-речей і 5G с фокусом на автоматизацію і ефективність виробництва", - цитата технічного директора компанії Ericsson в Україні Сергія Терещука.

Якщо сказати по-простому, то приватна мережа будується майже так само як і звичайне покриття мобільного оператора. Компоненти ті ж. Відмінність в тому, що ця мережа має географічне обмеження - побудована тільки для якогось одного об'єкта. Цікава можливість полягає в тому, що при побудові приватних мереж фабрикам не обов'язково перебувати поряд один з одним. Вони можуть бути територіально рознесені: одна фабрика може бути в Броварах, а друга під Ужгородом або взагалі в Польщі. Інфраструктура, яка займається управлінням і аналі-

зом мережі, моніторингом, може перебувати централізовано в одному місці, окремо від фабрик.

Три основні варіанти управління такою інфраструктурою:

1 Самоконтроль

У тому випадку, якщо підприємство розгорнуло бізнес і побудувало мережу самостійно. У нього є можливість підтримувати персонал і самостійно займатися обслуговуванням.

2 На аутсорс

Мобільний оператор будує інфраструктуру, передає її для використання бізнесу і сам займається обслуговуванням.

3 На повному забезпеченні

Якщо є велика кількість приватних мереж, їх можуть взяти на обслуговування на умовах managed services. Коли будівництво, планування і обслуговування виконує вендор.

Так як закупити обладнання і побудувати мережу недостатньо, а потрібно ще отримати відповідну ліцензію на використання частот, найпростіше бізнесу звертатися саме до мобільних операторів. У оператора вже є ліцензія і процес буде набагато швидше і простіше.

У всьому світі зараз тренд - модернізація і діджиталізація. Більшість світових заводів будуть переходити на повністю автоматичну роботу. Так корейська компанія LG, наприклад, має намір через два роки відкрити виробництво де будуть працювати роботи. А компанія Ericsson недавно модернізувала заводи в Талліні (Естонія) і Нанкіні (Китай), де зараз збираються базові станції для мереж 5G. Зараз фабричні виробничі лінії підключені до мережі по дротах. І щоб їх модернізувати, потрібно робити демонтаж і прокласти нові мережі. Підключення по повітрю виявиться завданням набагато простіше.

"До стелажів з матеріалами підїжджає роботизований візок, бере компоненти, підвозить до виробничої лінії, де роботи збирають продукт. Після цього автономні навантажувачі вже забирають готові вироби і складують. Використовуються відеокамери, щоб визначити місце розташування транспортних засобів, робочого персоналу. Це не майбутнє, це сьогодні. Ці фабрики вже реалізовані", - цитата технічного директора компанії Ericsson в Україні Сергія Терещука. Нові виробничі лінії зазвичай рясніють різними сервісами інтернету речей. Наприклад, якщо потрібно організувати моніторинг - ставлять камери з можливістю зйомки з високою роздільною здатністю (4K). Так можна в автоматичному режимі моніто-

рити стан виробництва: температуру, тиск, рівень шуму, забруднення. І приватні мережі на базі технології LTE (а в найближчому майбутньому на базі 5G) будуть відігравати вирішальну роль в побудові виробництва майбутнього.

1.2 LTE офісного призначення, що працюють в неліцензованому діапазоні

Якщо компанія Qualcomm і її партнери зуміють вивести стільникові мережі за межі зони відповідальності операторів мобільного зв'язку, в бездротовій мережі підприємств цілком можуть з'явитися засоби підтримки технології LTE.

Intel, Ericsson і Nokia, об'єднавши свої зусилля з Qualcomm, сформували галузеву групу MulteFire Alliance, яка буде займатися розробкою і просуванням LTE на частотах, які зараз використовуються підприємствами для побудови мереж Wi-Fi і не потребують отримання ліцензії.

Можливо, появи мереж LTE на підприємствах доведеться чекати досить довго. В цілому галузь вже готова задовольнити потреби компаній в бездротового зв'язку всередині приміщень, хоча базові станції для малих сот з'явилися відносно недавно і призначені головним чином для провайдерів сервісів зв'язку. Але якщо підприємство має потребу у власній мережі або йому потрібно щось більше, ніж приватна локальна мережа, розгортання LTE в неліцензованому діапазоні може стати затребуваним рішенням.

Сьогодні мережі LTE використовують ліцензований спектр частот, який ексклюзивно виділяється одному оператору, як правило, оператору мобільного зв'язку. З огляду, що процедура отримання ліцензованого спектру частот дуже складна і як правило вимагає великих витрат, Qualcomm і ряд інших компаній пропонують шляхи використання LTE на неліцензованому частотах, наприклад, на частоті 5 ГГц, яка використовується в мережах Wi-Fi. І якщо до цих пір велика частина мереж LTE, що працюють в неліцензованому діапазоні, підключалася до мереж операторів, то тепер Qualcomm пропонує використовувати їх без будь-яких ліцензованих частот.

Технологія MulteFire, що базується на розробках Qualcomm, дозволить розгорнути малі стільники LTE на території підприємств. У мережах LTE частотний спектр використовується ефективніше, ніж в мережах Wi-Fi, завдяки чому тут можна реалізувати додаткові функції, наприклад, передавати користувачів між сотами, зменшити затримці передачі даних.

Вигоди від впровадження MulteFire можуть виявитися ще більш відчутними на стадіонах і великих аренах, де їх власники або провайдери розгорнуто мережі для швидкої передачі даних. Такі мережі можуть бути зроблені «нейтральними» - тобто доступними абонентам самих різних операторів, і користувачам не доведеться підключатися до мереж, що використовують ліцензовані частоти, і координувати свої сигнали з найближчими сотами мобільного зв'язку. Власники телефонів, що підтримують MulteFire, увійшовши на стадіон, зможуть автоматично використовувати працюючу там мережу.

Але сьогодні MulteFire стикається з тими ж труднощами, що й неліцензовані мережі LTE звичайних операторів мобільного зв'язку. Виробники і абоненти стверджують, що технологія LTE не дозволяє використовувати ті ж канали, що і Wi-Fi без істотного зниження продуктивності мереж Wi-Fi. В індустрії зв'язку активно намагаються знайти способи, які забезпечують співіснування двох різновидів мереж.

MulteFire Alliance допоможе розробляти глобальні технічні специфікації, сертифікувати продукти і пропонувати сценарії використання технології, які гарантували б, що MulteFire і Wi-Fi не будуть заважати один одному. Один з перших кроків в цьому напрямку - включення функції прослуховування перед передачею (Listen Before Talk, LBT), яка передбачає спробу виявлення присутності поблизу себе іншої станції і узгодження своєї роботи з нею таким чином, щоб зменшити негативний вплив інтерференції сигналів; на її обов'язкового продажу в неліцензованому мережах LTE наполягають регулятори в Європі і Японії.

1.3 Приклад побудови приватної мережі LTE

Розглянемо приклад побудови приватної мережі LTE для відеоспостереження. Оскільки в Україні вимоги до використання приватних мереж LTE що не визначені, то задіємо частотний ресурс і обладнання, що застосовується в Сполучених Штатах. Зменшення затримок передачі даних в цей мережі досягається за рахунок:

- відсутнє перевантаження, кількість пристрів відеоспостереження фіксовано, сумарний трафік узгоджений;
- кожний з пристрів відеоспостереження закріплений за своєю сотою, таким чином відпадає необхідність у перекиданні споживача з однієї соті в іншу;

- радіус соти обмежений в 5 км, що гарантує роботу з мінімальними затримками.

Для роботи приватної мережі LTE необхідні три основних компонента:

Пристрій CBRS.

Базова станція LTE.

Розвинуте пакетне ядро (EPC).

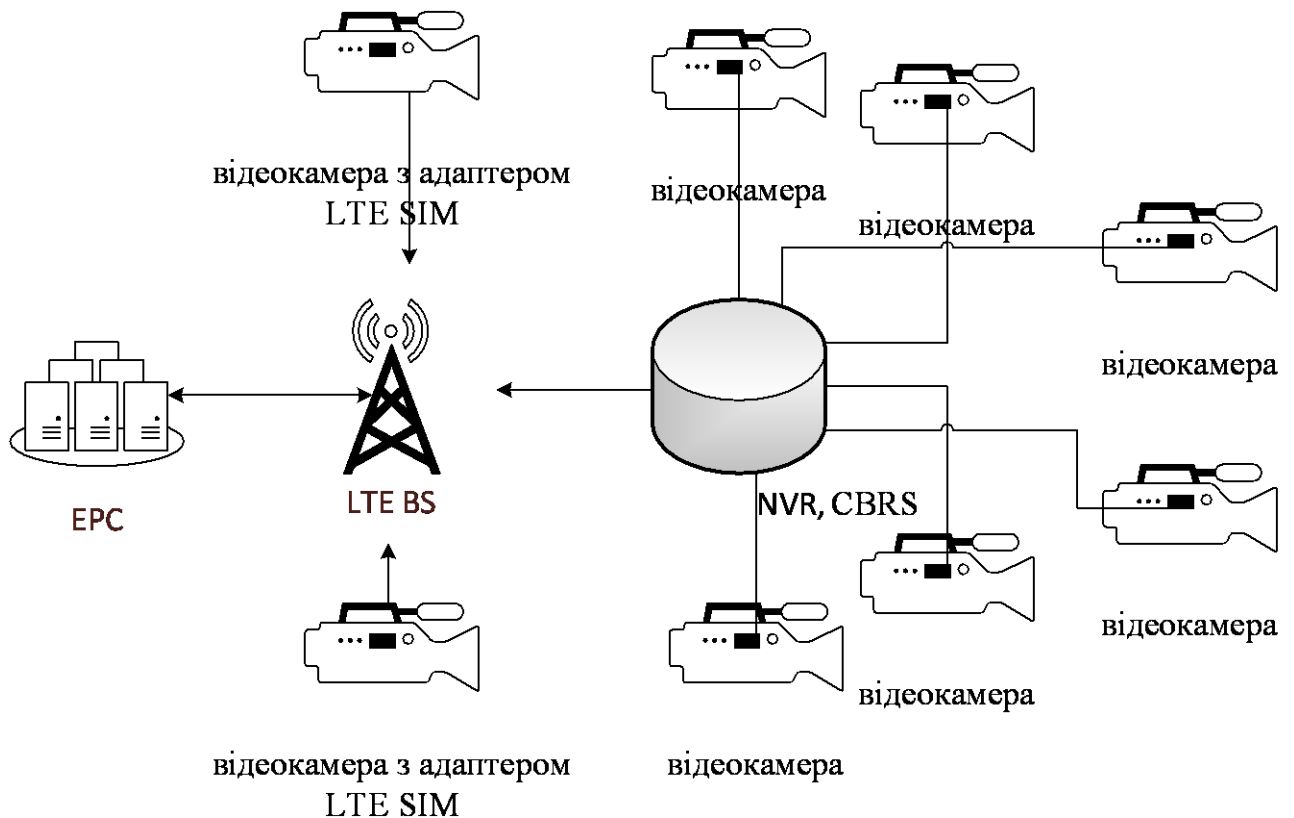


Рисунок 1.1 – Структура приватної мережі LTE відеоспостереження

Пристрій CBRS

Першим компонентом приватної мережі LTE є пристрій з підтримкою CBRS. CBRS розшифровується як Citizen Broadband Radio Service і являє собою смугу частот мовлення 3,5 ГГц, зарезервовану для певних бездротових послуг в Сполучених Штатах. Повний діапазон частот становить від 3550 до 3700 МГц, що становить 150 МГц. CBRS був випущений FCC як додатковий спектр для нових користувачів мобільного широкопasmового доступу.

Пристроєм CBRS можуть бути смартфони, відеокамери, датчики і т. д. Хоча відеокамера з адаптером LTE SIM може вважатися пристроєм CBRS, тим не менш, для багатоканальних систем відеоспостереження потрібні можливості при-

строю, що запам'ятовує і уніфіковане управління для всіх відеокамер. Хорошим рішенням є використання мережевого відеореєстратора (NVR) з підтримкою CBRS для відеоаналітики, зберігання і зв'язку.

NVA-3000 від Lanner - це мережевий відеореєстратор корпоративного рівня для відеоспостереження і машинного зору.



Рисунок 1.2 – NVR NVA-3000 з підтримкою CBRS

Іншим рішенням NVR для суворих умов, таких як робота в умовах проведення спеціальних операцій військовими, службами забезпечення правопорядку є LEC-2580 від Lanner.



Рисунок 1.3 – NVR LEC-2580 з підтримкою CBRS

Цей NVR може бути встановлений в місцях з екстремальними умовами навколишнього середовища, та буде записувати й аналізувати відео в цифровому форматі і відправляти його по приватної мережі LTE.

Базова станція LTE і EPC

Коли пристрій CBRS хоче використовувати приватну мережу LTE, він повинен спочатку авторизуватися системою розподілу спектра (SAS), щоб уникнути

перешкод для інших користувачів. SAS зазвичай вбудований в базову станцію LTE.

Базова станція LTE - це «осередок», який надає бездротові послуги пристрою CBRS і підключає його до EPC, який є головним контролером і центральним мозком мережі LTE. В даний час EPC зазвичай розгортаються в приміщеннях центру обробки даних і вимагають значних ресурсів. Але можлива реалізація EPC-as-a-Service в хмарі або в гібридних середовищах.

Приватний шлюз LTE

Важливим вторинним компонентом приватної мережі LTE є шлюз LTE. Це пристрій можна використовувати в автомобілях, будинках, системах спостереження або в будь-якому іншому місці, де потрібен доступ до приватної мережі LTE. Цей шлюз дійсно корисний для підключення пристроїв, які ще не сумісні з CBRS.

Модуль LTE, такий як PGN-600 від Lanner, може надати доступ до CBRS і до частот, що виділені до роботи.



Рисунок 1.4 – Шлюз LTE PGN-600

Додавання попередньо сертифікованого модуля PGN-600 на платформу NVR може зробити цей пристрій шлюзом CBRS. Більшість платформ Lanner NVR, таких як V3S, V6S, R6S, NVA-3000 і LEC-2580, поставляються зі слотами PCIe, які дозволяють інтегрувати модуль LTE.

2 МЕХАНІЗМИ, ЩО ВПЛИВАЮТЬ НА ЗАТРИМКИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ У МЕРЕЖІ LTE

Низька затримка – важливий чинник, що забезпечує можливість роботи ІВМ. Робота ІВМ ОЕСТВ відбувається в реальному часі, тому збільшення затримки може привести до зриву супроводу цілі.

Затримка і її вплив на якість зв'язку.

У мережі, заснованої на пакетному обміні, зв'язок між затримкою і пропускнуою спроможністю неоднозначна і складна в визначенні. При цьому час очікування складається з наступних компонентів:

- затримка серіалізації – час, необхідний порту для передачі пакета;
- затримка поширення – час, необхідний біту інформації для досягнення приймача (обумовлюється законами фізики);
- затримка при перевантаженні – час, який кадр проводить у вихідній черги елемента мережі;
- затримка передачі – час, який мережевий елемент витрачає на аналіз, обробку і передачу пакета.

Для передачі команд керування і відеопотоку в ІВМ ОЕСТВ передбачається використовувати найбільш досконалу на сьогоднішній день технологію Long Term Evolution (LTE) .

2.1 Технологія LTE

LTE (Long-Term Evolution - довготривалий розвиток, часто позначається як 4G LTE) - стандарт бездротової високошвидкісної передачі даних для мобільних телефонів і інших терміналів, що працюють з даними [1]. Він заснований на GSM / EDGE і UMTS / HSPA мережевих технологіях.

Метою LTE було збільшення пропускнуої спроможності і швидкості з використанням нового методу цифрової обробки сигналів і модуляції. Ще однією метою було реконструювати і спростити архітектуру мереж, заснованих на IP, значно зменшивши затримки при передачі даних в порівнянні з архітектурою 3G мереж. Бездротовий інтерфейс LTE є несумісним з 2G і 3G, тому він повинен працювати на окремій частоті.

Специфікація LTE дозволяє забезпечити швидкість завантаження до 326,4 Мбіт / с, швидкість віддачі до 172,8 Мбіт / с, а затримка в передачі даних може бути знижена до 5 мілісекунд.

Згідно з вимогами до системи LTE, при радіусі соти в 5 км, всі вимоги до спектральної ефективності, пропускної спроможності і роботи з мінімальними затримками повинні виконуватися. При радіусі соти в 30 км допускається погіршення в показниках продуктивності [3].

Для забезпечення передачі даних між базовою станцією (БС) і абонентською станцією – ОЕСТВ, технологією LTE підтримується як частотний (FDD), так і часової дуплекс (TDD). Для частотного дуплексу визначено 15 парних частотних діапазонів (частоти від 800 МГц до 3.5 ГГц), а для часового – 8. При цьому, ширина радіоканалу може бути різною. Можливі наступні значення: 1.4, 3, 5, 10, 15 і 20 МГц. Як систем множинного доступу в LTE використовуються OFDMA в низхідному каналі і SC-FDMA в висхідному каналі.

При використанні технології OFDMA весь наявний спектр розбивається на піднесучі, ортогональні один одному. Залежно від використовуваної ширини каналу загальна кількість тих, що піднесуть може бути 72, 180, 300, 600, 900 або 1200. Кожна з тих, що піднесуть може мати свій вид модуляції [3].

У висхідному каналі LTE використовується технологія множинного доступу SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Відмінність SC-FDMA від OFDMA полягає в тому, що в SC-FDMA використовується додаткова обробка сигналу для зниження пік-фактора. У SC-FDMA як такої додаткової обробки сигналу використовується перетворення Фур'є [4]. Як в низхідному, так і в висхідному каналі можуть використовуватися такі види модуляції: QPSK, 16QAM, 64QAM. Адаптивний вибір даних видів модуляції забезпечує необхідну швидкість передачі інформації і якість обслуговування.

Стандарт LTE також підтримує технологію передачі MIMO (Multiple Input Multiple Output), яка дозволяє істотно збільшити пікову швидкість передачі даних і значення спектральної ефективності. Технологія MIMO полягає в тому, що при передачі і прийомі даних використовується кілька антен. Різні антени можуть передавати одні й ті ж дані, в цьому випадку підвищується надійність передачі даних. Також різні антени можуть передавати різні потоки даних, при цьому збільшується швидкість передачі даних [5]. Максимально в низхідному каналі технологією LTE підтримується схема 4x4 (на передавальній і приймальній стороні використовується по чотири антени). У цьому випадку швидкість передачі даних

може бути збільшена до 4-х разів (в дійсності трохи менше через збільшення кількості пілотних сигналів).

При використанні технології MIMO і ширині каналу 20 МГц максимальна швидкість передачі даних може досягати 300 Мбіт/с в низхідному каналі і 170 Мбіт/с у висхідному.

У таблиці 2.1 приводяться значення швидкостей передачі, підтримувані конфігурації MIMO і типів модуляцій для кожної категорії абонентської станції (АС). Кожна ОЕСТВ в мережі є абонентська станція.

Таблиця 2.1 – Характеристики мобільних пристроїв LTE

Категорія АС	низхідний канал (DL)			висхідний канал (UL)	
	Максимальна кількість біт в підкадрі	Максимальна кількість біт в транспортному блоці	MIMO	підтримка 64 QAM	Максимальна кількість біт в транспортному блоці
1	10296	10296	–	Нет	5160
2	51024	51024	2×2	Нет	25456
3	102048	75376	2×2	Нет	51024
4	150752	75376	2×2	Нет	51024
5	299552	149776	4×4	Да	75376
6	301504	75376	2×2	Нет	51024
		149776	4×4		
7	301504	75376	2×2	Нет	102048
		149776	4×4		
8	2998560	299856	8×8	Да	149776

У низхідному каналі значення максимальної швидкості передачі в залежності від категорії присвоєної АС будуть наступні: 10, 50, 100, 150, 300, 300, 300 Мбіт/с. Для висхідного каналу вибираємо значення максимальної швидкості передачі 1.5 Гбіт/с. У таблиці 2.2 наведені значення необхідного розміру буфера на MAC рівні в залежності від категорії АС [6,7].

Таблиця 2.2 – Значення розміру буфера на MAC рівні

Категорія АС	1	2	3	4	5	6	7	8
Розмір буфера на MAC рівні, байт	150000	700000	1400000	1900000	3500000	3300000	3800000	43300000

2.2 Частотні діапазони LTE

У таблиці 2.3 наведені частотні діапазони для LTE при використанні FDD дуплексу [8]. Слід зазначити, що частотні діапазони з 1-го по 14-ий збігаються з частотними діапазонами, які використовуються мережами UMTS. А також те, що в частотних діапазонах 13 і 14 висхідний канал передається на більш високих частотах, ніж спадний. Частотні діапазони з номерами 15 і 16 визначено для використання іншими технологіями.

Таблиця 2.3 – Частотні діапазони при використанні FDD дуплексу

№	Частотний діапазон в висхідному каналі, МГц	Частотний діапазон в низхідному каналі, МГц	Ширина каналу, МГц
1	1920–1980	2110–2170	2×60
2	1850–1910	1930–1990	2×60
3	1710–1785	1805–1880	2×75
4	1710–1755	2110–2155	2×45
5	824–849	869–894	2×25
6	830–840	875–885	2×10
7	2500–2570	2620–2690	2×70
8	880–915	925–960	2×35
9	1749,9–1784,9	1844,9–1879,9	2×35
10	1710–1770	2110–2170	2×60
11	1427,9–1452,9	1475,9–1500,9	2×25
12	698–716	728–746	2×18
13	777–787	746–756	2×10
14	788–798	758–768	2×10
17	704–716	734–746	2×12

У таблиці 2.4 наведені частотні діапазони для LTE при використанні TDD дуплексу [8].

Таблиця 2.4 – Частотні діапазони при використанні TDD дуплексу

№	Частотний діапазон, МГц	Ширина каналу, МГц
33	1900–1920	20
34	2010–2025	15
35	1850–1910	60
36	1930–1990	60
37	1910–1930	20
38	2570–2620	50
39	1880–1920	40
40	2300–2400	100

Технологія LTE підтримує канали різної ширини. У табл.2.5 наведені можливі варіанти каналів, а також доступне кількість ресурсних блоків в кожному з них [2].

Таблиця 2.5 – Можливі варіанти каналів, а також доступне кількість ресурсних блоків

	Ширина каналу, МГц					
	1,4	3	5	10	15	20
Кількість ресурсних блоків	6	15	25	50	75	100
Кількість піднесучих	72	180	300	600	900	1200

Слід зазначити, що робота мережі LTE здійснюється з коефіцієнтом перевикористання частот 1, тобто всі БС працюють на одній несучій. Внутрішньосистемні перешкоди в даній системі мінімізуються завдяки частотно-селективного диспетчеризації, координації перешкод між сотами, гнучкому частотному плану. Для ОЕСТВ в центрі будь-якої соти можуть виділятися ресурси з усієї смуги каналу. ОЕСТВ на краях сот виділяються ресурси тільки з певних піддіапазонів. Таким чином, в кожній соте відомо, в якому піддіапазоні концентруються перешкоди на її кордонах. Положення ОЕСТВ, на краю соти або поблизу БС, ідентифікується по періодичним звітам АС про рівні сигналів сусідніх сот. Однак, все ж проблема

внутрішньосистемних перешкод присуття особливо на кордонах сот, що в свою чергу впливає на пропускну здатність мережі та обмеження в наданні доступу.

2.3 Опис фізичного рівня LTE

Стандарт LTE на фізичному рівні використовує технологію Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [9,10]. Ця технологія вирішує проблему усунення межсимвольної інтерференції, яка виникає при високошвидкісній передачі даних через поширення багатопроменевого сигналу.

У специфікації для вказівки різних тривалостей по осі часу використовується поняття часової одиниці:

$$T_s = \frac{1}{15000 \cdot 2048} = 3,2552 \cdot 10^{-8} \text{ с.}$$

Передача по радіоканалу здійснюється кадрами довжиною $T_f = 307200 \cdot T_s = 10 \text{ мс}$. При цьому підтримуються дві структури кадрів. Одна для випадку частотного дуплексу (FDD), інша – для часового дуплексу (TDD).

Структура кадрів. Кожен кадр FDD складається з 20 слотів довжиною $T_{slot} = 15360 \cdot T_s = 0,5 \text{ мс}$, включає в себе слоти з номерами $2i$ та $2i + 1$ [11].

На рисунку 2.1 зображена структура кадру для випадку FDD [6].

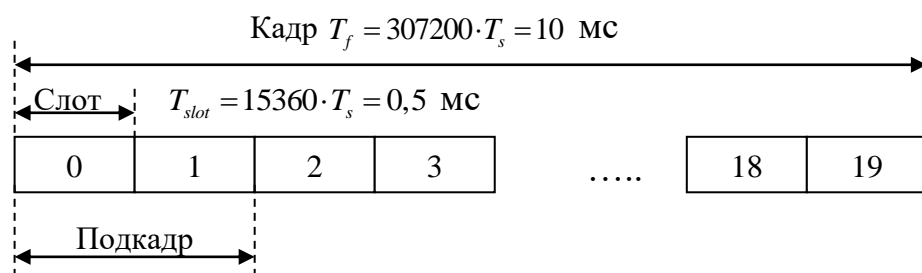


Рисунок 2.1 – Структура кадру для випадку FDD

У разі FDD спадний (DL) і висхідний (UL) канали передаються на різних частотах, тому в кожному 10 мс інтервалі часу є 10 підкадрів для передачі «вниз» і 10 підкадрів для передачі «вгору».

Кадр TDD (рисунок 2.2) так само складається з 10 підкадрів довжиною 1 мс.

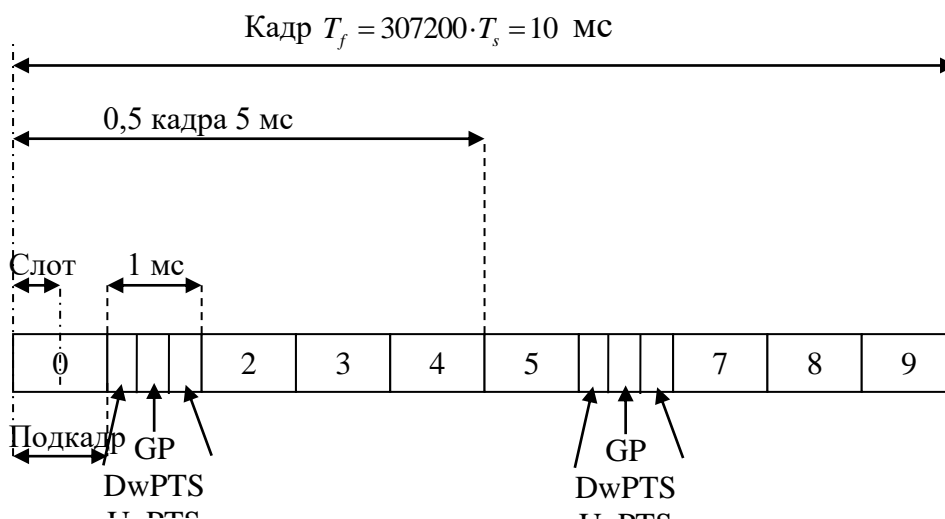


Рисунок 2.2 – Структура кадру для випадку TDD з 5 мс перемиканням

Однак, на відміну від FDD випадку, в TDD випадку в деяких підкадрів йде передача «вниз», а в деяких «вгору». Крім цього, існують спеціальні підкадрів, які складаються з трьох частин: DwPTS – поля передачі «вниз», GP – захисного інтервала і UpPTS – поля передачі «вгору». Підтримуються дві можливі конфігурації періодичності перемикання з періодом перемикання 5 мс і 10 мс. У разі перемикання з періодом 10 мс спеціальний підкадрів присутній тільки в першій половині кадру. У випадку ж з 5 мс перемиканням спеціальний підкадрів існує в обох половинах кадру (рисунок 2.2).

У таблиці 2.6 представлені всі можливі конфігурації при TDD [6].

Таблиця 2.6 – Можливі конфігурації при TDD

Конфігурація	Період перемикання, мс	Номер підкадрів									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

У таблиці літерою «D» позначені підкадрів, в яких здійснюється передача «вниз», «U» – підкадрів передачі «вгору», а «S» – спеціальні підкадрів. Як видно з таблиці, в підкадрів 0 і 5 завжди здійснюється передача «вниз», а в підкадрів, наступним за спеціальним, завжди здійснюється переду «вгору».

Характеристики каналного ресурсу. При використанні технології OFDM передача даних здійснюється на безлічі частотних піднесуть. При відстані між поднесущими $\Delta F = 15$ кГц (Опціонально можливий ще варіант з 7,5 кГц) тривалість OFDM символу становить $\frac{1}{\Delta F} = 66,7$ мкс. У кожному слоті (0,5 мс) передають 6 або 7 OFDM символів в залежності від тривалості циклічного префікса. Тривалість циклічного префікса дорівнює $T_{cp} = 160 \cdot T_s = 5,2$ мкс перед першим символом і $T_{cp} = 144 \cdot T_s = 4,7$ мкс перед іншими символами. Також є можливість використання розширеного циклічного префікса тривалістю $T_{cp} = 512 \cdot T_s = 16,7$ мкс. В цьому випадку в одному слоті передаються 6 OFDM символів. На рисунку 2.3 представлені обидва варіанти структури слота.

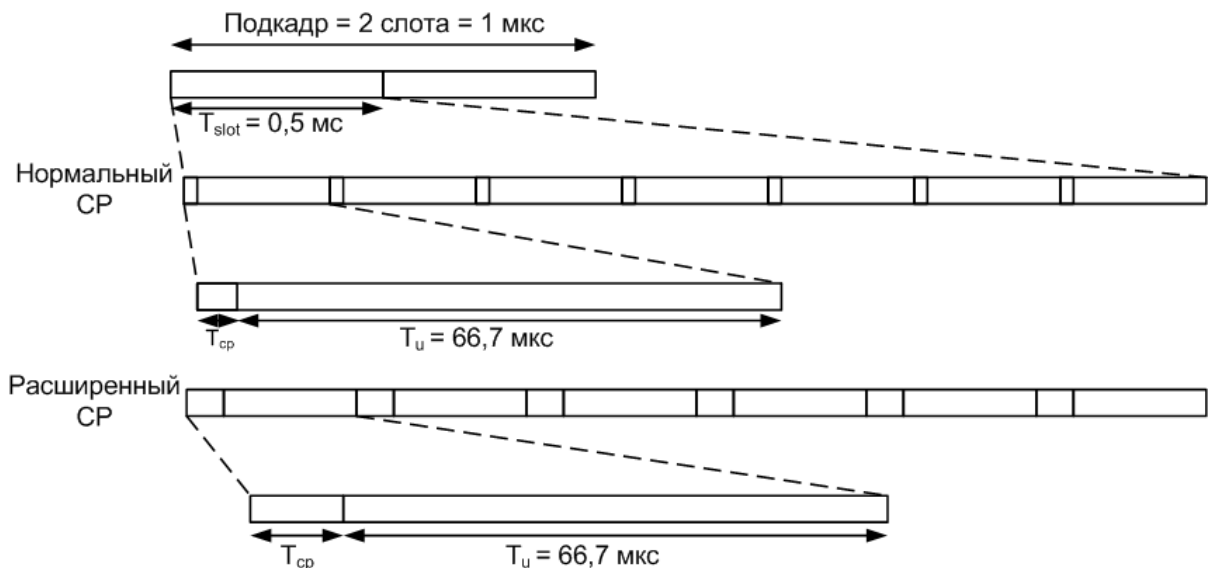


Рисунок 2.3 – Варіанти структури слота

Весь каналний ресурс розбивається на ресурсні блоки (РБ) [6]. Один блок складається з 12 розташованих поруч піднесуть, що займають смугу 180 кГц, і одного тимчасового слота (6 або 7 OFDM символів загальною тривалістю 0.5 мс).

Кожен OFDM символ на кожній з тих, що піднесуть утворює ресурсний елемент (RE), який характеризується парою значень $\{k, l\}$, де k – номер поднесущей, l – номер символу в ресурсному блоці. При стандартній конфігурації (зі стандартною тривалістю циклічного префікса T_c , отже, з 7-ю OFDM символами в одному слоті) в низхідному каналі кожен ресурсний блок включає в себе $12 \cdot 7 = 84$ ресурсних елементів. На рисунку 2.4 наводиться схема ресурсного блоку із зазначенням ресурсних елементів, в яких передаються пілотні сигнали при стандартній довжині циклічного префікса. Частина з ресурсних елементів використовується для передачі пілотного сигналу, який використовується для синхронізації і оцінки стану радіоканалу [6].

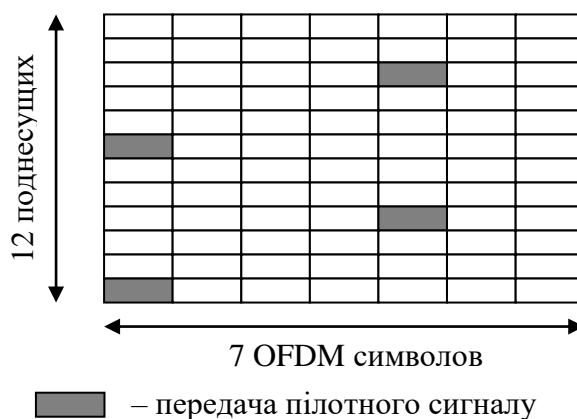


Рисунок 2.4 – Схема ресурсного блоку

При висхідній передачі використовують ті ж поняття ресурсного блоку та підкадрів. При цьому виділення ресурсу призначеним для користувача пристроїв відбувається на всю тривалість підкадрів.

2.4 Вимірювання в LTE

Під час процедур підключення ОЕСТВ до мережі, вибору стільниці, а також процедури хендовера, необхідно знати сигнал якої потужності приймає ОЕСТВ від кожної доступної в даній точці БС, щоб вибрати соту з максимально можливим сигналом. Для цього ОЕСТВ проводить спеціальні вимірювання, в рамках яких обчислюється значення RSRP [6].

RSRP (Reference Signal Received Power) – це середнє значення потужності прийнятих пілотних сигналів (Reference Signal). При повідомленні БС RSRP передається не його значення, а індекс з таблиці 2.7.

Таблиця 2.7 – Індеси і відповідні значення RSRP

Індекс	Значення RSRP, дБм
0	$RSRP < -140$
1	$-140 \leq RSRP < -139$
2	$-139 \leq RSRP < -138$
.....
n	$n-139 \leq RSRP < n-140$
.....
96	$-45 \leq RSRP < -44$
97	$-44 \leq RSRP$

У мережі LTE кожні 0,5 мс проводять виміри характеристик каналу, і кожні 40 мс відправляються звіти про середні значення виміряних параметрів [7].

2.5 Якість обслуговування в LTE (Quality of Service)

Для того, щоб забезпечити дотримання параметрів QoS для безлічі ОЕСТВ, створюються різні EPS потоки. Всі можливі EPS потоки можна розбити на дві групи: потоки з гарантованою мінімальною швидкістю передачі (Minimum Guaranteed Bit Rate, GBR) і потоки без гарантій по швидкості передачі даних (Non-GBR) [6].

GBR потоки. Потоки цього типу мають задане значення мінімальної швидкості передачі, яке встановлюється під час процедур створення потоку або його зміни. При цьому, можлива передача даних з більшою швидкістю, ніж мінімально встановлена, якщо є вільні ресурси. Також може бути встановлено обмеження на максимальну швидкість передачі даних (Maximum Bit Rate, MBR). Потоки такого типу використовуються, наприклад, при передачі VoIP трафіку.

Non-GBR потоки. Потоки даного типу не гарантують ніякої мінімальної швидкості передачі даних.

На ділянці між БС і ОЕСТВ забезпеченням параметрів QoS займається БС. Для цього кожному потоку приписаний ідентифікатор QoS класу (QoS Class Identifier, QCI). Кожен QCI визначає значення для наступних параметрів QoS: пріоритет, допустима затримка і допустима кількість втрачених пакетів. У таблиці 2.8 наводиться визначене безліч QCI і їх характеристики [6].

Таблиця 2.8 – Безліч QCI і їх характеристики

QCI	Тип	Пріоритет	Допустима затримка, мс	Допустимі втрати
1	GBR	2	100	10^{-2}
2	GBR	4	150	10^{-3}
3	GBR	5	300	10^{-6}
4	GBR	3	50	10^{-3}
5	Non-GBR	1	100	10^{-6}
6	Non-GBR	7	100	10^{-3}
7	Non-GBR	6	300	10^{-6}
8	Non-GBR	8	300	10^{-6}
9	Non-GBR	9	300	10^{-6}

Як правило, значення пріоритету і допустимої затримки визначають: яким чином планувальник на БС буде обробляти пакети даних. Якщо значення допустимих втрат одно 10^{-6} , то буде використовуватися передача з підтвердженням.

2.6 Характеристики LTE-Advanced

2.6.1 Мінімальні вимоги для системи IMT-Advanced

Спектральна ефективність на сектор. Максимальні значення спектральної ефективності на сектор в низхідному каналі 3 біт/с/Гц/сектор і в висхідному каналі 2.25 біт/с/Гц/сектор. І мінімальні параметри в низхідному каналі 1.1 біт/с/Гц/сектор і в висхідному каналі 0.7 біт/с/Гц/сектор [6]. Наведені значення визначені з припущення, що при низхідній передачі використовується 4 передавальні антени та 2 прийомні (4×2), а при висхідній – 2×4 [3].

Пікова спектральна ефективність. Мінімальні вимоги для пікової спектральної ефективності в низхідному каналі 15 біт/с/Гц і в висхідному каналі 6.75 біт/с/Гц. Ці значення визначені з припущення, що при низхідній передачі використовується 4 передавальні антени та 4 прийомні (4×4), а при висхідній – 2×4.

Виходячи з наведених вище значень пікової спектральної ефективності, можна обчислити теоретичну пікову пропускну здатність. Наприклад, для низхідного каналу з смугою 40 МГц вона становить 600 Мбіт/с, а з смугою 100 МГц – 1500 Мбіт/с. І відповідно для висхідного каналу з смугою 40 МГц – 270 Мбіт/с, а з смугою 100 МГц – 675 Мбіт/с.

У таблиці 2.9 наведено порівняння вимог LTE Rel.8 і LTE-Advanced.

Таблиця 2.9 – Порівняння вимог LTE Rel.8 і LTE-Advanced

Параметр	LTE Rel.8	LTE-Advanced
Ширина каналу	До 20 МГц	До 100 МГц
Пікова спектральна ефективність:		
– спадний канал	16 біт/с/Гц	16 (30)* біт/с/Гц
– висхідний канал	4 біт/с/Гц	8,1 (16,1)** біт/с/Гц
Затримка:		
– сигнальні дані	50 мс	50 мс
– користувальницькі дані	4,9 мс	4,9 мс

* – значення наведені для конфігурації 4×4, а дужках – 8×8; ** – значення наведені для конфігурації 2×2, а дужках – 4×4.

Затримка.

Площина управління. Як правило, вимоги до затримки в площині управління задаються на час переходу АС з одного стану в інший (наприклад, з пасивного в активний). Згідно з вимогами ІТУ час переходу з пасивного режиму в активний режим має бути менше 100 мс.

Передача даних користувача. Затримка передачі призначених для користувача даних визначається як період часу між моментом, коли пакет даних доступний на ІР рівні на АС/БС, і моментом, коли цей же пакет доступний на ІР рівні на БС/АС. ІМТ-Advanced системи повинні забезпечувати затримку передачі даних менше, ніж 10 мс в умовах незавантаженої системи при передачі малих ІР пакетів. Дана вимога відноситься як до низхідного, так і до висхідного каналу.

2.7 Оптимізація затримок в технології LTE

Затримка має великий вплив на ефективність роботи ІВМ. Видається неможливим скоротити затримки без зниження transmission time interval (TTI). Round trip time (RTT) в GSM/EDGE – мережах становить близько 150 мс. WCDMA-мережі ще більше зменшують затримку, в технології HSDPA вона становить близько 80 мс, технологія Enhanced Uplink (HSUPA) дозволяє домогтися ще більшого зменшення затримки.

Подальша еволюція вже в поколінні 4G прагне (серед інших цілей) зменшити затримки до рівня близько 5 мс. Основні механізми для скорочення затримки включають: скорочення Time Transmit Intervals (TTI) і прискорення механізмів зворотного зв'язку (HARQ процедури) [7]. Скорочення TTI істотно зменшує затримку. TTI в EDGE становить 20 мс, WCDMA скорочує TTI до 10 мс, в HSDPA вона доведена до рівня 2 мс, технологія LTE скорочує її до 0,5 мс. Для тактової синхронізації передавача, через зворотний зв'язок передається інформація за допомогою radio link control (RLC). Протокол RLC зазвичай працює в режимі підтвердження, який вимагає ретрансляцію втрачених радіоблоків. Підтвердження забирає багато часу, тому що організація зворотного каналу вимагає, щоб приймач періодично відправляв (на вимогу):

- підтвердження про радіопередачу;
- інформацію про поточний стан радіообстановки.

Швидкій зворотний зв'язок дозволяє передавачу швидше ретранслювати втрачені дані і робить радіопередачу більш ефективною. Поставивши більш жорсткі вимоги до часу реакції і домогшись швидкого реагування на невдалі радіопередачі, можна домогтися того, що втрачені радіоблок ретранслюється набагато швидше, що в свою чергу скорочує затримки. Можна скоротити час затримки ще більше, об'єднавши швидкій зворотний зв'язок і знижене значення TTI.

З огляду на вимоги до скорочення затримок і накладних витрат, має сенс розглянути архітектуру системи, яка містить менше вузлів мережі, так як це знижує загальний обсяг протоколів обробки. Менша кількість вузлів може також привести до більш простої оптимізації радіоінтерфейсів протоколів, наприклад, шляхом злиття деяких протоколів даних управління. Таким чином, для ІВМ ОЕСТВ доцільно використовувати топологію зірка.

Концепція затримок в LTE. Боротьба за зниження затримок має місце в даних управління і даних користувача. 3GPP визначила це в TR 25.913 [12]. Затримка в даних управління пов'язана з перехідними станами обладнання мережі:

- час переходу з режиму очікування в активний стан. Затримка повинна становити не менше 100 мс;
- час переходу між неактивним (бездіяльним) станом і активним станом становить менше 50 мс.

Можливість досягнення високих швидкостей передачі даних багато в чому залежить від коротких затримок в системі, і причиною цьому є коротка тривалість кадру. У LTE тривалість кадру встановлена максимально коротка 0.5 мс для зведення до мінімуму радіоінтерфейсних затримок.

Затримка в даних управління. Наступні елементи сприяють затримці в даних контролю:

- затримка при передачі;
- ретрансляція для надійної передачі;
- eNode B/UE L1/L2/L3.

Загальна затримка для повідомлення може скласти 5–100 мс.

Затримка в даних користувача. В 3GPP немає чіткого визначення затримки в даних користувача. Оцінка, представлена в роботі [14], показують, що немає великої різниці в методах, що в свою чергу робить можливим досягнення затримки в даних користувача до рівня в 5 мс.

Таким чином, за рахунок скорочення процедур, що контролюють роботу мережі і відповідно обсягу даних команд управління сумарну затримку передачі даних між БС і ОЕСТВ можна вже на цьому етапі розвитку технології LTE довести до 10 мс.

3 АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ ОЕСТВ В ІВМ

Супровід цілі кожної ОЕСТВ відбувається незалежно від інших станцій. Супровід відбувається в межах поля зору об'єктива камери. Таким чином від кожної ОЕСТВ в реальному масштабі часу отримуємо фрагмент запису переміщення цілі. Потім кожна станція пересилає файл відеозапису на базову станцію, де відбувається обробка матеріалу. Для побудови траєкторії переміщення цілі необхідно мати на кожному фрагменті запису доріжку синхронізації за часом [32].

3.1 Методи синхронізації оптико-електронних станцій траєкторних вимірювань в процесі супроводу цілі

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 (рисунок 3.1).

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 $f_{м.г} = 1/T_{м.г}$ і чим точніше вдається встановити рівність цих частот, тим точніше розпізнавати, у якому тактовому інтервалі передається символ 1, а в якому 0.

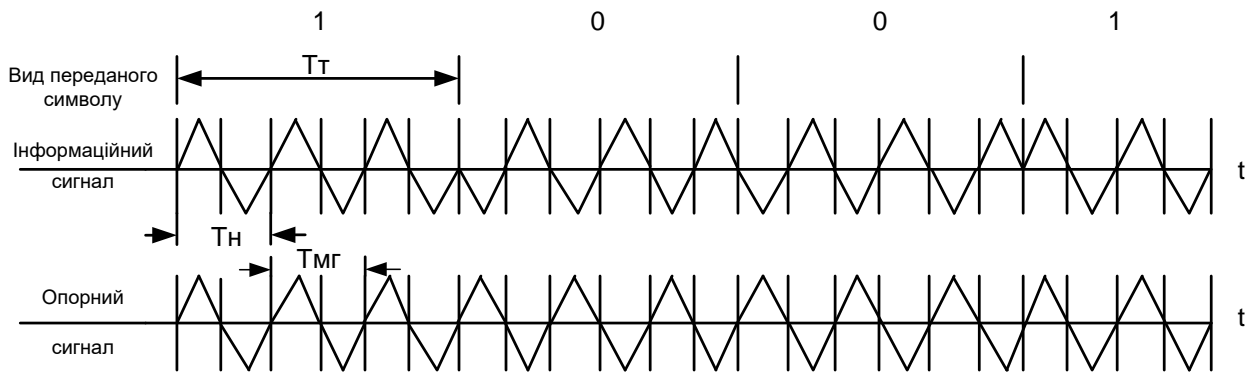


Рисунок 3.1 – Принцип когерентної фазової демодуляції сигналів

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 символівну (тактову) і фазову синхронізацію 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.

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

кома 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.

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.

Існує три різновиди систем ТМС [15–19]:

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

У системі синхронізації «від головного генератора» (рисунки 3.2) як ведучий генератор використовується первинний еталонний генератор (ПЕГ) з високою стабільністю частоти.

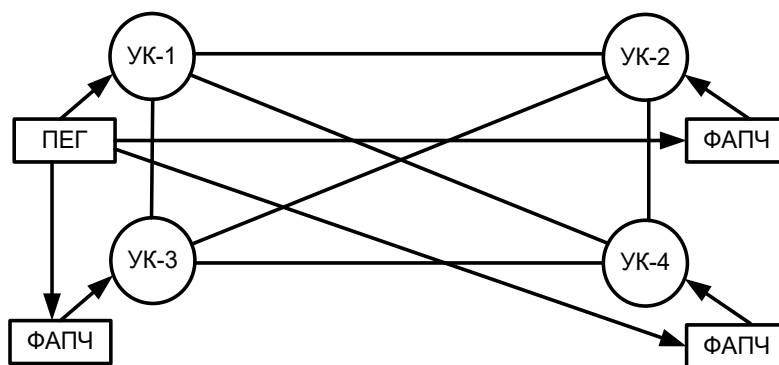


Рисунок 3.2 – Структурна схема тактової мережевої синхронізації виду «ведучий – ведений»

Ведені генератори (вторинні) реалізовані у вигляді фазових автопідлагоджувачів частоти (ФАПЧ). ПЕГ «веде» генератори фазових автопідлагоджування частоти з точністю до фази, так, що середня частотне розладжування 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 (рисунок 3.3) 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.

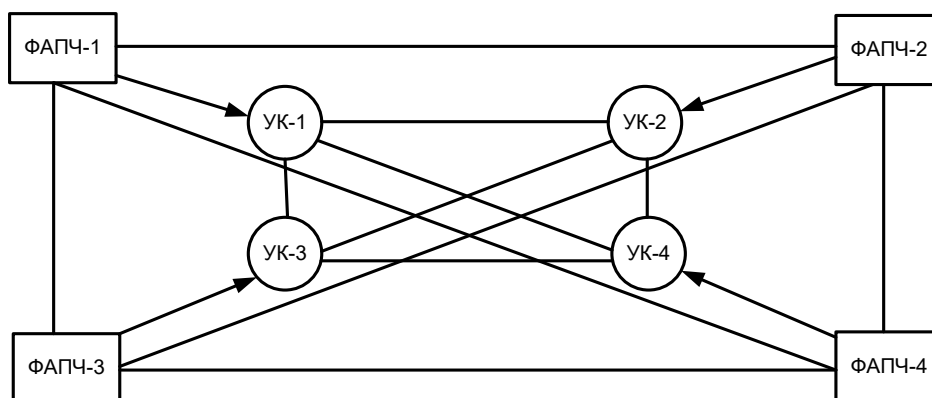


Рисунок 3.3 – Структурна схема системи взаємної синхронізації генераторів

Плезіохронна синхронізація (рисунок 3.4) є автономною системою синхронізації. У цьому випадку генераторне обладнання окремих вузлів комутації й ЦСП синхронізується автономно від первинних еталонних генераторів.

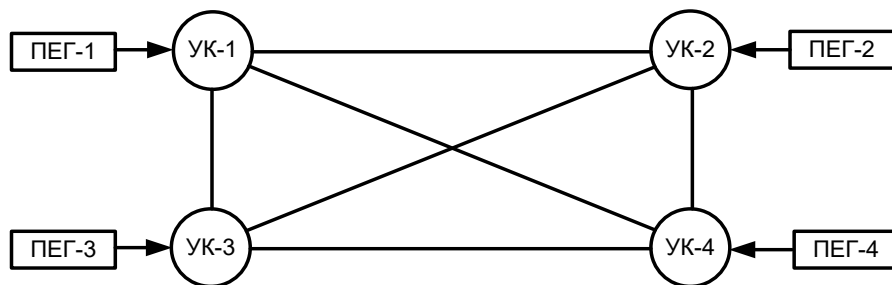


Рисунок 3.4 – Структурна схема фазової синхронізації

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; фазово-синхронна система синхронізації не забезпечує рівності фаз генераторів і є складною в експлуатації. На практиці найбільшого поширення набула система синхронізації «від головного генератора».

3.1.1 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 [20]:

- 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 рисунку 3.5. Контур ФАПЧ самокерований, 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).

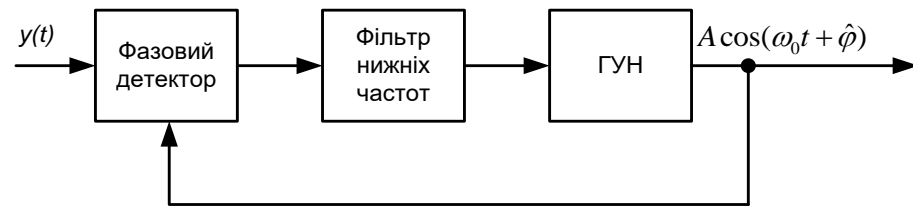


Рисунок 3.5 – Схема фазового автопідстроювання частоти

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 рисунку 9.5 фазовий детектор показаний як помножувач, контурний фільтр описується власною імпульсною характеристикою $f(t)$ і її Фур'є-образом $F(\omega)$. 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 (на рисунку 3.5 ця функція позначена як $y(t)$).

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 (як на рисунку 3.5), 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 на рисунку 3.5.

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

$$y(t) = S(t, \varphi(t)) + n(t), \quad (3.1)$$

де $S(t, \varphi) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$ – вузькосмуговий радіосигнал із флюктуючою фазою;

$\varphi(t)$ – випадковий процес, який заданий рівнянням:

$$d\varphi/dt = n_\varphi(t), \quad M(n_\varphi(t_1)n_\varphi(t_2)) = (N_\varphi/2)\delta(t_2 - t_1). \quad (3.2)$$

Отримаємо квазіоптимальний алгоритм ФАПЧ. Запишемо рівняння квазіоптимальної оцінки фази:

$$d\hat{\varphi}/dt = (2/N)R_\varphi A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})[y(t) - A \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi})]. \quad (3.3)$$

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

$$d\hat{\varphi}/dt = (2/N)R_\varphi y(t) A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}). \quad (3.4)$$

Вираз (3.4) визначає алгоритм фазового автопідлагоджування частоти [7–10], який може бути реалізований системою, структурну схему якої зображено на рис. 3.5. Згідно рівняння (3.4) 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 до-

бутку $A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ 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 [10]:

$$dR/dt = (N_\varphi/2) - (2/N)A_0R^2y(t)\sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}). \quad (3.5)$$

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

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 3.5.

Розглянемо як приклад, сигнал з модуляцією BPSK:

$$y(t) = m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) + n(t), \quad (3.6)$$

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 рисунку 3.6, де $\gamma = \pi/2$.

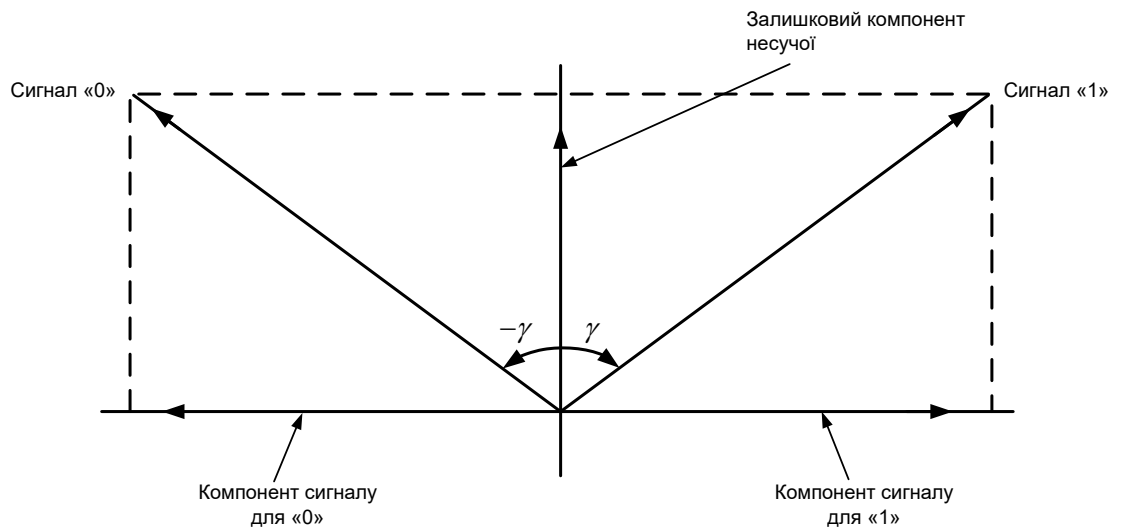


Рисунок 3.6 – Бінарна фазова модуляція із залишковою несучою

$$\begin{aligned}
 y^2(t) &= m^2(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) = \\
 &= 1/2 - 1/2\cos(2\omega_0 t + 2\varphi) + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi).
 \end{aligned}
 \quad (3.7)$$

У виразі (3.7) $m^2(t) = 1$, а другий член у правій частині рівняння залежить від подвоєної частоти несучої й може бути відкладений за допомогою простого контуру ФАПЧ, показаного на рисунку 3.5. Відповідну схему пристрою (схема А. А. Пістолькорса) наведено на рисунку 3.7.

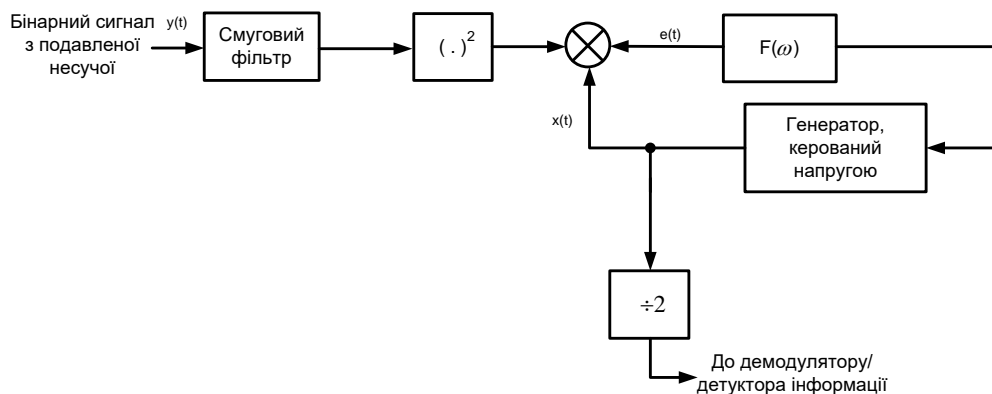


Рисунок 3.7 – Схема контуру піднесення сигналу до квадрата

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-квадратурна схема* (Costas loop), яку схематично зображено на рисунку 3.8.

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 рисунку 3.7 і рисунку 3.8, досить різні, їх теоретичні продуктивності однакові.

Таким чином, рішення про те, який контур використовувати – класичний (рисунок 3.7) або синфазно-квадратурний (рисунок 3.8), – 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.

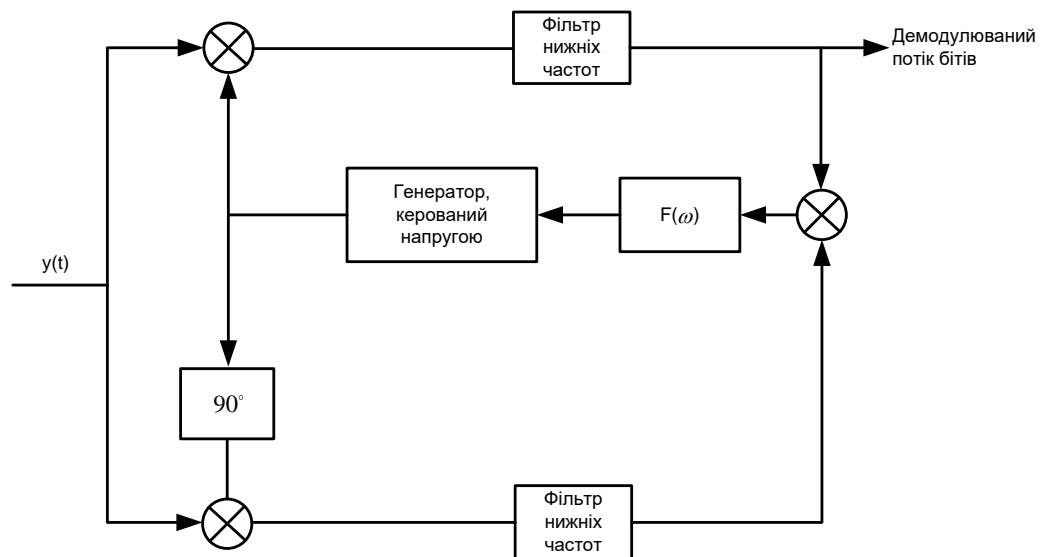


Рисунок 3.8 – Синфазно-квадратурна схема відновлення несучої частоти

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 рисунку 3.9, де $n(t) = 0$ (відсутність шумів) і $F(\omega) = 1$ (перший порядок контурного фільтра).

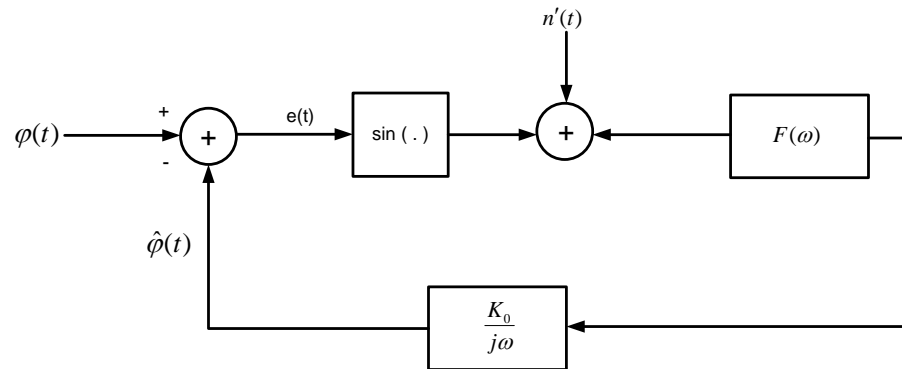


Рисунок 3.9 – Схема нелінійної моделі контуру ФАПЧ

Запишемо вхідну фазу φ :

$$\varphi(t) = \omega_i t \quad (3.8)$$

і вихідну фазу:

$$\hat{\varphi}(t) = \omega_0 t + \int_0^t K_0 \sin e(t) dt + \hat{\varphi}(0), \quad (3.9)$$

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

Отже, неузгодженість за фазою визначається таким виразом:

$$e(t) = \varphi(t) - \hat{\varphi}(t) = (\omega_i - \omega_0)t - \int_0^t K_0 \sin e(t) dt - \hat{\varphi}(0). \quad (3.10)$$

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

$$\frac{de}{dt} = \Delta\omega - K_0 \sin e. \quad (3.11)$$

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:

$$\frac{de}{dt} = 0. \quad (3.12)$$

Рівняння (3.12) є необхідною, але не достатньою умовою фазової синхронізації. Це можна перевірити, вивчивши діаграму на фазовій площині (рисунок 3.10).

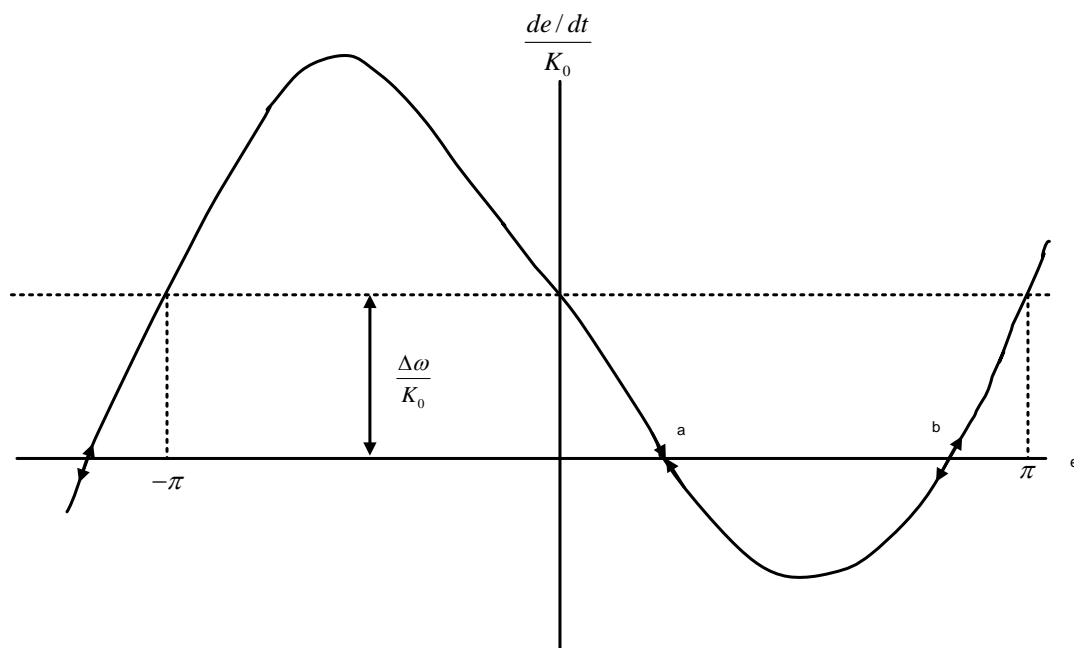


Рисунок 3.10 – Зображення контуру першого порядку на фазовій площині

На рисунку 3.10 по осі ординат зображено нормовані значення швидкості вимірювання сигналу помилки, а по осі абсцис – величина сигналу помилки. Спочатку розглянемо точку a . Якщо неузгодженість за фазою призведе до невеликого зсуву точки, що описує стан контуру, вправо або вліво від a , то від’ємний знак похідної забезпечить повернення фазової помилки e до точки a . Отже, точка a – це стійка точка системи, де можна одержати фазову синхронізацію й де ця синхронізація підтримуватиметься. Розглянемо тепер точку b . Якщо неузгодженість за фазою e перебуває точно в точці b , рівняння (3.12) буде задоволено. Водночас, якщо e дещо зсунеться від точки b , то додатний знак похідної обумовить подальший зсув від точки b . Отже, b – точка, де рівняння (3.12) задовольняється, але розв’язок не є стійким.

Час, необхідний контуру для синхронізації, є важливим параметром під час функціонування системи ФАПЧ. Вивчаючи рівняння (3.11), можна побачити, що

вимога рівняння (3.12) до фазової синхронізації не може задовольнятися, якщо не виконано таку умову [19]:

$$\frac{\Delta\omega}{K_0} \leq 1. \quad (3.13)$$

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. 3.10 видно, що для значень e , 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 [19]:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2} \omega_n^2 (1 - 2\sigma_\varphi), \quad (3.14)$$

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 ξ співвідношенням (3.14) [19]:

$$\omega_n = \frac{8\xi}{4\xi^2 + 1} B_L. \quad (3.15)$$

3.1.2 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 (при переході від одиниці до нульового символу й назад).

Для виділення тактової послідовності із цифрового сигналу застосовується вузькосмуговий фільтр або система фазового автопідлагоджування частоти (ФАПЧ) генератора (рисунок 3.11).

Вхідний цифровий сигнал надходить на пристрій стробування, на який також подаються тактові імпульси (ТІ), які отримано із вхідного цифрового сигналу за допомогою вузькосмугового фільтра (рисунок 3.11, *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 (рисунок 3.11, *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.

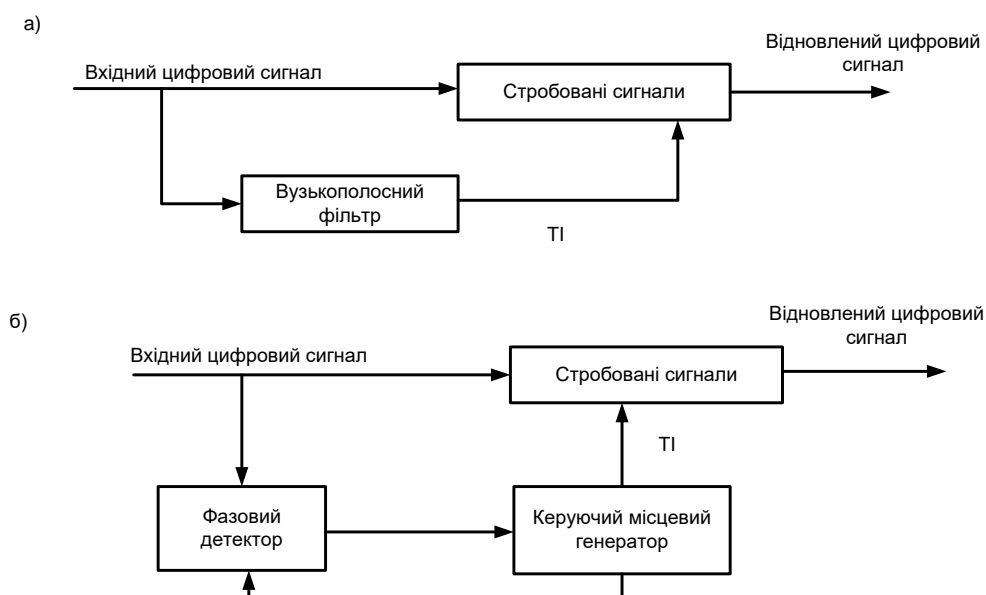


Рисунок 3.11 – Формування Т1 за допомогою вузькосмугового фільтра (а) і системи ФАПЧ (б)

В обладнанні комутації Т1 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 Т1 місцевого генератора показано на рисунку 3.12.

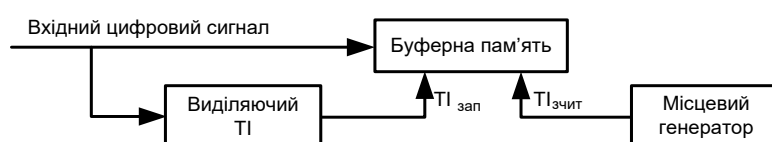


Рисунок 3.12 – Схема прийому вхідного цифрового сигналу в обладнанні комутації

Із вхідного цифрового сигналу у виділювачі Т1 одержують тактові імпульси запису ($T1_{\text{зап}}$), необхідні для запису цифрової інформації в буферну пам'ять. Зчитування інформації з буферної пам'яті виробляється тактовими імпульсами зчитування ($T1_{\text{чит}}$), 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 бі-

тів інформації в цифровому сигналі через відмінність тактових частот вхідного сигналу й місцевого генератора, на частоту якого переноситься інформація, яка передана у вхідному сигналі.

Дійсно, якщо частота тактових імпульсів місцевого генератора (сигнал «б») на рисунку 3.13, 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 (рисунок 3.13, б), з'являється додатковий символ (VI).

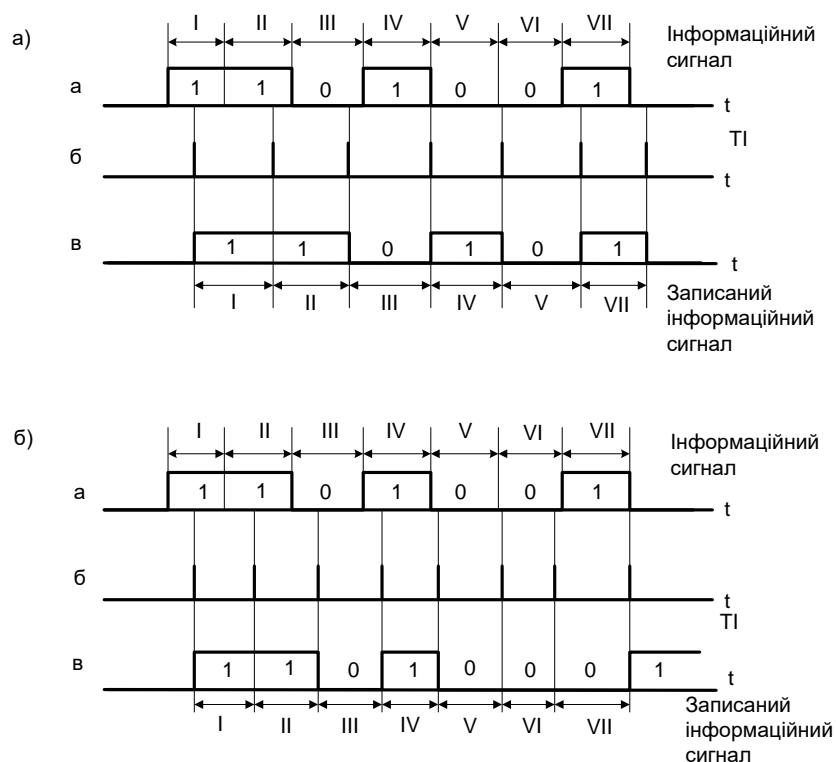


Рисунок 3.13 – Схема появи проковзувань при частоті місцевого генератора менше (а) і більше (б) частоти інформаційного сигналу

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 (рисунок 3.12) дозволяє змінювати взаємне положення $I_{\text{зап}}$ і $I_{\text{чит}}$, у результаті проковзування виникає тільки тоді, коли положен-

ня 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 [10]. 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 рисунку 3.14 наведено три приклади розімкнутих бітових синхронізаторів.

У першому прикладі (рисунок 3.14, *a*) 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 рисунку 3.15.

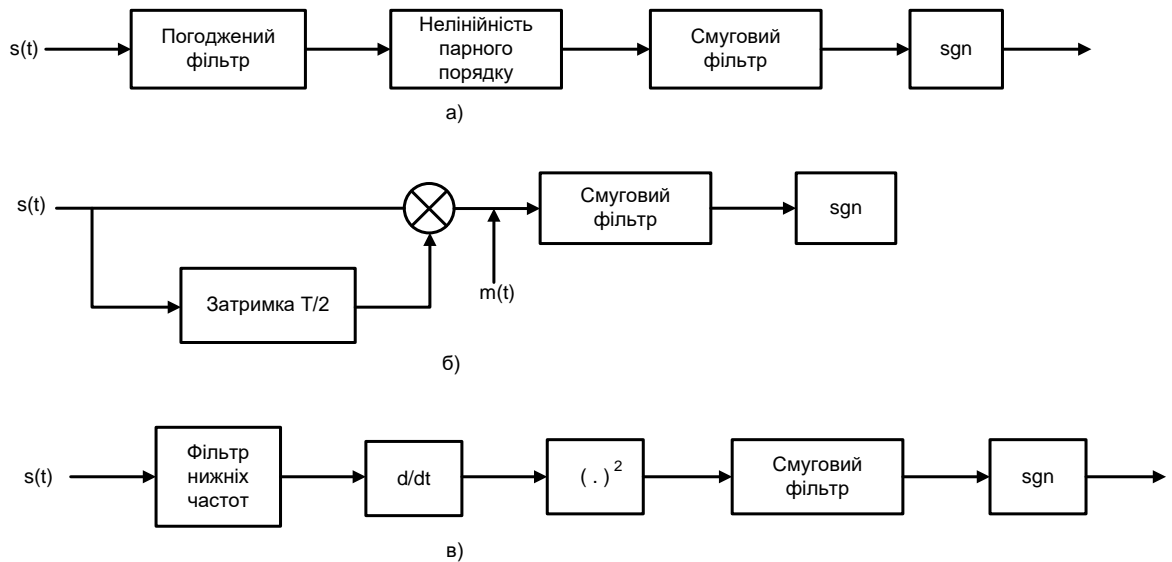


Рисунок 3.14 – Типи розімкнутих тактових синхронізаторів

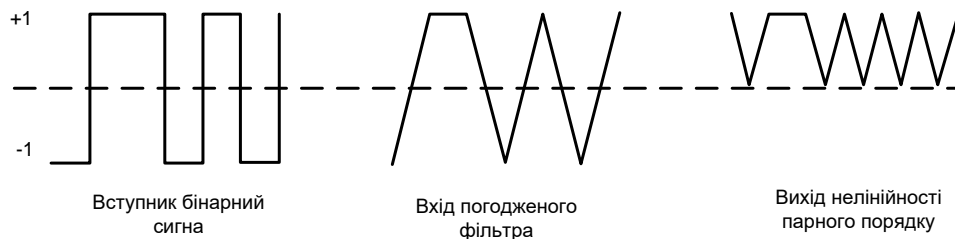


Рисунок 3.15 – Ілюстрація процесів, що проходять у розімкнутому тактовому синхронізаторі

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 (bandpass filter – BPF), і їй надається форма за допомогою підсилувача, що насичує, з передавальною функцією такого вигляду:

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1 & \text{для } x \geq 0; \\ -1 & \text{для інших } x. \end{cases} \quad (3.16)$$

У другому прикладі (рисунок 3.14, б) Фур'є-компонент на частоті тактового генератора створюється за допомогою затримки та множення. Тривалість затримки, показаної на рисунку 3.14, 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 рисунку 3.14, *a*. Як і раніше, потрібний спектральний компонент може бути відділений за допомогою смугового фільтра і йому буде додана потрібна форма.

Останній приклад (рисунок 3.14, *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 (low-pass filter – LPF), як показано на рисунку 3.14, *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 рисунку 3.14, 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 [10]:

$$\frac{\bar{\varepsilon}}{T} \approx \frac{0,33}{\sqrt{KE_b/N_0}} \quad \text{для} \quad \frac{E_b}{N} \geq 5, \quad (3.17)$$

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 [24]:

$$\frac{\sigma_\varepsilon}{T} \approx \frac{0,411}{\sqrt{KE_b/N_0}} \text{ для } \frac{E_b}{N_0} \geq 1. \quad (3.18)$$

Таким чином, якщо для цього смугового фільтра прийняте відношення сигнал/шум досить велике, всі розглянуті методи (рисунок 3.14), 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.

Серед найпоширеніших замкнутих символних синхронізаторів можна виділити синхронізатор з випереджальним і запізненим стробуванням (early/late-gate synchronizer). Приклад такого синхронізатора схематично зображений на рисунку 3.16.

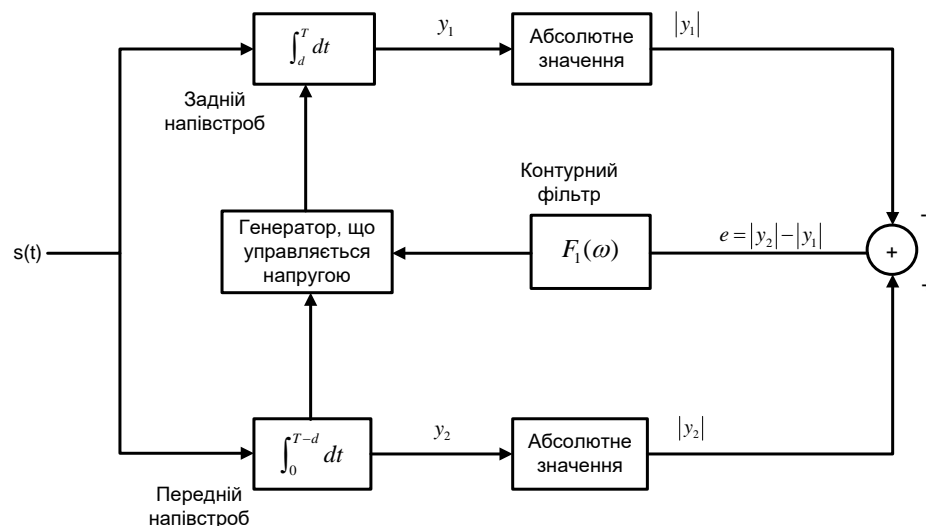


Рисунок 3.16 – Схема замкнутого тактового (символьного) синхронізатора

Робота синхронізатора полягає у виконанні двох окремих інтегрувань енергії вхідного сигналу по двох різних проміжках символного 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 b_2 є мірою помилки синхронізації символів приймача й може подаватися назад для наступної корекції прийому.

Робота синхронізатора з випереджальним і запізнювальним стробуванням пояснюється епюрами, наведеними на рисунку 3.17.

При ідеальній синхронізації (рисунок 3.17, *a*) показано, що обидва періоди стробування потрапляють в інтервал передачі символу. У цьому випадку обидва інтегратори одержать однаковий обсяг енергії сигналу й різниця відповідних сигналів (сигнал неузгодженості e на рисунку 3.16) дорівнюватиме нулю. На рисунку 3.17, *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 рисунку 3.17, *a*, 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 (рисунок 3.16). Це, у свою чергу, призведе до зниження вихідної частоти ГУН і сповільнить відлік часу приймача для узгодження із вхідними сигналами. Використовуючи рисунок 3.17 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.

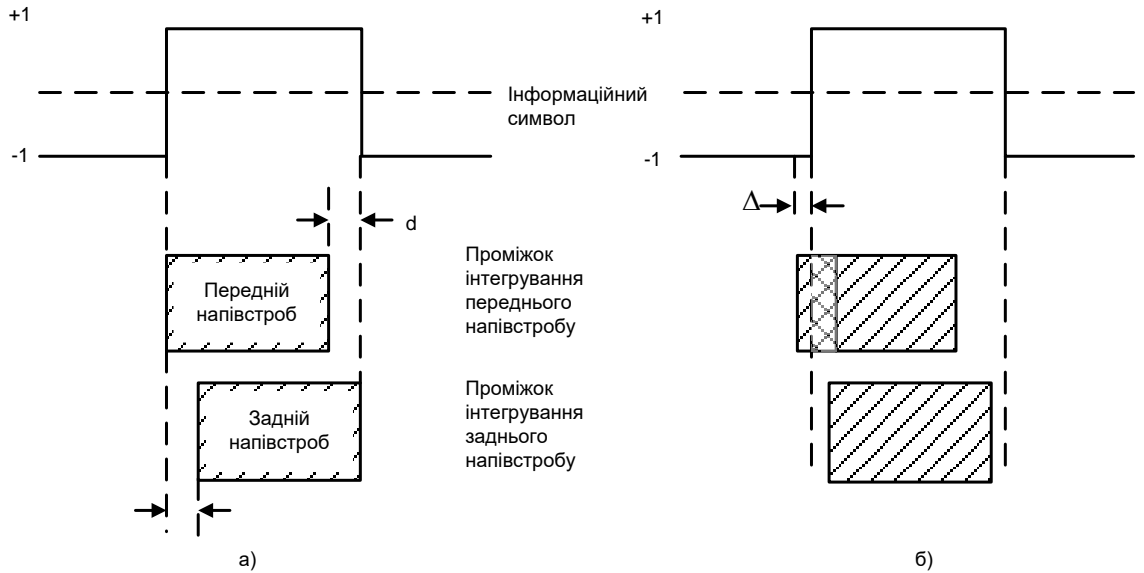


Рисунок 3.17 – Тактова (символьна) синхронізація:

а – тонка синхронізація приймача; *б* – синхронізація з випередженням

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

Існує два основні різновиди ФАПЧ [17]:

- 1) з генератором, що управляється напругою (ГУН) у контурі управління (рисунок 3.18). У цьому випадку ГУН виконує роль генератора тактової частоти (ГТЧ);
- 2) з перетворювачем частоти (ПЧ) у контурі управління (рисунок 3.19) і винесеним за межі контуру управління задавальним генератором.

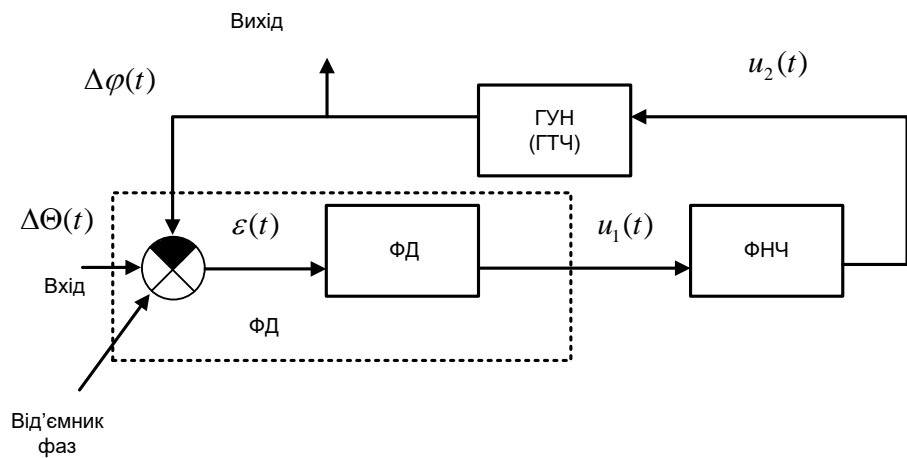


Рисунок 3.18 – Функціональна схема ФАПЧ із ГУН

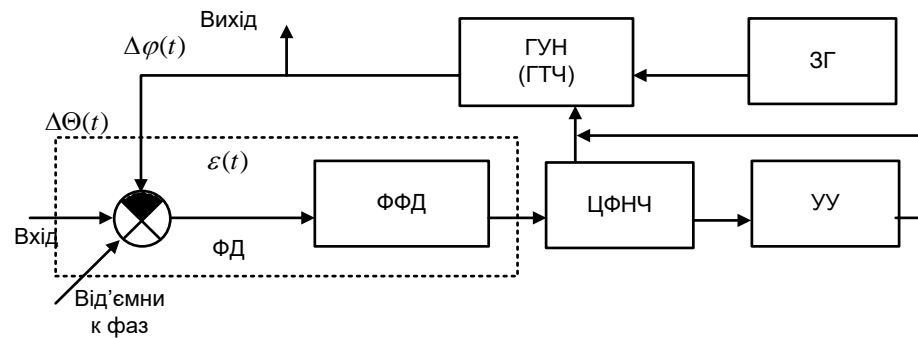


Рисунок 3.19 – Функціональна схема ФАПЧ зі ЗГ
поза контуром управління

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 $f_{зг} = k \cdot f_p$. Змінний коефіцієнт ділення частоти $k_{>}$ поданий у вигляді:

$$k_{>} = k + m \cdot \Delta k,$$

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 (рисунок 3.18). 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 ΔU . 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 рисунку 3.20 наведено часові діаграми двох порівнюваних за фазою коливань: послідовності СІ у вигляді коротких імпульсів і пилоподібного коливання, що надходить від ГУН.

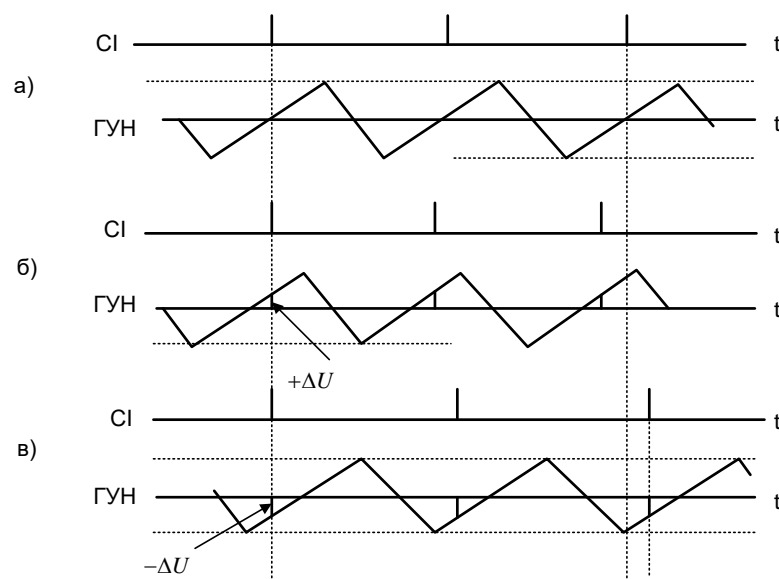


Рисунок 3.20 – Часові діаграми, що пояснюють роботу ФАПЧ із ГУН

Розглянемо три випадки:

- 1) власні частоти СІ й ГУН однакові (рисунок 3.20, а);
- 2) частота СІ більше власної частоти ГУН (рисунок 3.20, б);
- 3) частота СІ менше власної частоти ГУН (рисунок 3.20, в).

Зі збігом власних частот СІ й ГУН (рисунок 3.20, 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 (рисунок 3.20, б) відбувається фазовий зсув між коливаннями СІ й ГУН, у результаті чого моментам появи СІ відповідатиме додатна напруга $+\Delta U$ пилкоподібного 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 знаку, 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 ΔU 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 використовувувати «стрибок фази» і «стрибок частоти» (рисунок 3.21).

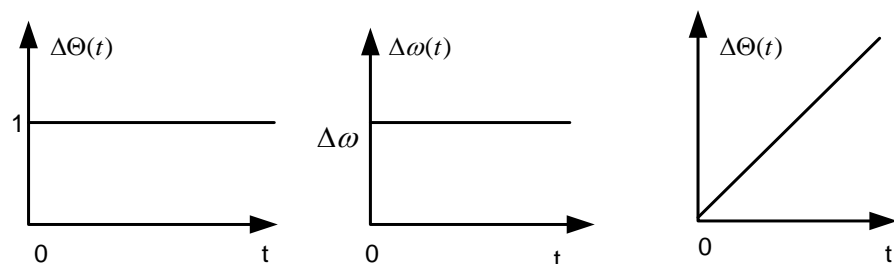


Рисунок 3.21 – Часові характеристики типових фазових збурень

Для оцінювання часових характеристик схеми ФАПЧ розіб'ємо контур управління на ланки спрямованої дії й знайдемо їх операторні передатні функції. У структурній схемі (рисунок 3.18) 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 рисунку 3.22.

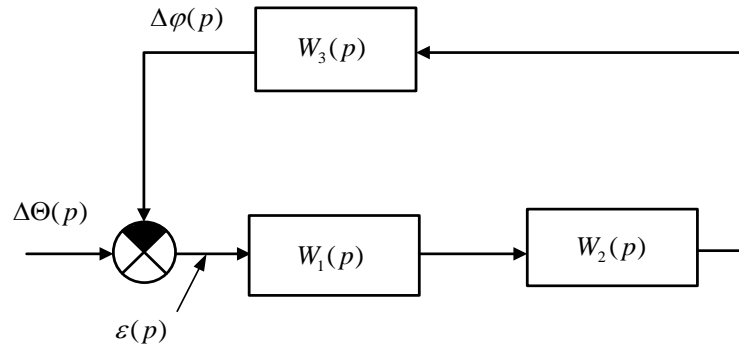


Рисунок 3.22 – Структурна схема ФАПЧ

При цьому схеми зсуву ФФД і ФНЧ зображені на рисунку 3.23, а, б.

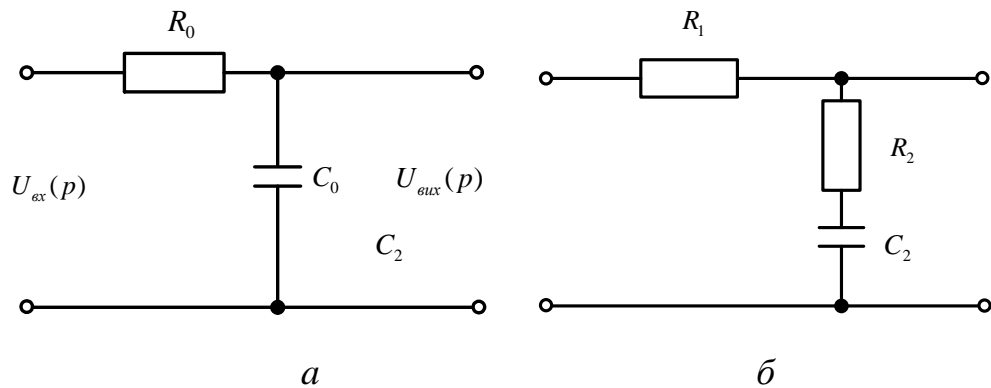


Рисунок 3.23 – Схеми зсуву фільтрів: ФФД (а), ФНЧ (б)

Для кожної ланки операторна передатна функція може бути знайдена як відношення операторних опорів паралельного й послідовного з'єднань плечей (рисунки 3.24).

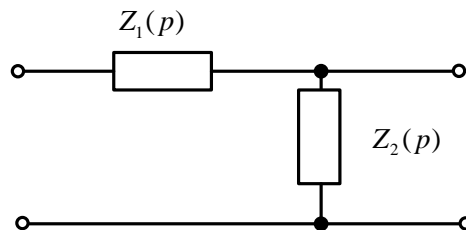


Рисунок 3.24 – Еквівалентна схема ланки ФАПЧ

Тоді операторна передатна функція ланки визначиться виразом:

$$W(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}. \quad (3.19)$$

У ФФД (рисунок 3.23, а):

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

тоді:

$$W_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{\frac{1}{pC_0}}{R_0 + \frac{1}{pC_0}} = \frac{1}{1 + T_1 p}, \quad (3.20)$$

де $T_1 = R_0 C_0$.

Для пропорційно-інтегруючого фільтра першого порядку (рисунок 3.23, б):

$$W_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{R_2 + \frac{1}{pC_2}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{pC_2}} = \frac{1 + T_2 p}{1 + T_3 p}, \quad (3.21)$$

де $T_2 = R_2 C_2$.

Операторна передавальна функція ГУН (рисунок 3.18) 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. 3.22):

– рівняння замикання:

$$\varepsilon(p) = \Delta\theta(p) - \Delta\varphi(p), \quad (3.22)$$

- рівняння вхід-вихід контуру управління:

$$\Delta\varphi(p) = \varepsilon(p)W(p), \quad (3.23)$$

де $W(p) = W_1(p)W_2(p)W_3(p)$.

Розв'язуючи систему рівнянь (3.22), (3.23) відносно $\Delta\varphi(p)$ та $\varepsilon(p)$, одержимо два рівняння замкнутої ФАПЧ:

- щодо зображення зміни фази ГУН $\Delta\varphi(p)$:

$$\Delta\varphi(p) = \Delta\theta(p) \frac{W(p)}{1+W(p)}, \quad (3.24)$$

- щодо зображення фазової помилки $\varepsilon(p)$:

$$\varepsilon(p) = \Delta\theta(p) \frac{1}{1+W(p)}. \quad (3.25)$$

При стрибку фази $\Delta\theta(p) = \frac{1}{p}$, а при стрибку частоти фаза $\Delta\theta(t)$ змінюватиметься за лінійним законом (рисунок 3.21), оскільки через диференціальну залежність між частотою й фазою існує залежність:

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\Delta\theta(t)}{dt}. \quad (3.26)$$

Беручи до уваги, що $\Delta\omega(t) = \text{const} = \Delta\omega$, запишемо (3.26) в операторному вигляді:

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

тоді:

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

Для визначення фазової помилки $\varepsilon(t)$ при одиничному східчастому фазовому збурюванні на вході ФАПЧ в операторне рівняння (3.25) підставимо

$$\Delta\theta(p) = \frac{1}{p} \text{ й вираз передавальної функції контуру управління ФАПЧ } W(p).$$

У результаті підстановки отримаємо:

$$\begin{aligned} \varepsilon(p) &= \Delta\theta(p) \frac{1}{1+W(p)} = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{1+T_1p} \cdot \frac{1+T_2p}{1+T_3p} \cdot \frac{k}{p}} = \\ &= \frac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{k(1+T_2p) + p(1+T_1p)(1+T_3p)} = \frac{A(p)}{B(p)}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

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 оригіна-

лу необхідно використати формулу розкладання:

$$\varepsilon(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A(p_i)}{B'(p_i)} \cdot e^{p_i t}. \quad (3.28)$$

Зі співвідношення (3.28) 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) $\varepsilon[n]$ при одиничному східчастому фазовому збурюванні на вході зображені на рисунку 3.25.

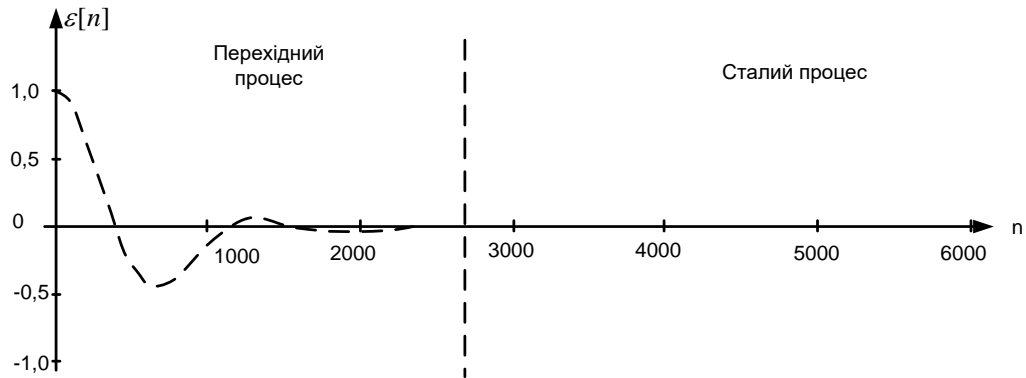


Рисунок 3.25 – Характеристика фазової помилки при східчастому фазовому збурюванні

Як раніше було показано, «стрижку частоти» відповідає лінійна зміна фази й при збурювальному впливі становить:

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

Використовуючи (3.25), отримаємо:

$$\begin{aligned} \varepsilon(p) &= \Delta\theta(p) \cdot \frac{1}{1+W(p)} = \frac{\Delta\omega}{p^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{1+T_1p} \cdot \frac{1+T_2p}{1+T_3p} \cdot \frac{k}{p}} = \\ &= \frac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{k(1+T_2p) + p(1+T_1p)(1+T_3p)} = \frac{\Delta\omega}{p} \cdot \frac{A(p)}{B(p)}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Для визначення оригіналу скористаємося формулою розкладання другого виду:

$$\varepsilon(t) = \Delta\omega \left[\frac{A(0)}{B(0)} + \sum_{i=1}^n \frac{A(p_i)}{p_i B'(p_i)} \cdot e^{p_i t} \right]. \quad (3.30)$$

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

$$\varepsilon_{t \rightarrow \infty} = \varepsilon(\infty) = \Delta\omega \cdot \frac{A(0)}{B(0)}. \quad (3.31)$$

З огляду на (3.29), одержуємо:

$$\varepsilon(\infty) = \frac{\Delta\omega}{k}. \quad (3.32)$$

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

Часову характеристику зміни фазової помилки $\varepsilon[n]$ при збурюванні виду «стрибок частоти» $\Delta\omega(t) = \text{const} = \Delta\omega$ (лінійному фазовому збурюванні) зображено на рисунку 3.26.

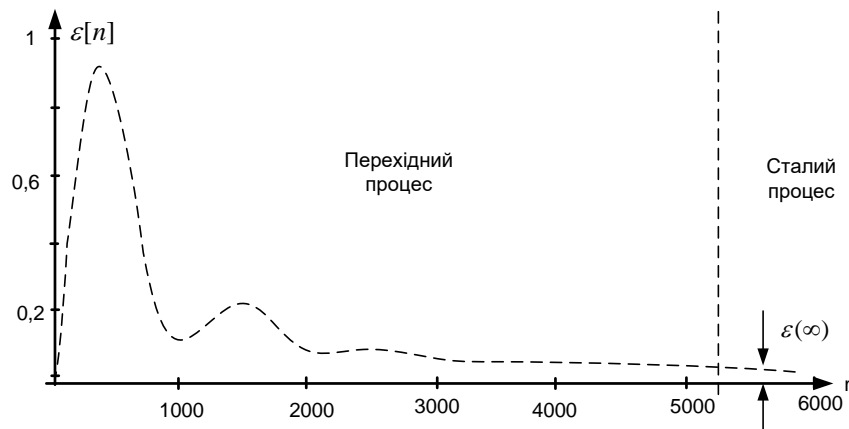


Рисунок 3.26 – Часова характеристика фазової помилки при лінійному фазовому збурюванні $\varepsilon(\infty)$

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 рисунку 3.27.

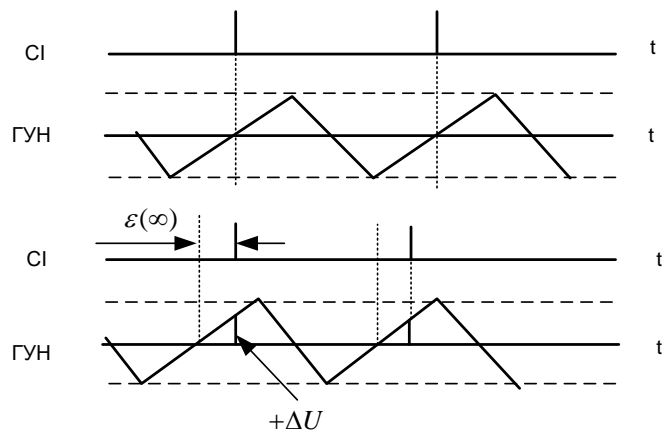


Рисунок 3.27 – Утворення сталої помилки

Фізичні процеси, що відбуваються під час роботи ФАПЧ, пояснюються часовими діаграмами (рисунок 3.27). 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 Δu 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 $\varepsilon(\infty)$ (рисунок 3.27). Таким чином, чим більше частотне розлагоджування $\Delta\omega$, тим більшою буде стала помилка $\varepsilon(\infty)$, що й підтверджується (3.32). 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 (рисунок 3.28, а).

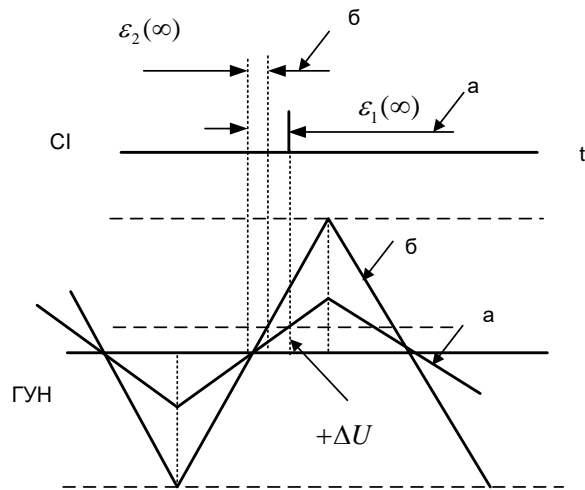


Рисунок 3.28 – Вплив коефіцієнта підсилення k на сталу помилку $\varepsilon(\infty)$

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 рисунку 3.27 й підтверджується. Проте слід враховувати, що зі збільшенням коефіцієнта підсилення збільшується коливання і при деякому його граничному значенні $k_{\text{гр}}$ ФАПЧ переходить у нестійкий стан.

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.

3.1.3 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.

У найзагальнішому вигляді канал циклової синхронізації є сукупністю таких основних блоків (рисунок 3.29): формувач синхросигналу (ФСС), що формує певну структуру синхросигналу; передавач синхросигналу (Пер СС), що забезпечує введення синхросигналу до структури відповідного цифрового потоку; приймач синхросигналу (Прм СС), що виділяє синхросигнал із цифрового сигналу відповідного потоку, блок управління цикловою синхронізацією (БУЦС), що забезпечує керування процесами циклової синхронізації, а саме пошук і підтримка синхронізму, захист від помилкового синхронізму.

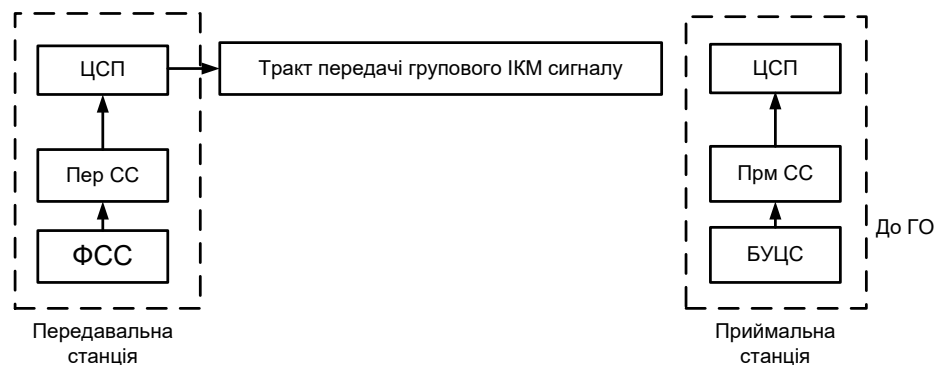


Рисунок 3.29 – Канал циклової синхронізації

Вибір способу синхронізації – досить складне технічне завдання, від розв’язання якого залежить виконання вимог щодо швидкодії, надійності й 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, використовуваним для забезпечення кадрової синхронізації, є введення синхросигналу. Синхросигнал, що визначає початок кожного циклу, формується на передавальній станції й разом з інформаційними сигналами передається по відповідних трактах ЦСП (рисунок 3.29). Для виділення синхросигналу на приймальній станції його необхідно відрізнити від інформаційного сигналу.

Синхросигнал (рисунок 3.30) розрізняють за кількістю символів або розрядів (багаторозрядні й однорозрядні), за структурою (характером чергування імпульсів і пробілів) і за розподілом символів у циклі передачі (зосереджені й розосереджені). В окремому випадку як синхросигнал може бути використана періодична послідовність, що складається з одиночних імпульсів або імпульсів, що чергуються.

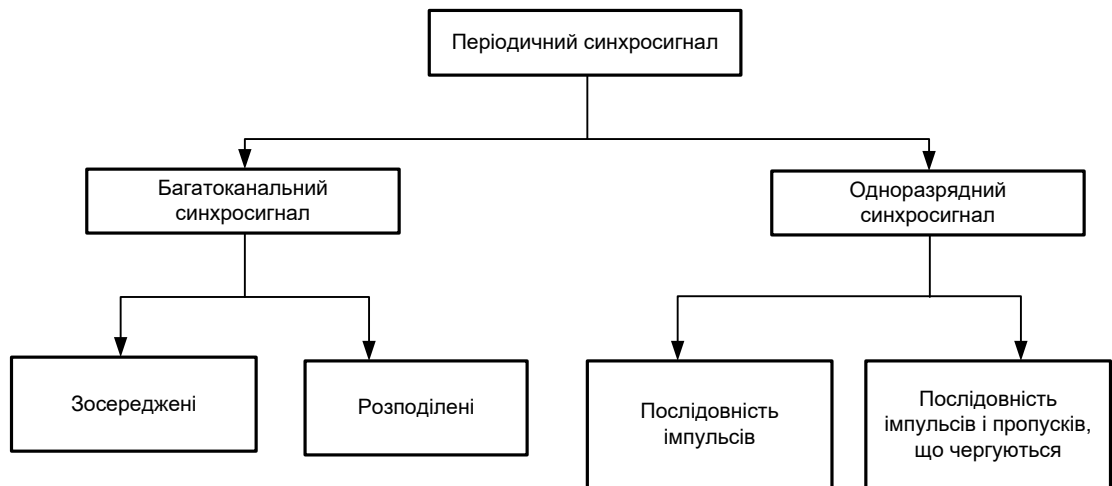


Рисунок 3.30 – Класифікація типів синхросигналу

Вибір кількості розрядів у синхросигналі визначається компромісом між необхідним часом відновлення синхронізму й ефективною ємністю ЦСП, а вибір його структури – вимогою забезпечення малої ймовірності формування інформаційних кодових груп, аналогічних за характером й періодичністю переданому синхросигналу (захист від помилкового синхронізму). Способи передачі циклового синхросигналу різної структури зображені на рисунку 3.31.

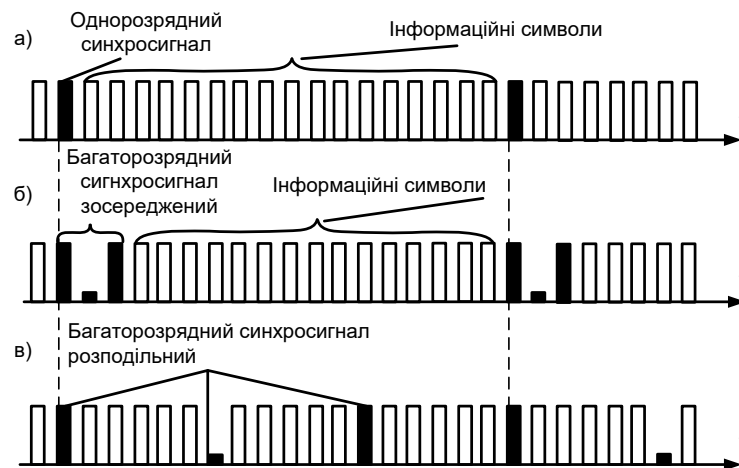


Рисунок 3.31 – Способи передачі циклового синхросигналу

На рисунку показано: цикл, що містить однорозрядний синхросигнал (рисунок 3.31, а); цикл, що містить багаторозрядний зосереджений синхросигнал (рисунок 3.31, б); цикл, що містить багаторозрядний розосереджений синхросигнал (рисунок 3.31, в). Найбільшого застосування в цифровому зв'язку набув спосіб передачі багаторозрядного зосередженого синхросигналу.

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

У системах з нестійкими або пульсуючими передачами або в системах з необхідністю швидкого отримання синхронізації рекомендується використовувати синхронізуючі кодові слова. Зазвичай такі кодові слова передаються як частина заголовка повідомлення. Приймач має знати кодове слово й постійно шукати його в потоці даних, можливо, використовуючи для цього корелятор на погоджених фільтрах. Детектування кодового слова вкаже відому 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, обирає для збереження низької ймовірності помилкового детектування, може бути довгим порівняно з цикловим синхросигналом. Слід зазначити, що складність визначення кореляції пропорційна довжині послідовності, тому під час використання кодового слова корелятор може бути відносно складним.

Добрим синхронізуючим кодовим словом є те, що має мале абсолютне значення «побічних максимумів кореляції». Побічний максимум кореляції – це значення кореляції кодового слова із власною зсунутою версією. Отже, це значення побічного максимуму кореляції для зсуву на k символів N -бітової кодової послідовності $\{X_i\}$ описується таким виразом [24]:

$$C_k = \sum_{j=1}^{N-k} X_j X_{j+k}, \quad (3.33)$$

де X_i ($1 \leq i \leq N$) – окремий кодовий символ, що набуває значення ± 1 , а сусідні інформаційні символи (співвіднесені зі значеннями індексу $i > N$) передбачаються такими, що дорівнюють нулю.

Система, що використовує синхронізуюче слово, описується двома ймовірностями – ймовірністю пропуску синхронізму й ймовірністю його помилкового встановлення (ймовірністю фіктивної тривоги). Ймовірність пропуску для N -бітового слова, якщо припустимим є K або менше помилок, описується таким виразом [10]:

$$P_m = \sum_{j=k+1}^N \binom{N}{j} p^j (1-p)^{N-j}, \quad (3.34)$$

де p – ймовірність бітової помилки.

Ймовірність фіктивної тривоги, викликана N бітами випадкової послідовності даних, описується таким виразом [24]:

$$P_{E0} = \sum_{j=0}^k \frac{\binom{N}{j}}{2^N}. \quad (3.35)$$

Установленню стану синхронізму в ЦСП передують режим його пошуку. Пошук стану синхронізму – це процес контролю імпульсних позицій групового цифрового сигналу з метою виявлення синхросигналу. За результатами кожного контрольованого випробування приймається рішення щодо відповідності або невідповідності символів аналізованого групового ІВМ сигналу синхросигналу, а отже, щодо необхідності продовження або припинення пошуку. Стан циклового синхронізму в ЦСП зазвичай вважається досягнутим з виявленням кодових груп синхросигналу певну кількість разів підряд, хоча можливі й інші критерії фіксації стану синхронізму. Приймачі синхросигналу за алгоритмом пошуку стану синхронізму підрозділяються на приймачі із затримкою контролю й на приймачі з ковзним пошуком. У приймачах першого типу кожний наступний етап контролю здійснюється через певний відрізок часу, наприклад, через цикл. У приймачах з ковзним пошуком ця затримка виключається.

Залежно від кількості тактів зсуву при фіксації помилки в процесі пошуку розрізняють приймачі з багаторазовим і одноразовим зсувом. У приймачах ковзного пошуку здійснюється однорозрядний і багаторозрядний зсув, у приймачах із затримкою контролю – багаторозрядний зсув тільки за наявності групи паралельно працюючих пристроїв контролю. Залежно від структури синхросигналу розрізняють приймачі односимвольний й багатосимвольний зосередженого або розосередженого синхросигналу.

3.1.4 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, використовуючи компоненту тактового сигналу, що витягає із прийнятого сигналу. Крім того, проміжні мережеві елементи можуть синхронізуватися від зовнішнього опорного джерела.

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 трем-

тіння 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 [23] без замкнених кілець, для виключення неоднозначного режиму роботи (рисунок 3.32).

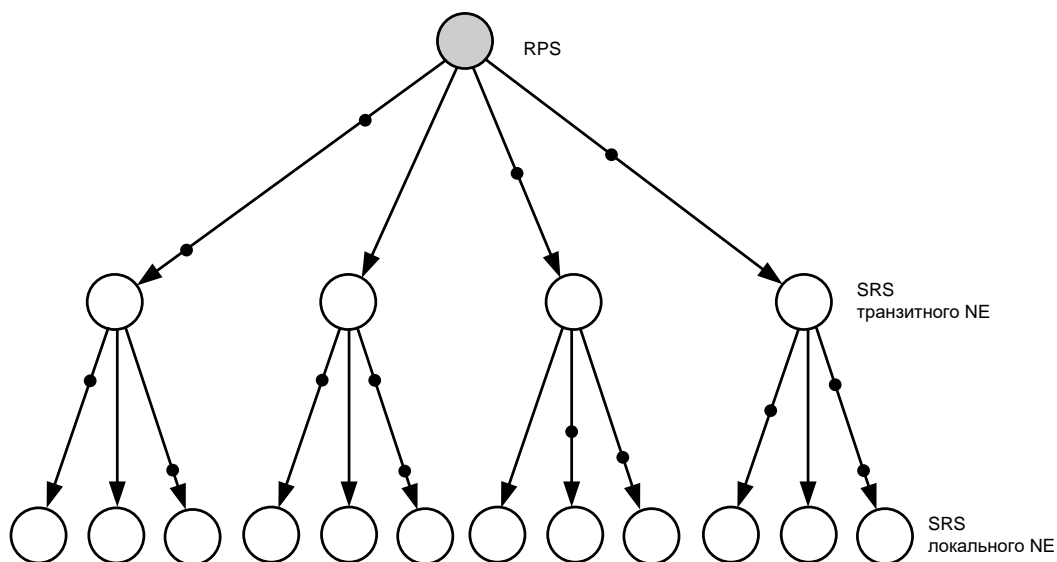


Рисунок 3.32 – Архітектура мережі синхронізації

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 мультиплексорів 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 рисунку 3.33 і містить три основні підсистеми: міжвузлової синхронізації (Interoffice Timing), внутрішньову-

злової синхронізації (Intraoffice Timing) і підсистему контролю й керування якістю синхронізації (QoS).

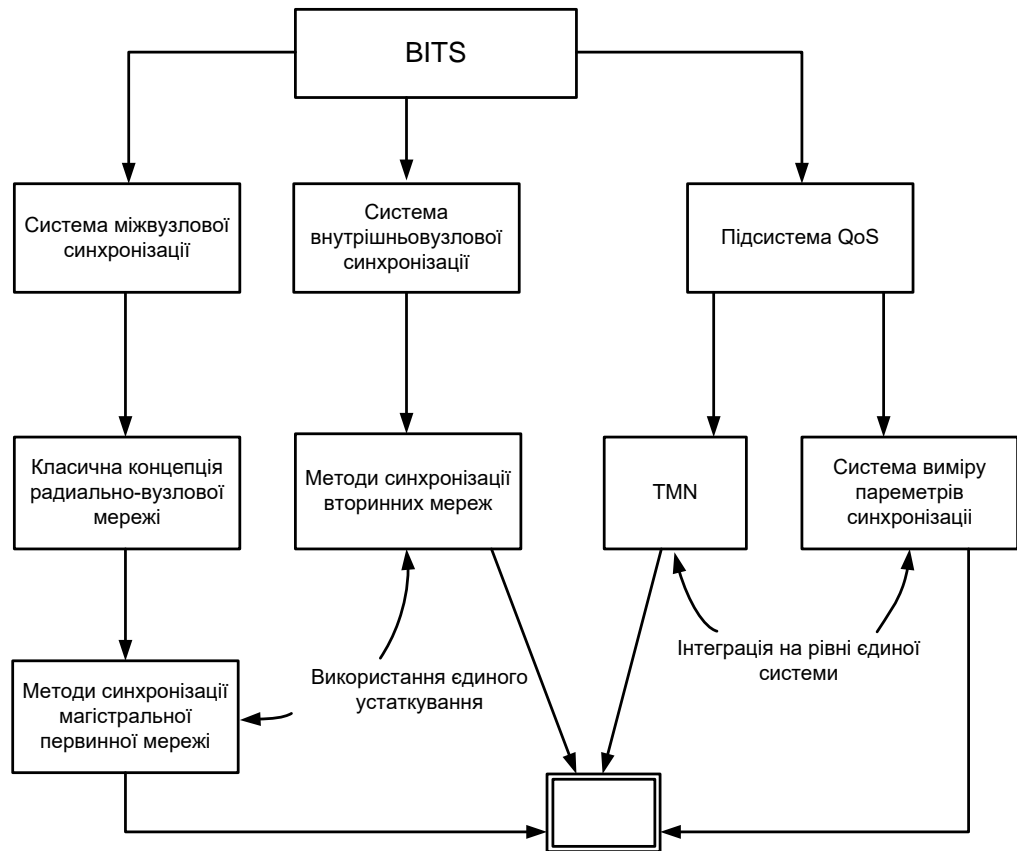


Рисунок 3.33 – Концепція побудови інтегрованих систем мережевої синхронізації (BITS)

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.

3.1.5 Протоколи синхронізації

Передача сигналу синхронізації будь-якого типу здійснюється з деякою точністю, яка повинна підкорятися вимогам технологій або нормативним документам. Таким чином, вимоги до синхронізації визначаються в результаті додатками і сервісами, які надаються, але транспортна мережа повинна мати можливість задовольнити всі потреби і відповідати навіть дуже суворим нормам [25–28]. Сьогодні можна сказати про три способи вирішення цієї проблеми – за допомогою глобальних навігаційних супутникових систем (GNSS), стандарту SyncEthernet або протоколу RTP.

До недоліків синхронізації з використанням GNSS можна віднести обов'язкове використання антени і те, що система не може працювати в закритих приміщеннях. Крім того, резервування може бути здійснено тільки встановленням двох приймачів на кожну станцію, що здорожує рішення.

Технологія Ethernet розроблялася виключно для використання в локальних мережах. Методи лінійного кодування інформації на фізичному рівні вибиралися відповідно до завдань, які не припускали передавати синхросигнал. У мережах SDH спочатку використовувалися лінійні коди NRZ, які пристосовані для передачі синхронізації на фізичному рівні каналу зв'язку [25, 28]. При створенні технології SyncEthernet фізичний рівень і методи кодування були запозичені у технології SDH, а другого (канального) рівня зміни практично не торкнулися. Структура кадрів залишилася незмінною, за винятком SSM-байта статусу синхронізації. Його значення також були запозичені в технології SDH.

До переваг технології SyncEthernet можна віднести використання SDH структури фізичного рівня, а разом з цим – величезний і безцінний досвід проектування і побудови мереж тактової мережевої синхронізації. Ідентичність методів зберегла актуальність старих рекомендацій G.803, G.804, G.811, G.812 і G.813 в новій технології. Дорогі пристрої – первинні еталонні генератори (ПЕГ), вторинні задавальні генератори (ВЗГ) – можуть бути задіяні також і в новій транспортній мережі, яка побудована на стандарті SyncEthernet.

До недоліків можна віднести те, що в усій мережі передачі кожен пристрій має підтримувати новий стандарт, і, якщо в лінії залишається пристрій, який не підтримує SyncEthernet, то всі пристрої, які стоять за цим вузлом, не можуть працювати в синхронному режимі. Так само до недоліків слід віднести, що даний протокол підтримує передачу тільки частотної синхронізації.

І останній спосіб передачі синхронізації, який останнім часом стає все більш популярним, – це протокол Precise Time Protocol (PTP). Він описаний в рекомендації IEEE 1588. У 2008 році вийшла друга версія цього документа, яка описує використання протоколу в телекомунікаційних мережах. Precise Time Protocol досить молодий, але сама технологія передачі часу була запозичена у протоколу Network Time Protocol (NTP) [25]. Протокол NTP в своїй останній версії не дає точність, яка необхідна для сучасних додатків, і тому він залишився хорошим засобом для часової синхронізації, яка широко використовується в синхронізації серверів, розподілених баз даних і т. д. Але в побудові мережі тактової мережевої синхронізації підходить логічне продовження протоколу NTP – це протокол PTP.

Мережевими елементами, які беруть участь у взаємодії по протоколу PTP, є такі пристрої: PTP Grand Master і PTP Slave. Зазвичай Grand Master бере синхронізацію від GNSS приймача і, використовуючи цю інформацію, обмінюється пакетами з Slave пристроєм і постійно коригує часові розбіжності між Grand Master і Slave пристроями. Чим активніше буде цей обмін, тим точність коригування буде вище.

Недоліком активного обміну є збільшення смуги пропускання, яка виділяється для протоколу PTP. Найголовнішою проблемою в розрахунку розбіжності часових інтервалів є те, що між пристроями Grand Master і Slave можуть стояти «класичні» маршрутизатори 3-го рівня. Термін «класичні» в даному випадку вжито для того, щоб підкреслити, що дані пристрої нічого не розуміють в протоколі PTP 5-го рівня. Затримками в буферах таких маршрутизаторів управляти досить складно, і вони носять випадковий характер. Для того щоб здійснювати контроль над цими випадковими помилками, а також щоб розрахунок розбіжності часу між Grand Master і Slave був точнішим, в протоколі PTP був введений спеціальний параметр – мітка часу (Time Stamp). Ця мітка вказує на час проходження пакета через маршрутизатор. Якщо на всьому шляху від Grand Master до Slave маршрутизатори будуть володіти функціональністю PTP і виставляти мітку часу, то випадкову помилку, пов'язану з проходженням пакетів PTP через IP мережу, можна буде звести до мінімуму.

3.2 Розробка конфігурації мережі синхронізації

Стандарт IEEE Std 1588-2008 визначає декілька годинників, що застосовуються для систем, що функціонують за умовами протоколу РТР. Основними є такі годинники:

- grosмейстерський годинник (ГГ) – годинник, що є основним джерелом даних про час при синхронізації згідно з протоколом РТР, який, як правило, оснащується вбудованим приймачем сигналів GPS (або іншої системи);
- ведучий годинник – годинник, що є джерелом даних про час, за яким синхронізуються інші годинники в мережі;
- ведений годинник – кінцевий пристрій, який синхронізується за протоколом РТР. В даному випадку це пристрій ОЕСТВ з підтримкою протоколу РТР або перетворювач, який з одного боку отримує інформацію в форматі протоколу РТР, а з іншого – формує дані в іншому форматі;
- прозорий годинник (ПГ) – комутатор Ethernet, який вимірює час проходження повідомлення синхронізації через себе і надає вимірне значення годинникам, які отримують повідомлення синхронізації далі;
- граничний годинник – годинник, який оснащується декількома портами РТР і можуть виступати ведучими годинниками; наприклад, можуть бути веденими по відношенню до вищих джерел сигналів часу і виступати в ролі ведучих по відношенню до нижчестоящих пристроїв.

В мережі повинні бути присутніми, як мінімум, один grosмейстерський і один ведений годинники.

У випадку використання двох ОЕСТВ достатньо використати один grosмейстерський, один прозорий годинник та двоє ведених годинника (рисунок 3.34).

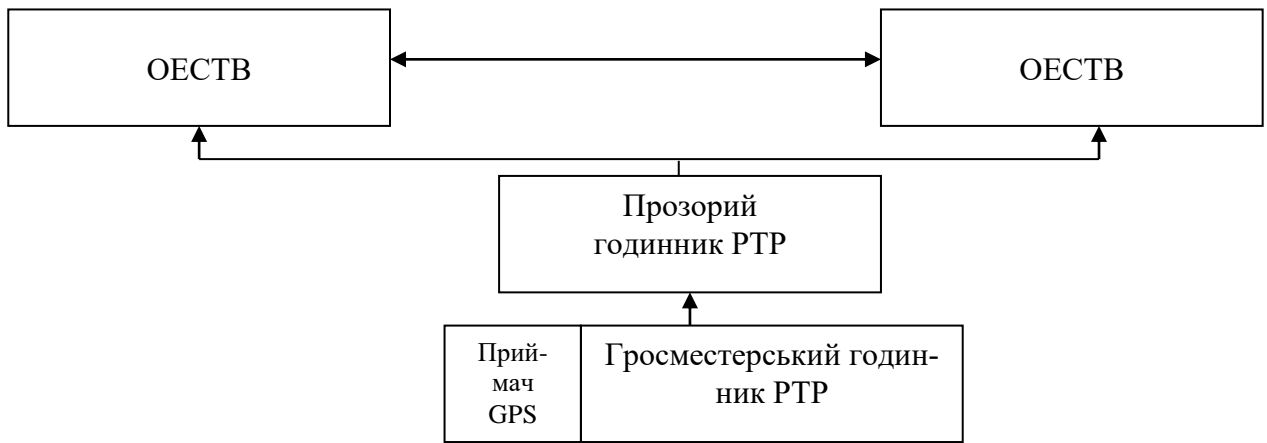


Рисунок 3.34 – Конфігурація мережі синхронізації

3.3 Розробка алгоритмів синхронізації ОЕСТВ

Мова обміну. Announce message – повідомлення анонса, містить інформацію, що відправляється ГГ пристроям ОЕСТВ. ОЕСТВ пристрій за допомогою цього повідомлення може вибрати кращого ГГ (для цього існує ВМС (Best Master Clock)) алгоритм. Цей алгоритм описаний в стандарті. Вибір йде за такими полями повідомлення як точність, дисперсія, клас, пріоритет і т. п. В даному випадку ГГ один.

Sync/Follow Up, DelayResp, PDelayResp/PDelayFollowUp – відправляються ГГ.

DelayReq, PDelayReq – запити ОЕСТВ пристроїв.

ГГ надає практично всю інформацію. Відправлення здійснюється на Multicast (при бажанні можна використовувати Unicast режим) адреси, строго певні в стандарті. Для PDelay повідомлень є окрема адреса (01-80-C2-00-00-0E для Ethernet і 224.0.0.107 для UDP). Решта повідомлення відсилаються на 01-1B-19-00-00-00 або 224.0.1.129. Пакети відрізняються полями ClockIdentity (ідентифікатор годин) і SequenceId (ідентифікатор пакета).

Алгоритм роботи. На рисунку 3.35 показана процедура спілкування ГГ і ОЕСТВ якщо ГГ в мережі єдиний.

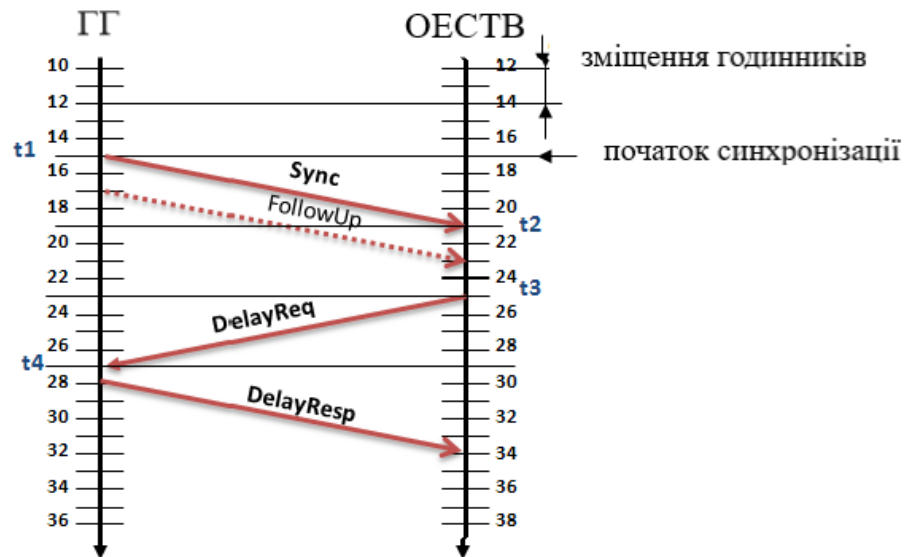


Рисунок 3.35 – Процедура спілкування ГГ і ОЕСТВ якщо ГГ в мережі єдиний

Розрахунки часу:

$$t2 = t1 + \text{зміщення} + \text{час доставки},$$

$$t4 = t3 - \text{зміщення} + \text{час доставки},$$

$$\text{зміщення} = \frac{(t2 - t1) - (t4 - t3)}{2}, \quad \text{час доставки} = \frac{(t2 - t1) + (t4 - t3)}{2}.$$

1. ГГ відправляє повідомлення ОЕСТВ і одночасно записує час відправки $t1$. Існує одно- і двоетапні режими роботи. Якщо присутнє повідомлення FollowUp – то ми маємо справу з двоетапною реалізацією, пунктирною стрілкою показані необов'язкові повідомлення.

2. FollowUp повідомлення відправляється слідом за Sync і містить час $t1$. Якщо здійснюється передача в один етап, то Sync містить $t1$ в тексті листа. У будь-якому випадку $t1$ буде отримано ОЕСТВ. У момент отримання повідомлення Sync на ОЕСТВ генерується таймштамп $t2$. Таким чином отримуємо $t1, t2$.

3. ОЕСТВ генерує повідомлення DelayReq одночасно з генерацією $t3$.
4. ГГ отримує DelayReq повідомлення, одночасно генеруючи $t4$.
5. $t4$ відправляється ОЕСТВ пристрою в DelayResp повідомленні.

За допомогою такого сеансу обміну, який показано на рисунку 3.36, можна домогтися успіху тільки в разі, якщо кварц генерує ідеально однакові частоти для ОЕСТВ. На ділі ж виходить, що частота годинників різна, тобто на одному пристрої за 1 секунду значення годинників збільшиться на 1 секунду, а на іншому, наприклад, на 1.000001 секунду. Звідси з'являється розбіжність годинників.

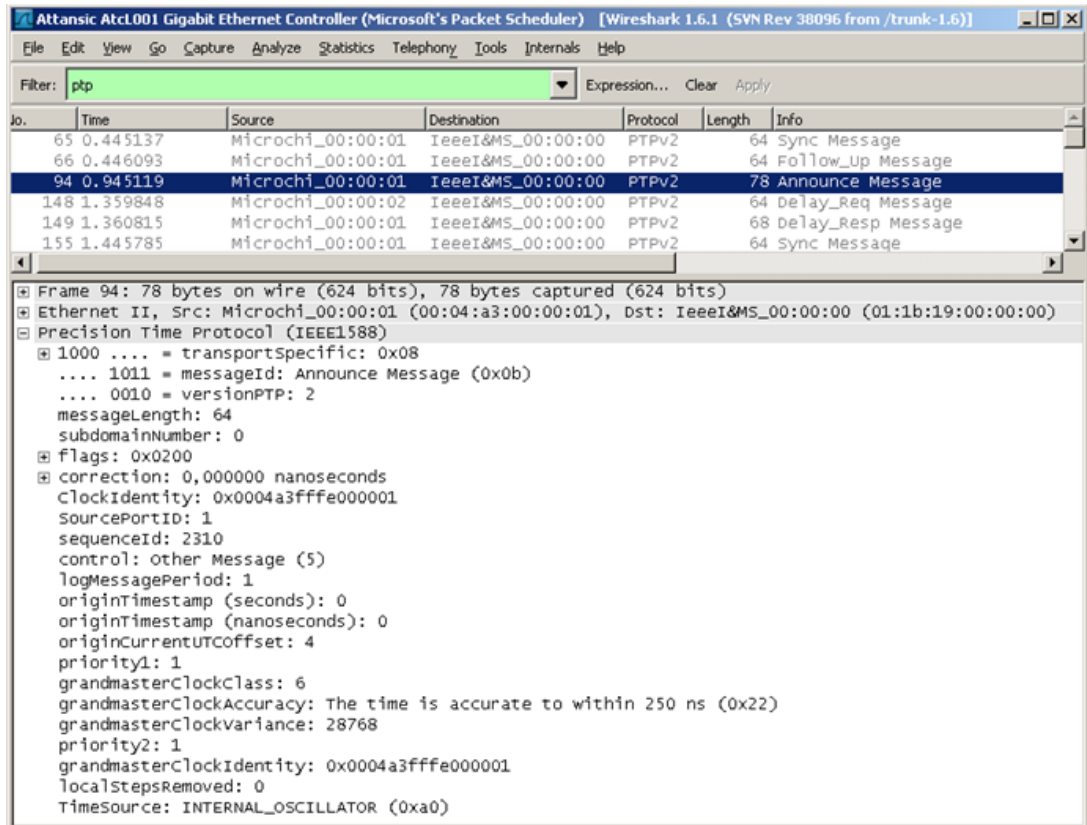


Рисунок 3.36 – Повідомлення в мережі

У стандарті описано приклад обчислення відношення часу, який пройшов на ГГ і на ОЕСТВ за певний інтервал. Це відношення буде коефіцієнтом для частоти пристрою ОЕСТВ. Але при цьому є вказівка, що підстроювання може здійснюватися різними способами. Розглянемо два з них:

1. Змінити тактову частоту ОЕСТВ пристрою (приклад в стандарті).
2. Не змінювати тактову частоту, але за кожен такт тривалістю T значення часу буде збільшуватися не на T , а на $T+\Delta t$.

В обох способах буде потрібно обчислити різницю в значеннях часу на ГГ пристрої за певний інтервал, а також різницю в часі, за цей же інтервал на ОЕСТВ пристрої. Розрахунок коефіцієнта першим способом – розбіжність частот:

$$k = \frac{(t1_n - t1_0) - (t2_n - t2_0)}{(t1_n - t1_0)}.$$

Для другого способу потрібно обчислення Δt . Δt – величина, яка буде складатися із значенням часу кожен певний інтервал. На рисунку 3.37 можна помітити, що в той час як на ГГ пройшло $22 - 15 = 7$ секунд, на ОЕСТВ пройшло $75 + (87 - 75)/2 - (30 + (37 - 30)/2) = 47.5$.

$$\Delta t = \frac{(t1_n - t1_0) - (t2_n - t2_0)}{(t1_n - t1_0)} / \text{частота}.$$

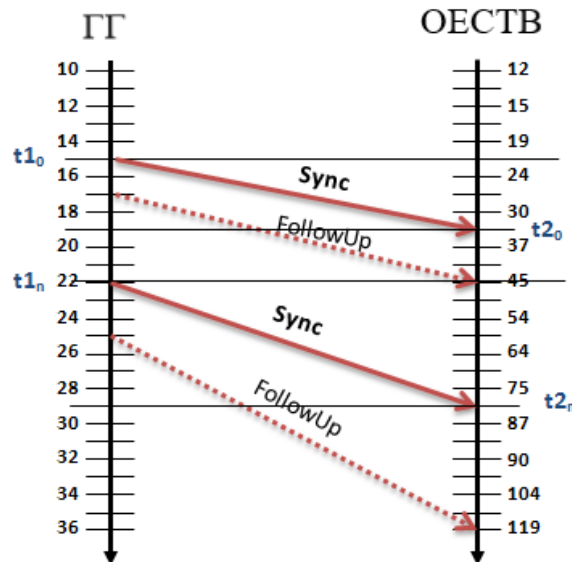


Рисунок 3.37 – Розбіжність частот

Частота – частота процесора, наприклад, 25 МГц – цикл процесора триває $1/(25 \cdot 10^6) = 40$ нс. Залежно від можливостей пристрою вибирається найбільш підходящий спосіб. Зміщення можна розрахувати іншим способом:

$$\text{зміщення} = (t2 - t1) - \text{час доставки}.$$

Стандартом визначено не єдиний спосіб обчислення часу доставки. Існують 2 режими роботи RTPv2. Це E2E (End-to-End) та режим P2P (Peer-to-Peer). В принципі можна використовувати будь-який з режимів за бажанням, але їх не можна поєднувати в одній мережі.

1. У режимі E2E час доставки обчислюється за повідомленнями, які прийшли через множину пристроїв, кожен з яких проставляє в полі корекції повідомлення Sync або FollowUP (якщо двоетапна передача) час, на який пакет затримався на цьому пристрої (якщо пристрої підключені безпосередньо, корекція не проставляється). Використовуються повідомлення: Sync/FollowUp, DelayReq/DelayResp.

2. У режимі P2P в поле корекції заноситься не тільки час, на який затримався пакет, до нього додається (t_2-t_1) . Використовуються повідомлення Sync/FollowUp, PDelayReq/PDelayResp/PdelayRespFollowUp.

Відповідно до стандарту, годинник, крізь які RTP повідомлення проходять зі зміною поля корекції, називається прозорим годинником (ПГ). На рисунках 3.38, 3.39 показано, як передаються повідомлення в цих двох режимах. Суцільними стрілками вказані повідомлення Sync і FollowUp.

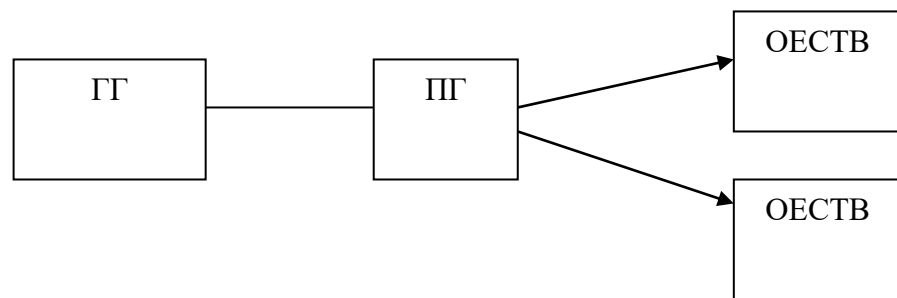


Рисунок 3.38 – Режим End-to-End

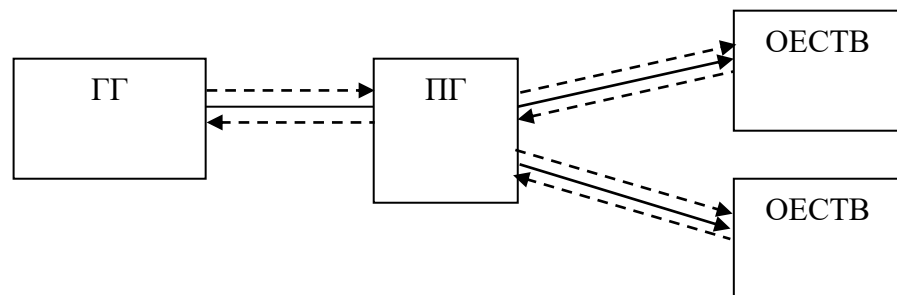


Рисунок 3.39 – Режим Peer-to-Peer

В P2P режимі (рисунок 3.39) додалися штрих-пунктирні стрілки. Це повідомлення PDelayReq, PDelayResp і PDelayFollowUp. Сеанс обміну цими повідомленнями надано на рисунку 3.40.

$$\text{час доставки} = \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2}.$$

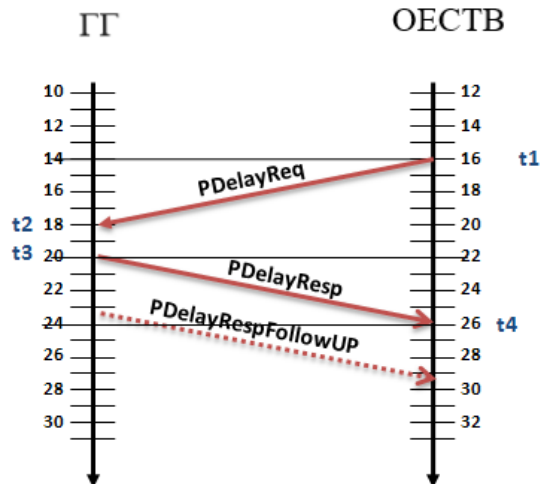


Рисунок 3.40 – Сеанс обміну повідомленнями PDelayReq, PDelayResp і PDelayFollowUp

Помилка часу доставки. Стандарт описує реалізацію протоколу в різних типах мереж. Якщо використовувати Ethernet мережу, то буде отримуватися повідомлення на рівні Ethernet. У таких мережах час доставки пакета постійно змінюється. Для того щоб відфільтрувати ці значення застосовуються різні фільтри.

Потрібно фільтрувати:

- 1) час доставки;
- 2) Δt ;
- 3) зміщення.

На рисунку 3.41 наведено схему фільтрації часу доставки.

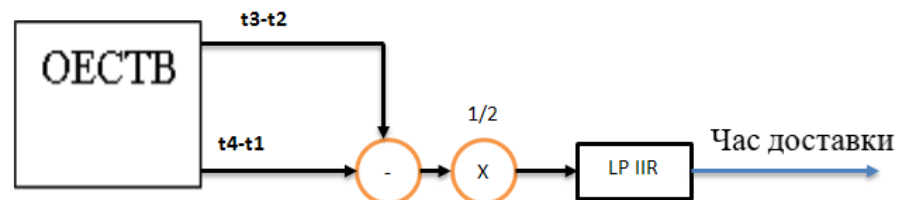


Рисунок 3.41 – Схема фільтрації часу доставки

LP IIR (Infinite Impulse Response low-pass) фільтр (Фільтр з нескінченною імпульсною характеристикою).

Схема фільтрація підстроювання Δt надана на рисунку 3.42.

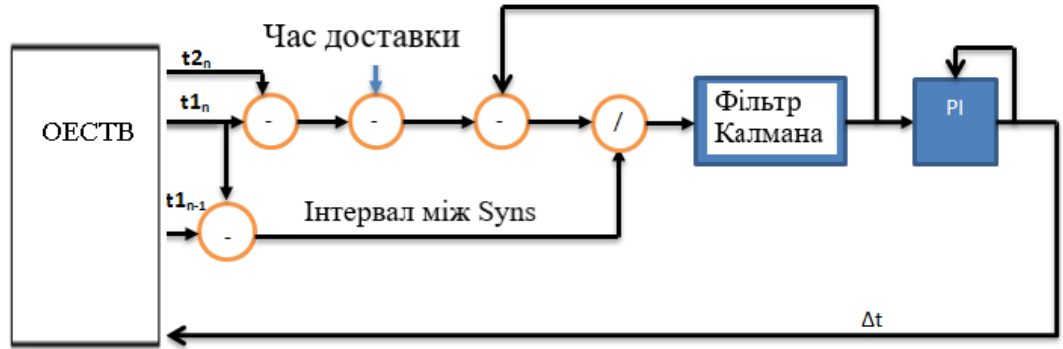


Рисунок 3.42 – Схема фільтрація підстроювання Δt

В схемі фільтрації підстроювання Δt використано фільтр Калмана, схема якого надана на рисунку 3.43.

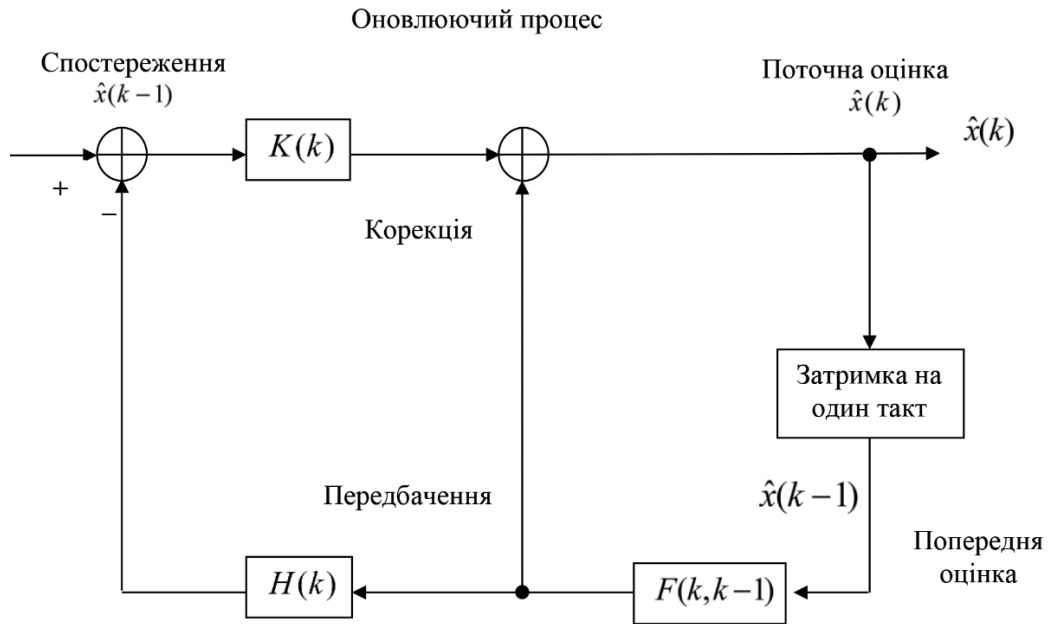


Рисунок 3.43 – Структурна схема дискретного алгоритму оцінки фільтра Калмана

В основі цього алгоритму лежить математична модель у вигляді рівняння стану (3.36) і рівняння спостереження (3.37).

$$x(k + 1) = F \cdot x(k) + G \cdot \xi(k), \tag{3.36}$$

де $F = \exp\{-\alpha \Delta t_k\}$ – коефіцієнт стану;

$\xi(k)$ – породжуючий білий гаусівський шум з нульовим середнім;

$$\alpha = 1 / \tau_{кор};$$

$\tau_{кор}$ – інтервал кореляції процесу $x(k)$;

$$\Delta t_k = k - (k - 1) \text{ – крок};$$

$G = \sqrt{\sigma_x^2 \exp\{-\alpha \Delta t_k\} (1 - \exp\{-\alpha \Delta t_k\})}$ – коефіцієнт породження.

$$y(k) = H \cdot x(k) + n(k), \quad (3.37)$$

де H – коефіцієнт, який задає послаблення сигналу; шум спостереження $n(t)$ є білим гаусівським шумом с дисперсією D_n та нульовим середнім.

Сама ж процедура оцінки $\hat{x}(k)$ має такий вигляд:

$$\hat{x}(k) = F\hat{x}(k-1) + K(k)[y(k) - HF\hat{x}(k-1)], \quad (3.38)$$

де $K(k)$ – коефіцієнт, що забезпечує стійкість і оптимальну швидкість збіжності алгоритму до сталого стану.

Даний коефіцієнт підлягає рекурсивному обчисленню на кожному кроці згідно алгоритму:

$$K(k+1) = P(k)H^T N_n^{-1}(k). \quad (3.39)$$

Обчислення апостеріорної дисперсії:

$$P(k+1) = FV(k)F^T + GN_\xi G^T. \quad (3.40)$$

Рівняння для апіорної дисперсії:

$$V(k+1) = [I - K(k)H]P(k+1), \quad (3.41)$$

де N_ξ, N_n – відповідно значення спектральних густин потужності породжуючого шуму $\xi(k)$ та шуму спостереження $n(k)$.

На рисунку 3.44 надано графіки процесу, що спостерігається та оцінки спостереження. Графіки отримано за допомогою імітаційного моделювання алгоритму Калмана в середовищі Matlab.

На рисунку 3.45 надано графік апостеріорної дисперсії помилки оцінки. Помилку оцінки виражено в субнаносекундах.

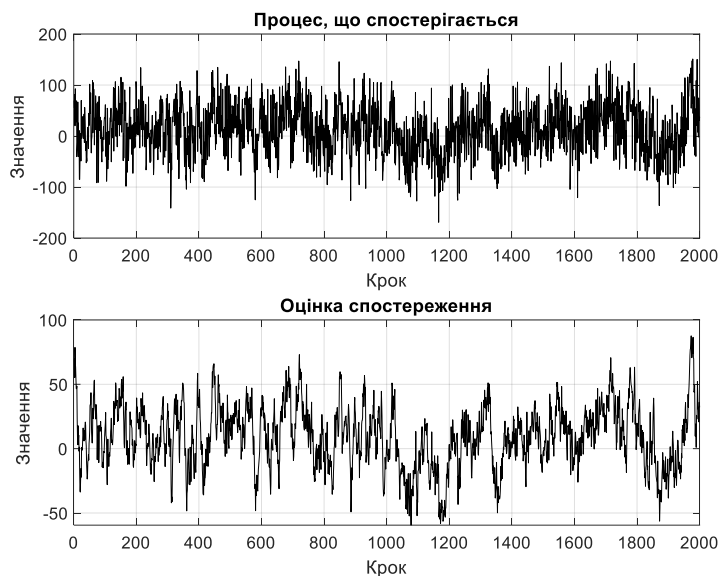


Рисунок 3.44 – Графіки процесу, що спостерігається та оцінки спостереження

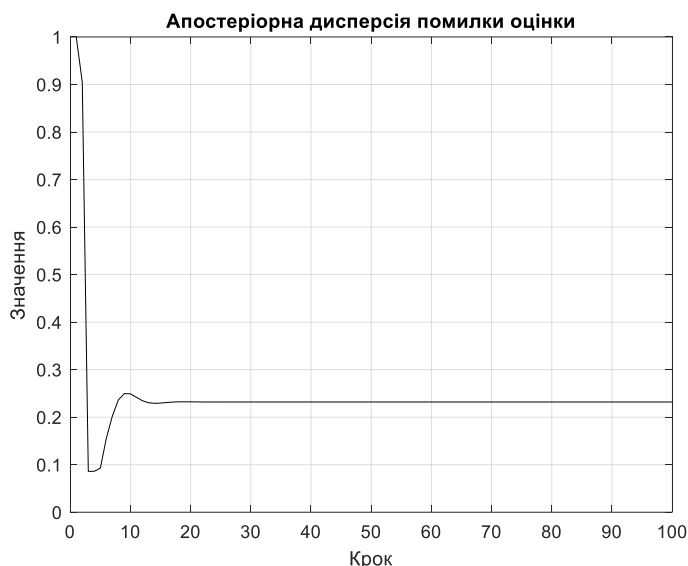


Рисунок 3.45 – Графік апостеріорної дисперсії помилки оцінки

Далі результат фільтрації (рисунок 3.42) подається на РІ-регулятор, так як підлаштування Δt повинне прагнути до середнього значення. Замість РІ-

регулятора пропонується використати алгоритм фільтра Робінса-Монро. Рекурсивна процедура Робінса-Монро на $k + 1$ кроці надається у вигляді

$$\Delta t(k+1) = \Delta t(k) + K(k)[\hat{x}(k) - \Delta t(k)], \quad (3.42)$$

де $K(k)$ – коефіцієнт, який забезпечує збіжність процедури (3.42).

Даний коефіцієнт пропонується обрати зворотньо пропорційно кроку $K(k) = \frac{1}{k}$.

Структурна схема алгоритму Робінса-Монро надана на рисунку 3.46.

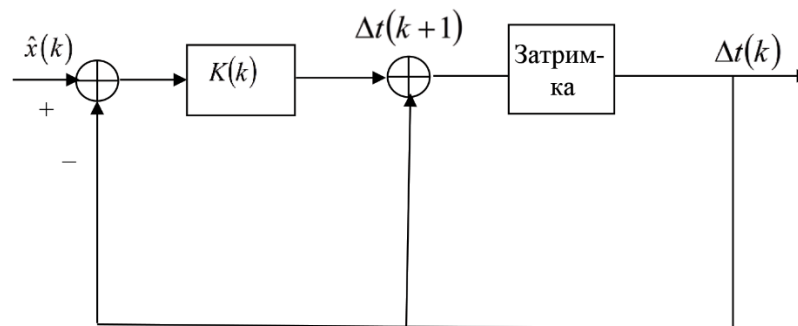


Рисунок 3.46 – Структурна схема дискретного алгоритму Робінса-Монро

Результат отримання зміщення годин Δt за допомогою алгоритму Робінса-Монро наведено на рисунку 3.47.

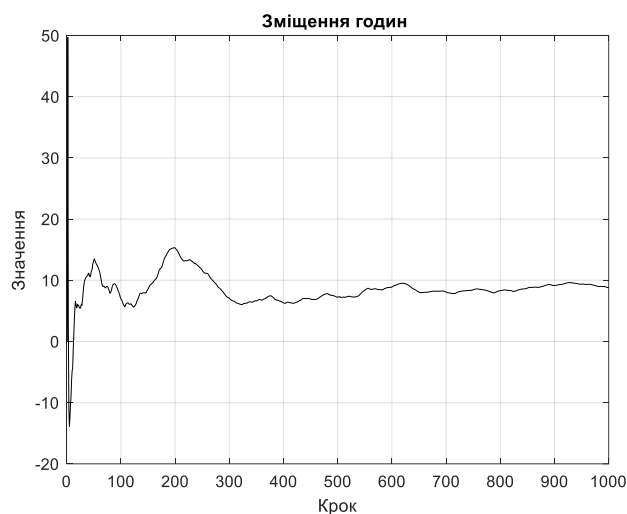


Рисунок 3.47 – Результат отримання зміщення годин Δt за допомогою алгоритму Робінса-Монро

Зміщення годин лежить у межах – 10 нс до 15 нс.

Таким чином, синхронізації за часом ОЕСТВ можлива з точністю 10–15 нс.

ВИСНОВКИ

В кваліфікаційної роботі вирішена актуальна науково-прикладна задача, яка полягає в дослідженні існуючих методів зменшення затримки передачі даних в приватної мережі LTE від просторово рознесених ОЕСТВ, що об'єднані в єдину інформаційно-вимірнювальну систему. За результатами вирішення поставлених завдань зроблені наступні висновки:

1. Затримка в даних управління пов'язана з перехідними станами обладнання мережі:

- час переходу з режиму очікування в активний стан. Затримка становить 100 мс;
- час переходу між неактивним (бездіяльним) станом і активним станом становить менше 50 мс.

Можливість досягнення високих швидкостей передачі даних багато в чому залежить від коротких затримок в системі, і причиною цьому є коротка тривалість кадру. У LTE тривалість кадру встановлена максимально коротка 0.5 мс для зведення до мінімуму радіоінтерфейсних затримок.

Затримка в даних управління. Наступні елементи сприяють затримці в даних контролю:

- затримка при передачі;
- ретрансляція для надійної передачі;
- eNode B/UE L1/L2/L3.

Загальна затримка для повідомлення може скласти 5–100 мс.

Затримка в даних користувача має рівень в 5 мс.

2. За рахунок скорочення процедур, що контролюють роботу мережі і відповідно обсягу даних команд управління сумарну затримку передачі даних між БС і ОЕСТВ можна довести до 10 мс.

3. Синхронізації за часом ОЕСТВ можлива з точністю 10–15 нс.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Тихвинский В. О., Терентьев С. В., Минаев И. В. Сравнительный анализ спектральной эффективности систем UMTS и LTE. Мобильные телекоммуникации. № 2. 2008.
2. 3GPP TR 25.814 Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA), Release 7), V7.1.0, 2006. pp.64
3. Григорьев В. А., Лагутенко О. И., Распаев Ю. А. Сети и системы радиодоступа. М.: Эко-Трендз, 2005. 384 с.
4. Шахнович И. В. Современные технологии беспроводной связи: Изд. 2-е, испр. и доп. М.: Техносфера, 2006. 288 с.
5. Вишневский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
6. Гельгор А. Л., Попов Е. А. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 204 с.
7. Тихвинский В. О., Терентьев С. В., Юрчук А. Б. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура. М.: Эко-Трендз, 2010. 284 с.
8. Long Term Evolution (LTE): an introduction. White Paper. [Электронный ресурс]. Ericsson. 2007. 16 с.
9. Столингс В. Беспроводные линии связи и сети: пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 640 с.
10. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. 2-е изд. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
11. Обод І. І., Яценко І. Л. Оптимізація довжини пакету даних у пакетних мережах передачі даних при дії завад. Системи управління, навігації та зв'язку: зб. наук. праць. Вип. 1 (9). К.: 2009. С. 165–168.
12. 3GPP TR 25.913 V7.3.0. «Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (EUTRAN)», March 2006.
13. Motorola. «C-Plane Latency – Analysis», 3GPP TSG-RAN WG2 Meeting #53, May 2006.
14. Ericsson. «Concept evaluation of user plane latency in LTE». 3GPP TSG-RAN WG2 Meeting #53. May 2006.

15. Брени С. Синхронизация цифровых сетей связи: пер. с англ. М.: Мир, 2003. 456 с.
16. Давыдкин П. Н., Колтунов М. Н., Рыжков А. В. Тактовая сетевая синхронизация; под ред. М. Н. Колтунова. М.: Эко-Тренз, 2004. 205 с.
17. Борщ В. И., Гайдар В. П., Коваль В. В., Лесовой И. П. Тактовая синхронизация в интегральных цифровых сетях электросвязи. К.: Наукова думка, 1998. 202 с.
18. Борщ В. И., Коршун Є. І., Туманов Ю. Г., Чумак М. О. Сигналізація й синхронізація в телекомунікаційних системах. К.: Наукова думка, 2004. 128 с.
19. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. изд. 2-е, испр. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 1104 с.
20. Шахгильдян В. В. Системы фазовой синхронизации. М.: Радио и связь, 1989.
21. Шахгильдян В. В. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации. М.: Радио и связь, 1989.
22. Kajackas A. On Synchronization of Communication Networks with Varying Channels Delays. IEEE Trans. On Comm. Vol. COM-28, № 8, 1980.
23. Свириденко С. С. Основы синхронизации при приеме дискретных сигналов. М.: Связь, 1974. 144 с.
24. Гинзбург В. В., Каяцкас А. А. Теория синхронизации демодуляторов. М.: Связь, 1974. 216 с.
25. Миллс Д. Сличение времени в компьютерных сетях: протокол сетевого времени на Земле и в космосе; пер. с англ. под ред. А. В. Савчука. Київ: WIRCOM. 2011. 464 с.
26. Бойченко О. В., Торошанко Я. І., Торошанко О. С. До питання надійної передачі інформації в системах реального масштабу часу. Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку, № 4(16), 2010. С. 56–63.
27. Торошанко Я. І., Грушевська В. П. Виправлення помилок циклової синхронізації в мультимедійних системах. Матер. VI междунар. научно-техн. симпозиума «Новые технологии в телекоммуникациях 99», 21–25 января 2013, Вышков. С. 99–100.
28. Рыжков А. В., Савчук А. В. Способы синхронизации сетей электросвязи в условиях перезагрузки нормативной базы. Сети связи, № 9, 2012. С. 37–41.

29. **Беленцов А.С.** Метод управління швидкістю бездротового зв'язку на основі протоколу accel-brake control. Матер. XXV міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті», - конференція «Перспективи розвитку інфокомунікацій та інформаційно-вимірювальних технологій»,- 2021, Харків. Том 4, С. 38–39.

30. **Беленцов А.С.** Аналіз алгоритмів мережевої синхронізації цифрового зв'язку. Матер. междунар. студентської наукової конференції «Міждисциплінарні наукові дослідження та перспективи їх розвитку», 7 травня 2021, Київ. Том 2, С. 21–23.

31. **Беленцов А.С.** Метод управління швидкістю бездротового зв'язку на основі протоколу accel-brake control. Матер. междунар. студентської наукової конференції «Міждисциплінарні наукові дослідження та перспективи їх розвитку», 7 травня 2021, Київ. Том 2, С. 26–27.

32. Шостко І.С., Тевяшев А. Д., Коляденко Ю. Ю. і др. Автоматизована оптична інформаційно-вимірювальна система для полігонних випробувань керованих та некерованих ракет, артилерійських і реактивних снарядів // Звіт про НДР, № ДР 01190U001405. – Х.: ХНУРЕ, 2020. 442 с.