

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ДНІПРОВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»



ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ ЗБИРАННЯ,
ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Підручник

Дніпро
НТУ «ДП»
2019

УДК 621.391(075)
Т33

Рекомендовано вченою радою як підручник для бакалаврів спеціальностей 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка» та 123 «Комп'ютерна інженерія»(протокол № 4 від 21.02.2019 року).

Рецензенти:

А.І. Купін – д-р техн. наук., проф., завідувач кафедри «Комп'ютерних систем та мереж» ДВНЗ «Криворізького національного університету».

І.В. Жуковицький – д-р техн. наук., проф. завідувач кафедри «Електронних обчислювальних машин» Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту.

В.В. Слесарев – д-р техн. наук., проф. завідувач кафедри «Системного аналізу та управління» Національного технічного університету «Дніпровська політехніка».

Т33 Теоретичні основи комп'ютерних систем збирання, перетворення та передачі інформації: підруч. / О.М. Заславський, К.В. Соснін, Д.С. Зибалов, Д.В. Славінський, Є.К. Воскобойник; М-во освіти та науки України, Нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка». – Дніпро: НТУ «ДП», 2019. – 292 с.

ISBN 978-966-350-713-2

Систематично викладено теоретичні основи перетворення інформації на фізичному рівні у комп'ютерних системах, які здійснюють її збирання та передачу з використанням різноманітних каналів зв'язку. Розглянуто основні положення теорії інформації, що стосуються обміну інформацією між частинами складних технологічних систем. Підручник відповідає програмі дисципліни «Теорія інформації. Основи збирання, обробки і передачі інформації» для студентів вищих навчальних закладів і може бути корисним аспірантам та інженерним працівникам, які професійно орієнтовані на вирішення проблем технічного забезпечення розосереджених комп'ютерних систем.

УДК 621.391(075)

ISBN 978-966-350-713-2

©О.М. Заславський, К.В. Соснін,
Д.С. Зибалов, Д.В. Славінський,
Є.К. Воскобойник, 2019
©НТУ «Дніпровська політехніка», 2019

Передмова

Станіслав Лем у своїй відомій «Сумі технологій» ставить питання: «Інформація – це не матерія та не енергія, але ж ми не сумніваємось в тому, що вона існує. Тоді що є інформацією?» Існує таке її визначення: це повідомлення, яке заздалегідь не відоме одержувачу. Отже, інформація має матеріальний носій – повідомлення, або інакше кажучи сигнали, а також їх джерело та одержувача. Без цих атрибутів поняття інформації не має сенсу. Лем образно це демонструє на прикладі зірки у космосі, пульсація якої може нести якусь інформацію, але не взагалі, а лише відносно тієї системи, яка її створює, передає та сприймає. Можна стверджувати, що технології збору, перетворення та передачі інформації являють собою ту основу, на якій базуються всі сучасні Інформаційні Технології.

Сучасна наукова база інформаційних технологій позиціонується на досягненнях *математичної теорії зв'язку, кібернетики, теорії кінцевих і нескінченних автоматів*, досягненнях в галузі створення *комп'ютерних інтелектуальних мереж та систем*.

Можна сказати, що ІТ-парадигма здобула свій близький до сучасного зміст і сенс в другій половині 19-го століття в роботах Дж. Максвелла, І.А. Вишнеградського, А. Стодоли. Працями цих вчених були закладені основи теорії автоматичного регулювання, сформульовано принцип зворотного зв'язку. На початку 20-го століття роботами Г. Найквіста, Р. Хартлі, Клода Шеннона, Володимира Котельнікова та інших вчених було закладено основи математичної теорії зв'язку. В класичній роботі Клода Едвуда Шеннона «Математична теорія зв'язку¹» зазначається, що основна задача інформаційного зв'язку полягає в точному або приблизному відтворенні в деякому місці повідомлення, що вибрано для передачі в іншому місці. Повідомлення може мати *значення*, тобто відноситися до деякої системи з певною фізичною чи умоглядною сутністю, або знаходитися у співвідношенні з нею. Шеннон вказує, що ці семантичні аспекти зв'язку не мають відношення до технічної сторони питання. Суттєво лише те, що повідомлення, яке посилається, є таким, що *вибрано з деякої множини* можливих. Система зв'язку повинна проектуватись таким чином, щоб її можна було використовувати для передачі будь якого повідомлення, а не тільки того, яке буде в дійсності вибрано, оскільки результат цього вибору ще не відомий у момент проектування.

Кібернетика у сучасному трактуванні, вперше запропонованому Норбертом Вінером у 1948 році, розглядається як наука про загальні закономірності процесів керування і передачі інформації в машинах, живих організмах і суспільстві. Вона включає вивчення зворотного зв'язку, чорних ящиків і похідних концептів, таких як керування та комунікація в живих організмах, машинах і організаціях, включаючи самоорганізацію. Фокусує увагу на тому, як щось (цифрове, механічне чи біологічне) обробляє інформацію, реагує на неї і змінюється або може бути змінено, для того щоб

¹ A mathematical theory of communication, Bell System Techn. J., 27 (1948) № 3, 379-423; 27 (1948), №4, 623-656.

краще виконувати перші два завдання. У сучасному розумінні кібернетики нею враховуються потоки інформації «з будь-яких джерел», починаючи з зірок і закінчуючи мозком. Кібернетичні методи застосовуються при дослідженні випадку, коли дія системи викликає деяку зміну в навколишньому середовищі. Вона проявляється на системі через зворотний зв'язок, що викликає зміни в способі поведінки системи. У дослідженні цих «петель зворотного зв'язку» і полягають методи кібернетики. Сучасна кібернетика зароджувалася як міждисциплінарне дослідження, об'єднуючи галузі систем керування, теорії електричних кіл, машинобудування, математичного моделювання, математичної логіки, еволюційної біології, неврології, антропології.

Друга половина 20-го століття ознаменувалась проривом в галузі комп'ютерних мережевих технологій. У 1957 році Пол Берен розробив проект розподіленої мережі. Вона була названа ARPANET (англ. Advanced Research Projects Agency Network) та призначалась для зв'язку і передачі інформації між підрозділами американської армії в умовах бойових дій. У зв'язку з тим, що на великі відстані дуже важко передати аналоговий сигнал без спотворень, дослідником запропоновано передавати цифрові дані пакетами.

У грудні 1969 року було створено експериментальну мережу, яка поєднала чотири вузли:

Каліфорнійський університет в Лос-Анджелесі (UCLA);

Каліфорнійський університет в Санта-Барбара (UCSB);

Дослідницький університет Стенфорда (SRI);

Університет штату Юта.

За кілька років мережа поступово охопила всі Сполучені Штати. У 1965 році Дональд Девіс, вчений з Національної фізичної лабораторії Англії, запропонував створити у Британії комп'ютерну мережу, засновану на комутації пакетів. До 1976 року вона об'єднувала вже 12 комп'ютерів і 75 термінальних пристроїв. До 1971 року співробітниками Массачусетського технологічного інституту розроблена перша програма для відправки електронної пошти за допомогою мережі. У 1973 році до неї були підключені через трансатлантичний телефонний кабель перші іноземні організації з Великої Британії та Норвегії, і комп'ютерна мережа стала міжнародною. У 1983 році за мережею ARPANET закріпився термін «Інтернет». У вересні 1980 року опублікована специфікація Ethernet. Фахівець з інформатики Тім Бернерс-Лі у 1990 році опублікував пропозиції щодо системи гіпертекстових діаграм, давши їй назву World Wide Web. До 1990-х років Інтернет об'єднав у собі більшість існуючих на той час мереж.

За оцінками аналітиків корпорації Cisco у період з 2008 до 2009 року кількість пристроїв, підключених до глобальної мережі, перевищила чисельність населення Землі. Можна вважати, що у цей період «Інтернет людей» стає «Інтернетом речей» – мережевою технологією, яка базується на концепції обчислювальної мережі фізичних предметів («речей»), оснащених вбудованими технологіями для взаємодії один з одним або з зовнішнім середовищем. Особливу роль в Інтернеті речей відіграють інтелектуальні засоби збору інформації, що забезпечують перетворення відомостей про

зовнішнє середовище в машинозчитувані дані, і тим самим здатні наповнити обчислювальну середу значущою інформацією. Використовується широкий клас інтелектуальних засобів вимірювання – від елементарних датчиків (наприклад, температури, тиску, освітленості), приладів обліку споживання (таких, як інтелектуальні лічильники) до складних інтегрованих вимірювальних систем. В рамках концепції «Інтернету речей» принциповим є об'єднання засобів вимірювання в мережі (таких, як бездротові датчики мережі, вимірювальні комплекси, мережі PLC з передачею інформації мережами електроживлення), за рахунок чого можлива побудова систем міжмашинної взаємодії.

За прогнозами фахівців в галузі інформаційних технологій сучасні системи збирання, обробки та передачі інформації еволюціонують в напрямку побудови *кіберфізичних* систем з *мережево-центричним* керуванням. Концептуальні принципи, на яких базується цей напрямок, декларують інтеграцію розосереджених обчислювальних ресурсів до різноманітних фізичних процесів. Характерними рисами концепції є:

- синергетичні принципи поєднання в одному агрегаті компонент різної технічної природи (механічних, електротехнічних, обчислювальних і т.п.), які адаптивно взаємодіють із зовнішнім середовищем як єдиний функціональний і конструктивний організм;

- самоорганізація інтелектуальної інформаційної мережі;

- слабка ієрархія в контурі прийняття рішень і здатність породжувати цілі всередині себе.

В даному підручнику викладаються основи теорії систем збору, обробки (перетворення) та передачі інформації. Він призначений для освоєння основних положень теорії інформації, що стосуються обміну нею між частинами складних технологічних систем (таких як гірничо-металургійні комплекси, енергосистеми, трубопровідний транспорт, багатofункціональні будівлі і споруди та ін.).

Підручник включає чотири частини:

1. Загальні положення
2. Принципи збору інформації
3. Принципи перетворення інформації в каналах зв'язку
4. Принципи передачі інформації по каналах зв'язку.

Перша частина освітлює дві теми: «Вступ до курсу» та «Елементи теорії інформаційних потоків». Перша розкриває термінологію та загальний зміст підручника. У другій розглядаються теоретичні питання обчислення кількості інформації та ентропії у потоках повідомлень в каналах зв'язку. Розглянуто залежність кількості інформації від довжини та структури повідомлення.

Друга частина складається з чотирьох розділів: «Аналогові сигнали», «Дискретні сигнали», «Детерміновані сигнали», «Випадкові та псевдовипадкові сигнали». У перших двох наводяться дані про технічні характеристики, методи формування та розпізнавання сигналів в системах збору, перетворення та

передачі інформації. Особлива увага приділяється принципам побудови аналогових та цифрових інтерфейсів. Наступні два розділи присвячені теоретичному аналізу спектрального складу та спектральної щільності сигналів, а також їх кореляційних властивостей. Розглядається залежність смуги пропускання каналу зв'язку від параметрів сигналів. У останньому розділі розглянуто також методи побудови та приклади реалізації псевдовипадкових послідовностей сигналів.

Третя частина включає наступні розділи: «Дискретизація та квантування сигналів», «Відновлення безперервних сигналів за вибірковими дискретними вимірами», «Цифро-аналогове та аналогово-цифрове перетворення інформації», «Модуляція та демодуляція сигналів». Перші три розділи присвячені проблемам прямого перетворення безперервних інформаційних повідомлень у дискретну цифрову форму та зворотного перетворення цифрових повідомлень у безперервну аналогову форму. При цьому в першому та третьому головна увага приділяється принципам побудови відповідних перетворювачів, а в другому розглядаються теоретичні аспекти подібних перетворень, які вказують, за яких умов ці перетворення можна вважати коректними. В четвертому розглядаються принципи узгодження параметрів сигналів з параметрами і смугою пропускання каналу зв'язку шляхом взаємооборотного перетворення їх спектральних характеристик.

У четверту частину включено п'ять розділів: «Загальні принципи багатоканального зв'язку в системах», «Кодування інформації в каналі зв'язку циклічними кодами з виявленням помилок», «Електромагнітна сумісність систем збору, перетворення та передачі інформації», «Дротові та бездротові технології передачі сигналів. Частина 1», «Дротові та бездротові технології передачі сигналів. Частина 2». У першому з них розглядаються основи теорії розподілення сигналів в багатоканальній системі передавання інформації, наводяться приклади частотного та часового розподілення сигналів і каналів.

У другому викладаються принципи побудови в каналах зв'язку циклічних кодів з виявленням помилок. Третій присвячено методам прийому сигналів з перешкодами та способам зниження їх рівня. У четвертому розглядаються загальні відомості про лінії зв'язку, їх технічні, фізичні та спектральні характеристики. У п'ятому викладено матеріал про теоретичні основи та принципи практичної реалізації широкосмугових та вузькосмугових PLC-систем, а також бездротових каналів зв'язку.

Вхідні знання та навички, що необхідні для вивчення курсу

Знання	Дисципліна
Матриці, вектори, дії над ними	Вища математика Лінійна алгебра
Методи обчислення похідної та інтегрування функцій, методи вирішення диференціальних рівнянь	Вища математика Математичний аналіз
Основні математичні характеристики випадкових подій і величин	Вища математика Теорія ймовірностей
Форми подання комплексних чисел та дії над ними	Вища математика

	Теорія функцій комплексної змінної
Перетворення Фур'є, ряди Фур'є, поняття про дельта-функції	Вища математика Функціональний аналіз
Поняття про розміщення, перестановки і поєднання	Вища математика Комбінаторика
Методи розрахунків електричних кіл постійного і змінного струму	Теоретичні основи електротехніки Теорія кіл
Навички	Дисципліна
Виконувати математичні операції над векторами	Лінійна алгебра
Виконувати диференціювання та інтегрування функцій, знаходити розв'язок систем диференціальних рівнянь за допомогою математичних довідників та комп'ютерних програм	Математичний аналіз
Виконувати розрахунки ймовірностей випадкових подій, математичного очікування, дисперсії, довірчих інтервалів за допомогою математичних довідників і комп'ютерних програм	Теорія ймовірностей
Виконувати перетворення математичних виразів з комплексними числами і відображати результати на комплексній площині	Теорія функцій комплексної змінної
Виконувати розвинення функції в ряд Фур'є, виконувати пряме і зворотне перетворення Фур'є, інтегрувати найпростіші узагальнені функції	Функціональний аналіз
Знаходити кількість розміщень, перестановок і сполучень	Комбінаторика
Виконувати розрахунки електричних кіл постійного і змінного струму	Теорія кіл

Навички (вміння), одержувані при вивченні курсу

1. Аналізувати і розробляти структури систем збору, перетворення та передачі даних, здійснювати вибір інтерфейсів передачі даних і розробку протоколів обміну даними.

2. Розраховувати спектральні характеристики періодичних детермінованих сигналів.

3. Розраховувати енергетичні спектри та автокореляційні функції випадкових сигналів.

4. Обґрунтовано вибирати частоту дискретизації та розрядність пристрою, що квантує сигнали.

5. Володіти методами інтерполяції і децимації дискретних вибірок.

6. Обґрунтовано вибирати типи аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів, здійснювати розробку інтерфейсу обміну даними з мікроконтролером.

7. Обґрунтовано вибирати вид та розраховувати параметри модуляції / демодуляції сигналів.

9. Розробляти багатоканальні системи передачі інформації з частотним, часовим та кодовим (з шумоподібними сигналами) поділом каналів.

10. Розробляти структуру та протокол передачі даних циклічними кодами з виявленням помилок у телемеханічних комп'ютерних системах.
11. Розраховувати пропускну здатність каналів зв'язку.
12. Забезпечувати стійкість приймачів телемеханічних каналів зв'язку до перешкод.
13. Розраховувати ймовірності виявлених та невиявлених помилок при передачі кодових повідомлень.
14. Обґрунтовано вибирати технологію передачі інформації (електричні, оптичні кабельні лінії, бездротові канали, передача інформації по силовій мережі).

ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ

1. Вступ до курсу

Загальні поняття і термінологія. Узагальнена структура системи збору, перетворення та передачі інформації. Загальні принципи збору, перетворення та передачі інформації.

Збір, перетворення і передача інформації є невід'ємними функціями комп'ютерних інформаційно-вимірювальних та керуючих систем. Сервери, автоматизовані робочі місця, програмовані контролери, інтелектуальні пристрої автоматики, сенсори, виконавчі механізми – усі ці та інші компоненти комп'ютерних систем, що здійснюють цілеспрямовану обробку інформації, пов'язані між собою інформаційними потоками. *Принципи збору, перетворення та передачі інформації (ЗППІ), які розглядаються у даному курсі, обумовлюють закони керування цими потоками. До задач перетворення не входить обробка інформації з метою реалізації об'єктно-орієнтованих алгоритмів керування. Перетворення інформації, що розглядається у даному курсі, здійснюється задля оптимізації власне інформаційних потоків в будь-яких комп'ютерних системах.*

Критеріями оптимальності систем ЗППІ є:

- Актуальність і повнота інформації, яка передається по каналах зв'язку;
- Достовірність переданих та прийнятих повідомлень;
- Найбільш прийнятна форма подання інформації;
- Захищеність від несанкціонованого втручання;
- Електромагнітна сумісність (толерантність).

Основні терміни та визначення

Джерела повідомлень – пристрої ручного введення команд керування (ключі, кнопки, потенціометри), датчики і вимірювальні перетворювачі електричних і неелектричних величин, сенсорні панелі, джойстики і тому подібне, вихідні модулі мікропроцесорних пристроїв керування.

Приймачі повідомлень – електромагнітні реле, вхідні модулі мікропроцесорних пристроїв, реєстри пам'яті, пристрої сигналізації і відображення інформації.

Сигнали – будь які фізичні процеси, що використовуються для передачі повідомлень. Вони можуть бути детермінованими або випадковими, аналоговими (що представлені нескінченною щільною множиною значень – континуумом) та дискретними (що представлені рахунковою множиною значень). Аналогові сигнали можуть бути безперервними (не обмеженими у часі) та імпульсними (обмеженими у часі), дискретні – тільки імпульсними.

Лінія зв'язку – фізичне середовище, що задане своїми розподіленими параметрами, у якому поширюються сигнали – переносники повідомлень. Як середовище поширення повідомлень використовуються провідники електричного струму, оптичні кабелі та різний фізичний простір, де сигнали передаються радіохвилями, звуковими, ультразвуковими хвилями і світловими сигналами.

Канали зв'язку – засоби передачі повідомлень, представлених послідовностями сигналів. Канал зв'язку включає передавачі та приймачі сигналів, лінію зв'язку, а також всю необхідну апаратуру та програмне забезпечення для перетворення інформації з метою оптимізації інформаційних потоків.

Ущільнений канал зв'язку – це, коли за допомогою однієї лінії зв'язку здійснюється передача повідомлень до відповідної множини приймачів більш ніж від одного джерела. Ущільнення каналу зв'язку здійснюється розподілом сигналів за параметрами: частотою, фазою, часом появи, амплітудою та тому подібним.

Перетворювачі інформації бувають аналого-цифровими і цифро-аналоговими або такими, які масштабують сигнали, пристрої кодування та декодування інформації, конвертори інтерфейсів, модулятори та демодулятори (модеми), комутатори, фільтри та таке інше.

Інтелектуальні мережеві пристрої поєднують в собі функції джерел, приймачів повідомлень та каналу зв'язку, обладнані мікропроцесорним контролером для інтелектуальної (Smart) обробки інформації.

Перешкоди в каналі зв'язку – спорадичні випадкові або регулярні процеси, що породжують в ньому сигнали, які спотворюють повідомлення. Джерелами перешкод можуть бути електричні розряди, електромагнітна дія, перехідні процеси в мережах електропостачання та тому подібне. Вони інколи розглядаються як особливий вид сигналів в каналах зв'язку.

Основні характеристики каналу зв'язку – імовірність передачі інформації, швидкодія, пропускна здатність (кількість інформації, що передається за одиницю часу).

Структура та основні принципи побудови систем збору, перетворення та передачі інформації (СЗППІ).

Узагальнена структурна схема СЗППІ показана на рис. 1.1. У загальному випадку джерелом та приймачем інформації є деяка інформаційно-вимірювальна та керуюча система. Інформація з неї поступає на вхідні пристрої СЗППІ, які для процесів збору та передавання інформації відіграють роль джерел. Вихідні пристрої СЗППІ, за допомогою яких здійснюється зворотній зв'язок в узагальненій інформаційно-вимірювальній та керуючій системі, відіграють роль приймачів інформації в процесах збору та передавання інформації. Вхідні та вихідні елементи СЗППІ беруть участь у процесах збору інформації. В найбільш узагальненому вигляді всі ті елементи СЗППІ, за допомогою яких здійснюється *перетворення інформації*, можна визначити як кодери та декодери сигналів. Передача інформації здійснюється з використанням процесів модуляції та демодуляції сигналів, що передаються по лініях зв'язку.

В процесах керування технологічними комплексами використовуються наступні основні режими:

Ручне (місцеве) – оператор здійснює функції безпосереднього керування, додержуючись своїх фізіологічних відчуттів та знань про хід контрольованого процесу.

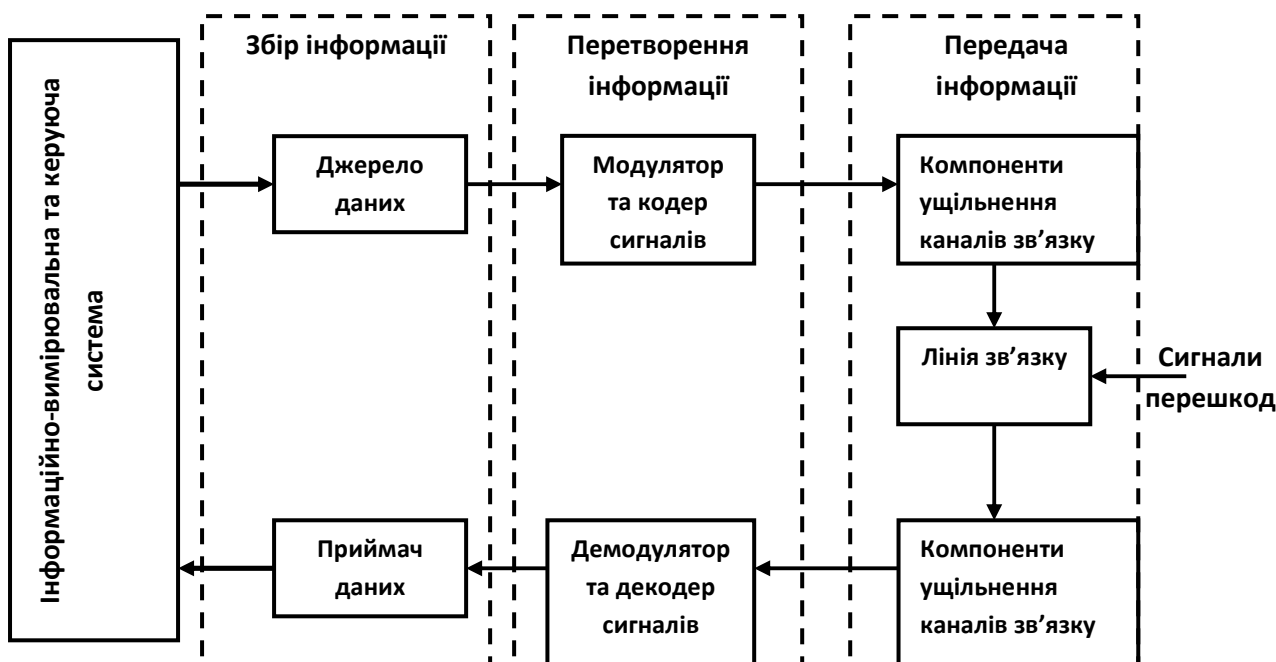


Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема СЗПП

Дистанційне керування здійснюється відносно сигналів, що поступають по каналах зв'язку від джерел повідомлень, які ініціюються контрольованим процесом, шляхом передачі команд керування по відповідних каналах зв'язку.

Телемеханічне – це дистанційне керування з передачею інформації по ущільнених каналах зв'язку з перетворенням інформації, що оптимізує їх характеристики.

На рис. 1.2 наведено загальний вигляд диспетчерського пункту великої телемеханічної системи



Рисунок 1.2 – Диспетчерський пункт телемеханічної системи

Основні принципи збору інформації

Під час *мультиплексованого збору інформації* сигнали від множини датчиків поступають на один пристрій контрольованого пункту (КП), перетворюються до коду, що відповідає протоколу обміну, прийнятому у СЗПП, та передаються по одному каналу зв'язку на пункт керування (ПК).

Приклад мультиплексованого збору інформації у системі енергетичного моніторингу подано на рис. 1.3.

При паралельному зборі інформації сигнал від кожного датчика поступає на відповідний перетворювач КП, перетворюється до коду, що відповідає протоколу обміну, прийнятому у СПП, та передається по одному каналу зв'язку на ПК. Приклад паралельного збору електротехнічної інформації на базі інтелектуальних датчиків струму наведено на рис. 1.4.

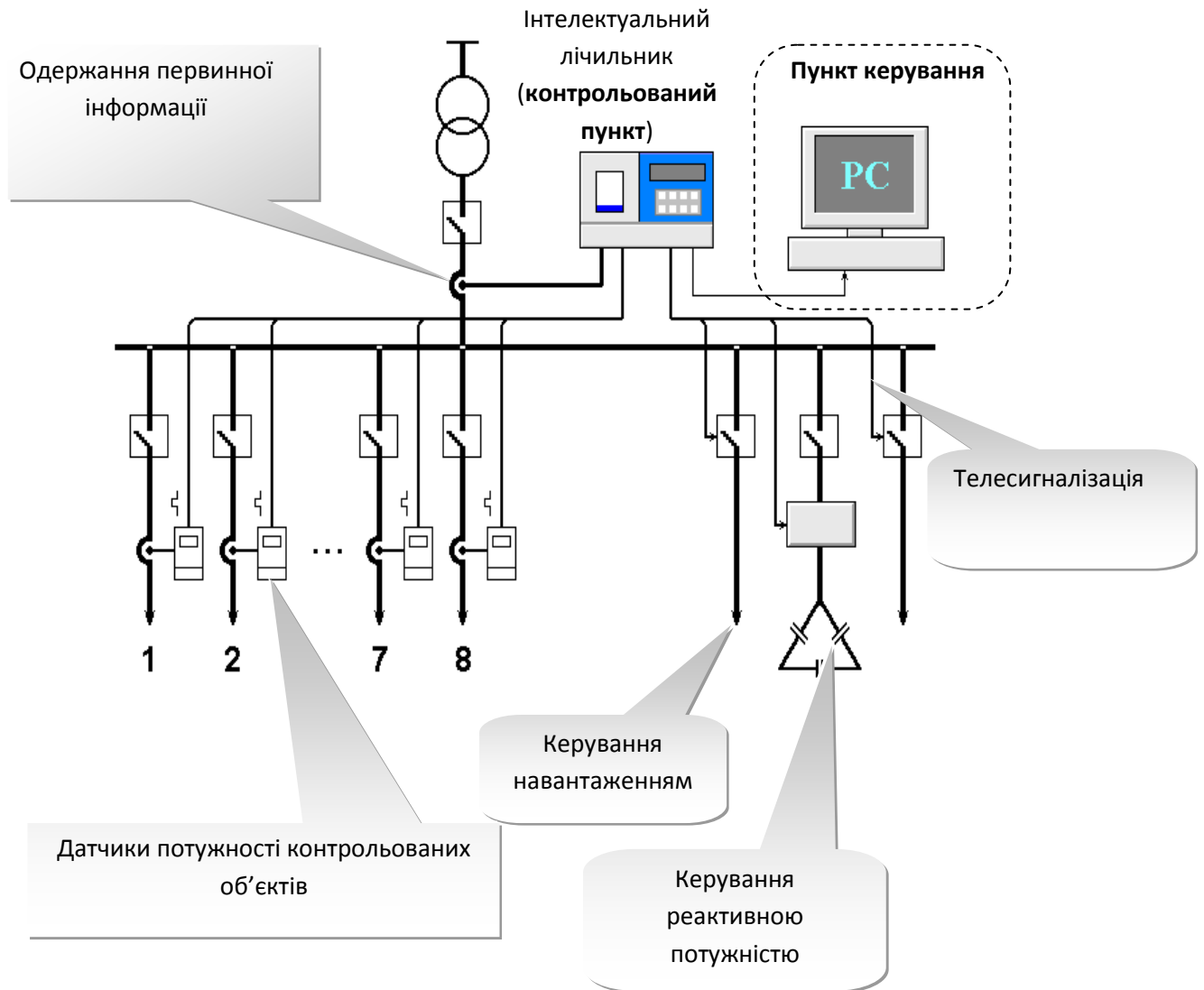


Рисунок 1.3 – Мультиплексований збір інформації в системі енергетичного моніторингу

Імпульсна телеметрія – збір інформації про витрати енергоносіїв, кількість витратних матеріалів, одиниць готової продукції, об'єктів, що змінюють один одного, та таке інше шляхом реєстрації імпульсів, які формуються спеціальними датчиками так, щоб їх кількість була пропорційною до величини витрати. Приклад імпульсного телеметричного каналу наведено на рис. 1.5. У цьому каналі електричні імпульси формуються оптично-електронним перетворювачем, що контролює проходження затемненого сектора диску індукційного лічильника електричної енергії.

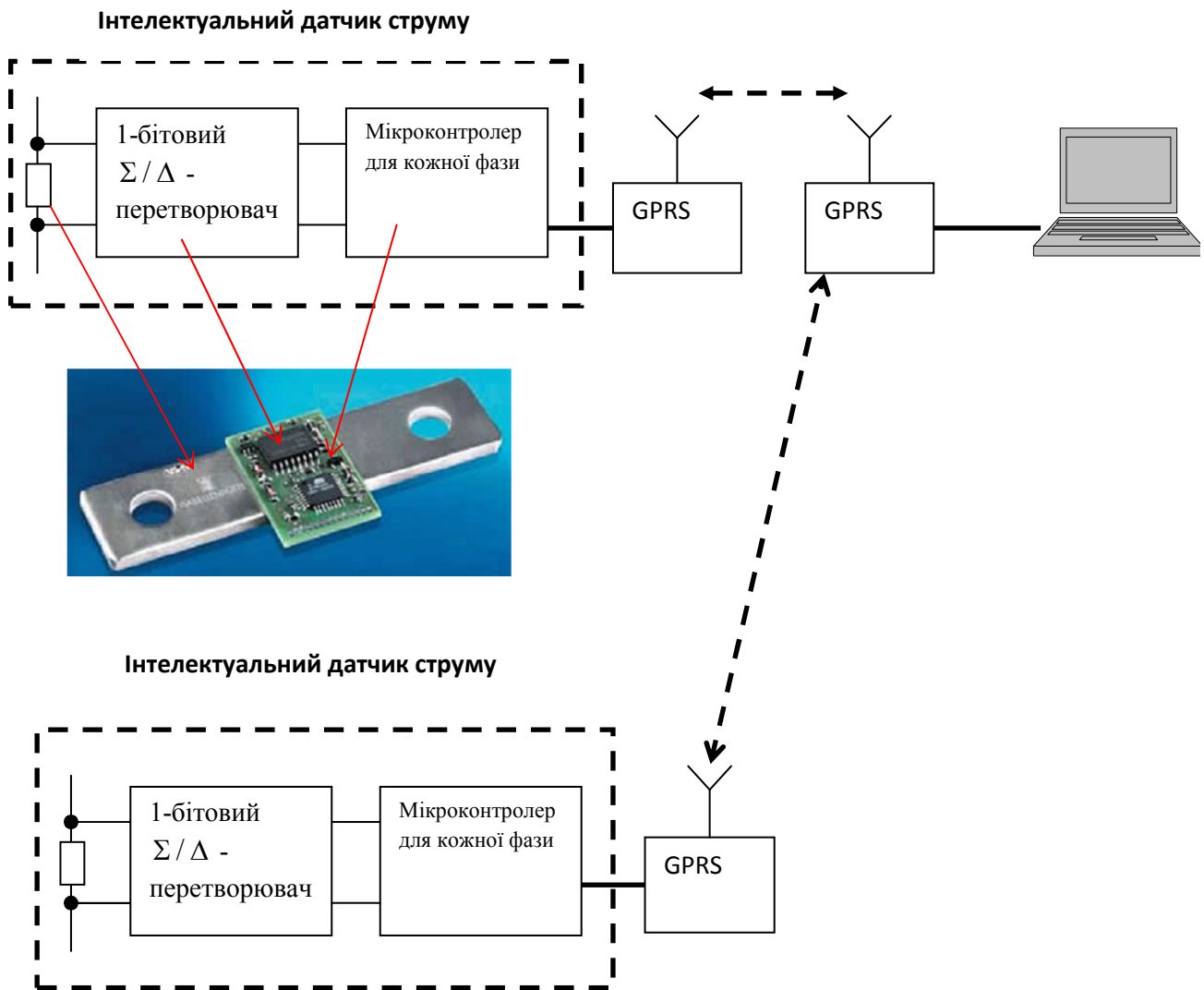


Рисунок 1.4 – Паралельний збір інформації

Основні принципи перетворення інформації

Дискретизація та квантування сигналів – перетворення континууму сигналів довільних значень, що задані в довільні моменти часу, у рахункову множину сигналів кінцевої множини значень у фіксовані моменти часу. Квантування – це таке перетворення сигналу, внаслідок якого він може приймати лише фіксовані значення. Дискретизація – перетворення сигналу, внаслідок якого він подається лише вибірковими значеннями, що отримані у фіксовані моменти часу. Приклад дискретизації та квантування безперервного сигналу наведено на рис. 1.6.

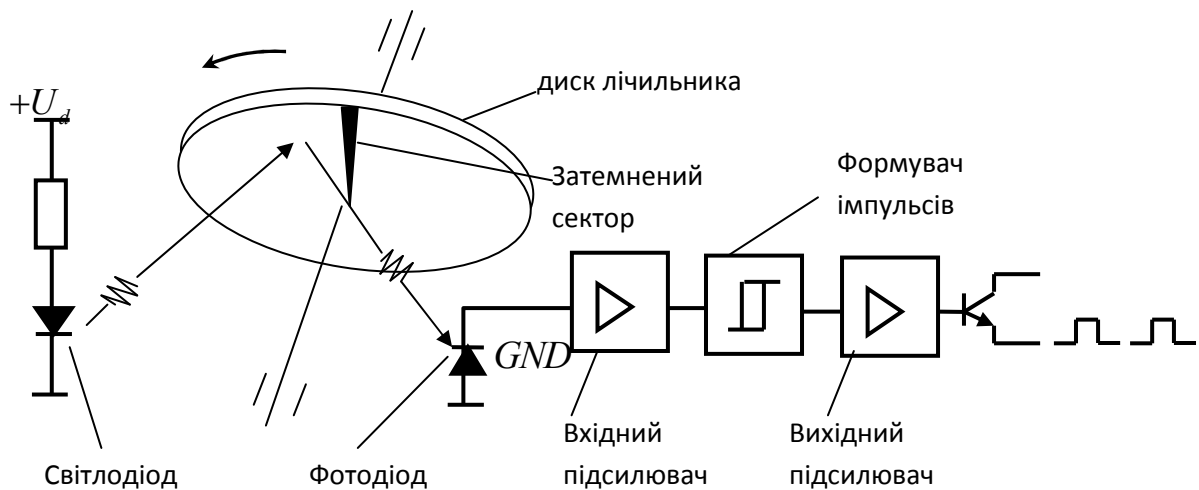


Рисунок 1.5 – Імпульсний телеметричний канал у системі автоматизованого обліку електричної енергії

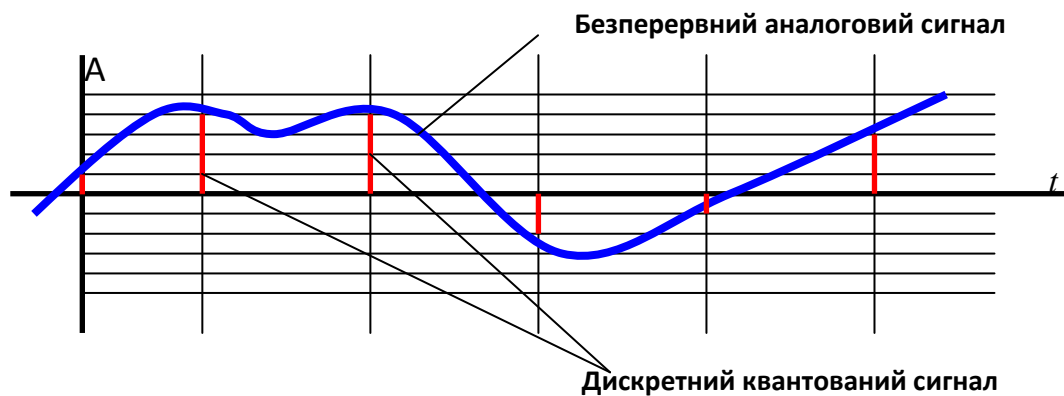


Рисунок 1.6 – Дискретизація та квантування

Аналого-цифрове та цифро-аналогове перетворення сигналів – пряма та зворотна операції, що встановлюють взаємну однозначну відповідність між величиною сигналу та її цифровим поданням в заданій (як правило, двійковій) системі числення. Приклад показано на рис. 1.7.

Лінеаризація та фазова корекція сигналів – усунення похибок вхідних вимірювальних перетворювачів сигналів, що виникають внаслідок нелінійності та інерційності процесів перетворення інформації. На рис. 1.8 наведено приклади ідеальних та реальних метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів. Характеристики відображено на площині вхід – вихід вимірювального перетворювача.

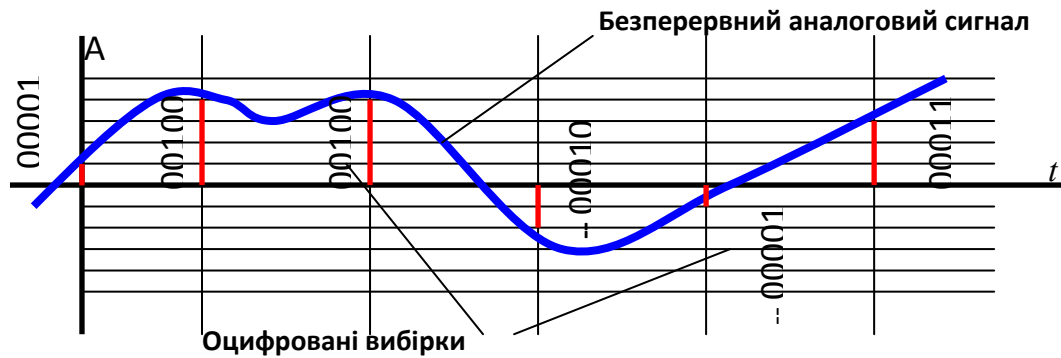


Рисунок 1.7 – Аналого-цифрове перетворення

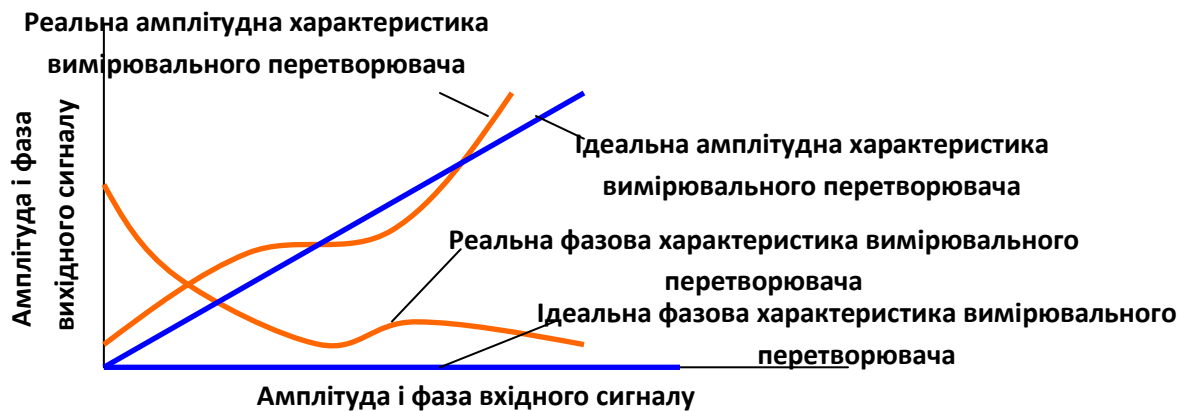


Рисунок 1.8 – Реальні та ідеальні метрологічні характеристики вимірювальних перетворювачів

Модуляція та демодуляція сигналів – (лат. modulatio – розмірність, ритмічність) – процес зміни одного або декількох параметрів високочастотного (несучого) коливання за законом низькочастотного інформаційного сигналу (повідомлення). Принцип амплітудної модуляції демонструється на рис. 1.9.

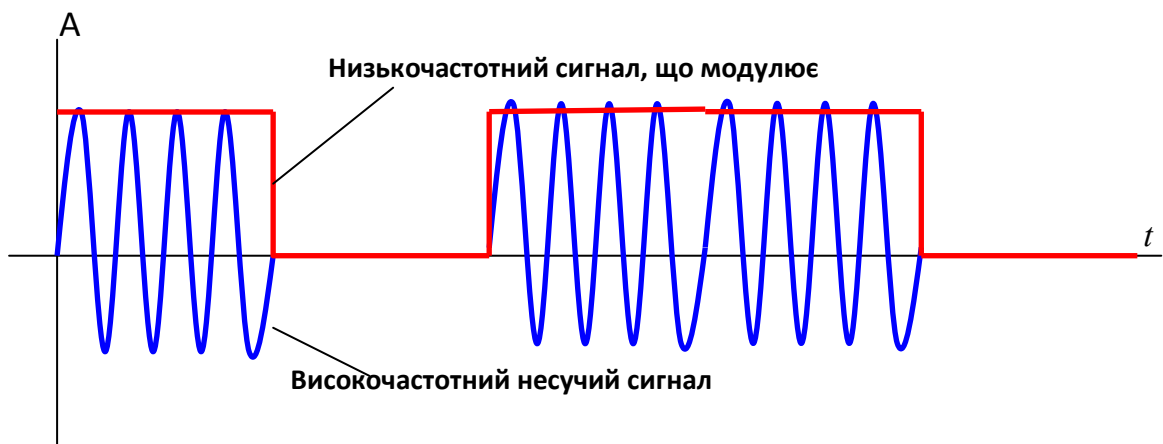


Рисунок 1.9 – Амплітудна модуляція сигналів

Основні принципи передачі інформації

Багатоканальність зв'язку в системах – принцип організації інформаційного обміну, при якому по одній лінії зв'язку одночасно передається велика кількість повідомлень від окремих джерел інформації. Такі системи, що забезпечують взаємозалежну передачу декількох або багатьох повідомлень по одній лінії зв'язку, називають багатоканальними. Основна проблема їх побудови полягає в усуненні взаємних перешкод між окремими каналами. Приклад структурної схеми багатоканальної системи показано на рис. 1.10.

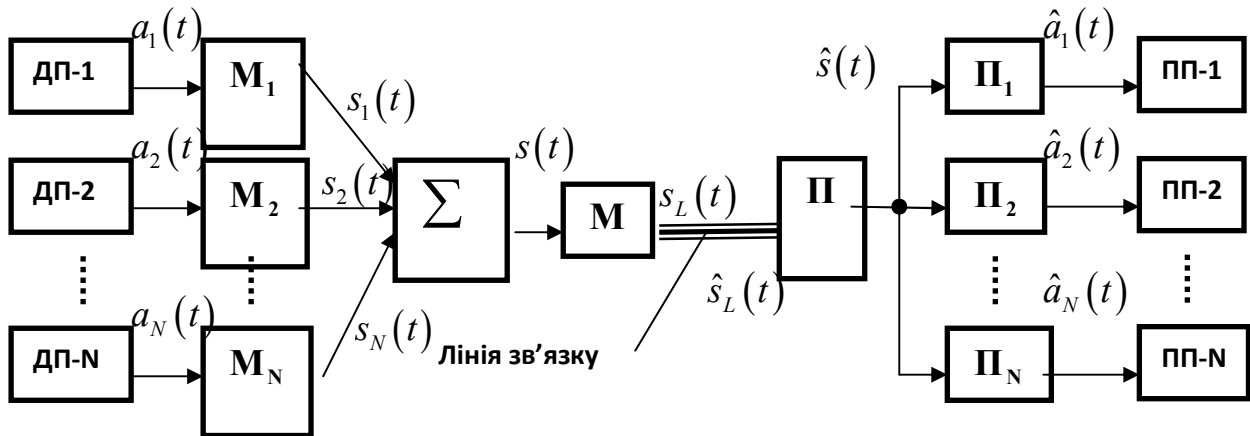


Рисунок 1.10 – Багатоканальна система

ДП-к – джерело повідомлень, M_k – каналний модулятор, Σ – суматор, М – груповий передавач, П – груповий приймач, Π_k – каналний приймач, ПП-к – приймач повідомлень, $a_k(t)$ – повідомлення джерела, $s_k(t)$ – каналний сигнал, $s(t)$ – груповий сигнал (що передається), $s_L(t)$ – лінійний сигнал (що передається), $\hat{s}_L(t)$ – лінійний сигнал (що приймається), $\hat{s}(t)$ – груповий сигнал (що приймається), $\hat{a}_k(t)$ – повідомлення для одержувача

Електромагнітна сумісність (толерантність) СЗППІ – здатність задовільно функціонувати в електромагнітному оточенні, до якого належать також інші пристрої, не впливаючи на нього неприпустимим чином.

Оскільки головним призначенням СЗППІ є достовірна передача інформації, основна проблема їх електромагнітної сумісності – це захист від дії різноманітних перешкод, які можуть викривити повідомлення, що передаються по каналах зв'язку. Перешкоди поділяються на адитивні та мультиплікативні. Природа останніх пов'язана з випадковими змінами параметрів середовища, в якому розповсюджується сигнал. Найбільш поширеними являються адитивні перешкоди, які виникають внаслідок впливу на канал зв'язку електромагнітних імпульсів, які підсумовуються з сигналами повідомлень. Класифікацію адитивних перешкод наведено на рис. 1.11.

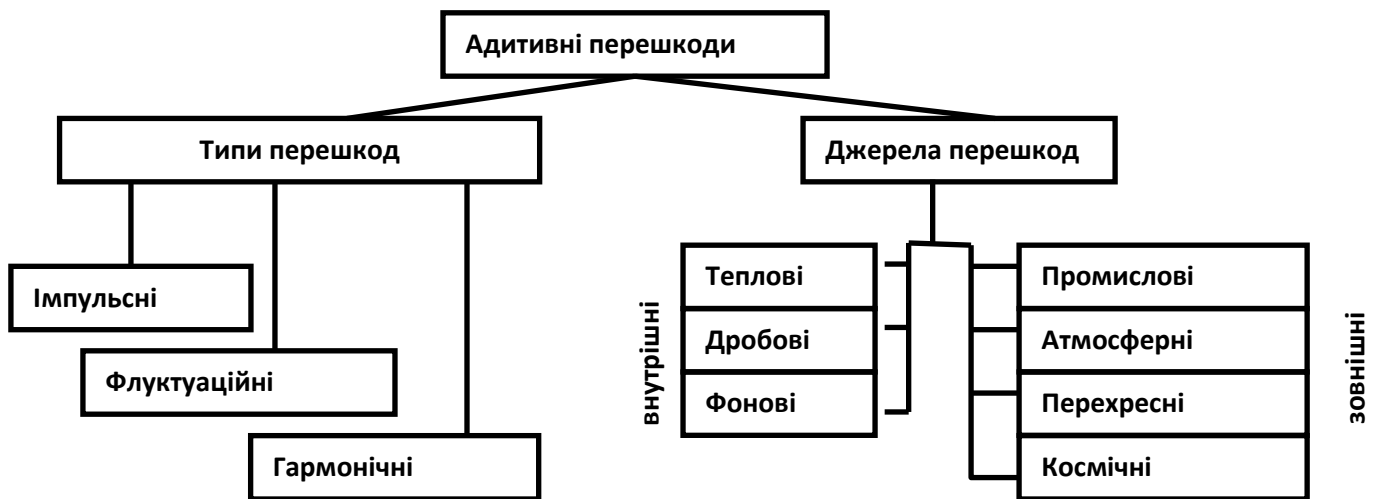


Рисунок 1.11 – Класифікація адитивних перешкод

Основні технології інформаційного зв'язку



Рисунок 1.12 – Чотирипарні симетричні кабелі

Дротова передача сигналів – електричні та оптичні кабельні лінії. Симетричні кабелі з парною скруткою (рис. 1.12) являють собою найбільш поширену основу дротової технології передачі сигналів. Парна скрутка жил кабелю забезпечує ефективне придушення синфазних перешкод, а зовнішній екран зводить до мінімуму вплив електромагнітних полів.

Оптичний канал зв'язку забезпечує передачу світлових сигналів від світлодіодного передавача сигналів до фотодіодного приймача. Оптичні сигнали практично не відчувають на собі дію електромагнітних полів, які реально впливають на комп'ютерні системи.



Рисунок 1.13 – Оптичний кабель для прокладки у спорудах

Швидкість передачі інформації оптичними сигналами обмежена лише можливостями передавальної та приймальної апаратури і не залежить від відстані між ними. Тому оптичні технології можуть використовуватись для організації високошвидкісних добре захищених від перешкод каналів зв'язку, що призначені для передачі великих об'ємів інформації на значні відстані. На рис. 1.13 наведено оптичний кабель, який зазвичай використовується для прокладки у спорудах.

Розподілення технологій дротової передачі інформації за частотою (довжиною хвилі) електромагнітних коливань, які використовуються для формування сигналів, показано на рис. 1.14.

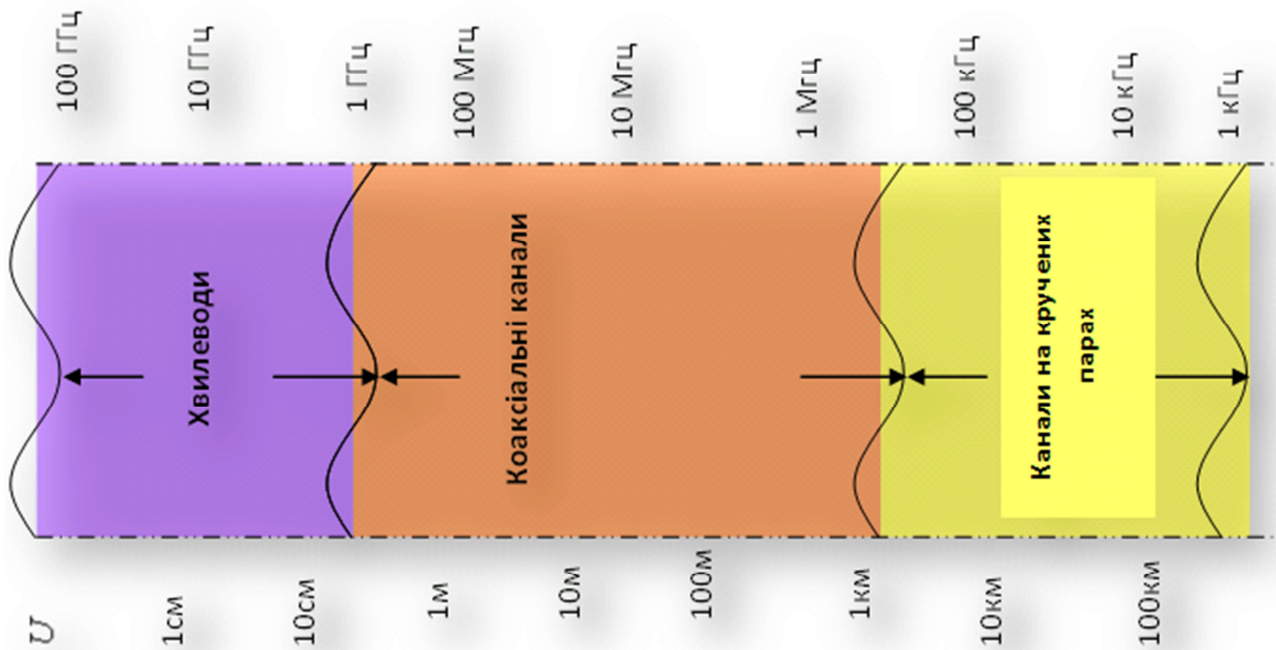


Рисунок 1.14 – Розподілення технологій дротової передачі інформації за частотою (довжиною хвилі)

Бездротова передача інформації здійснюється за допомогою радіоканалів наземного та супутникового зв'язку, мереж стільникового зв'язку GSM/GPRS, мережевих радіоканалів за типом Wi-MAX, Wi-Fi, ZigBee, En-Ocean та т.п. В цьому устаткуванні для передачі інформації використовується радіовипромінювання у широкому діапазоні частот – від довгохвильових до надвисокочастотних. Залежно від частоти радіовипромінювання змінюються умови проходження радіосигналу, як це показано на рис. 1.15

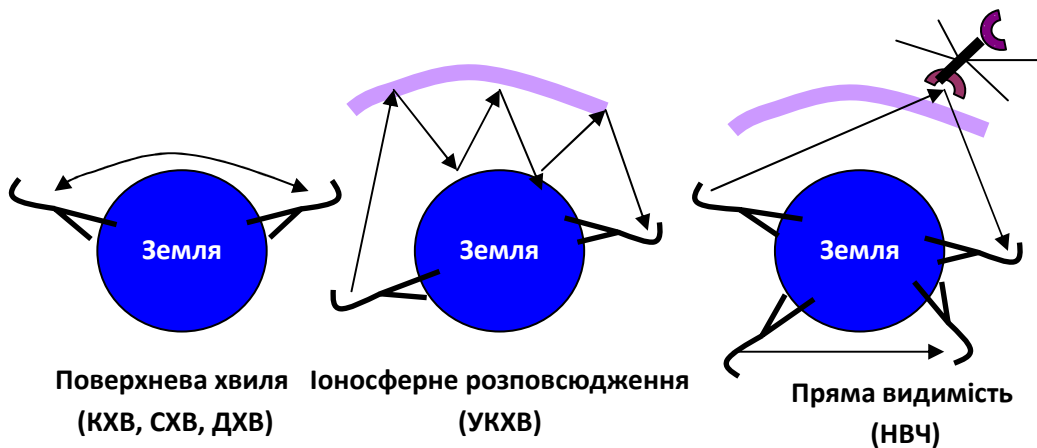


Рисунок 1.15 – Проходження радіосигналу різних частот

PLC (*Power Line Communication*) – нова телекомунікаційна технологія, що базується на використанні силових електромереж для високошвидкісного інформаційного обміну. Її застосування дозволяє досить просто вирішувати завдання об'єднання приладів і пристроїв у рамках концепцій «розумного будинку» та Інтернету речей з можливістю централізованого керування ними. Основною перевагою технології безумовно є передача даних по існуючій силовій мережі 0,4 кВ, що скорочує трудовитрати і вартість впровадження

системи, оскільки відпадає необхідність прокладати всілякі інформаційні кабелі. Схему, що пояснює принцип *PLC*, наведено на рис. 1.16

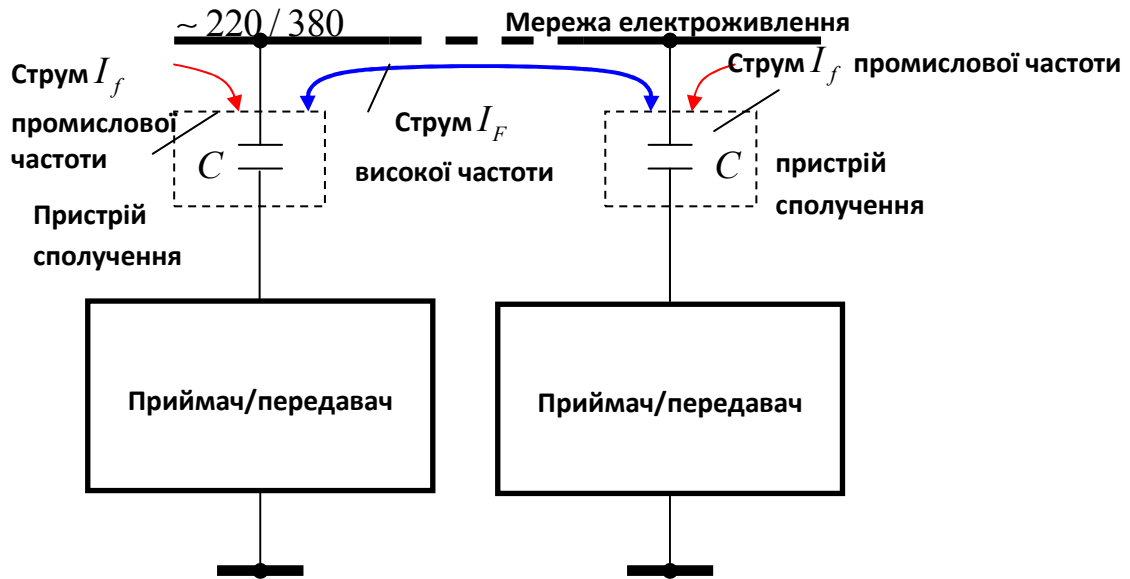


Рисунок 1.16 – Схема передачі сигналів по мережі електричного живлення

При передаванні інформації по силових колах електроживлення необхідно з одного боку відокремити несучу частоту від частоти змінного струму в системі електропостачання, з іншого – погоджувати рівні допустимої напруги малопотужної радіоелектронної апаратури приймача з високим (380/220) рівнем напруги в системі електропостачання, а також здійснити гальванічну розв'язку кіл приймача з силовими колами, по яких передається інформація. Для вирішення цієї проблеми канали *PLC* повинні включати спеціальні пристрої сполучення (Power Packet Engine), що здійснюють сполучення кіл приймачів з силовими колами. У найбільш простому випадку для цього може бути використаний конденсатор.

Контрольні питання

1. З якою метою здійснюється перетворення інформації в системах ЗППІ?
2. Які характеристики каналу зв'язку вважаються основними?
3. Чим відрізняється мультиплексований збір інформації від паралельного?
4. Яким чином здійснюється імпульсна телеметрія? Наведіть приклад імпульсної телеметрії.
5. Чим відрізняється дискретизація сигналу від його квантування?
6. Як співвідносяться частоти сигналів, що модулюють, та підлягають модуляції?
7. Вкажіть основну проблему побудови багатоканальних систем зв'язку.
8. Чим відрізняються адитивні перешкоди у каналах зв'язку від мультиплікативних?

9. У якому діапазоні частот можуть передаватися сигнали симетричними кабелями?

10. Який елемент електричного кола використовується для сполучення приймача-передавача сигналів по мережі електропостачання з силовими лініями цієї мережі?

2. Елементи теорії інформаційних потоків

Повідомлення у системах збору, перетворення та передачі інформації. Інформативність повідомлень. Міра кількості інформації у повідомленні. Ентропія джерела повідомлень. Приріст інформації при зміні довжини повідомлення. Приріст інформації при структуризації часової шкали повідомлень. Структуризація часової шкали повідомлень у глобальному стандарті GSM цифрового мобільного стільникового зв'язку з розподілом каналів за часом (TDMA) і частотою (FDMA).

Міра кількості інформації

Об'єкти навколишнього світу знаходяться у взаємодії, котру можна розглядати як обмін даними. Під час цього процесу відбувається передача повідомлень, які в загальному випадку являють собою послідовність (часовий ряд) символів. Найважливішою характеристикою повідомлень є кількість інформації, що міститься в них. Ця величина вказує на ту міру невизначеності в стані контрольованого об'єкта, яка знімається повідомленням про його стан. Якщо, наприклад, об'єкт може знаходитися лише в одному стані, з якого він ніколи не виходить, то в будь-якому повідомленні про стан такого об'єкта кількість інформації дорівнює нулю. Чим більш несподіваним є повідомлення, тим більше в ньому міститься інформації. Розглянемо інший випадок, коли контрольований об'єкт в довільний момент часу може виявитися випадковим чином в одному з m можливих станів (як, наприклад, гральна кість на рис. 2.1,а, що може опинитися в одному з 6 станів, у залежності від того, яка її грань опиниться зверху).



Рисунок 2.1. – Приклади об'єктів, які можуть перебувати у декількох станах

Повідомлення про ці стани можуть кодуватися цифрами $1 \dots m$. Якщо кількість можливих станів дорівнює m , то кожне таке повідомлення знімає невизначеність в стані контрольованого об'єкта, що вимірюється кількістю можливих повідомлень, котрі дорівнюють m і можуть бути отримані у принципі. Якщо контрольованим об'єктом є система з двох об'єктів (рис. 2.1,б), таких, що характеризуються кількістю незалежних один від одного станів m_1 та m_2 відповідно, то кількість можливих повідомлень про стан такої системи дорівнює добутку:

$$m_{12} = m_1 m_2. \quad (2.1)$$

Мірою кількості інформації є *функція* $I(m)$ можливої кількості повідомлень про контрольований об'єкт, що адитивна у відношенні до кількості

інформації про його незалежні одна від одної складові частини. У контексті даного прикладу це визначення формально можна представити у вигляді:

$$I(m_{12}) = I(m_1 m_2) = I(m_1) + I(m_2). \quad (2.2)$$

Ця умова може бути виконана, якщо прийняти $I(m) = K \ln m$, де K – деяка константа.

Для прикладу, що ілюструється рис. 2.1а, маємо $I(6) = K \ln 6 \approx 1,792K$.

Для прикладу, що ілюструється рис. 2.1б, маємо $I(6 \cdot 6) = 2K \ln 6 \approx 3,583K$.

Розглянемо випадок, коли контрольований об'єкт може перебувати в одному з двох станів ($m = 2$). Будемо називати його бінарним. Повідомлення про миттєвий стан цього об'єкта містить кількість інформації $I = K \ln 2$. Повідомлення про миттєвий стан системи, що складається з n незалежних бінарних об'єктів (кожен з яких може бути тільки в одному з двох станів), містить кількість інформації

$$I = K \ln 2^n = nK \ln 2. \quad (2.3)$$

Приймаючи константу $K = 1/\ln 2 = \log_2 e$, отримаємо

$$I = \log_2 m = \log_2 2^n = n. \quad (2.4)$$

При $n=1$ повідомлення містить інформацію про миттєвий стан одного бінарного об'єкта. Якщо враховувати, що основа логарифма у формулі кількості інформації становить 2, а константа $K = 1$, отримаємо кількість інформації в *бітах*, що дорівнює кількості бінарних об'єктів у складі контрольованої системи. Наприклад, повідомлення про миттєвий стан електронної пам'яті, що складається з 1024 бінарних комірок, є $I = \log_2 2^{1024} = 1024$ біт, або 1 кілобіт (1 кбіт), або 0,001 мегабіт (0,001 Мбіт) за умови, що всі стани незалежні один від одного та не заборонені зовнішніми умовами.

Кількість інформації в потоці подій

Потоком подій повідомлень називатимемо послідовність появи у часі символів, якими кодується повідомлення. Кожен символ, що з'являється у каналі зв'язку, вказує на відповідний стан джерела повідомлень. Так, наприклад, потік подій повідомлень бінарного джерела може бути представлений послідовністю символів, кожен з яких може приймати значення одиниці, або нуля. Розглянемо таку послідовність завдовжки у $N = N_0 + N_1$ символів, що включає N_0 нулів і N_1 одиниць. Вона містить інформацію про розподіл станів бінарного джерела при передачі деякого повідомлення. Знайдемо кількість інформації у цьому повідомленні. Кількість $m(N_0 N_1)$ всіх можливих повідомлень, які включають N_0 нулів і N_1 одиниць, визначається усіма можливими поєднаннями N_1 одиниць і N_0 нулів:

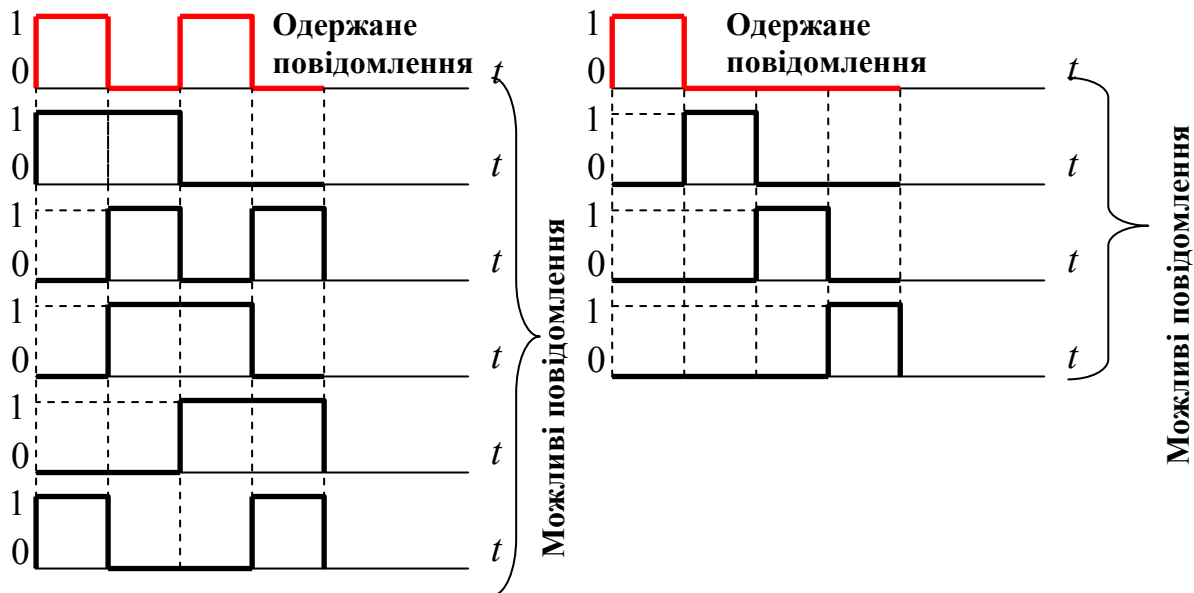
$$m(N_0 N_1) = \frac{N!}{N_0! N_1!}. \quad (2.5)$$

Таким чином, прийняте повідомлення є одним з $m(N_0 N_1)$ можливих. Число $m(N_0 N_1)$ вказує на рівень невизначеності потоку подій повідомлень, яка знімається ним.

Кількість інформації як міра цієї невизначеності пропорційна логарифму від $m(N_0 N_1)$:

$$I = \log_2 [m(N_0 N_1)] = \log_2 \left(\frac{N!}{N_0! N_1!} \right). \quad (2.6)$$

Приклади обчислення кількості інформації у потоках подій повідомлень показано на рис. 2.2



$$N = 4, N_0 = 2, N_1 = 2,$$

$$m(2,2) = \frac{4!}{2!2!} = 6,$$

$$I = \log_2 6 \approx 2,6 \text{ bit.}$$

$$N = 4, N_0 = 3, N_1 = 1,$$

$$m(3,1) = \frac{4!}{3!1!} = 4,$$

$$I = \log_2 4 \approx 2 \text{ bit.}$$

Рисунок 2.2 – Приклади обчислення кількості інформації у потоках подій повідомлень

Ентропія повідомлень

Розглянута вище міра кількості інформації вимагає громіздких обчислень при аналізі довгих послідовностей ($N \gg 10$) символів в повідомленні. У таких випадках розподіл станів джерела повідомлень зручніше описувати ймовірністю появи символів, що відповідають цим станам в потоці подій. У

разі бінарного джерела ймовірності появи нуля і одиниці в потоці подій відповідно:

$$p_0 = N_0 / (N_0 + N_1),$$

$$p_1 = N_1 / (N_0 + N_1).$$

Припустимо, імовірність відома, але це – усе, що нам відомо відносно того, яка подія станеться. Міра того, наскільки великий "вибір" з такого набору подій, або наскільки невизначеним є його результат, у теорії інформації введена Клодом Елвудом Шенноном і по аналогії з відповідною мірою у фізиці називається ентропією.

Ентропія H повідомлення є кількістю інформації, що припадає у середньому на один символ. Якщо символи генеруються джерелом рівномірно у часі, то ентропія вказує швидкість передачі інформації.

$$H = \frac{I}{N} = \frac{1}{N} \log \left(\frac{N!}{N_0! N_1!} \right) = \frac{1}{N} [\log N! - \log N_0! - \log N_1!], \quad (2.7)$$

де: $N = N_0 + N_1$.

При великих значеннях N, N_0, N_1 під знаками логарифмів можна позбавитися від обчислення факторіалів за допомогою формули Стірлінга:

$$\log Q! \approx Q(\log Q - 1),$$

$$H = \frac{1}{N} [N(\log N - 1) - N_0 \log(N_0 - 1) - N_1 \log(N_1 - 1)],$$

$$H = -\frac{N_0}{N} \log \frac{N_0}{N} - \frac{N_1}{N} \log \frac{N_1}{N}.$$

З урахуванням значень імовірності формула ентропії набуває остаточного вигляду:

$$H = -p_0 \log p_0 - p_1 \log p_1. \quad (2.8)$$

Вона легко узагальнюється на довільну кількість станів джерела повідомлень у тому самому вигляді, який було запропоновано Шенноном:

$$H = -\sum_i p_i \log p_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (2.9)$$

Основні властивості ентропії

1. $H = 0$ тоді і тільки тоді, коли усі ймовірності p_i , окрім однієї, дорівнюють нулю, а ця єдина ймовірність дорівнює одиниці. У цьому випадку повідомлення не несе в собі інформації.

2. При заданому n величина H є максимальною і дорівнює $\log n$ у тому випадку, коли усі p_i дорівнюють одне одному, і, отже, $p_i = \frac{1}{n}$. У цьому випадку невизначеність буде найбільшою.

3. Будь-яка зміна ймовірностей p_i у бік їх вирівнювання збільшує ентропію.

Залежність ентропії від ймовірностей станів бінарного джерела повідомлень показано на рис. 2.3.

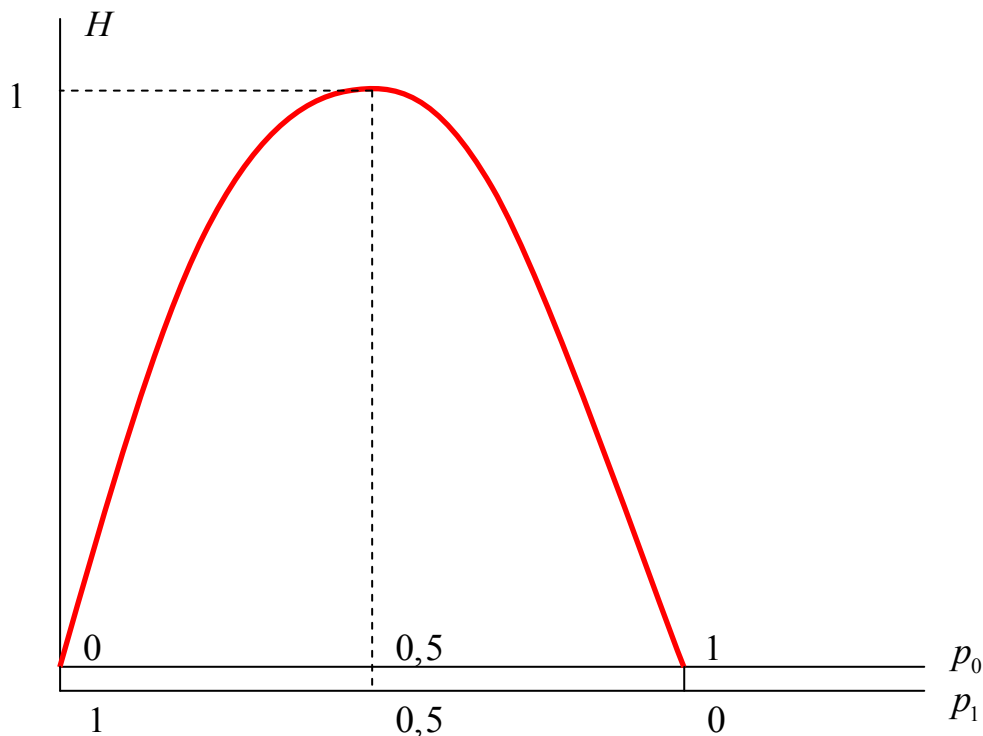


Рисунок 2.3 – Графік залежності ентропії від розподілу ймовірностей появи символів в повідомленні

Приріст інформації

При передачі повідомлення по каналу зв'язку з кожним новим символом розподіл станів змінюється. Розглянемо, як змінюється кількість інформації у повідомленні з появою чергового символу.

В загальному випадку потік подій повідомлень не є бінарним. Кожен символ може приймати різні значення. Їх у повідомленні можна пронумерувати цифрами $1, 2, \dots, i, \dots, n$. Так, наприклад, якщо повідомлення передається буквами якогось алфавіту, то вказані вище цифри можуть означати порядковий номер букви у алфавіті. Нехай поточне повідомлення завдовжки N символів характеризується розподілом $N_1, N_2, \dots, N_i, \dots, N_n$, де N_i – кількість символів, що мають i -е значення. Кількість інформації у поточному повідомленні

$$I(n) = \log_2 \left(\frac{N!}{\prod_{i=1}^n N_i!} \right). \quad (2.10)$$

З появою у повідомленні чергового символа його довжина збільшується і змінюється розподіл символів. Це приводить до змін у формулі кількості інформації. У чисельнику під знаком логарифма кількість символів N збільшується на одиницю. У знаменнику, враховуючи, що новий символ, має деяке l -е значення з'являється додатковий множник $N_l + 1$, де N_l – кількість символів, що мали l -е значення до появи чергового символа:

$$I(n+1) = \log_2 \left(\frac{(N+1)!}{(N_l+1) \prod_{i=1}^n N_i!} \right). \quad (2.11)$$

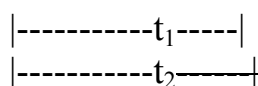
Приріст інформації визначається різницею

$$\Delta I = I(n+1) - I(n) = \log \left(\frac{(N+1)! \prod_{i=1}^n N_i!}{\left((N_l+1) \prod_{i=1}^n N_i! \right) N!} \right) = \log \frac{N+1}{N_l+1}. \quad (2.12)$$

Оскільки $N_l \leq N = N_1 + \dots + N_l + \dots + N_n$, маємо, що приріст інформації у зв'язку з появою чергового символа у повідомленні позитивний¹ $\Delta I \geq 0$. Він дорівнює нулю тільки в тому разі, коли всі попередні символи були такими самими, як і черговий. Звертає на себе увагу той факт, що приріст інформації залишається більше нуля навіть тоді, коли після якогось змістового повідомлення (про яке пам'ятає одержувач інформації) в потоці подій з'являються безперервно символи тільки одного значення (одержувач інформації очікує якесь нове повідомлення).

Нехай, наприклад, передається таке повідомлення:

S T O P



Приріст інформації на проміжку часу $t_2 - t_1$ згідно з формулою (2.12), що одержана вище, становить:

¹ Вперше доведення цього результату наведено у роботі: Заславский А.М. О стреле времени и количестве информации в потоке неодновременных событий. Сборник научных трудов «Время и информация», Новочеркасск: изд. «НОК», 2011, С.56 – 68.

$$\Delta I = \log_2 \frac{10+1}{6+1} = 0,652 > 0 \text{ біт.}$$

Цей результат означає, що при очікуванні нового змістового повідомлення приймач продовжує одержувати інформацію, якщо він пам'ятає про попереднє повідомлення. Якщо приріст інформації від якогось джерела на кінцевому проміжку часу дорівнює нулю, це означає, що його стан не змінюється, а одержувач інформації забув його попередні повідомлення.

Приріст інформації на проміжку часу тим більше, чим менше у попередній послідовності було символів зі значенням l . Іншими словами, поява у повідомленні найменш очікуваного символа створює найбільший приріст кількості інформації. У повсякденному житті цю закономірність ми безпосередньо відчуваємо за реакцією засобів масової інформації на результати спортивних змагань і популярних конкурсів.

Кількість інформації у повідомленні може збільшуватися не тільки за рахунок появи нових символів, але також структуризації часової шкали повідомлень.

Нехай поточне повідомлення завдовжки N символів характеризується розподілом $N_1, N_2, \dots, N_i, \dots, N_n$, але при передачі повідомлення розділимо його у часі на дві частини (два часові слоти) таким чином, що $N_i = N'_i + N''_i$. Наприклад, нехай у першому слоті передаються непарні символи повідомлення, а у другому – парні

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 – номер символа у повідомленні

1 1 0 1 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 0 0 – неструктуроване повідомлення

1 3 5 7 9 11 13 15 17 2 4 6 8 10 12 14 16 18 – номер символа у повідомленні

1 0 0 1 1 0 1 1 0 | 1 1 0 1 1 0 0 0 0 – структуроване за часом повідомлення

|---- слот 1-----|----- слот 2-----|

У цьому прикладі $N_0 = 9, N_1 = 9, N'_0 = 4, N''_0 = 5, N'_1 = 5, N''_1 = 4$.

При структуризації часової шкали кількість можливих повідомлень, що відповідає заданому розподілу символів, дорівнює добутку кількості можливих повідомлень у першому слоті на кількість можливих повідомлень у другому. За допомогою виразу $N'' = N_i - N'_i$ знайдемо кількість можливих повідомлень при структуризації часової шкали:

$$m(N'_i N''_i) = \frac{N'_i!}{\prod_i N'_i!} \times \frac{(N - N'_i)!}{\prod_i (N - N'_i)!} \quad (2.13)$$

Після декількох математичних перетворень цієї формули і підстановок, подібних до здійснених вище, у тому числі переходячи до ймовірності

$p_i = \frac{N_i}{N}, p'_i = \frac{N'_i}{N'}$, де $\sum_i p_i = 1, \sum_i p'_i = 1$, отримаємо

$$\Delta I(p, p') = I(N'_1, \dots, N'_i, \dots, N''_1, \dots, N''_i, \dots) - I(N_1, \dots, N_i, \dots) = \sum_i p'_i \log \frac{p'_i}{p_i}. \quad (2.14)$$

Приросту інформації $\Delta I(p, p')$ властиво наступне:

$$\Delta I(p, p') \geq 0.$$

Знак рівності має місце тоді і тільки тоді, якщо $\forall i (p'_i = p_i)$, тобто, коли один із слотів порожній. Повертаючись до наведеного вище прикладу, одержимо:

$$p_0 = 0,5, p_1 = 0,5, p'_0 = 0,444, p'_1 = 0,555,$$

$$\Delta I(p, p') = 0,444 \log_2 \frac{0,444}{0,5} + 0,555 \log_2 \frac{0,555}{0,5} = -0,076 + 0,084 = 0,008 > 0.$$

Отже, розбиваючи часову шкалу повідомлення на слоти, можна збільшувати кількість інформації в ньому, не збільшуючи його довжини. Ця властивість структурованих повідомлень широко використовується в системах СЗППІ, у тому числі в глобальному стандарті GSM цифрового мобільного стільникового зв'язку.

Структуризація часової шкали повідомлень в глобальному стандарті GSM цифрового мобільного стільникового зв'язку з розподілом каналів за часом (TDMA) і частотою (FDMA)

FDMA (англ. Frequency Division Multiple Access – множинний доступ з розподілом каналів за частотою) – спосіб використання радіочастот, коли в одному частотному діапазоні знаходиться тільки один абонент, різні абоненти використовують різні частоти в межах стільника. Цей спосіб засновано на застосуванні у радіозв'язку частотного мультиплексування (FDM). Тому, поки початковий запит не закінчений, канал закритий до інших сеансів зв'язку. Повна дуплексна (Full – Duplex) FDMA-передача використовує 2 канали, один для передачі, інший для прийому. FDMA застосовувався в першому поколінні (1G) аналогового зв'язку і цей принцип реалізований в стандартах GSM (спільно з TDMA), AMPS, N – AMPS, NMT, ETACS (американський стандарт).

TDMA (англ. Time Division Multiple Access – множинний доступ з розподілом за часом) – спосіб використання радіочастот, коли в одному частотному інтервалі знаходяться декілька абонентів, різні абоненти застосовують різні часові слоти (інтервали) для передачі. Цей спосіб засновано на роботі під час у радіозв'язку мультиплексного каналу з розподілом за часом (TDM – Time Division Multiplexing).

Таким чином, TDMA надає кожному користувачеві повний доступ до інтервалу частоти протягом короткого періоду (у GSM один частотний інтервал ділиться на 8 часових слотів). TDMA нині є домінуючою технологією для мобільних стільникових мереж і використовується у стандартах GSM, TDMA (ANSI – 136), PDC. Також застосовується у системах супутникового зв'язку.

Приклад структурної організації часової шкали TDMA-повідомлень наведено на рис. 2.4.

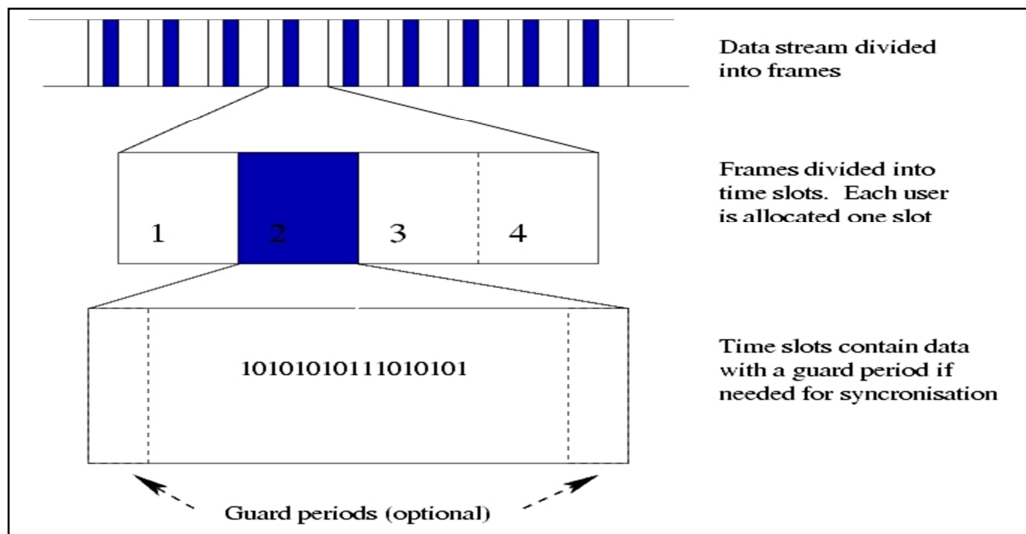


Рисунок 2.4 – Структура TDMA-повідомлень
Контрольні питання

1. Вкажіть кількість повідомлень, які може нести в собі послідовність, що включає 8 одиниць та 6 нулів.
2. Чому дорівнює кількість інформації у послідовності, що включає 8 одиниць та 6 нулів?
3. Чому дорівнює ентропія повідомлень у послідовності, що включає 8 одиниць та 6 нулів?
4. При якому розподілі ймовірностей появи одиниць та нулів у повідомленні ентропія дорівнює нулю?
5. Якщо у повідомленні передається 24 бінарних символів, при якій кількості одиниць у ньому кількість переданої інформації буде максимальною?
6. З якою швидкістю передається інформація, якщо за 3мс було передано 11 сигналів «1» та 5 сигналів «0»?
7. Чому дорівнює приріст інформації з появою сигналу «1» у послідовності, що перед цим включала 15 одиниць та 9 нулів?
8. За якої умови приймач продовжує одержувати інформацію від передавача, навіть коли стан останнього не змінюється?
9. Структуроване за часом повідомлення має вигляд
1 0 1 1 1 0 1 1 0 | 1 1 0 1 1 0 0 0 0 |
 |---- слот 1-----|----- слот 2-----|
 Знайдіть величину приросту інформації внаслідок структуризації часової шкали.
10. Які способи використання радіочастот застосовуються у глобальному стандарті GSM цифрового мобільного стільникового зв'язку?

ПРИНЦИПИ ЗБИРАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

3. Аналогові сигнали

Види аналогових сигналів та їх характеристики. Канали введення/виведення аналогової інформації, аналогові інтерфейси. Статичні та динамічні характеристики первинних перетворювачів аналогових сигналів. Приклади лінійних перетворювачів (резистивний дільник, шунт). Приклади нелінійних перетворювачів (трансформатор струму). Параметричний метод лінеаризації та фазової корекції первинних перетворювачів аналогових сигналів.

Види аналогових сигналів та їх характеристики

Сигнали з ознакою рівня мають постійний або змінний струм, їх рівні (амплітуди $A(x)$) є безперервними функціями контрольованих параметрів x (рис. 3.1). Переважно використовуються сигнали постійного струму.

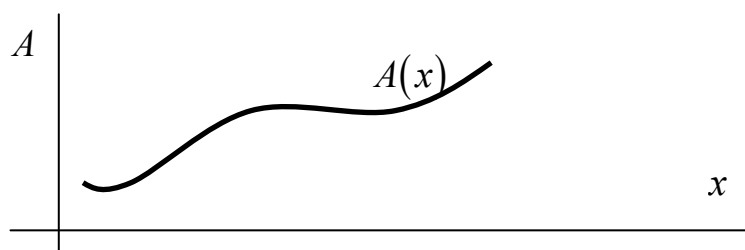


Рисунок 3.1 – Приклад сигналу з ознакою рівня

Сигнали з ознакою частоти мають змінний струм, їх частоти в межах від f_{\min} до f_{\max} є безперервними функціями контрольованих параметрів (рис. 3.2).

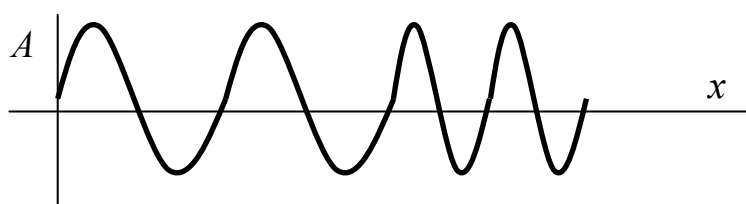


Рисунок 3.2 – Приклад сигналу з ознакою частоти

Сигнали з ознакою тривалості є імпульсними з однаковою амплітудою A , вони формуються через фіксовані проміжки часу T . Тривалість імпульсу $\tau(x)$ є безперервною функцією контрольованого параметра x (рис. 3.3).

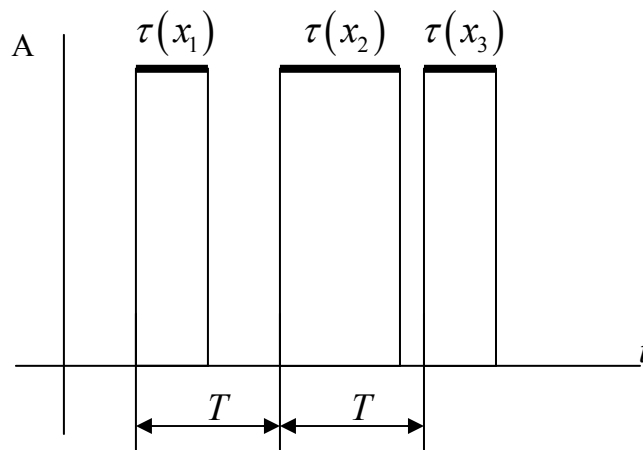


Рисунок 3.3 – Приклад сигналу з ознакою тривалості

Канали введення/виведення аналогової інформації, аналогові інтерфейси

Аналогові сигнали використовуються в СЗППІ для здійснення функцій телевимірювання.

Воно відбувається на відстані засобами телемеханіки. Призначається для подання вимірювальної інформації у вигляді, найбільш зручному для безпосереднього сприйняття оператором, а також для введення в керуючу машину або/та для автоматичної реєстрації. Приклад відображення результатів телевимірювання наведено на рис. 3.4.

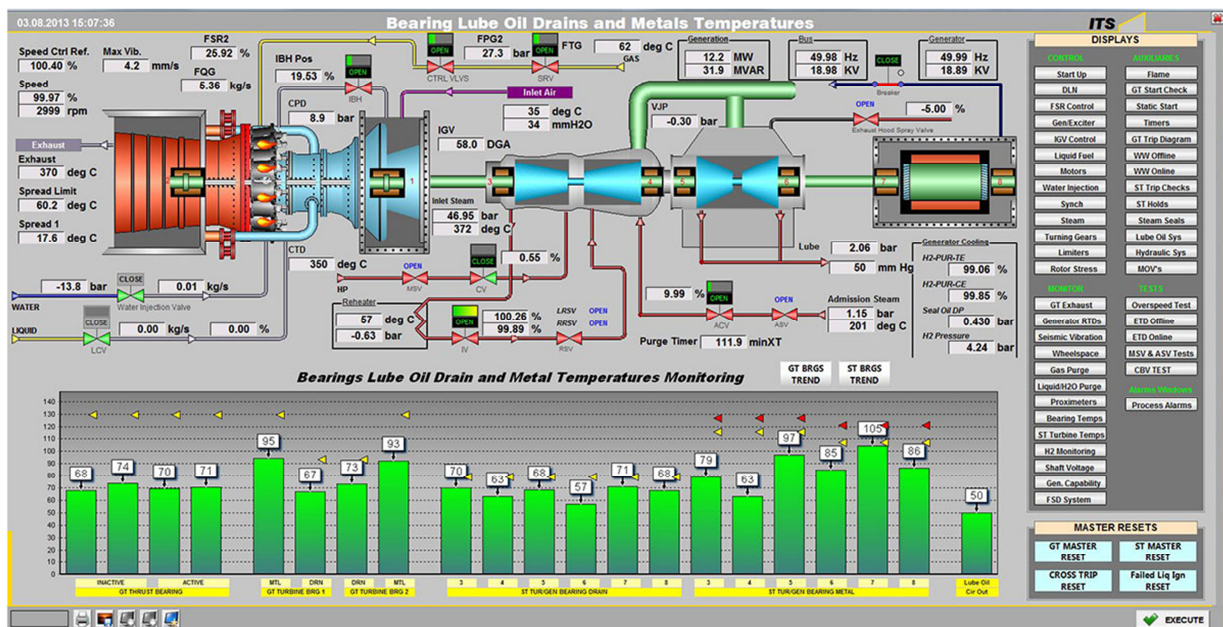


Рисунок 3.4 – Приклад відображення результатів телевимірювання в системі автоматизованого керування газотурбінною електростанцією

Види телевимірювань:

а) телевимірювання поточних значень (ТПЗ) – отримання інформації про значення вимірюваного параметра у момент опитування пристроєм телемеханіки;

б) телевимірювання інтегральних значень (ТІЗ) – отримання інформації про інтегральні значення вимірюваних величин, які інтегровано на заданому інтервалі часу у місці передачі.

На рис. 3.5 наведено приклад поточних та інтегральних телевимірювань електричної потужності та енергії.

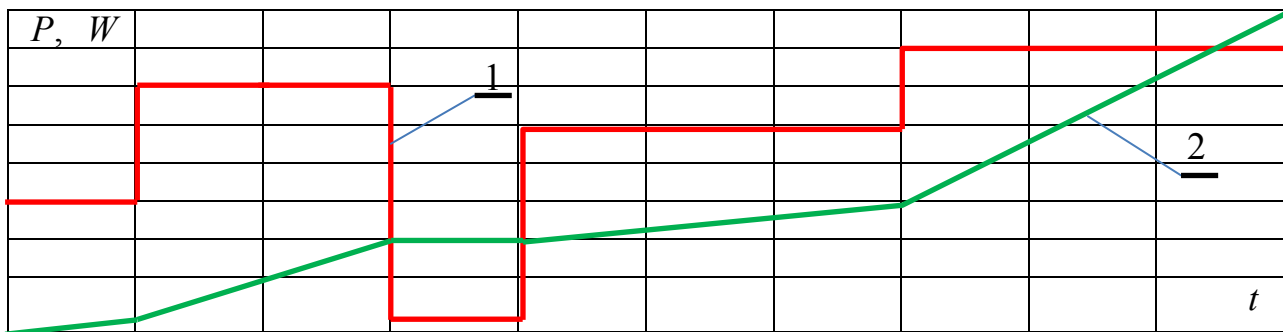


Рисунок 3.5 – Приклад телевимірювань електричної потужності та енергії

1 – Результат ТПЗ електричної потужності;

2 – Результат ТІЗ електричної енергії

Вимірювальна інформація від спеціалізованих перетворювачів (датчиків) передається на пункт керування або контролю безперервно або циклічно, а іноді за викликом – після посилки оператором спеціального сигналу-запиту, що містить адресу (кодове позначення) вимірюваного параметра.

Безперервна вимірювана величина на контрольованому пункті часто піддається квантуванню; на пункті керування вона відтворюється в аналоговій формі (у вигляді показань стрілочних приладів) або в цифровій формі. Вимірювальна інформація передається за допомогою систем ТВ, а також за допомогою комбінованої системи телевимірювання і телесигналізації або комплексної телемеханічної системи.

Канали введення/виведення сигналів з ознакою частоти

У частотно-імпульсних системах струм, який передається в лінію зв'язку, переривається за допомогою спеціальних пристроїв, а частота імпульсів пропорційна вимірюваній величині. Як переривник струму на передавальній стороні використовуються різні контактні пристрої (такі, наприклад, як колектор-переривник) та безконтактні маніпулятори (наприклад, фотоелектронні). Приймальні пристрої в частотно-імпульсних системах будуються найчастіше на конденсаторних схемах, в яких середній струм, що проходить по колу приймального приладу, пропорційний частоті отриманих імпульсів. У частотних системах по каналу зв'язку передається змінний струм частоти, що змінюється. Для вироблення синусоїдального струму змінної частоти в таких системах використовують зазвичай електронні генератори

синусоїдальних коливань, а для підвищення стабільності частоти струму застосовують спеціальні схеми та методи.

Як приймальні пристрої у частотних системах найчастіше використовуються різні електронні частотоміри. Частотно-імпульсні системи застосовуються, зазвичай, при частотах передачі імпульсів до 20 Гц, частотні ж системи працюють на вищих частотах – від десятків до тисяч герц.

Перевага частотних та частотно-імпульсних каналів зв'язку – незалежність частоти сигналу від імпедансу та інших параметрів лінії зв'язку. Тому вони доцільні для передачі аналогових сигналів на великі відстані.

Канали введення/виведення сигналів з ознакою рівня

У сучасних системах телемеханіки для аналогової телеметрії здебільшого використовуються сигнали з ознакою рівня – струму та напруги. Аналогові інтерфейси стандартизовані Міжнародною електротехнічною комісією. Відповідний стандарт: ДСТУ ІЕС 60870–3:2005. Устройства и системы телемеханики. Часть 3. Интерфейсы (электрические характеристики ІЕС 60870–3: 1989, ІDT). Стандартом розглядаються два види аналогових сигналів:

однополярні:

– величина, що змінюється, має тільки одну полярність (наприклад, напруга);

– сигнал може бути тільки однієї полярності (наприклад, від 0 до 5 мА або від 4 до 20 мА);

двополярні:

– величина, що змінюється, може мати позитивну або негативну полярність (наприклад, перетікання);

– сигнал може бути як позитивної, так і негативної полярності (наприклад, від мінус 5 мА до плюс 5 мА). Рекомендовані та не рекомендовані стандартом значення аналогових сигналів наведено у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Рекомендовані та не рекомендовані стандартом значення аналогових сигналів

Характер значень	Значення струму, мА	Значення напруги, В
Переважні значення	0...5	–
	0...10	–
	4...20	–
	±5	–
	±10	–
Нерекомендовані значення	0...1	0...1
	0...2,5	0...5
	0...20	0...10
	±1	±1
	±2,5	±5
	±20	±10

Рівні аналогових сигналів

На рис. 3.6 показано розподілення рівня сигналів на ділянці допустимих та недопустимих значень.

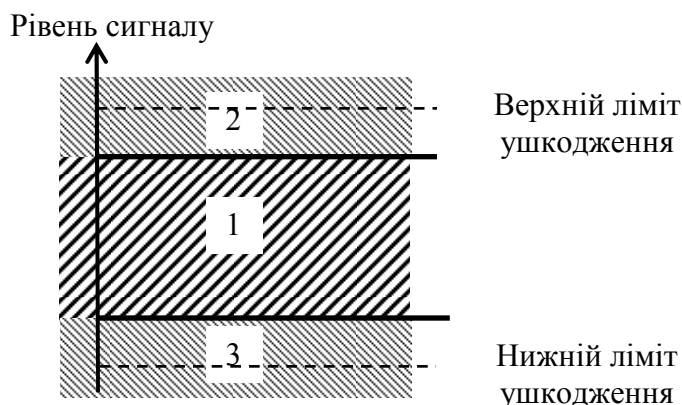


Рисунок 3.6 – Структура розподілення рівня аналогових сигналів:

- 1 – Ділянка номінальна. Нормальні умови роботи апаратури, включаючи можливі робочі перевантаження; Верхня ділянка порушення функцій;
- 2 – Нижня ділянка порушення функцій.

Вихід рівня сигналу за межі ділянки 1 може викликати порушення функцій апаратури. Якщо рівень сигналу досягає верхньої або нижньої межі ушкодження, може статися стійке ушкодження апаратури.

Таблиця 3.2 – Межі перешкод за напругою і вимоги до ізоляції для аналогових сигналів

Показники	Перешкоди нормального вигляду	Перешкоди загального вигляду
Межі ушкоджень для класу 1	±50 мА постійного струму ±24 В постійного струму 0,0,2 кВ OSC 0,0,3 кВ IMP	25 В змінного струму 65 В постійного струму 1,0 кВ OSC 2,0 кВ IMP
Межі ушкоджень для класу 2	±50 мА постійного струму ±24 В постійного струму 0,0,5 кВ OSC 1,0 кВ IMP	±0,5 кВ постійного струму 0,0,5 кВ PF 1,0 кВ OSC 2,0 кВ IMP
Ізоляція між будь-якою парою входів або виходів і землею		Мінімальні значення: а) 1 МОм при 500 В; б) 10 МОм при 500 В; в) 100 МОм при 500 В.

Рівень електричного сигналу може бути задано або величиною сили струму, або напруги. Відповідно розрізняють сигнали струму та напруги.

Якщо рівень сигналу задано величиною електричної напруги, це означає, що цей рівень залишається майже незмінним у широкому діапазоні змін навантаження вихідного кола джерела сигналу напруги. Принцип формування сигналу напруги показано на рис. 3.7.

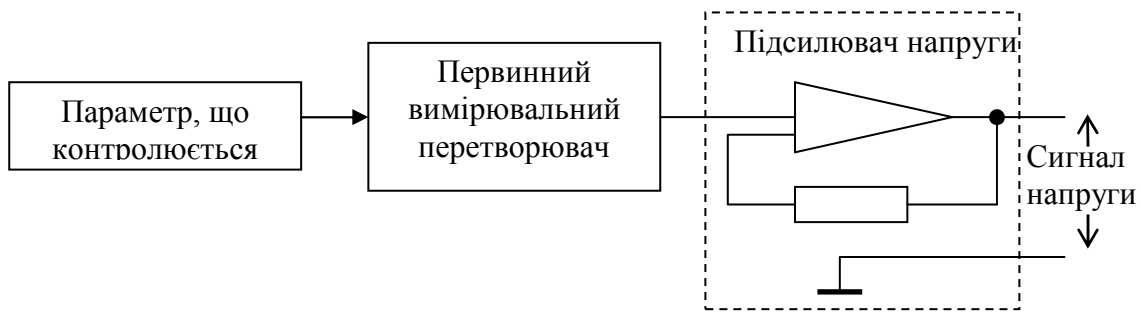


Рисунок 3.7 – Принцип формування сигналу напруги

Формування сигналу напруги здійснюється за допомогою підсилювача, який охоплено негативним зворотним зв'язком за напругою. Завдяки такому рішенню вихідний сигнал підсилювача мало залежить від струму його навантаження, що змінюється в залежності від кількості та типів вторинних пристроїв, які одержують сигнал напруги. Схему заміщення контуру напруги наведено на рис. 3.8.

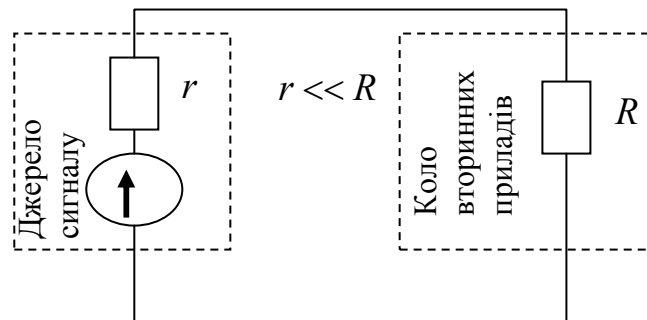


Рисунок 3.8 – Схема заміщення контуру напруги

На схемі позначено r – внутрішній динамічний опір джерела сигналу напруги, R – опір кола вторинних приладів. Напруга U' , яка поступає на коло вторинних приладів, згідно з законом Ома становить:

$$U' = U \frac{R}{R + r}. \quad (3.1)$$

Якщо в контурі сигналу напруги виконується умова $r \ll R$, то $\frac{R}{R + r} \approx 1$, завдяки чому $U' \approx U$ напруга, яка подається на коло вторинних приладів не залежить від опору цього кола, а лише залежить від значення сигналу первинного вимірювального перетворювача. Згідно зі стандартом опір навантаження для сигналів напруги $R \geq 200 \text{ кОм/В}$.

Якщо рівень сигналу задано величиною електричного струму, це означає, що він залишається майже незмінним у широкому діапазоні змін навантаження вихідного кола джерела сигналу струму. Принцип формування сигналу струму показано на рис. 3.9.

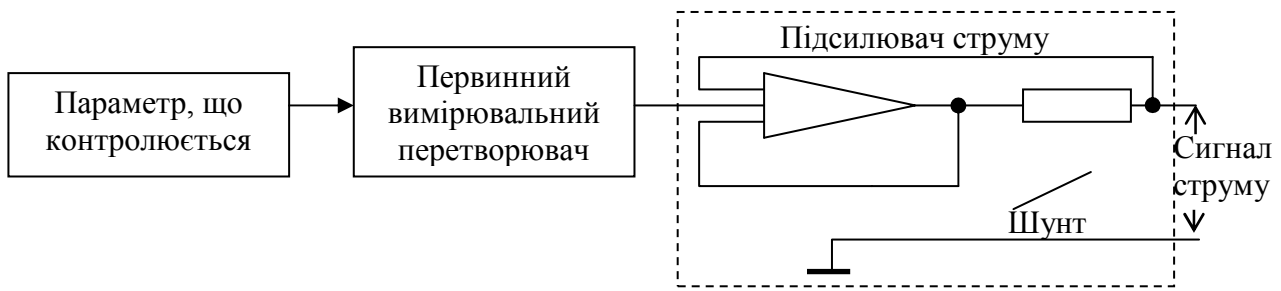


Рисунок 3.9 – Принцип формування сигналу струму

Формування сигналу струму здійснюється за допомогою підсилювача, який охоплено негативним зворотним зв'язком по струму. Завдяки цьому вихідний сигнал підсилювача мало залежить від падіння напруги на колі вторинних пристроїв, яке змінюється в залежності від кількості вторинних пристроїв. Схему заміщення контуру струму показано на рис. 3.10.

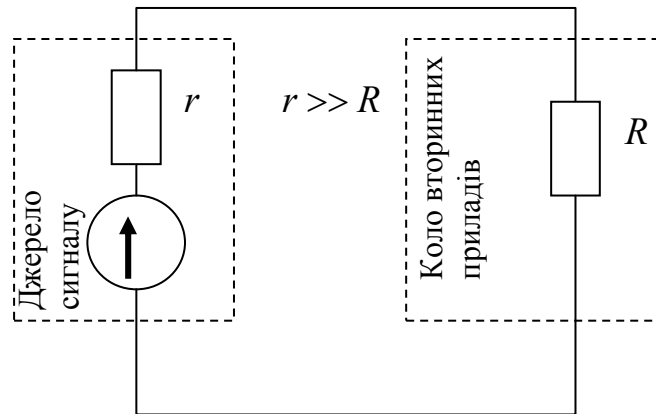


Рисунок 3.10 – Схема заміщення контуру струму

На схемі позначено r – внутрішній динамічний опір джерела сигналу струму, R – опір кола вторинних приладів. Струм I , який подається на коло вторинних приладів, згідно з законом Ома становить:

$$I = \frac{U}{R + r}. \quad (3.2)$$

Якщо в контурі сигналу струму виконується умова $r \gg R$, то, $\frac{U}{R + r} \approx \frac{U}{r}$, завдяки чому струм $I \approx \frac{U}{r}$, який подається на коло вторинних приладів не залежить від його опору, а лише залежить від змінного значення сигналу первинного вимірювального перетворювача та його незмінного внутрішнього опору. Згідно зі стандартом опір навантаження для сигналів струму повинен бути $R \leq \frac{U}{I}$ кОм. В цьому співвідношенні приймається:

а) для вхідних сигналів струму: $U = 5$ В, I – номінальне значення струму джерела сигналу, мА;

б) для вихідних сигналів: $U = 10$ В, I – номінальне значення струму джерела сигналу, мА.

Статичні та динамічні характеристики первинних перетворювачів аналогових сигналів

Перетворення величин вхідних струмів і напруги у вимірювальних перетворювачах виконується згідно зі стандартами, що регламентують характеристики аналогових інтерфейсів та обмежують можливі значення вхідних сигналів на рівні допустимих для елементної бази, яка використовується. При цьому неминуче виникають похибки перетворення, котрі проявляються в тому, що перетворена величина виявляється не строго пропорційною тій, що перетворюється. Схема та метрологічні характеристики перетворення показано на рис. 3.11.



Рис. 3.11 – Схема та метрологічні характеристики перетворення сигналів

Похибки перетворень діляться на випадкові (стохастичні) та систематичні. Вихідна величина X_2 залежить від характеристики перетворювача $W(X_1, t)$ та випадкової дії $\Delta X(t)$ зовнішнього середовища на перетворювач

$$X_2 = W(X_1, t)X_1 + \Delta X(t). \quad (3.3)$$

Систематична похибка обумовлена особливостями конструкції пристрою. Завдання розробника полягає у тому, щоб ще на етапі проектування пристрою оцінити її та звести до мінімуму.

Статична систематична похибка є наслідком нелінійності перетворювача та залежності результату перетворення від впливу зовнішніх фізичних факторів, таких як температура, тиск, електромагнітне поле та ін.

Статична систематична похибка проявляє себе в стійкому (незалежно від часу) відхиленні реальної характеристики перетворення від ідеальної.

Динамічна систематична похибка (рис. 3.12) є наслідком наявності в конструкції перетворювача інерційних елементів – індуктивностей та ємностей.

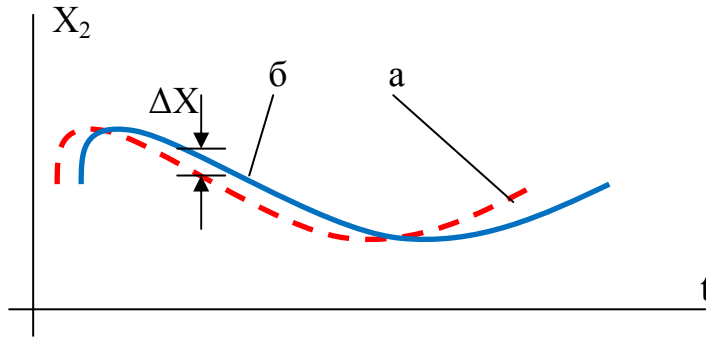


Рисунок 3.12 – Залежність величини вихідного сигналу перетворювача від часу
 а) при відсутності динамічної похибки;
 б) при наявності динамічної похибки

Динамічна похибка проявляється у тому, що значення вихідної величини, що відповідає вхідній величині перетворювача, згідно з його статичною характеристикою, з'являються на виході із запізненням в часі і залежать від частоти перетворюваного сигналу. Нехай, наприклад, перетворювач у динамічному відношенні є інерційною аперіодичною ланкою першого порядку з передавальною функцією вигляду

$$W = \frac{k}{1 + Tp}, \quad (3.4)$$

де k – коефіцієнт масштабного перетворення, T – постійна часу перетворювача, обумовлена наявністю в його схемі заміщення інерційних елементів, p – оператор Лапласа.

У тому випадку, коли перетворення здійснюється над періодичним синусоїдальним сигналом зручніше користуватися Фур'є-зображенням передавальної функції. Для цього замінимо оператор Лапласа уявною змінною $j\omega$, де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота сигналу, $j = \sqrt{-1}$

$$W = \frac{k}{1 + j\omega T}. \quad (3.5)$$

Передавальна функція в експоненціальній формі має вигляд

$$W = \frac{k}{1 + T^2\omega^2} e^{j\psi}, \quad \psi = \text{arctg}(T\omega).$$

Таким чином, внаслідок інерційності перетворення коефіцієнт масштабування $K = \frac{k}{1 + T^2\omega^2}$ залежить від частоти перетворюваного сигналу, а перетворений сигнал виявляється зміщеним відносно первинного на кут $\psi = \text{arctg}(T\omega)$, який також залежить від частоти.

Приклади лінійних первинних перетворювачів

Найбільш простими перетворювачами напруги та струму є прецизійні резистивні датчики: дільник напруги для виміру напруги і шунт для виміру струму. *Резистивний дільник* підключається паралельно по відношенню до кола сигналу, що потребує перетворення. Схему підключення резистивного дільника напруги показано на рис. 3.13.

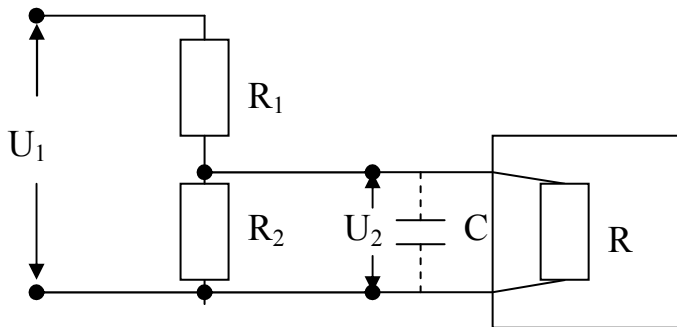


Рисунок 3.13 – Схема підключення резистивного дільника напруги

Резистивний дільник можна вважати ідеальним, якщо в схемі перетворення відсутні інерційні елементи – ємності та індуктивності, а також виконується умова $\lim \frac{R}{R_2} = \infty$, де R – вхідний опір вимірювального перетворювача.

Рівняння масштабного перетворення ідеального резистивного дільника має вигляд

$$U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Електричний опір залежить від температури. У порівняно невеликому діапазоні температур, яким характеризуються умови застосування даних пристроїв, з достатньою точністю цю залежність можна представити у вигляді

$$R_t = R_0(1 + \alpha t),$$

де R_t – опір при температурі $t^{\circ}C$, α – температурний коефіцієнт опору.

Оскільки температурний коефіцієнт опору однаковим чином входить в чисельник і знаменник рівняння масштабного перетворення, коефіцієнт масштабування напруги резистивного дільника не залежить від температури.

Динамічна похибка резистивного дільника, здебільшого, обумовлена вхідною ємністю каналу виміру напруги (на рис. 3.13 вона позначена C). При вимірі напруги відносно високого рівня, як правило, $R_1 \gg R_2$. При цьому постійну часу перетворювача з достатньою точністю можна визначити як $T = R_2 C$.

Приклад. Резистивний дільник утворено резисторами $R_1 = 49k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$. Статичний коефіцієнт масштабування $k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ такого дільника дорівнює 0,02. Ємність вхідного каналу $C = 0,01\mu F$. Постійна часу перетворення $T = R_2 C$ становить $T = 10^{-5} c$.

Коефіцієнт перетворення при частоті 50 Гц становить:

$$k_d = \frac{0,02}{1 + (2\pi \cdot 50 \cdot 10^{-5})^2} = 0,0199998$$

Кут зміщення напруги на вході вимірювального перетворювача у відношенні до напруги, що вимірюється

$$\psi_u = \arctg(3,14 \cdot 10^{-3}) = 0,2 \text{ град.}$$

Дільник розраховують таким чином, щоб напруга на його виході не перевершувала при найбільшому значенні величини, що вимірюється, максимально допустимої напруги вхідного підсилювача вимірювального пристрою.

Струмний шунт є прецизійним резистором низького опору, який включають в розрив фазного дроту послідовно з контрольованою ділянкою кола. Принцип масштабування сигналу струму за допомогою шунта показано на рис. 3.14.

Шунт, що має опір R , здійснює перетворення струму в пропорційну йому напругу $U_i = RI$. Опір шунта має бути мінімально можливим, передусім, за умовами потужності, що виділяється на ньому, $P = I^2 R$.

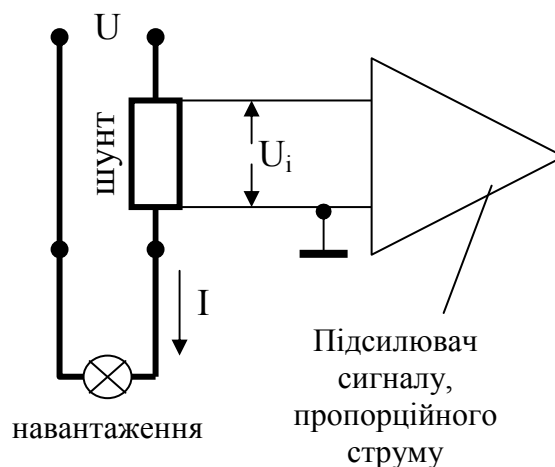


Рисунок 3.14 – Принцип масштабування сигналу струму за допомогою шунта

Приклад. При опорі шунта 400 мкОм і максимальному струмі 50 А потужність, яка на ньому виділяється, дорівнює 1 Вт. В умовах недостатнього охолодження це викликає серйозний нагрів шунта і зміну його опору, що позначається на точності вимірів, не кажучи про те, що зростає споживання енергії всім пристроєм в цілому.

При зміні температури на $\Delta t^{\circ}\text{C}$ (робочий діапазон $-400\text{C} \dots + 400\text{C}$) опір шунта змінюється на величину $\Delta R = \alpha R_0 \Delta t$. Тут, на відміну від резистивного дільника напруги, зміна температури створює додаткову похибку вимірювання. При зміні температури манганінового шунта на 80°C відносна зміна його вихідної напруги складе величину порядку 0,08 %.

Разом з перевагами – невисокою вартістю, лінійністю, безінерційністю та некритичністю до постійної складової струму у вимірюваному колі шунт має серйозні недоліки:

- вимірювальна схема знаходиться під високою напругою, що ускладнює екранування і вимагає підвищених заходів з захисту від електротравми;
- вплив шумів та імпульсних перешкод на вимірювальну схему дуже критичний, тому вимагається застосування спеціальних загороджувальних фільтрів, які вносять фазові похибки при вимірі;
- зростає похибка при дії високочастотних сигналів за рахунок власної індуктивності шунта.

Загальний вигляд деяких шунтів показано на рис. 3.15.

На рис. 3.16 наведено приклад інтелектуального датчика струму на базі шунта. В цьому пристрої первинний сигнал піддається обробці вбудованим мікропроцесором. Завдяки цьому пристрій позбавляється вказаних недоліків та знаходить нові функціональні можливості.

А. Шунт для вимірювання струму до 100А



Б. Однофазний вимірювач електроенергії з вбудованим шунтом

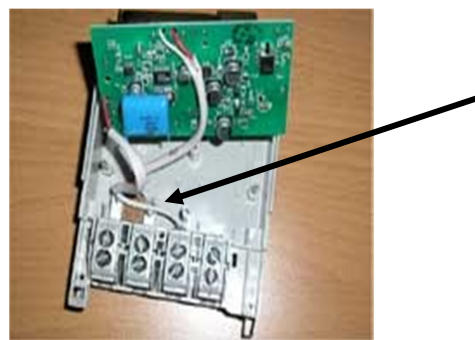


Рисунок 3.15 – Загальний вигляд деяких шунтів

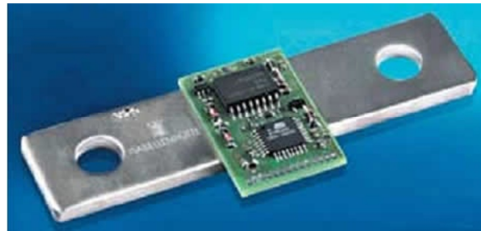


Рисунок 3.16 – Приклад інтелектуального датчика струму на базі шунта

Приклади нелінійних перетворювачів. Трансформатори струму

Вимірювальні трансформатори струму є найбільш поширеними засобами масштабування змінного струму. Вони випускаються у вигляді конструктивно закінчених пристроїв, призначених для використання в розподільних мережах змінного струму усіх рівнів напруги. Такі трансформатори, як правило, перетворюють струм силового кола системи електропостачання (первинний струм з номінальним значенням $I_{1н}$) у вторинний струм з номінальним значенням 5 А. Рідше використовуються трансформатори струму з номінальним вторинним струмом 1 А. Трансформатори струму спеціального призначення (приладові) виготовляються з урахуванням індивідуальних особливостей пристроїв, до складу яких вони входять. Тут нормованою є величина первинного струму. Для лічильників електроенергії та вимірювальних перетворювачів потужності номінальний первинний струм, як правило, встановлюється 5 А.

Приладовий трансформатор струму зазвичай виконується на базі тороїдального феромагнітного осердя. На нього намотується вторинна обмотка (від декількох сотень до тисяч витків) з дроту малого перерізу. А як первинна використовується дріт відносно великого перерізу, що проходить через внутрішнє кільце осердя. По цьому дроту рухається вимірюваний пристроєм струм. Вторинна обмотка замикається на прецизійний баластний резистор R_b . З нього напруга $U_2 = I_2 R_b$ подається на вхід вимірювального підсилювача. Схему включення приладового трансформатора струму наведено на рис. 3.17.

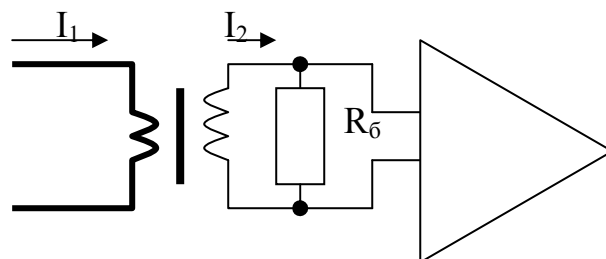


Рисунок 3.17 – Схема включення приладового трансформатора струму

У робочому діапазоні вторинний струм визначається первинним і коефіцієнтом трансформації трансформатора струму.

Коефіцієнт трансформації k_T дорівнює відношенню кількості витків вторинної обмотки до кількості витків первинної. Цим коефіцієнтом

визначається масштаб перетворення струму $\frac{I_{1н}}{I_{2н}} = k_T$. Таким чином, напруга, що знімається з баластного резистора, якщо нехтувати нелінійністю та інерційністю трансформатора, пропорційна струму первинного кола:

$$U_2 \approx \frac{R_{\sigma}}{k_T} I_1.$$

На рис. 3.18 зображено зовнішній вигляд приладових трансформаторів струму та приклад їх підключення в схемі електронного лічильника електричної енергії.



Рисунок 3.18 – Приклади приладових трансформаторів струму

Принцип дії трансформатора струму полягає в наступному. Струм первинного кола в осерді створює магнітний потік, який індукуює у вторинній обмотці електрорушійну силу (ЕРС). Під дією ЕРС у вторинному колі рухається вторинний струм. При цьому на створення магнітного потоку витрачається тільки невелика частина енергії первинного струму. А більша передається у вторинне коло. Залежність магнітного потоку трансформатора від струму (рис. 3.19), який його створює, має істотно нелінійний характер (петля гістерезису)

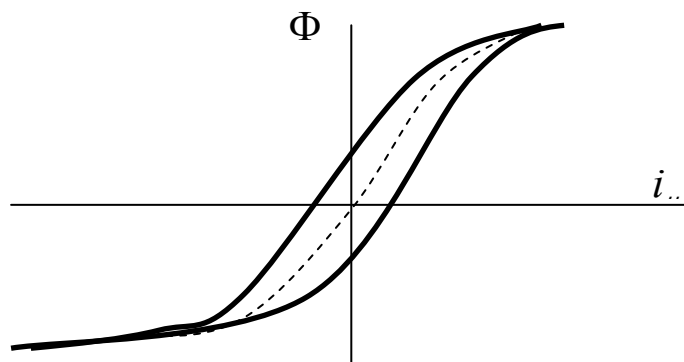


Рисунок 3.19 – Залежність магнітного потоку трансформатора від струму намагнічування

Внаслідок цього напруга U_2 , що знімається з баластного резистора, залежить від первинного струму нелінійним чином: $U_2 = \frac{R_0}{k_T} f(I_1)$.

Індуктивності обмоток трансформатора вносять інерційність до схеми масштабного перетворення. Це приводить до появи кута зсуву між вимірюваним струмом I_1 і напругою U_2 . Отже, передавальна функція реального нелінійного інерційного вимірювального перетворювача має вигляд

$$W = A(I_1)e^{j\psi(I_1)},$$

де $A(I_1)$ – відношення амплітуд сигналів $A(I_1) = \frac{|U_2|}{|I_1|}$, $\psi(I_1)$ – кут зсуву між напругою U_2 і струмом I_1 .

Приклад залежності кутової і амплітудної похибок трансформатора на феритовому осерді від величини первинного струму наведено на рис. 3.20.

Трансформаторні перетворювачі струму дорожчі за резистивні, але мають ряд істотних переваг:

1. У порівнянні з шунтами працюють при значно менших падіннях напруги на вході і практично не споживають енергію.

2. Забезпечують гальванічну розв'язку між обмотками, тому вимірювальна схема не знаходиться під високим потенціалом як при використанні шунта та її можна легко екранувати.

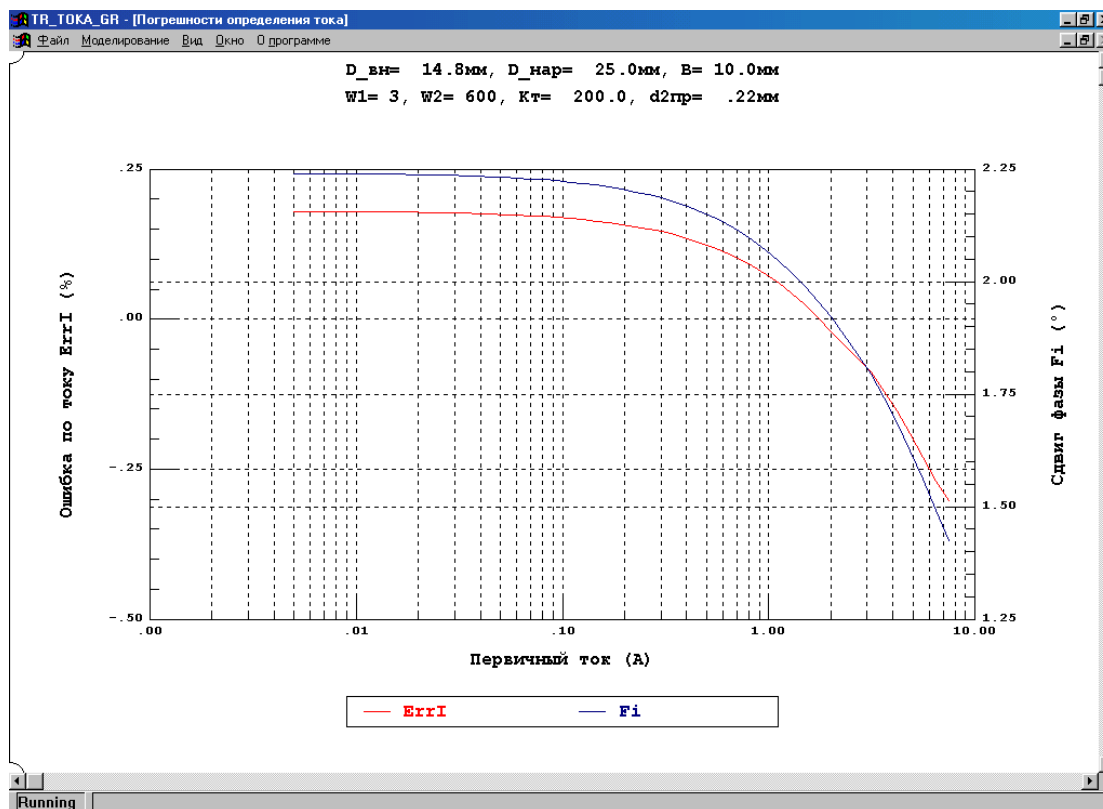


Рисунок 3.20 – Приклад залежності кутової та амплітудної похибок трансформатора на феритовому сердечнику від величини первинного струму

3. За рахунок гальванічної розв'язки струмових кіл та вимірювальної частини досягається можливість виміру трифазних струмових сигналів (що не можливе під час застосування шунтів без додаткової гальванічної розв'язки).

4. Параметри трансформатора струму практично не змінюються в часі і не залежать від температури.

5. Коефіцієнт трансформації легко витримується при виробництві і залишається завжди постійним.

Параметричний метод лінеаризації та фазової корекції вимірювальних перетворювачів

Один з найпростіших способів параметричної корекції інерційності та нелінійності передавальної функції вимірювального перетворювача здійснюється шляхом охоплення його негативним зворотним зв'язком (рис. 3.21).

Канал зворотного зв'язку виконується так, щоб у робочому діапазоні вимірюваної величини його інерційністю і нелінійністю можна було нехтувати ($k = const$). Передавальна функція скорегованого перетворювача

$$W_k = \frac{A(x)e^{j\psi(x)}}{1 + kA(x)e^{j\psi(x)}}.$$

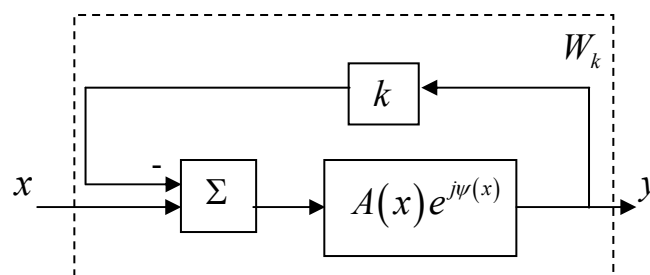


Рисунок 3.21 – Схема лінеаризації та фазової корекції вимірювального перетворювача

Якщо в усьому діапазоні вимірюваної величини $x_{\min} < x < x_{\max}$ виконується умова $kA(x) \gg 1$, то $W_k \approx \frac{1}{k}$, тобто перетворювач є лінійним та безінерційним.

На рис. 3.22 наведено приклад параметричної лінеаризації трансформаторного перетворювача струму.

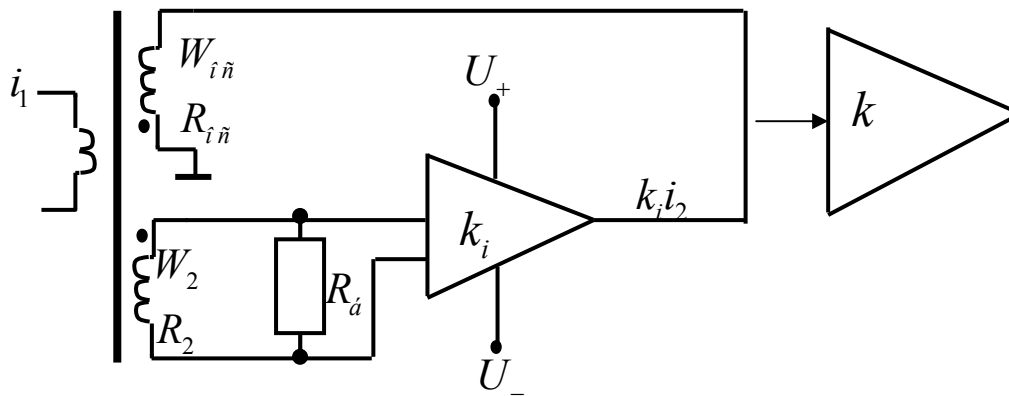


Рисунок 3.22 – Приклад параметричної лінеаризації трансформаторного перетворювача струму

Контрольні питання

1. Чим відрізняється телевимірювання інтегральних значень вимірюваних величин від телевимірювання поточних значень?
2. На які види сигналів аналогових інтерфейсів поширюється стандарт ДСТУ ІЕС 60870–3:2005?
3. Якою фізичною величиною може бути задано рівень електричного сигналу?
4. Який мінімальний опір може мати навантаження сигналу напруги 0...10 В?
5. Який максимальний опір може мати навантаження сигналу струму 0...5 мА?
6. Чим відрізняється схема формування електричного сигналу напруги від схеми формування електричного сигналу струму?
7. Наслідком яких елементів у конструкції перетворювача вхідного сигналу являється динамічна систематична похибка?
8. Знайдіть фазову похибку перетворювача вхідного сигналу змінного струму частотою 100 Гц, якщо постійна часу цього перетворювача $T = 10^{-5} \text{ с}$.
9. Як зміниться рівень сигналу, що знімається з дільника напруги при підвищенні його температури на 23°C .
10. Яким чином можна підвищити рівень лінійності та знизити фазову похибку вимірювального перетворювача сигналів?

4. Дискретні сигнали

Цифрова інформація, дискретні сигнали та їх характеристики. Сигнали стандартних послідовних інтерфейсів (HART-протокол). Імпульсна телеметрія. Верифікація імпульсних каналів.

Цифрова інформація, дискретні сигнали та їх характеристики

Передача інформації для контролю і керування територіально розподіленими процесами в сучасних системах ЗППІ здійснюється кодовою послідовністю біт (ІЕС 60870-3).

У інтерфейсах є дві основні форми подання інформації: цифрова та аналогова. Обидві використовуються у інтерфейсах за допомогою сигналів у паралельній, послідовній формі або у формі поодиноких сигналів. Приклади співвідношень між сигналами та типами інформації наведено у табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Приклади співвідношень між сигналами та типами інформації

Тип сигналу	Вид сигналу	Тип інформації
Цифровий	Одно- або двоелементний	Сигнали аварій, сигнали положення вимикача і роз'єднувача. Сигнали лічильника виміру енергії. Команди на перемикання
	Багатоелементний (паралельний код) Багатоелементний (послідовний код)	Положення відпаювань трансформатора. Вимірювані величини. Команди завдання уставки. Спеціально кодовані дані
Аналоговий	Безперервна змінна	Вимірювані величини. Значення заданих уставок

Кожен з цих сигналів може бути використаний як на вході, так і на виході. Вхідний представляє інформацію, генеровану поза апаратурою, яка включає даний інтерфейс. Інакше це вихідний сигнал.

Цифрова інформація характеризує стани, що змінюються дискретно. Інформація може проходити через інтерфейс в паралельній або послідовній формі.

Типи цифрової інформації

Одноелементна інформація (за МЕС 371-02-07) формується однобітовим двійковим джерелом інформації, наприклад сигнальним контактом з двома певними станами. Вона передається інтерфейсу через одну з двох позицій двійкового сигналу.*

* Міжнародний електротехнічний словник – ІЕС 60870-3 (частина 371).

Двоелементна інформація. Джерела двобітової інформації (контакти вимикачів або роз'єднувачів) видають двоелементну інформацію (за МЕС 371-02-08). На інтерфейс вона подається у вигляді пари двійкових сигналів. Два стани сигналів, які представлено парою біт 01 або 10, характеризують два певні положення (вмк/вимк або вимк/вмк), тоді як пари 00 і 11 – два невизначені положення (вмк/вмк або вимк/вимк), що вказують або на проміжний стан (за МЕС 371-02-09), або на помилковий стан (за МЕС 371-02-10), або на ушкодження кола.

Багатоелементна (кодована) інформація. Такі повідомлення, як, наприклад, положення відпаювань трансформатора, показання приладів та команди уставок представляються кодованими багатоелементними сигналами. Інформація може передаватися відповідними сигналами в паралельній або послідовній формі.

Представлення цифрової інформації

Цифрова інформація представляється індивідуальними двійковими сигналами. Приклади ознак, що використовуються для передачі двійкових кодів, наведено на рис. 4.1.

Символ	Рівень		Тривалість			Полярність	Частота		Фаза
	1	0	1	0	1		1	0	
1									
0									

Рисунок 4.1 – Приклади ознак, що використовуються для передачі двійкових кодів

Сигнали з ознакою рівня

Структуру розподілення рівня дискретного сигналу на допустимі та недопустимі ділянки зображено на рис. 4.2.

У табл. 4.2, 4.3 та 4.4 наведено номінальні значення та класифікація двійкових сигналів.

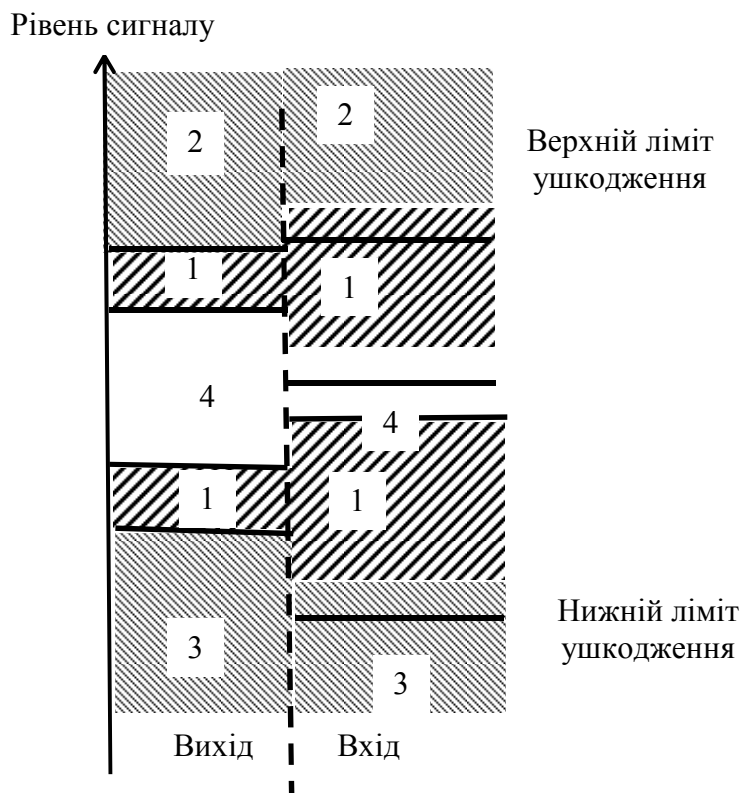


Рисунок 4.2 – Структура розподілення рівня дискретних сигналів

1 – Ділянка номінальна. Нормальні умови роботи апаратури, включаючи можливі робочі перевантаження;

2 – Верхня ділянка порушення функцій;

3 – Нижня ділянка порушення функцій.

Якщо рівень сигналу вийде за верхню або нижню небезпечну межу, може з'явитися стійке ушкодження

4 – Ділянка проміжних станів. Вона є перехідною між верхньою та нижньою межами номінальної ділянки (1). Якщо сигнал існує в ній довше за заздалегідь встановлений час, то вважається, що з'явилося ушкодження

Таблиця 4.2 – Номінальні значення двійкових сигналів

Характер значень	Напруга постійного струму, В	Напруга змінного струму, В
Рекомендовані значення	24	-
	12	-
	48	-
	60	-
Не рекомендовані значення	5	24
	110	110
	220	48
		220

Таблиця 4.3 – Класи струмів для двійкових вхідних сигналів

Клас струму	Двійкові вхідні сигнали постійного і змінного струму, мА	
	мін.	макс.
1	1	5
2	5	10
3	10	50
4	50	-

Таблиця 4.4 – Класи струмів для двійкових вихідних сигналів

Клас струму	Двійкові вихідні сигнали			
	Постійний струм, А		Змінний струм, А	
	мін.	макс.	мін.	макс.
1	-	0,1	-	0,2
2	0,05	0,5	0,1	1,0
3	0,1	1,0	0,2	2,0
4	0,25	2,5	0,5	5,0

Двійкові вхідні сигнали

Активні вхідні сигнали. Джерело живлення активного сигналу знаходиться поза апаратурою телемеханіки. Вони подаються в апаратуру телемеханіки у вигляді напруги постійного струму відносно загального зворотного дроту.

Схему підключення активних двійкових вхідних сигналів показано на рис. 4.3.

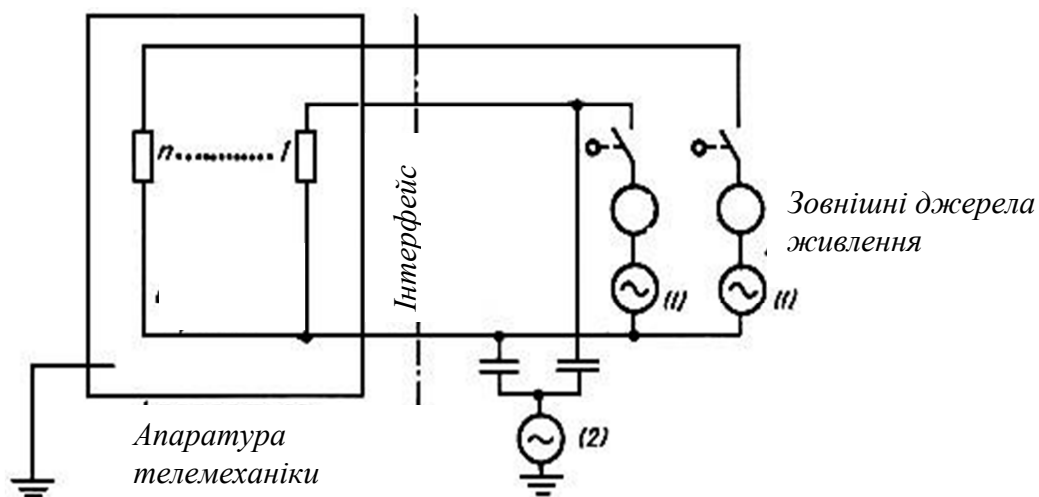


Рисунок 4.3 – Схема підключення активних двійкових вхідних сигналів
(1) – напруга перешкод нормального вигляду; (2) – напруга перешкод загального вигляду

Таблиця 4.5 – Характеристики і значення активних двійкових вхідних сигналів

Характеристика	Значення сигналу
Сигнал низького рівня – L	<u>Напруга</u> Мінімальна: – 5 % від номінального значення напруги Номінальна: 0 % від номінального значення напруги Максимальна: +15 % від номінального значення напруги
	<u>Струм</u> Максимальний: 0,2 мА
Сигнал високого рівня – Н	<u>Напруга</u> Мінімальна: + 75 % від номінального значення напруги Номінальна: +100 % від номінального значення напруги Максимальна: +125 % від номінального значення напруги
	<u>Струм</u> За класами струмів

Пасивні вхідні сигнали. Джерело живлення сигналу знаходиться усередині апаратури телемеханіки. Вони подаються до апаратури телемеханіки у вигляді контактів, що розмикають або замикають кола певного опору.

Схему підключення пасивних двійкових вхідних сигналів показано на рис. 4.4.

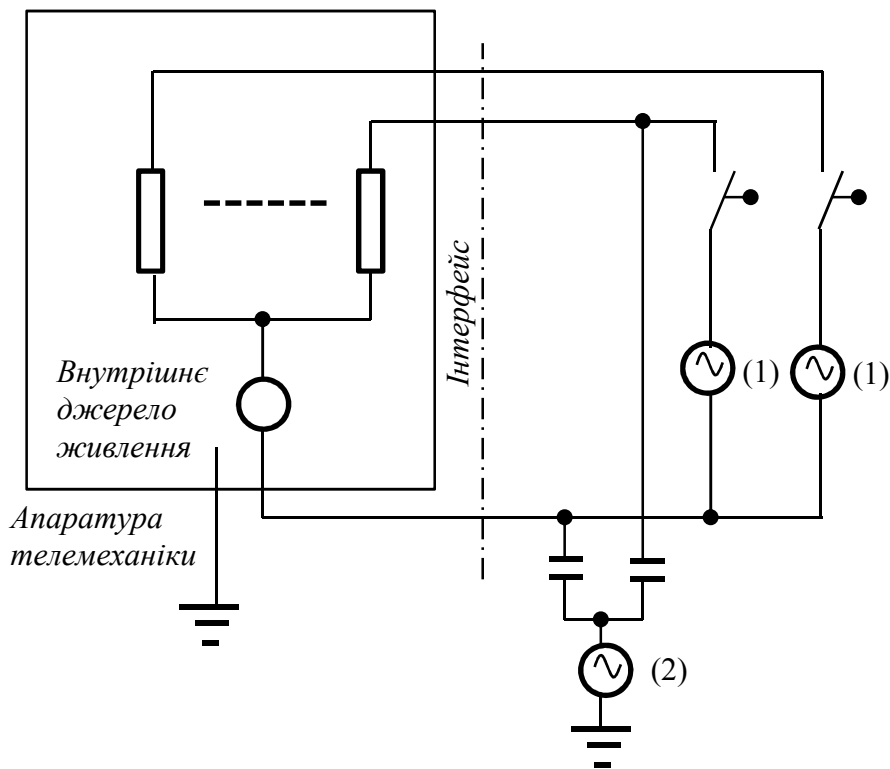


Рисунок 4.4 – Схему підключення пасивних двійкових вхідних сигналів
(1) – напруга перешкод нормального вигляду;
(2) – напруга перешкод загального вигляду.

Таблиця 4.6 – Характеристики і значення пасивних двійкових вхідних сигналів

Характеристика сигналу і стан кола	Значення сигналу і параметрів кола
Розімкнене коло	Мінімальний опір: 50 кОм при номінальному значенні напруги Номінальний опір: ∞ Ом при номінальному значенні напруги
	<u>Струм</u> Максимальний: 0,2 мА при значенні напруги 125% від $U_{ном}$
Замкнуте коло	Мінімальний опір: 0 Ом Номінальний опір: 150 Ом
	<u>Струм</u> За класами струмів

Двійкові вихідні сигнали

Пасивні вихідні сигнали. Джерело живлення кола сигналу знаходиться поза апаратурою телемеханіки. В цьому випадку сигнал видається апаратурою телемеханіки замиканням або розмиканням контакту кола певного опору. Схему для пасивних двійкових вихідних сигналів зображено на рис. 4.5.

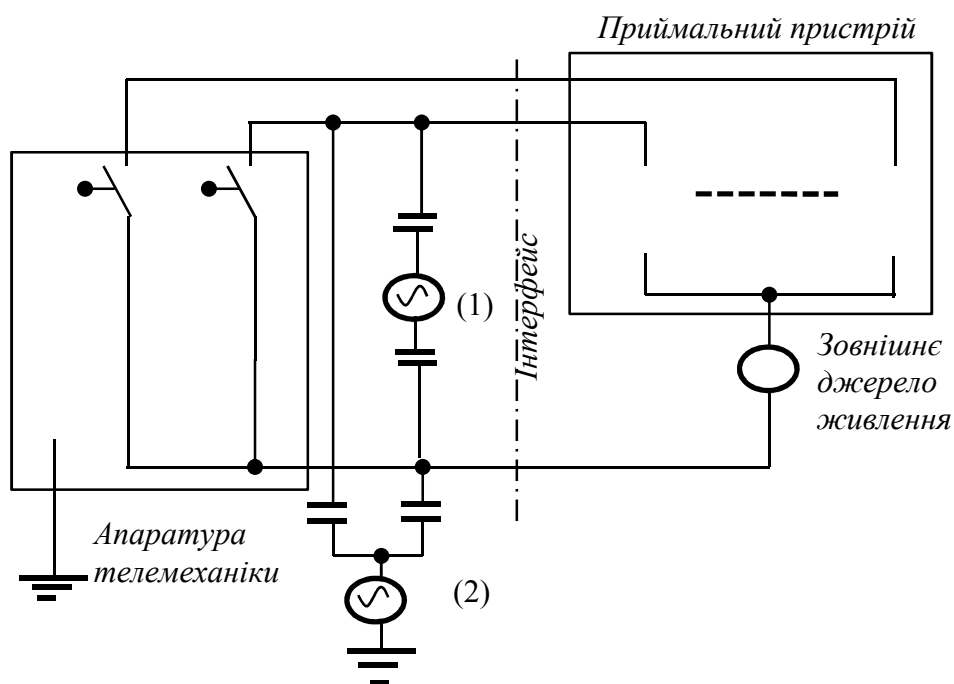


Рисунок 4.5 – Схеми підключення пасивних двійкових вихідних сигналів
(1) – напруга перешкод нормального вигляду;
(2) – напруга перешкод загального вигляду.

Таблиця 4.7 – Характеристики і значення пасивних двійкових вихідних сигналів

Характеристика сигналу і стан кола	Значення сигналу і параметрів кола
Розімкнене коло	Мінімальний опір: 50 кОм при номінальному значенні напруги Номінальний опір: ∞ Ом при номінальному значенні напруги
	<u>Струм</u> Максимальний: 0,2 мА при значенні напруги 125% від $U_{ном}$
Замкнуте коло	Мінімальний опір: 0 Ом Номінальний опір: $0,05(U_{ном}/I_{макс})$ Ом
	<u>Струм</u> За класами струмів

Активні вихідні сигнали. Джерело живлення кола сигналу знаходиться усередині апаратури телемеханіки.

Схему підключення активних двійкових вихідних сигналів показано на рис. 4.6.

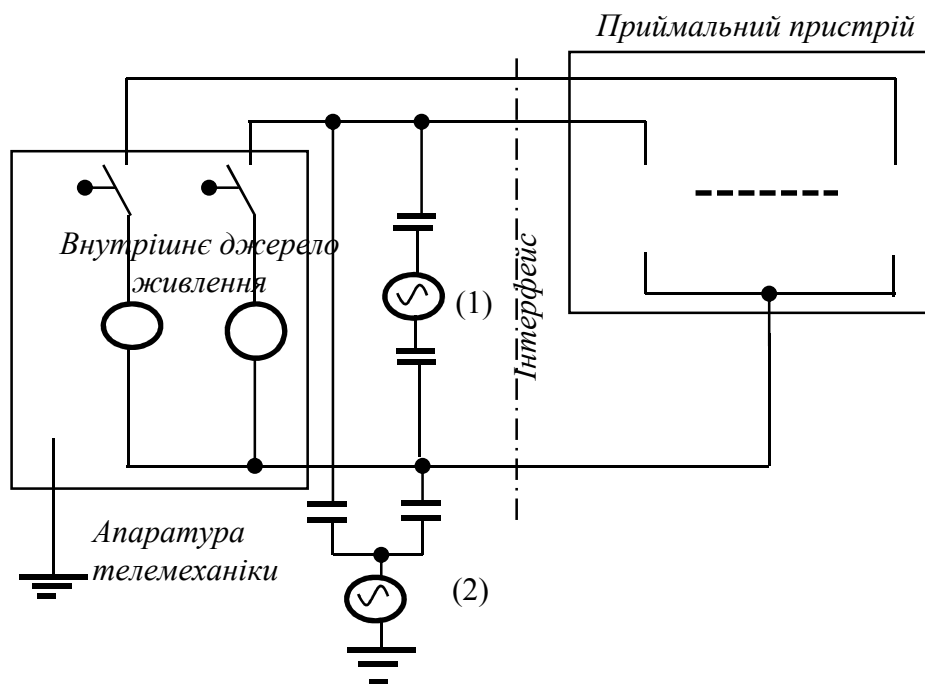


Рисунок 4.6 – Схема підключення активних двійкових вихідних сигналів

- (1) – напруга перешкод нормального вигляду;
- (2) – напруга перешкод загального вигляду.

Таблиця 4.8 – Характеристики і значення активних двійкових вихідних сигналів

Характеристика	Значення сигналу
Сигнал низького рівня – L	<u>Напруга</u> Мінімальна: 0 % від номінального значення напруги Номінальна: 0 % від номінального значення напруги Максимальна: +10 % від номінального значення напруги
	<u>Струм</u> Максимальний: 0,2 мА
Сигнал високого рівня – H	<u>Напруга</u> Мінімальна: +80 % від номінального значення напруги Номінальна: +100 % від номінального значення напруги Максимальна: +120 % від номінального значення напруги
	<u>Струм</u> За класами струмів

Таблиця 4.9 – Межі перешкод за напругою для двійкових сигналів

Показники	Перешкоди нормального виду	Перешкоди загального виду
Робочі межі	10 % подвійної амплітуди номінальної напруги промислової частоти 0,0,2 кВ OSC 0,0,3 кВ IMP	25 В змінного струму 65 В постійного струму 0,0,3 кВ OSC 0,0,5 кВ IMP
Межі ушкоджень для класу 1	+200 % від Уном пост. струму – 125 % від Уном пост. струму 200 % від змін. струму 0,0,3 кВ OSC 0,0,5 кВ IMP	0,0,5 кВ PF 0,0,5 кВ OSC 1,0 кВ IMP
Межі ушкоджень для класу 2	+200 % від Уном пост. струму – 125 % від Уном пост. струму 200 % від змін. струму 0,0,5 кВ OSC 1,0 кВ IMP	0,0,5 кВ PF 1,0 кВ OSC 2,5 кВ IMP
Межі ушкоджень для класу 3	+200 % від Уном пост. струму – 125 % від Уном пост. струму 200 % від змін. струму 1,0 кВ OSC 2,5 кВ IMP	2,5 кВ PF 2,5 кВ OSC 5,0 кВ IMP

PF – промислова частота (50/60 Гц) – за ДЕСТ 27918.

OSC – затухаюча синусоїда хвилі коливань – за ДЕСТ 27918.

IMP – поодинокий імпульс високої напруги – за ДЕСТ 27918.

Тривалість двійкових сигналів з ознакою рівня може бути розділена на дві категорії:

а) коли джерело двійкової інформації керує двома номінальними рівнями дискретного сигналу певної тривалості, наприклад: генератор в роботі (ввімкнений) – рівень сигналу Н (високий); генератор вимкнений – рівень сигналу L (низький);

б) коли зміна стану джерела двійкової інформації викликає імпульсний сигнал.

Імпульсний сигнал приймає на певний час один з двох номінальних рівнів. Він використовується для характеристики джерел інформації про приріст або про короткочасний стан. Наприклад, опитування інформації про короткочасний стан (за МЕС 371-02-11), інформації про приріст (за МЕС 371-02-06) або вихід імпульсної команди (за МЕС 371-03-04). Параметри двійкових сигналів – тривалість, час відновлення і перехідний час (рис. 4.7).

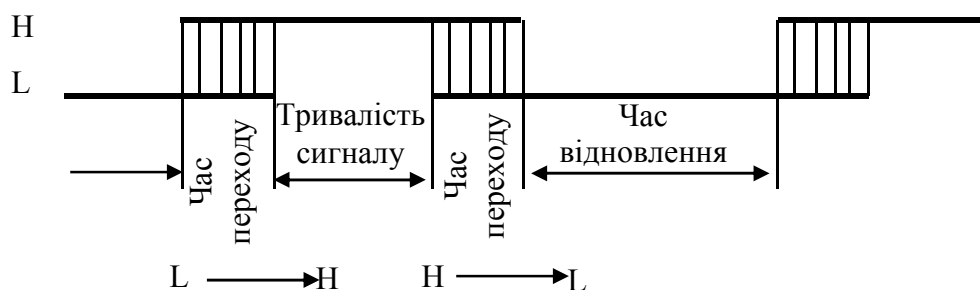


Рисунок 4.7 – Діаграма двійкового сигналу:

Мінімальна тривалість сигнал	10 мс
Мінімальний час відновлення	10 мс
Максимальний час переходу Н → L, L → Н	8 мс.

Сигнали з ознакою тривалості

Дискретні сигнали з ознакою тривалості є імпульсними фіксованої тривалості τ_1 і $\tau_2 = (1,5...2)\tau_1$ однакової амплітуди A , які формуються через фіксовані однакові проміжки часу T (рис. 4.8). Сигнал більшої тривалості τ_2 називають синхроімпульсом (маркером). Він задає початок послідовності імпульсів тривалістю τ_1 і пауз, яка відображає послідовність одиниць і нулів двійкового коду.

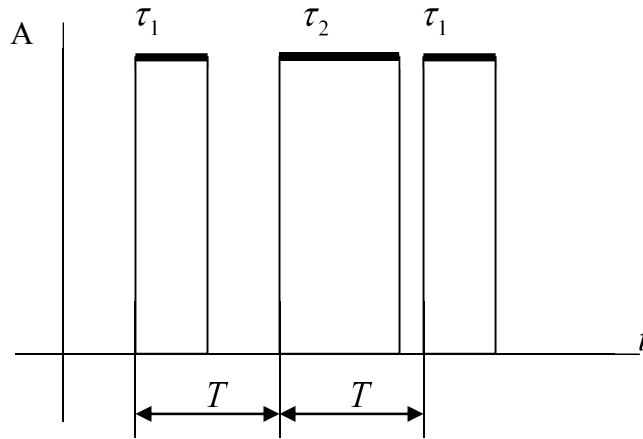


Рисунок 4.8 – Діаграма сигналу з ознакою тривалості:
 Сигнал розпізнається як одиничний за умови $\tau_1 \leq \tau < \tau_2$
 Сигнал розпізнається як нульовий за умови $\tau < \tau_1$
 Сигнал розпізнається як маркер за умови $\tau \geq \tau_2$.

Сигнали з ознакою частоти

Дискретні сигнали з ознакою частоти мають фіксовану частоту в заданому частотному діапазоні. Наприклад, для тонального діапазону 300...3400 Гц це частоти 300, 340, ... 2710, 3020, 3240 Гц. Сигнали фіксованих частот використовуються при передачі інформації по силових дротах системи електропостачання (Power line), а також в каналах модемного зв'язку. Наприклад, в технології Power line (рис. 4.9) використовуються 84 частоти, в діапазоні 4 – 21 МГц.

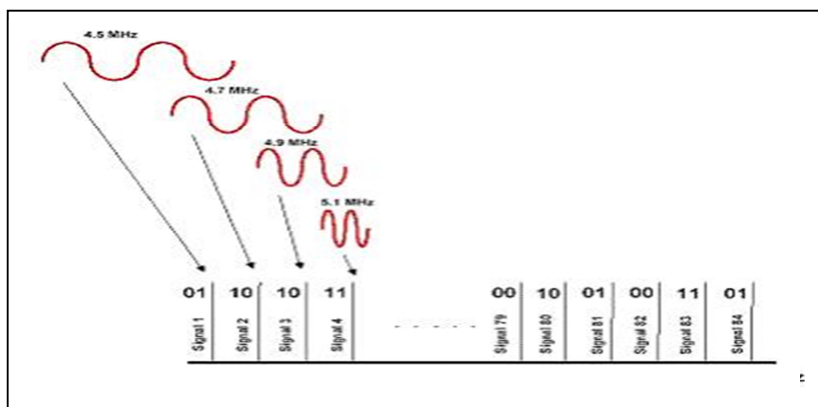


Рисунок 4.9 – Розподілення смуги частот у технології Power line

Сигнали з ознакою фази

Сигнал $x(t)$ задається відносно опорного сигналу $x_0(t)$ шляхом зсуву фази на кут $\Delta\varphi = K(2\pi/m)$, де $m=2, 4, 6, 10$ – кількість ознак параметра сигналу, $K=1, 2, \dots, m-1$ (рис. 4.10).

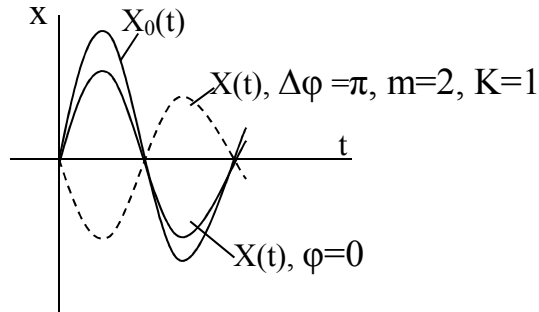


Рисунок 4.10 – Діаграма сигналу з ознакою фази

Сигнали з ознакою полярності

Цей вид сигналів реалізується шляхом зміни полярності у колах постійного або випрямленого струму. У колах постійного струму зміна полярності досягається шляхом переключень напрямку руху струму, який призначено для формування сигналу. У колах випрямленого струму зміна полярності досягається підключенням до виходу джерела сигналу випрямляча відповідної полярності. На рис. 4.11 наведено приклад використання сигналів з ознакою полярності у колі випрямленого струму при управлінні пересувним механізмом.

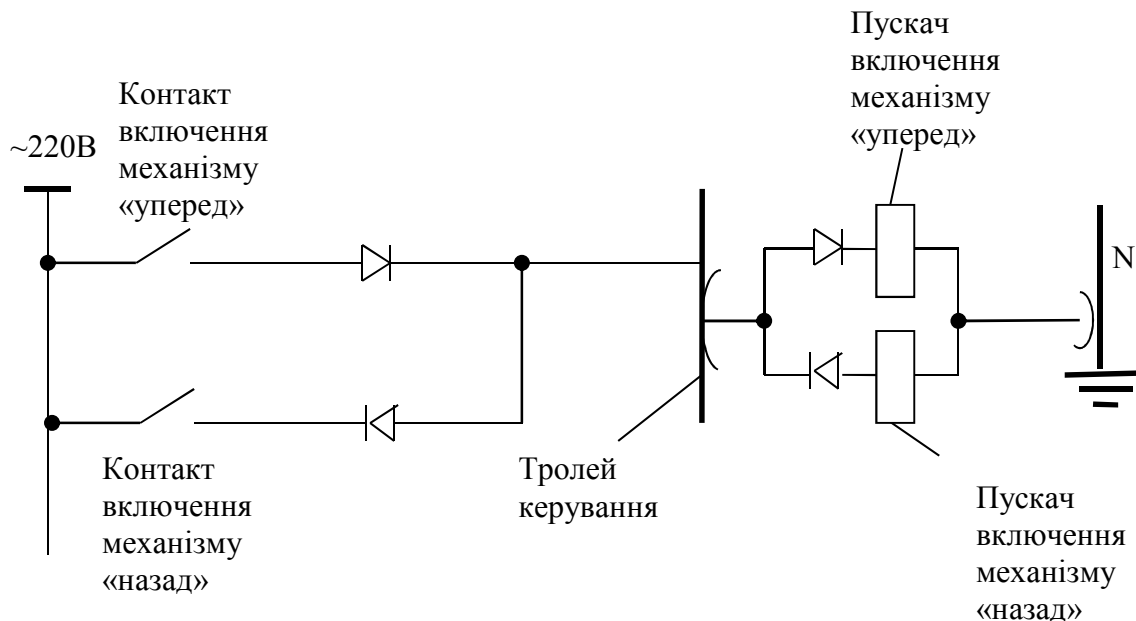


Рисунок 4.11 – Приклад використання сигналів з ознакою полярності при керуванні пересувним механізмом

З наведеного прикладу можна бачити, що використання сигналів з ознакою полярності у даному випадку дозволяє досить просто вирішити задачу керування пересувним механізмом лише по одному тролію.

Сигнали стандартних послідовних інтерфейсів

Найбільш відомі стандартні послідовні інтерфейси описані у додатку Д1. У цій лекції розглянемо послідовний інтерфейс, який забезпечує адресну передачу по одній лінії як аналогових, так і дискретних сигналів

HART-протокол

HART-протокол (Highway Addressable Remote Transducer – магістральний видалений перетворювач, що адресується).

HART – є відкритим стандартом мережевого обміну, який включає не лише протокол взаємодії пристроїв, але і вимоги до апаратури каналу зв'язку. Він призначений для роботи з інтелектуальними пристроями (датчиками, регуляторами і тому подібним). Для цього аналоговий сигнал $A(t)$ підсумовується з цифровим $D(t)$ і отримана таким чином сума передається за допомогою джерела струму 4..20 мА по лінії зв'язку. Завдяки сильній відмінності діапазонів частот аналогового (0..10 Гц) і цифрового (1200 Гц і 2200 Гц) сигналів вони легко можуть бути розділені фільтрами низьких і високих частот в приймальному пристрої. При передачі цифрового двійкового сигналу логічна одиниця кодується синусоїдальним сигналом з частотою 1200 Гц, нуль – 2200 Гц. При зміні частоти фаза коливань залишається безперервною. Такий спосіб формування сигналу називається частотною маніпуляцією з безперервною фазою. Вибір частот відповідає американському стандарту BELL 202 на телефонні канали зв'язку. Принцип формування HART – сигналів зображено на рис. 4.12.

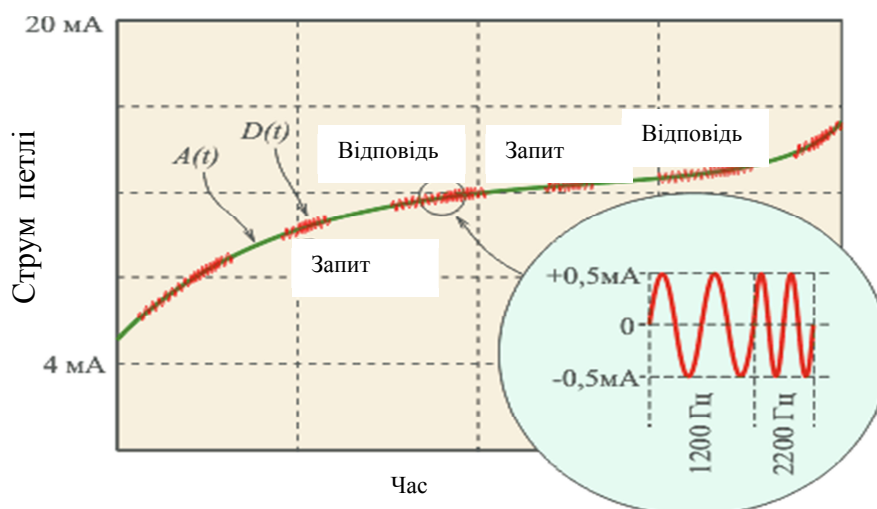


Рисунок 4.12 – Принцип формування HART – сигналів

Приймач датчика сприймає HART-сигнали в діапазоні від 120 мВ до 2 В, сигнали від 0 до 80 мВ ним ігноруються. Отримавши запит, датчик формує відповідь, яка в загальному випадку може містити як аналоговий сигнал, так і цифровий. Перший зазвичай містить інформацію про виміряну величину, а

другий – про одиниці і діапазон виміру, про вихід величини за межі динамічного діапазону, про тип датчика, ім'я виробника і тому подібне. Аналоговий і цифровий сигнали підсумовуються і подаються в лінію зв'язку у формі струму. На стороні контролера струм перетвориться в напругу. Отриманий сигнал подається на фільтр нижніх частот з частотою зрізу 10 Гц і на фільтр верхніх частот з частотою зрізу 400...800 Гц. На виході фільтрів виділяються цифровий сигнал та аналоговий. При використанні фільтрів другого порядку похибка, що вноситься цифровим сигналом в аналоговий, складає лише 0,01 % від 20 мА.

HART-протокол може використовувати тільки цифровий сигнал, без аналогового, або тільки аналоговий сигнал 4..20 мА, без цифрового.

У разі, коли веденим є не датчик, а виконуючий пристрій (наприклад, електромагнітний клапан), аналоговий сигнал у формі струму повинен передаватися від ведучого до веденого і джерело струму має знаходитися у ведучому пристрої. HART-пристрої завжди містять мікроконтролер з UART і ППЗП (перепрограмований постійний запам'ятовуючий пристрій).

Цифровий сигнал, сформований мікроконтролером, перетвориться в UART в безперервну послідовність біт, що складається з двійкових слів завдовжки 11 бітів кожне. Кожне з них починається зі стартового біта (логічний нуль), за яким йде байт даних, потім біт паритету (парності) та стоповий біт. Сформована таким чином послідовність нулів і одиниць передається у модем, що виконує частотну маніпуляцію (ЧМ). Отриманий сигнал йде до інтерфейсного блоку для формування напруги, що подається у лінію зв'язку (від контролера до датчика передається сигнал у формі напруги, а назад – у формі струму). Структуру слова у HART-протоколі та структуру повідомлення показано на рис. 4.13, 4.14 і у табл. 4.10.

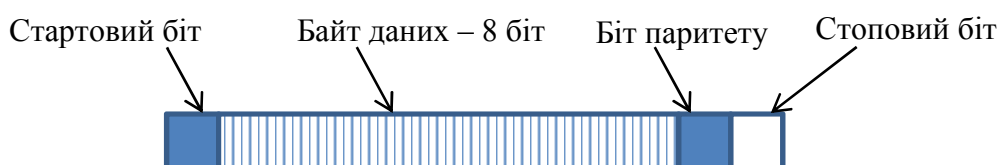


Рисунок 4.13 – Структура слова в HART-протоколі



Рисунок 4.14 – Структура повідомлення у HART-протоколі

Таблиця 4.10 – Характеристика повідомлень у HART-протоколі

Позначення	Назва	Довжина, байт	Призначення
PA	Преамбула	5...20	Синхронізація і виявлення несучої
D	Ознака старту	1	Вказує формат повідомлення і джерело повідомлення
AD	Адреса	1 байт або 38 біт	Вказує адреси обох пристроїв
CD	Команда	1	Повідомляє веденого, що треба зробити
BC	Кількість байт в DT	1	Показує кількість байтів між BC і СНК
ST	Статус	0 якщо ведучий 2 якщо ведений	Повідомляє про помилки обміну даними, та стан пристрою
DT	Дані	0...253	Аргумент, відповідний команді CD
СНК	Контрольна сума	1	Виявлення помилок

На стороні датчика сигнал приймається з лінії інтерфейсним блоком, перетворюється ЧМ-модемом в послідовність бітів, з якої контролер виділяє байти даних і біти паритету. Мікроконтролер перевіряє відповідність біта паритету переданому байту для кожного переданого слова, доки не виявить ознаку кінця повідомлення.

Отримавши команду, контролер приступає до її виконання. Якщо прийшла команда запиту вимірюваних даних, контролер датчика приймає через АЦП сигнал датчика, перетворює його в аналогову форму за допомогою ЦАП, підсумовує зі службовою інформацією на виході ЧМ-модему і передає в лінію зв'язку у формі струму 4...20 мА.

Імпульсна телеметрія (представлення інформації кількістю імпульсів)

Інформація про витрати енергоносіїв може передаватися імпульсами, кількість яких пропорційна витраті, що вимірювана. Принцип імпульсної телеметрії пояснюється на рис. 4.15.

Інтелектуальний пристрій, що здійснює облік енергоносія, підсумовує імпульси на заданих інтервалах часу і обчислює витрату W за формулою

$$W = \frac{N}{C},$$

де N – кількість врахованих імпульсів, C – константа, така, що вказує кількість імпульсів, які видаються датчиком при вимірі одиничної кількості енергоносія,

наприклад, 200 імп/літр або 1500 імп/кВт*ч. Принцип формування телеметричних імпульсів зображено на рис. 4.16.

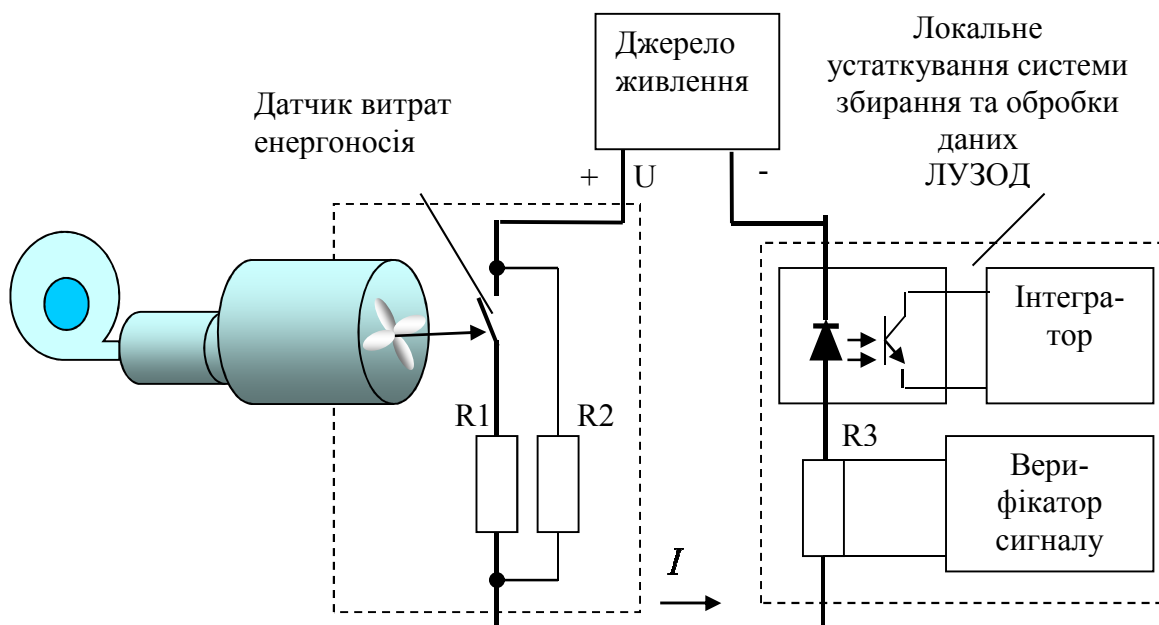


Рисунок 4.15 – Принцип імпульсної телеметрії

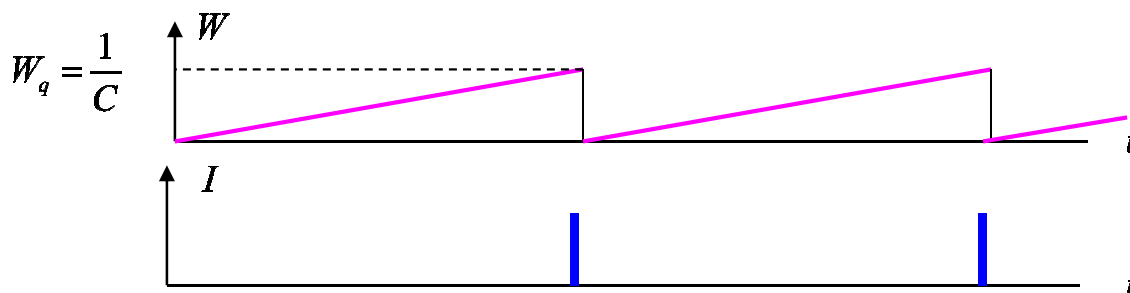


Рисунок 4.16 – Принцип формування телеметричних імпульсів

Принцип верифікації телеметричного сигналу показано на рис. 4.17.

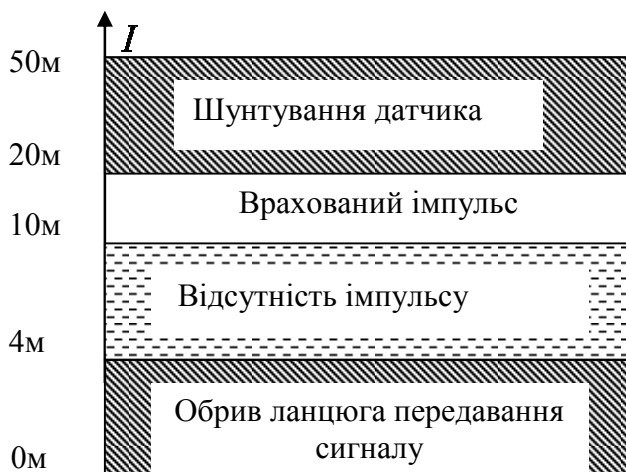


Рисунок 4.17 – Принцип верифікації телеметричного сигналу

Контрольні питання

1. Яким повинно бути співвідношення між верхніми і нижніми межами номінальних значень вхідних та вихідних сигналів з ознакою рівня?
2. Яке значення номінальної напруги $=12\text{ В}$, $=5\text{ В}$, $\sim 24\text{ В}$, $\sim 48\text{ В}$ є кращим для двійкових сигналів згідно ІЕС 60870-3?
3. Вкажіть допустиме відхилення значення активного двійкового вхідного сигналу низького рівня від номінальної напруги.
4. Який опір замкненого кола є допустимим для пасивного вхідного сигналу?
5. Який опір замкненого кола є допустимим для пасивного вихідного сигналу?
6. За якою ознакою класифікується двійковий сигнал X , якщо одиниці відповідає $X = +\text{SIN}(2\pi ft)$, а нулю $X = -\text{SIN}(2\pi ft)$?
7. Лічильник електроенергії з постійною $C = 8000\text{ імп/кВт*год}$ видав 168000 імпульсів. Чому дорівнює виміряна лічильником витрата енергії?
8. Яка кількість електроенергії має пройти через лічильник з постійною $C = 10000\text{ імп/кВт*год}$ для того, щоб на його телеметричному виході з'явився один імпульс?
9. Який інтерфейс слід вибрати для напівдуплексного зв'язку між ЕОМ і трьома програмованими контролерами, кожен з яких може бути відключений від інтерфейсу, не порушуючи роботу інших, при довжині лінії зв'язку 900 м?

5. Детерміновані сигнали

Періодичні та неперіодичні детерміновані сигнали. Спектральні характеристики сигналів.

Сигнал – матеріальний носій інформації, який використовується для передачі повідомлень в системі зв'язку. Ним може бути будь-який фізичний процес, параметри якого змінюються (чи знаходяться) у відповідності до повідомлення, що передається. Поняття сигналу дозволяє розглядати явища, що пов'язані з кодуванням інформації та одержанням її з сигналів поза фізичним контекстом. У дослідженнях сигнал часто подається функцією часу, параметри якої можуть нести потрібну інформацію. Спосіб її запису, а також спосіб запису шумів, що заважають, називають математичною моделлю сигналу.

Сигнали розрізняються за способом завдання.

Регулярні (детерміновані) сигнали однозначні на множині моментів часу. Для опису характеру розподілу їх параметрів використовуються *однозначні* функції $f(t)$, де t – поточний момент часу.

Нерегулярні (випадкові) сигнали набувають довільних непередбачуваних значень у будь-який момент часу. Для опису характеру розподілу їх параметрів використовуються *кореляційні* функції $R(\tau)$, що відображають взаємозв'язок випадкових параметрів сигналів в моменти часу (t) та $(t + \tau)$.

При проходженні сигналу по лінії зв'язку його параметри зазнають зміни (сигнал спотворюється). Спотворення руйнують відповідність сигналу повідомлення, що передається. Приклад цього наведено на рис. 5.1. Однією з центральних проблем систем передачі інформації є узгодження параметрів сигналів, що передаються, з параметрами лінії зв'язку.

Відносно сигналу довільного виду $f(t)$ не існує (за винятком простих випадків) загального правила W його перетворення в лінії, а це означає неможливість у загальному випадку аналітично (без використання моделей) передбачити форму та параметри відповідного сигналу $f'(t) = W(f(t))$ на вході приймача. Проте такі правила відомі відносно деяких елементарних сигналів, наприклад, таких, що описуються тригонометричними функціями. Теорія електричних кіл містить необхідні правила перетворення синусоїдальних гармонічних сигналів.

Отже, для вирішення вказаної проблеми треба сигнал довільної форми розкласти на елементарні складові, про які відомо, як вони спотворюються при передачі по лінії зв'язку. Крім того, ці викривлення в сумі повинні давати спотворення даного сигналу. Для реалізації такого підходу необхідне виконання наступних умов:

1) існування такої множини елементарних сигналів, яка може бути однозначним чином поставлена у відповідність сигналу, що аналізується;

2) відносно кожного елементарного сигналу має бути відоме правило його перетворення (спотворення) в лінії;

3) правило перетворення сигналу, що аналізується, має бути адитивним по відношенню до перетворень елементарних сигналів.

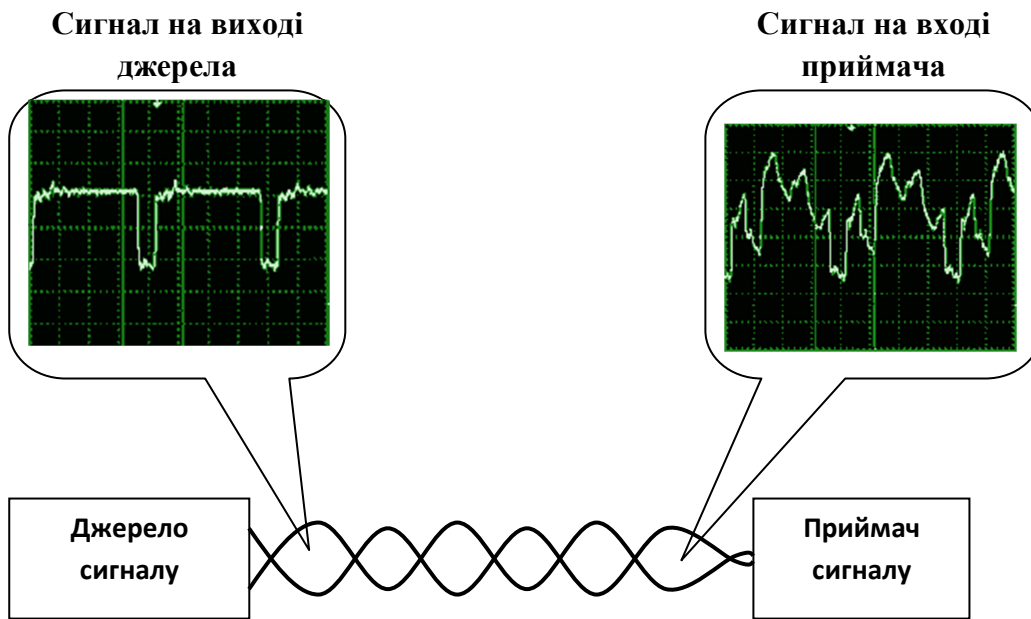


Рисунок 5.1 – Приклад спотворення сигналу при проходженні по лінії зв'язку

Ці умови виконуються для періодичних сигналів. Метод їх вивчення на основі визначеного підходу називають гармонічним аналізом періодичних сигналів.

Періодичний регулярний сигнал подається як функція часу, що задовольняє умові

$$u(t) = u(t + nT), \quad (5.1)$$

де t – будь-який момент часу на інтервалі $-\infty \leq t \leq +\infty$, T – період сигналу, $n = 1, 2, 3, \dots$ – ряд цілих чисел.

Простим і найбільш поширеним періодичним сигналом є гармонійний, що виражений косинусоїдальною (чи синусоїдальною) функцією часу:

$$u(t) = U \cos\left(\omega t + \psi - \frac{\pi}{2}\right) = U \sin(\omega t + \psi), \quad (5.2)$$

де ψ – початкова фаза гармонійного сигналу, U – амплітуда сигналу.

Графік залежності гармонійного сигналу від поточного часу зображено на рис. 5.2.

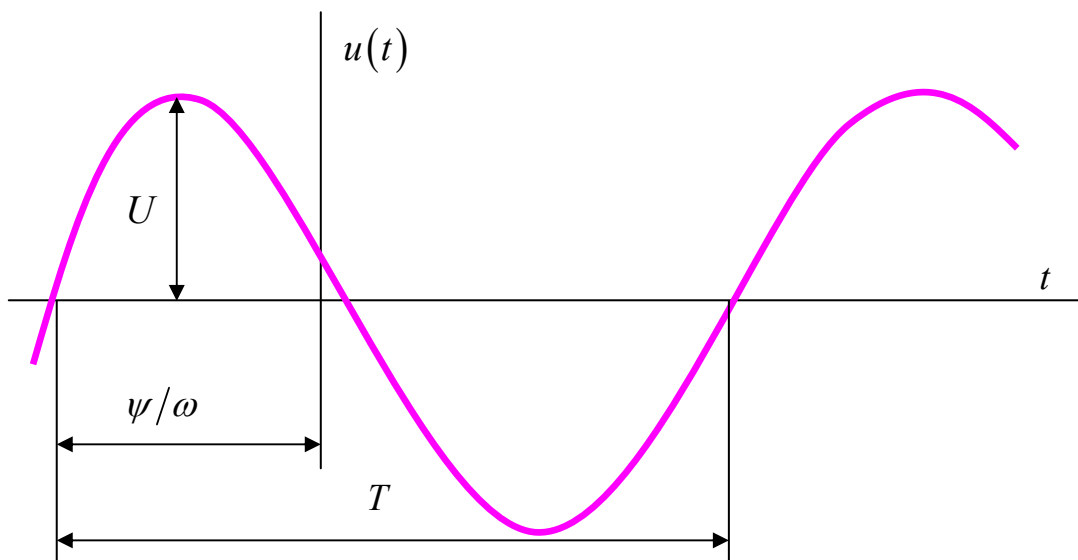


Рисунок 5.2 – Графік залежності гармонійного сигналу від поточного часу

Джерело гармонійних коливань називається *гармонійним осцилятором*.

Величина, що є зворотною до періоду сигналу $\frac{1}{T} = f$, називається частотою гармонійного сигналу (кількість коливань осцилятора за одиницю часу). Величина $2\pi f = \omega$ називається кутовою частотою гармонійного сигналу (швидкість зміни фази гармонійного сигналу);

Величина $\omega \cdot t + \psi$ являє собою поточну фазу гармонійного сигналу у момент часу t .

Математичною моделлю гармонійного осцилятора є вектор $\dot{U}(\omega t)$ на *комплексній площині*, що обертається з кутовою частотою ω (рис. 5.3). Модуль його незмінний і дорівнює амплітуді сигналу U .

$\dot{U}(\omega t) = U \cos(\omega t + \psi) + jU \sin(\omega t + \psi)$ – тригонометрична форма подання гармонійного сигналу з початковою фазою ψ ;

$\dot{U}(\omega t) = U e^{j(\omega t + \psi)} = U e^{j\psi} e^{j\omega t} = \dot{U} e^{j\omega t}$ – показова форма подання гармонійного сигналу з початковою фазою ψ ,

де $U e^{j\psi} = \dot{U}$ – комплексна амплітуда сигналу.

У фізичній лінії зв'язку сигнал змінюється (перетворюється) при проходженні від джерела до приймача. Це перетворення називається лінійним, якщо сигнал $\dot{U}_R(\omega t)$ на вході приймача (receiver) лінійно залежить від сигналу $\dot{U}_T(\omega t)$ на виході передавача (transmitter). Математично умова лінійного перетворення виражається рівнянням

$$\dot{U}_R(\omega t) = \dot{A} \dot{U}_T(\omega t), \quad \dot{A} = A e^{j\varphi} = \text{const}. \quad (5.3)$$

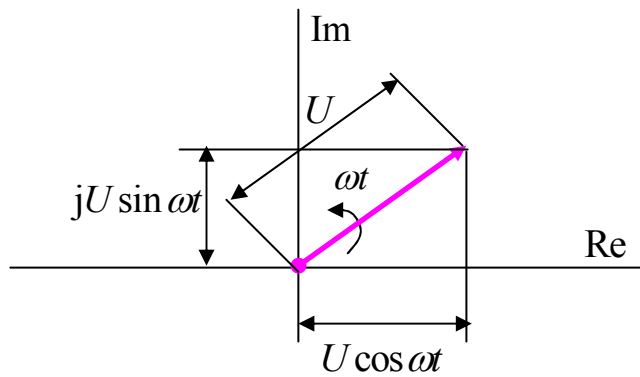
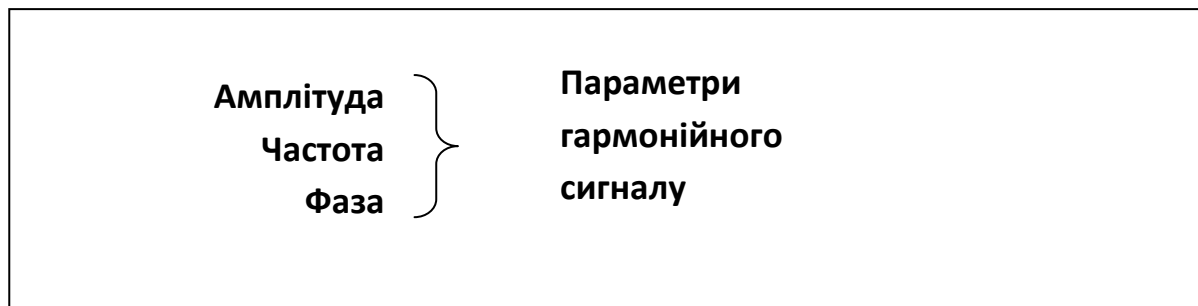


Рисунок 5.3 – Математична модель гармонійного сигналу на комплексній площині



Якщо сигнал на виході передавача гармонійний (амплітуда не залежить від поточного часу), то на вході приймача при лінійному перетворенні він також залишається гармонійним:

$$\dot{U}_R(\omega t) = (U_T) e^{j(\omega t + \psi)} A e^{j\varphi} = (U_T A) e^{j(\omega t + \psi + \varphi)}, \quad (5.4)$$

де $U_T = \text{const}$ – амплітуда гармонійного сигналу на виході передавача, $U_T A = \text{const}$ – амплітуда гармонійного сигналу на вході приймача.

При лінійному перетворенні змінюється тільки амплітуда і фаза сигналу, а частота залишається незмінною. Таку властивість (лінійність) мають канали зв'язку, в яких схема заміщення лінії може бути складена тільки з лінійних елементів: опорів R , ємностей $C(\omega)$ та індуктивностей $L(\omega)$, (наприклад, двожильні та коаксіальні кабельні лінії зв'язку, а також канали зв'язку, що використовують для передачі сигналів силові кола мережі електропостачання). У подібних лініях зв'язку перетворення гармонійного сигналу, по суті, є відомою зміною напруги (струму) в електричному колі із заданими параметрами.

Принцип суперпозиції гармонійних сигналів

Якщо сигнал на виході передавача є сумою гармонійних сигналів

$$\dot{U}_T = \dot{U}_{T1}(\omega_1 t) + \dot{U}_{T2}(\omega_2 t) + \dot{U}_{T3}(\omega_3 t) + \dots, \quad (5.5)$$

то в лінійному каналі зв'язку він на вході приймача дорівнює сумі цих же лінійно перетворених сигналів

$$\dot{U}_R = \dot{A}(R, C, L, \omega_1) \dot{U}_{T1}(\omega_1 t) + \dot{A}(R, C, L, \omega_2) \dot{U}_{T2}(\omega_2 t) + \dots \quad (5.6)$$

Висновок: Для розрахунку параметрів і передбачення форми періодичного (негармонійного) сигналу на вході приймача лінійного каналу зв'язку при відомих параметрах лінії досить:

- 1) розкласти вихідний (негармонійний) сигнал передавача на гармонійні складові (гармоніки), що відрізняються частотою, фазою і амплітудою;
- 2) провести лінійні перетворення отриманих гармонійних складових;
- 3) підсумувати результати проведених перетворень.

Ілюстрація лінійного перетворення сигналу з використанням принципу суперпозиції гармонік наведена на рис. 5.4.

Вихідний сигнал передавача (в загальному випадку не гармонійний, а тільки періодичний) $U_T(t)$ розвивається в суму елементарних гармонійних складових (верхня стрілка на рис. 5.4). Для того, щоб знайти результат лінійного перетворення цього сигналу під впливом параметрів лінії зв'язку необхідно спочатку виконати лінійне перетворення кожного елементарного сигналу, а потім підсумувати результати усіх перетворень (нижня стрілка на рис. 5.4).

Математична модель періодичного сигналу довільної форми у вигляді суми гармонійних складових може бути отримана за допомогою розвинення функції, яка описує сигнал у часі, в ряд Фур'є. Якщо функція $u(t)$ задана на інтервалі часу $t_1 \leq t \leq t_2$ та повторюється з періодом $T = \frac{2\pi}{\omega_1}$, то тригонометрична форма ряду Фур'є для неї може бути записана таким чином

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_1 t - \psi_k), \quad k=1,2,\dots \quad (5.7)$$

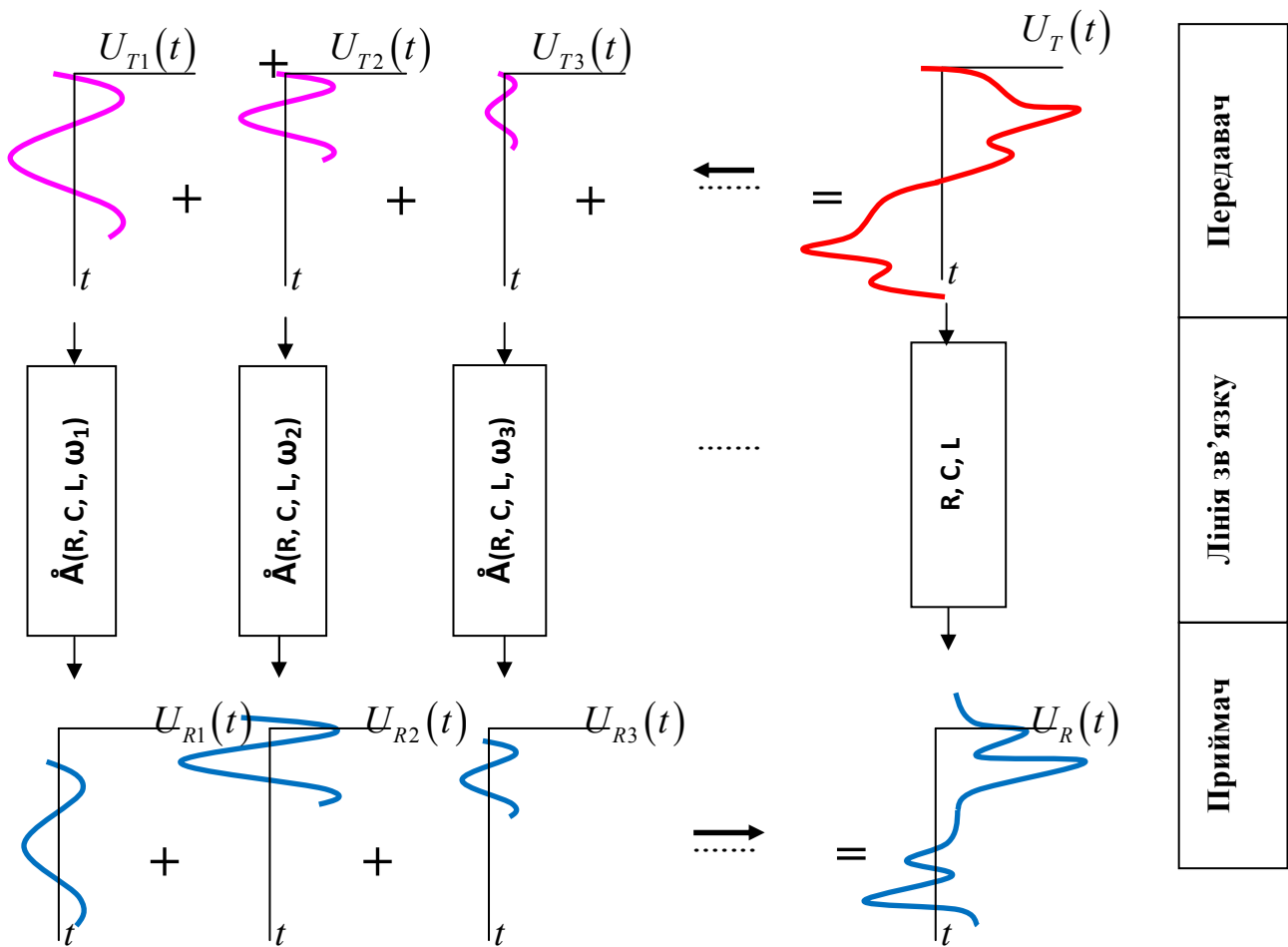


Рисунок 5.4 – Ілюстрація лінійного перетворення сигналу з використанням принципу суперпозиції гармонік

Амплітуди косинусоїдальних та синусоїдальних членів у розвиненні, а також постійна складова визначаються виразами

$$\left. \begin{aligned}
 a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(k\omega_1 t) dt, \\
 b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(k\omega_1 t) dt, \\
 \frac{a_0}{2} &= \frac{A_0}{2} = \int_0^T u(t) dt, \\
 A_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad a_k = A_k \cos \psi_k, \quad b_k = A_k \sin \psi_k, \quad \psi_k = \arctg \left(\frac{b_k}{a_k} \right).
 \end{aligned} \right\} (5.8)$$

Спектри періодичних сигналів

Сукупність амплітуд у розвиненні Фур'є називають *спектром амплітуд*, а сукупність початкових фаз – *спектром фаз*.

Знайдемо спектр періодичної послідовності прямокутних імпульсів тривалістю τ з періодом T (рис. 5.5). Подібні сигнали постійного струму дістали назву *відеоімпульсів* і часто розглядаються як основні періодичні при дослідженні процесів передачі інформації по лінії зв'язку.

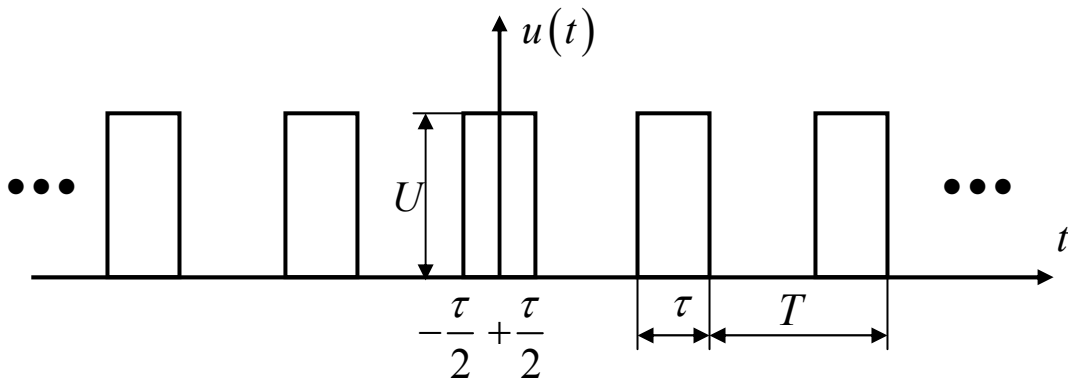


Рисунок 5.5 – Послідовність відеоімпульсів

Параметри ряду Фур'є, до якого розвивається послідовність відеоімпульсів, згідно з (5.8) мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} \frac{a_0}{2} &= \frac{A_0}{2} = \frac{1}{2} \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} U dt = U \frac{\tau}{T}; \\ a_k &= \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} U \cos k\omega_1 t dt = \frac{2U}{k\pi} \sin k \frac{\tau}{T} \pi; \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} U \sin k\omega_1 t dt = 0; \quad \psi_k = 0, \pi; \quad A_k = |a_k|. \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

Розвинення сигналу $u(t)$ до ряду Фур'є має вигляд

$$\begin{aligned} u(t) &= U \left(\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \frac{\tau}{T} \pi \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{\tau}{T} \pi \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{\tau}{T} \pi \cos 3\omega_1 t + \dots \right) \right) = \\ &= U \frac{\tau}{T} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2 \frac{\sin k\omega_1 \tau/2}{k\omega_1 \tau/2} \cos k\omega_1 t \right). \end{aligned} \quad (5.10)$$

Величина $Q = \frac{T}{\tau}$ називається прогальністю імпульсів. Періодичний сигнал, що являє собою послідовність відеоімпульсів, розвивається у ряд гармонійних складових, кожна з котрих має амплітуду

$$A_k = 2U \frac{\tau \sin k\omega_1 \tau/2}{T k\omega_1 \tau/2}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (5.11)$$

Таким чином, можна бачити, що спектр амплітуд періодичного сигналу дискретний. Він для послідовностей відеоімпульсів з прогальністю 2 та 6 має вигляд, як показано на рис. 5.6 та 5.7.

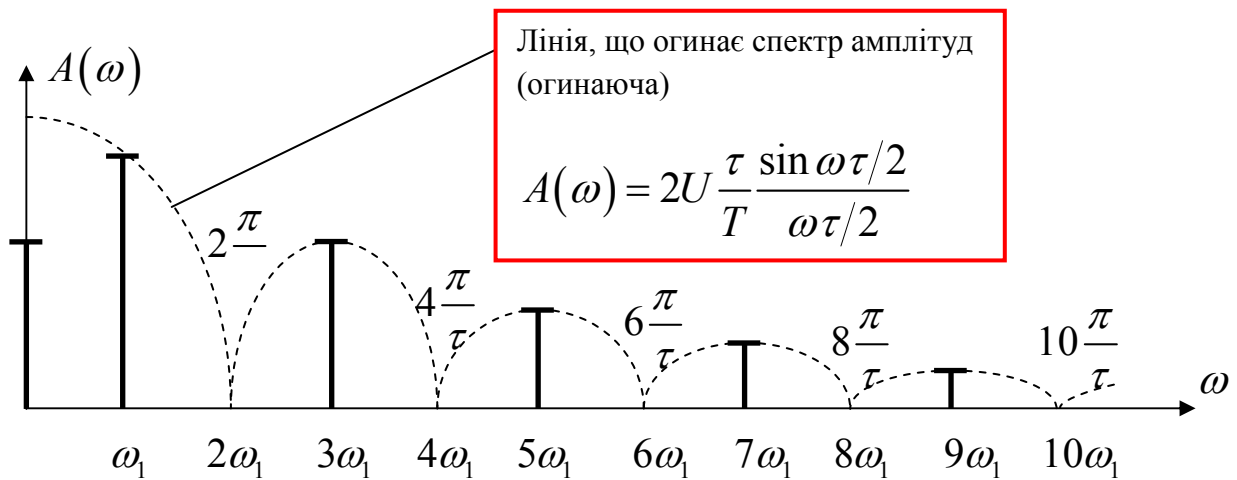


Рисунок 5.6 – Спектр амплітуд періодичної послідовності відеоімпульсів з прогальністю 2

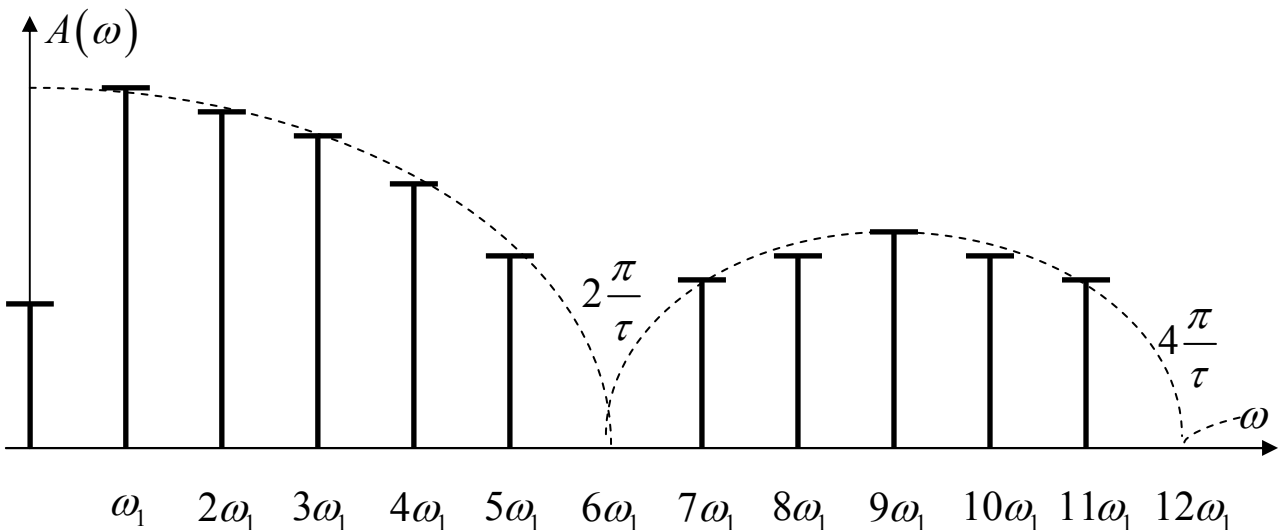


Рисунок 5.7 – Спектр амплітуд періодичної послідовності відеоімпульсів з прогальністю 6

Необхідна ширина смуги частот каналу зв'язку (практична ширина спектра).

Теоретично для більшості періодичних функцій спектр необмежений, тобто для передачі сигналів телемеханіки без зміни форми потрібні нескінченно велика смуга пропускання каналу зв'язку та відсутність амплітудних і фазових спотворень. Практично усі канали зв'язку мають обмежену смугу пропускання, і форма сигналів при передачі змінюється, навіть за відсутності в цій смузі амплітудних і фазових спотворень. Очевидно, важливо передати ту частину спектра сигналу, що містить гармонійні складові з відносно великими амплітудами. У зв'язку з цим вводиться поняття практичної ширини спектра сигналу. Під ним розуміється та ділянка частот, в межах якої лежать гармонійні складові сигналу з амплітудами, що перевищують наперед задану величину. Оскільки середня потужність \bar{P} , яка виділяється сигналом на активному опорі, що дорівнює 1 Ом, складається з потужностей, що виділяються на цьому опорі гармонійними складовими:

$$\bar{P} = \frac{A_0^2}{4} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2}. \quad (5.12)$$

Практична ширина спектра з енергетичної точки зору може бути визначена як ділянка частот, в межах якої зосереджена переважна частина потужності сигналу.

Знайдемо, наприклад, ширину спектра періодичної послідовності прямокутних відеоімпульсів із прогальністю 2, враховуючи усі гармонійні складові сигналу, амплітуди яких, більше ніж 0,2 від амплітуди першої гармоніки. Число k складових, що підлягають обліку, може бути отримано з нерівності

$$\frac{A_k}{A_1} = \frac{2U}{k\pi} \cdot \frac{\pi}{2U} = \frac{1}{k} \geq 0,2.$$

Звідки отримуємо $k \leq 5$.

Таким чином, практична ширина спектра в розглянутому прикладі дорівнює $5\omega_1$. У ній розміщуються всього три гармоніки (перша, третя і п'ята) та постійна складова.

Середня потужність $\bar{P}_{k \leq 5}$, що виділяється на активному опорі 1 Ом врахованими гармоніками, обчислюється як сума потужностей гармонійних складових

$$\bar{P}_{k \leq 5} = \frac{U^2}{4} + \frac{1}{2} \left(\frac{2U}{\pi} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{2U}{3\pi} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{2U}{5\pi} \right)^2 \cong 0,48U^2.$$

Середня потужність, що виділяється на цьому ж опорі усіма складовими сигналу, обчислюється прямим інтегруванням відеоімпульса:

$$\bar{P}_{\Sigma} = P_{imp} / Q = 0,5U^2.$$

Таким чином, відносна потужність у смузі частот $\Delta\omega$ $v_5 = (P_{k \leq 5} / P_{\Sigma}) \cdot 100 = 96\%$, тобто складові, що входять до практичного спектра, виділяють на активному опорі 96 % усієї потужності сигналу.

На рис. 5.8 зображено, як змінюється процент потужності, що зосереджена у смузі частот, залежно від кількості врахованих гармонік.

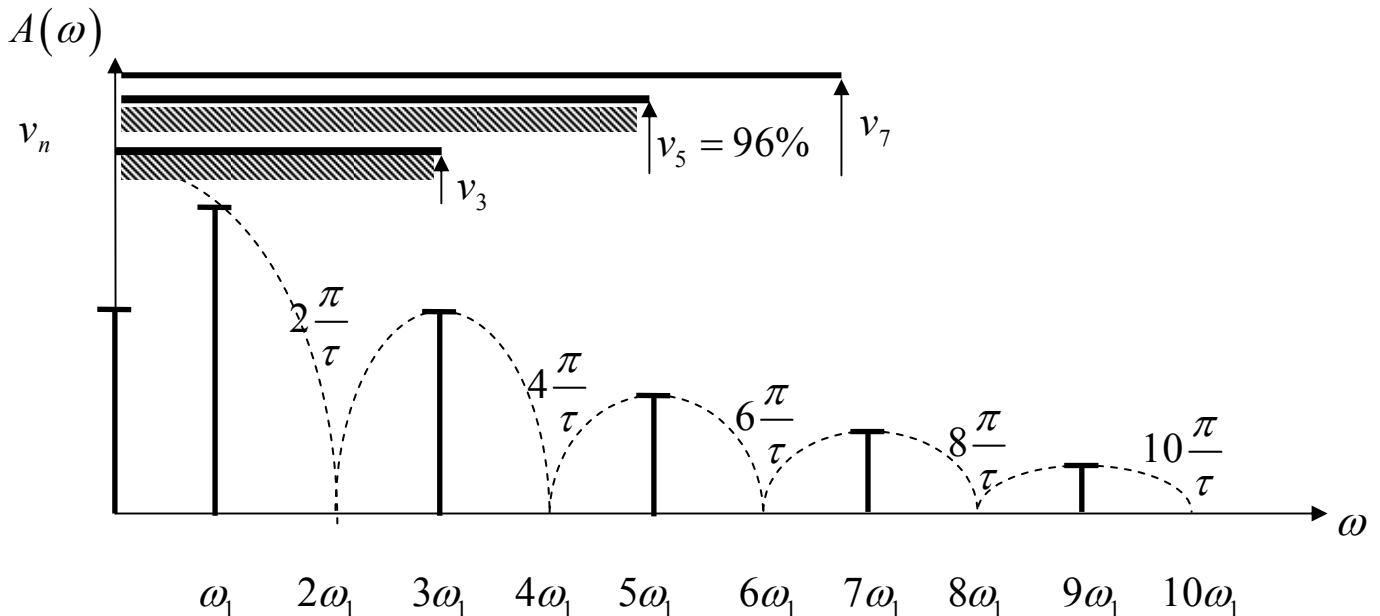


Рисунок 5.8 – Залежність процента потужності практичної смуги спектра послідовності відеоімпульсів із прогальністю 2 від кількості врахованих гармонійних складових

Форми сигналу при обмеженні спектра послідовності прямокутних відеоімпульсів

Форма періодичного сигналу точно може бути відтворена лише в тому разі, якщо буде враховано всю нескінчену множину його гармонійних складових. У реальних випадках це, зрозуміло, не можливе. Якщо при відтворенні періодичного сигналу шляхом підсумовування гармонійних складових враховується лише їх обмежена скінчена кількість, форма одержаного таким чином сигналу відрізняється від форми первинного сигналу. Приклад цього при різній кількості врахованих гармонік показано на рис. 5.9.

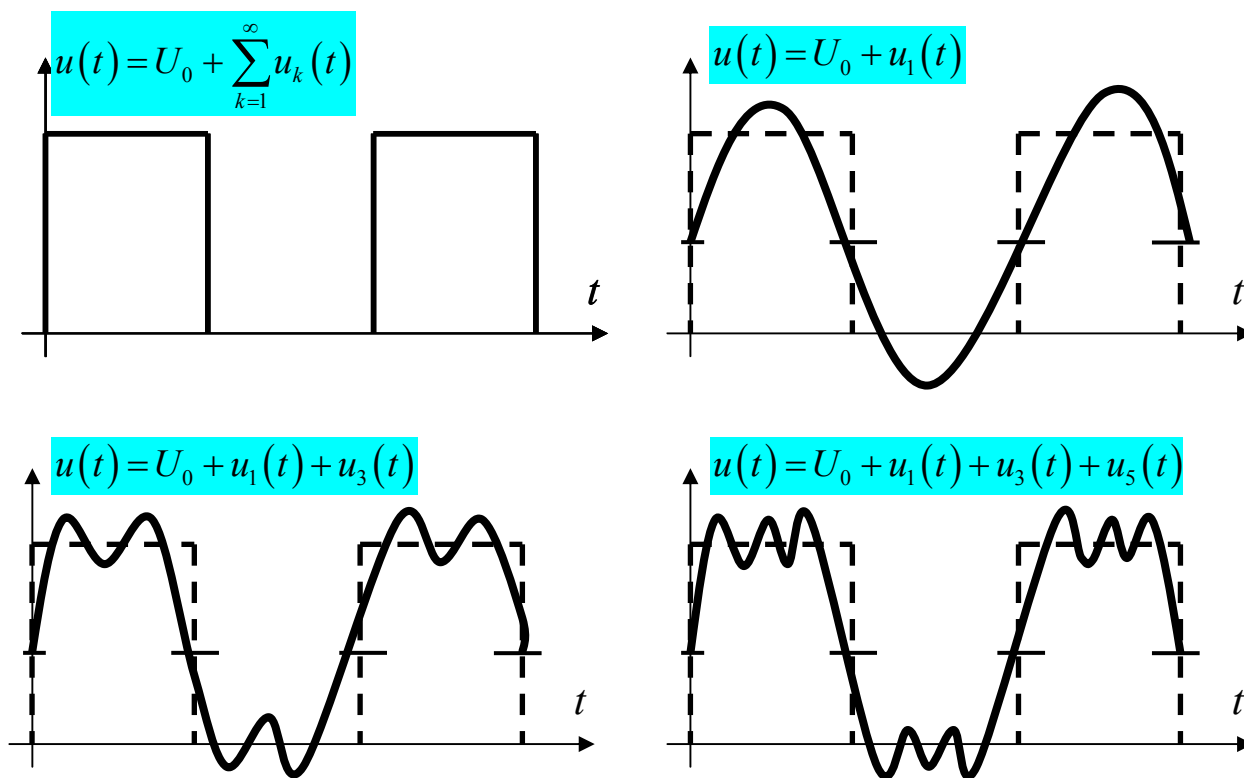


Рисунок 5.9 – Залежність форми сигналу від кількості врахованих гармонійних складових

Розглянута залежність показує, що при виборі практичної ширини спектра не можна обмежуватися тільки енергетичними міркуваннями. Необхідно враховувати вимоги до сигналу як з енергетичної точки зору, так і з позиції збереження його форми.

У загальному випадку практична ширина спектра сигналу вибирається за умови

$$\Delta\omega = \frac{2\pi\mu}{\tau},$$

де $\mu = 0,5 \dots 2$. При $\mu = 1$ забезпечується передача близько 90 % енергії сигналу.

Кодові комбінації по цифрових каналах зв'язку передаються послідовностями прямокутних імпульсів і пауз. Їх спектр залежить від порядку слідування імпульсів, проте головним чинником, що визначає питому вагу вищих гармонік в спектрі, залишається найбільша частота руху імпульсів.

Тому для практичного визначення необхідної ширини смуги частот з усіх можливих кодових комбінацій вибирають імпульс найменшої тривалості τ_{\min} . Період проходження імпульсів $T = 2\tau_{\min}$. Найбільша частота проходження імпульсів $\omega_{\max} = \frac{2\pi}{T}$. Частота основної гармоніки спектра $\omega_1 = \omega_{\max}$. Визначається практична ширина спектра: $\Delta\omega = \frac{2\pi\mu}{\tau_{\min}}$. Практично необхідна смуга частот міститься між ω_1 та $\omega_1 + \Delta\omega$.

Неперіодичний регулярний сигнал можна розглядати як Періодичний, вважаючи що період T прагне до нескінченності, тобто шляхом граничного переходу від ряду Фур'є до інтеграла Фур'є:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega. \quad (5.13)$$

Спектр амплітуд неперіодичного сигналу – нескінченна множина гармонік з нескінченно малими (за винятком деяких) амплітудами, відносна вага яких визначається модулем спектральної щільності $S(\omega)$

$$S(\omega) = |\dot{S}(\omega)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \right|. \quad (5.14)$$

Спектральна щільність $S(\omega)$ поодинокого прямокутного відеоімпульсу тривалістю τ (наведеного на рис. 5.10) описується формулою (5.15).

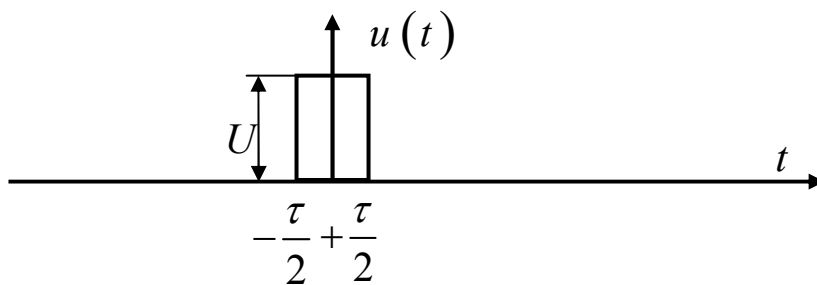


Рисунок 5.10 – Поодинокий прямокутний імпульс

$$S(\omega) = |\dot{S}(\omega)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} U \cdot e^{-j\omega t} dt \right| = \left| \frac{2U}{\omega} \sin \omega \frac{\tau}{2} \right| = U\tau \left| \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \right|. \quad (5.15)$$

Графік цієї функції зображено на рис. 5.11

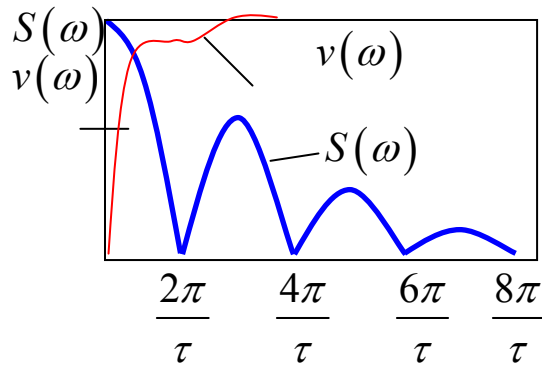


Рисунок 5.11 – Спектральна щільність $S(\omega)$ та відносна потужність $v(\omega)$ поодинокого прямокутного імпульсу

Параметри та спектральні характеристики деяких типових сигналів наведено у табл. 5.1.

Енергія неперіодичного сигналу визначається рівністю Парсеваля

$$W = \int_{-\infty}^{+\infty} [u(t)]^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} [S(\omega)]^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} [S(\omega)]^2 d\omega. \quad (5.16)$$

Умова абсолютної інтегрованості сигналу $u(t)$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)| dt \leq M < \infty. \quad (5.17)$$

У класичному сенсі можна говорити про спектральну щільність тільки абсолютно інтегрованих сигналів. Так, без використання спеціального математичного апарату узагальнених функцій неможливо говорити про спектральну щільність таких сигналів, як одинична функція, одиничний стрибок, та деяких інших.

Зв'язок між тривалістю імпульсу і шириною його спектра. Якщо проаналізувати окремі випадки, що розглянуто вище, то можна зробити висновок: чим менше тривалість імпульсу, тим ширше його спектр.

Під шириною спектра Δf зазвичай розуміють частотний інтервал в межах якого спектральна щільність не менше якогось наперед заданого значення. Наприклад, змінюється в межах від $|S|_{\max}$ до $0.1 \cdot |S|_{\max}$, як показано на рис. 5.12.

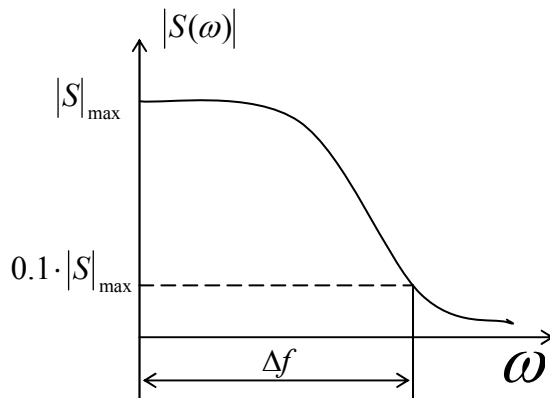


Рисунок 5.12 – Ширина спектра на графіку спектральної щільності

Розглянемо прямокутний відеоімпульс. Припустимо, що верхня гранична частота спектра $\omega_{\text{верх}} = \omega_{\text{с}}$ – частоті, що відповідає першому нулю спектральної щільності.

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{t_u};$$

$$\omega_{\text{с}} = \frac{2\pi}{t_u} \Rightarrow \frac{\omega_{\text{с}} t_u}{2} = \pi.$$

Звідси очевидно, що якщо перейти до $f_{\text{с}}$, то $f_{\text{с}} \tau_u = 1$.

Якщо звернутися до експоненціального імпульсу, припускаючи при цьому, що на верхній граничній частоті модуль спектральної щільності зменшиться вдесятеро по відношенню до максимального значення, то з цього виходить:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_{\text{с}}^2}{\alpha^2}}} = 0.1 \Rightarrow \omega_{\text{с}} = \sqrt{99} \cdot \alpha.$$

Оскільки ефективна тривалість експоненціального імпульсу

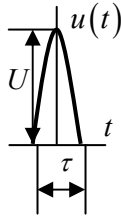
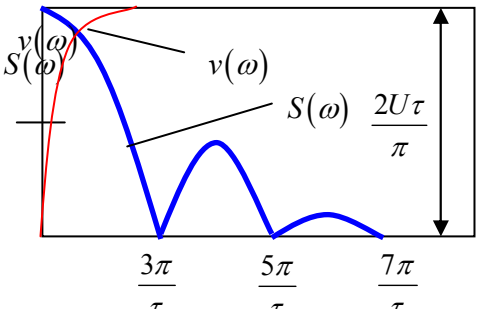
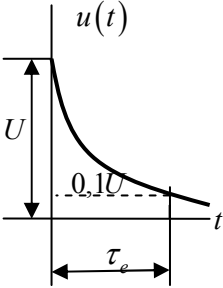
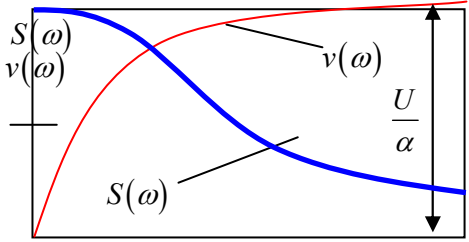
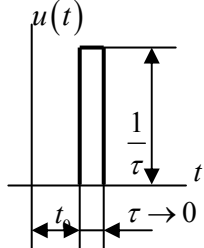

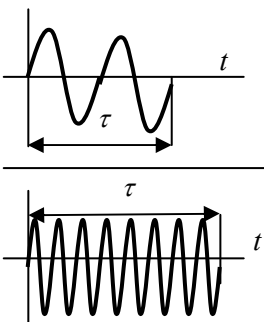
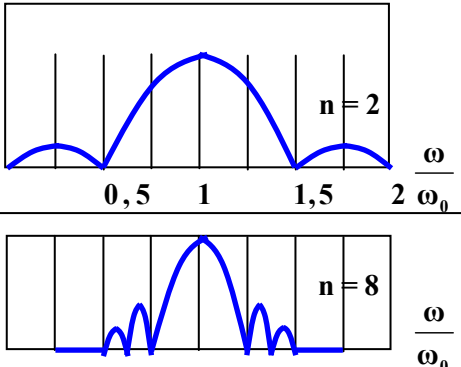
$$\tau_u = \frac{2.303}{\alpha} \text{ то } f_{\text{с}} \tau_u = 3.647,$$

тривалість дельтаімпульсу нескінченно мала, отже, ширина спектра нескінченно велика.

Висновок: добуток ширини спектра імпульсу на його тривалість є постійним числом, яке залежить лише від форми імпульсу:

$$f_{\text{с}} \tau_u = \text{const}.$$

Останнє співвідношення має важливе значення для СПП. Так, якщо устаткування працює з імпульсами малої тривалості, то вхідні фільтри пристрою повинні мати велику смугу пропускання.

<p>Косинусоїдальний відеоімпульс</p> $u(t) = \begin{cases} U \cos \frac{\pi t}{\tau}, & -\frac{\tau}{2} < t < \frac{\tau}{2} \\ 0, & t \leq -\frac{\tau}{2}, t \geq \frac{\tau}{2} \end{cases}$		 $S(\omega) = \frac{2U\tau}{\pi} \cdot \frac{\cos \omega\tau/2}{1 - (\omega\tau/\pi)^2}$
<p>Експоненціальний відеоімпульс</p> $u(t) = \begin{cases} U \exp(-\alpha t), & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$ <p>Ефективна тривалість $\exp(-\alpha\tau_e) = 0,1$,</p> $\tau_e = \frac{2,303}{\alpha}$		 $S(\omega) = \frac{U}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2}}$
<p>Дельта-функція</p> $u(t) = \delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = t_0 \\ 0 & t \neq t_0 \end{cases}$ $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$		 $S(\omega) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[\frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \right] = 1$
<p>Радіоімпульс</p> $u(t) = \begin{cases} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau, \end{cases}$ $\tau = n \frac{2\pi}{\omega_0}$ <p>n - кількість періодів у імпульсі</p>		

Контрольні питання

1. Які параметри змінюються при лінійному перетворенні гармонійного сигналу?

2. Який із зазначених нижче сигналів є гармонійним?

1) $u(t) = 10e^{-\left(314t + \frac{\pi}{6}\right)}$,

2) $u(t) = 10\sin\left(314t + \frac{\pi}{6}\right)$,

3) $u(t) = \frac{10}{\left(314t + \frac{\pi}{6}\right)^2}$,

4) $u(t) = 10e^{-(314t)} \cos\left(314t + \frac{\pi}{6}\right)$.

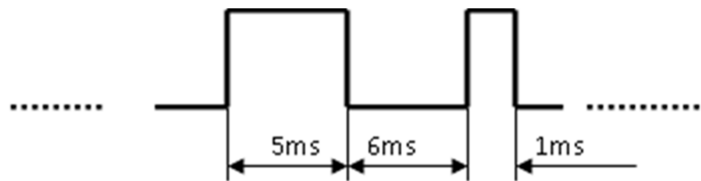
3. Якою функцією описується сигнал $u_2(t)$ на вході приймача, якщо на виході передавача він описується функцією $u_1(t) = 5\sin(628t)$, а лінія зв'язку зменшує амплітуду сигналу в два рази і змінює його фазу на кут $-\frac{\pi}{4}$?

4. Чому дорівнюють амплітуди 5-ї та 6-ї гармонік періодичної послідовності відеоімпульсів із прогальністю 2?

5. Чому дорівнює тривалість відеоімпульсу, якщо лінія, яка огинає спектр амплітуд, приймає значення нуля при частотах $f = \frac{8}{T}, \frac{16}{T}, \frac{24}{T}, \dots$?

6. Чому дорівнює відносна потужність $\frac{\bar{P}_{k \leq 6}}{\bar{P}_{\Sigma}} \cdot 100\%$ у смузі частот до 6-ї гармоніки включно періодичної послідовності відеоімпульсів із прогальністю 6?

7. Чому дорівнює практична ширина спектра $\Delta\omega$, якій відповідає близько 90% потужності сигналу, для зображеної періодичної послідовності відеоімпульсів?



8. Чому дорівнює спектральна щільність $S(\omega)$ експоненціального відео імпульсу $u(t) = \begin{cases} 10 \exp(-0,5t), & \text{if } t \geq 0 \\ 0, & \text{if } t < 0 \end{cases}$ при частоті $\omega = \frac{\pi}{\tau_e}$?

9. Як зміниться ширина спектра імпульсу, якщо його тривалість збільшиться у 8 разів?

10. Між якими змінними встановлює відповідність рівність Парсеваля?

6. Випадкові та псевдовипадкові сигнали

Випадкові процеси, їх види та числові характеристики. Енергетичний спектр і кореляційна функція випадкового сигналу в частотній та часовій ділянках. Теорема Вінера–Хінчина. Вузькосмуговий сигнал у високочастотних трактах приймальних пристроїв, закон Релея. Модель випадкового сигналу «білий шум». Псевдовипадкові послідовності імпульсів. Використання псевдовипадкових послідовностей в системі GPS. Енергетичний спектр і кореляційна функція псевдовипадкового сигналу.

З точки зору одержувача повідомлень будь-який сигнал, що несе інформацію, повинен розглядатися як випадковий. Це випливає з самого поняття інформації як такого повідомлення, що заздалегідь не відоме одержувачеві. Окремо взяті імпульси, котрі є складовою частиною сигналу, при деяких допущеннях можуть розглядатися як регулярні, але в цілому сигнал, що несе інформацію, є випадковою послідовністю цих імпульсів.

Випадковий сигнал принципово не може бути періодичним, оскільки періодичність є окремим випадком регулярних (детермінованих) сигналів. Отже, він не розвивається в ряд Фур'є та не має дискретного спектра фаз і амплітуд. Але і поняття спектральної фазової або амплітудної щільності до нього не застосовується, оскільки випадковий сигнал не може бути отриманий в результаті такого граничного переходу з сукупності регулярних сигналів, при якому поняття амплітуди і фази зберігаються.

При дослідженні випадкових сигналів розв'язуються задачі визначення їх енергетичного спектра (тобто розподілу потужності сигналу за частотами) та автокореляційних функцій (тобто розподілу кореляційних інтервалів за частотами). Розв'язок першої задачі дозволяє визначити межі частотної ділянки, в якій зосереджена найбільша частина енергії сигналу. Розв'язання другої допомагає визначити інтервал часу між двома миттєвими значеннями сигналу (інтервал кореляції), на якому вони перестають відчувати взаємний вплив і стають незалежними випадковими величинами. Іншими словами, друге завдання полягає у відшукуванні меж тимчасової ділянки, в якій сигнал може розглядатися як артефакт¹ – «явище, процес, предмет, властивість предмета або процесу, поява якого в спостережуваних умовах з природних причин неможлива або малоймовірна»

Випадкові змінні

Випадкова змінна $X(A)$ представляє функціональне відношення між випадковою подією A і дійсним числом X . Залежність X від A (рис. 6.1) вважається явною. Випадкова змінна може бути дискретною або безперервною.

¹ <https://uk.wikipedia.org/wiki/Артефакт#Інформатика>

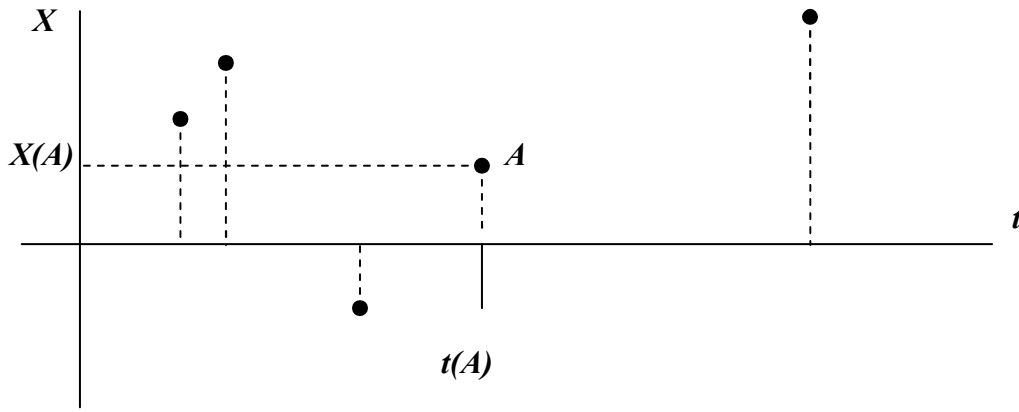


Рисунок 6.1 – Приклад розподілення випадкових подій у часі

Функція розподілу $F_x(X)$ випадкової змінної X

$$F_x(X) = P(X \leq x) \quad (6.1)$$

демонструє ймовірність того, що ні за яких обставин змінна X не перевищить деяке число x . Приклад функції розподілу наведено на рис. 6.2

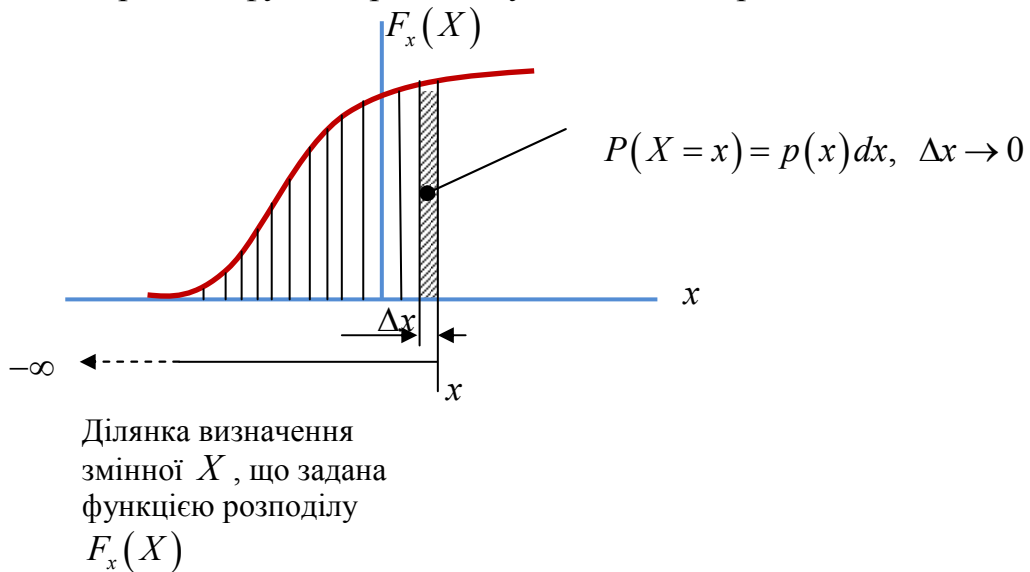


Рисунок 6.2 – Приклад функції розподілу

Щільність імовірності випадкової величини x :

$$p_x(x) = \frac{P(x \leq X \leq x + \Delta x)}{\Delta x} \quad (6.2)$$

Її властивості:

а) $p_x(x) \geq 0$ – щільність імовірності не негативна;

б) $\int_{-\infty}^{+\infty} p_x(x) dx = F_x(+\infty) - F_x(-\infty) = 1$ – має одиничну площу.

Моменти випадкової величини $M(X^n)$

Момент першого порядку ($n=1$) – середнє значення (математичне очікування) випадкової змінної

$$M(X) = \langle x \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x) dx. \quad (6.3)$$

Момент другого порядку – середній квадрат

$$M(X^2) = \langle x^2 \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx. \quad (6.4)$$

Середній квадрат флуктуацій (дисперсія)

$$\sigma^2 = \langle (x - \langle x \rangle)^2 \rangle = \langle x^2 \rangle - (\langle x \rangle)^2. \quad (6.5)$$

Нормальний закон розподілу ймовірності

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(x-\langle x \rangle)^2}{2\sigma^2}}. \quad (6.6)$$

Має місце *Центральна гранична теорема*.

Розподіл ймовірності для суми незалежних випадкових величин з ростом числа доданків, при яких немає домінуючих, прагне до нормального закону незалежно від законів розподілу доданків.

Щільність ймовірності функції від випадкової величини x .

Нехай y – випадкова величина, що пов'язана з x однозначною функціональною залежністю $y = f(x)$. Тоді щільність розподілу $p_y(y)$ пов'язана з щільністю розподілу $p_x(x)$ залежністю

$$p_y(y) = \left| \frac{dx}{dy} \right| p_x(x). \quad (6.7)$$

Якщо залежність $y = f(x)$ неоднозначна, оскільки є декілька значень $x = x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N$, що відповідають одному значенню y , тоді вираження щільності розподілу випадкової величини y узагальнюється:

$$p_y(y) = \sum_{i=1}^N \left| \frac{dx_i}{dy} \right| p_x(x_i). \quad (6.8)$$

Приклад. Аналіз роботи підсилювача випадкових сигналів, розподілених за нормальним законом (рис. 6.3).

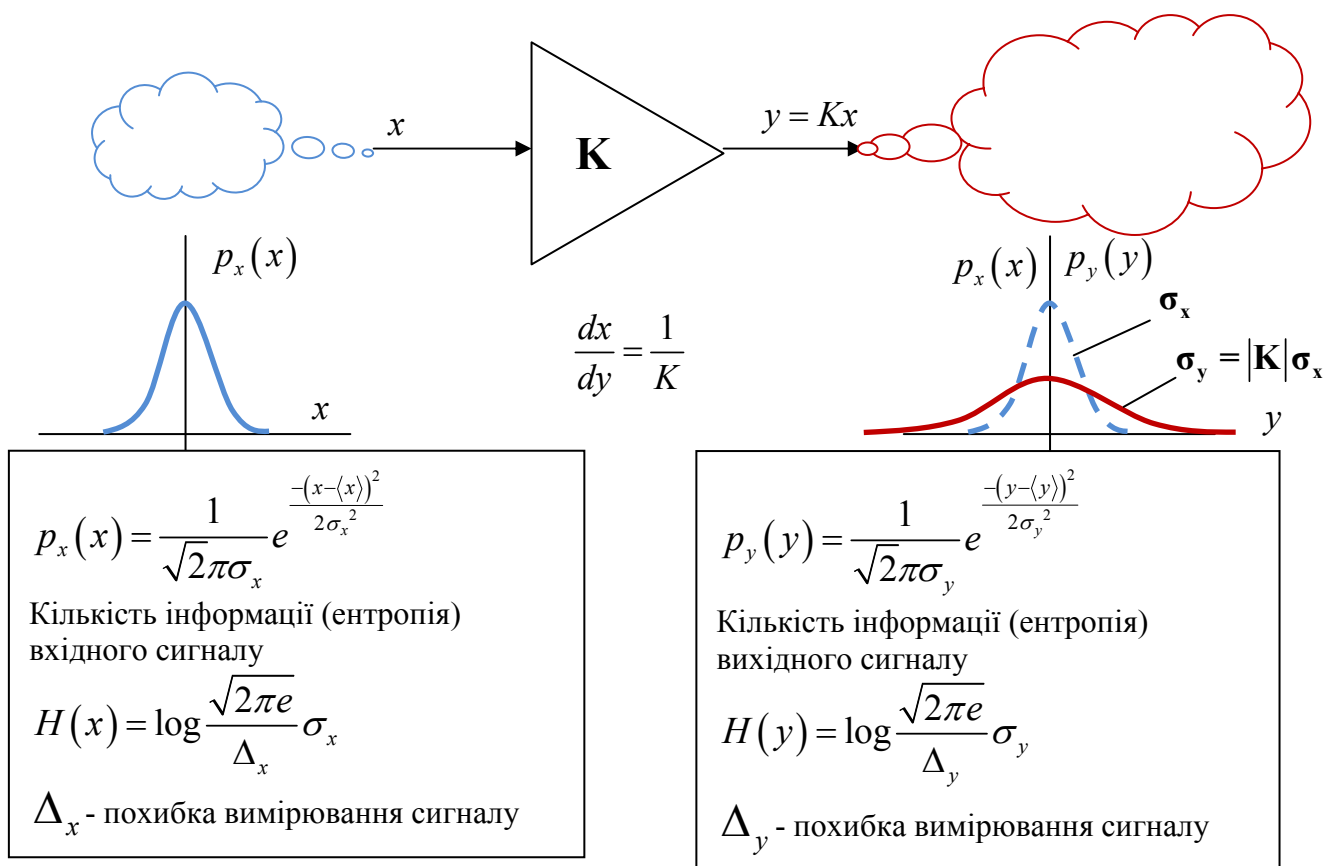


Рисунок 6.3 – Аналіз роботи підсилювача випадкових сигналів

Висновок. Якщо сигнали на вході та виході лінійного підсилювача вимірюються з однаковою похибкою $\Delta_x = \Delta_y$ і при цьому коефіцієнт підсилення більше одиниці $|K| > 1$, то підсилювач збільшує ентропію (виробляє додаткову інформацію)

$$\Delta H = \log \frac{\sigma_y \Delta_x}{\sigma_x \Delta_y} = \log |K| > 0$$

Багатовимірна щільність імовірності $p(x_1, x_2, \dots, x_n)$ величин x_1, x_2, \dots, x_n визначає ймовірність одночасного здійснення подій:

$$x_1 \leq x_1 \leq x_1 + dx, x_2 \leq x_2 \leq x_2 + dx, \dots, x_n \leq x_n \leq x_n + dx.$$

За нормуючої умови $\int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 dx_2 \dots dx_n = 1.$

Коваріаційний момент – змішаний момент другого порядку:

$$K_{12} = \langle x_1 x_2 \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1 x_2 p(x_1, x_2) dx_1 dx_2. \quad (6.9)$$

Центрований кореляційний момент:

$$R_{1,2} = \langle (x_1 - \langle x_1 \rangle)(x_2 - \langle x_2 \rangle) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (x_1 - \langle x_1 \rangle)(x_2 - \langle x_2 \rangle) p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 = \quad (6.10)$$

$$= K_{1,2} - \langle x_1 \rangle \langle x_2 \rangle.$$

Статистично незалежні випадкові величини:

$$p(x_1, x_2, \dots, x_n) = p(x_1) \cdot p(x_2) \dots \cdot p(x_n). \quad (6.11)$$

Статистично незалежні випадкові величини не корельовані між собою

$$R_{i,j} = \int_{-\infty}^{+\infty} (x_i - \langle x_i \rangle) p(x_i) dx_i \int_{-\infty}^{+\infty} (x_j - \langle x_j \rangle) p(x_j) dx_j = 0, \quad i \neq j. \quad (6.12)$$

Випадковий процес

Випадкові сигнали є процесами, що розглядаються як джерела інформації. Під випадковим процесом розуміють множину (ансамбль) випадкових функцій часу $x_k(t)$, що називаються можливими його реалізаціями (рис. 6.4). У кожен вибраний момент часу t_i конкретна реалізація є випадковою величиною $x_i(t_i)$ з щільністю ймовірності $p(x_i, t_i)$. Її середнє значення визначається усередненням за усіма можливими реалізаціями:

$$\langle x(t_i) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x_i, t_i) dx.$$

Стаціонарний випадковий процес $p(x, t) = p(x)$ – щільність імовірності не залежить від часу.

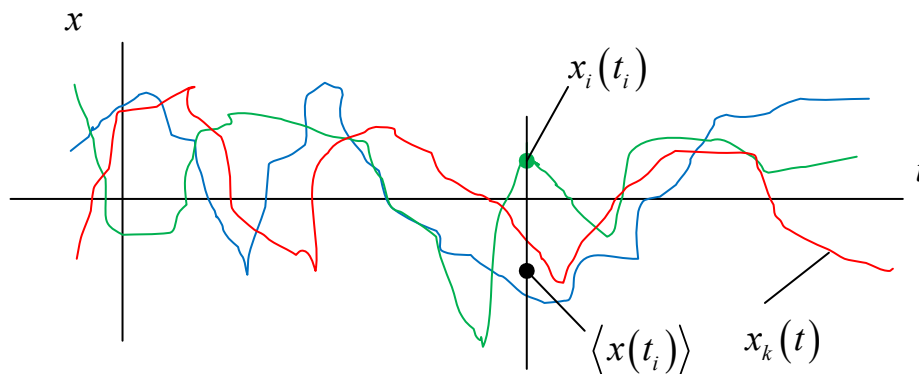


Рисунок 6.4 – Випадковий процес

Ергодичний процес

$$M[x] = \langle x \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \bar{x} \text{ – стаціонарний процес, у якому}$$

середнє за множиною реалізацій дорівнює середньому за часом в межах однієї реалізації

Автокореляційна функція випадкового процесу

$$R(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1(t_1)x_2(t_2)p(x_1, t_1, x_2, t_2)dx_1dx_2. \quad (6.13)$$

Автокореляційна функція стаціонарного випадкового процесу

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1(t)x_2(t+\tau)p(x_1, x_2, \tau)dx_1dx_2. \quad (6.14)$$

Автокореляційна функція ергодичного процесу

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t+\tau) dt. \quad (6.15)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t) dt = M(x^2). \quad (6.16)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left(\int_{-T}^T x(t) dt \right) \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left(\int_{-T}^T x(t) dt \right) = (M[x])^2. \quad (6.17)$$

При значенні $\tau = 0$ кореляційна функція досягає максимуму $|R(0)| \geq |R(\tau)|$, як показано на рис. 6.5

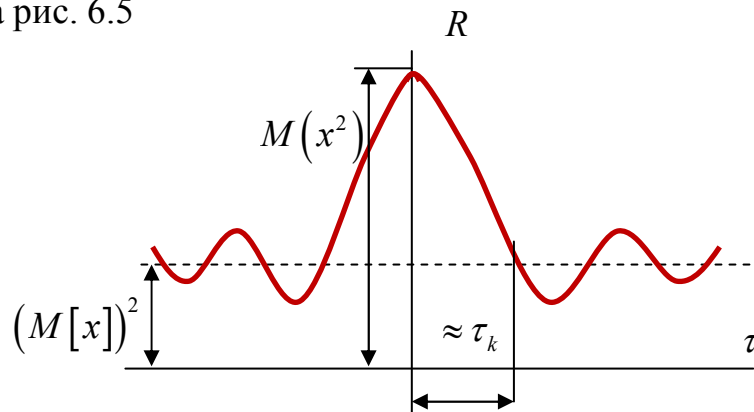


Рисунок 6.5 – Кореляційна функція випадкового процесу

Інтервал кореляції визначає час статистичної залежності між двома випадковими значеннями сигналу:

$$\tau_k = \frac{\int_0^{\infty} R(\tau) d\tau}{R(0)}. \quad (6.18)$$

Спектральний аналіз випадкових сигналів

Для випадкового процесу $x(t)$ вводиться поняття *спектральної щільності потужності* $G(\omega)$, пов'язаної з автокореляційною функцією $R(\tau)$ перетворенням Фур'є (теорема Вінера – Хінчина):

$$\begin{cases} G(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \\ R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau} d\omega. \end{cases} \quad (6.19)$$

Спектральна щільність потужності визначається з останнього співвідношення за функцією кореляції, що існує для ергодичного процесу в межах однієї реалізації:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t+\tau) dt. \quad (6.20)$$

При нульовому середньому $M[x] = 0$ маємо

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) d\omega. \quad (6.21)$$

Чим ширше енергетичний спектр випадкового процесу, тим швидше змінюється $x(t)$ і менше час кореляції, та навпаки.

Приклади випадкових сигналів

1. Білий шум (рис. 6.6).

Це стаціонарний процес з рівномірним на усіх частотах спектром потужності $G(\omega) = G_0$. Функція кореляції $R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_0 \cdot e^{-j\omega\tau} d\omega = G_0 \delta(\tau)$, тобто дорівнює нулю усюди, окрім $\tau = 0$, де вона нескінченна.

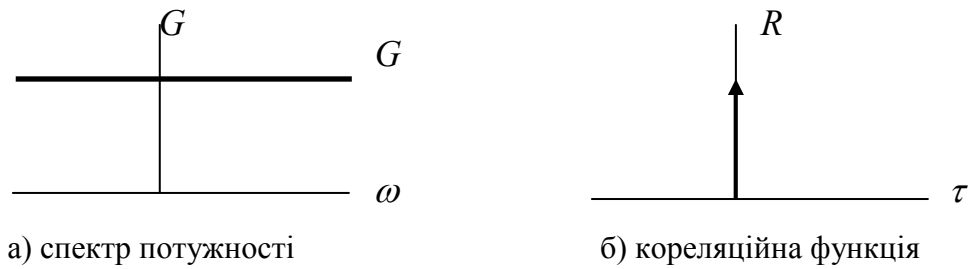


Рисунок 6.6 – Характеристики білого шуму

Середня потужність (дисперсія) білого шуму необмежено велика. Його часова реалізація $x(t)$ має голчасту структуру з нескінченно тонкими викидами обох знаків. Багато перешкод в СЗППІ зазвичай розглядають як білий шум, якщо ширина частот перешкоди перевищує смугу частот пропускання апаратури, а амплітуди частот приблизно постійні. До таких перешкод відносять флуктуаційні шуми, перешкоди у багатоканальних системах зв'язку та інше.

2. Постійна напруга випадкового рівня A_k (рис. 6.7).

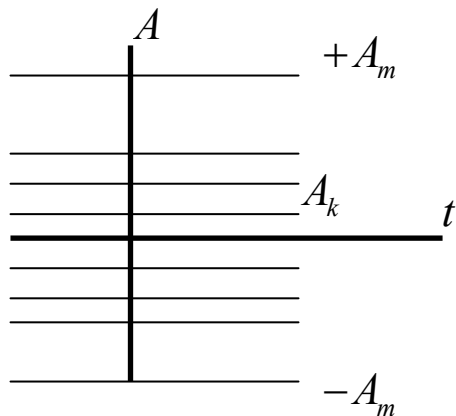


Рисунок 6.7 – Діаграма напруги випадкового постійного рівня

Якщо рівні напруги є рівноймовірними

$$p(x) = \text{const}; \int_{-A_m}^{+A_m} p(x) dx = 1;$$

$$p(x) = \frac{1}{2A_m}.$$

Процес стаціонарний:

$$\langle x \rangle = \frac{1}{2A_m} \int_{-A_m}^{+A_m} x dx = 0; \bar{x} = A_k \neq \langle x \rangle$$

Процес не ергодичний:

$$\sigma^2 = \frac{1}{2A_m} \int_{-A_m}^{+A_m} x^2 dx = \frac{A_m^2}{3}; R(\tau) = R(0) = \sigma^2; G(\omega) = \sigma^2 \cdot 2\pi\delta(\omega).$$

3. Вузькосмуговий випадковий процес. Закон розподілу Релея.

Вузькосмуговим називається випадковий процес, ширина спектра потужності якого $\Delta\omega$ значно менше центральної частоти спектра ω_0

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1.$$

Приклад реалізації вузькосмугового випадкового процесу зображено на рис. 6.8

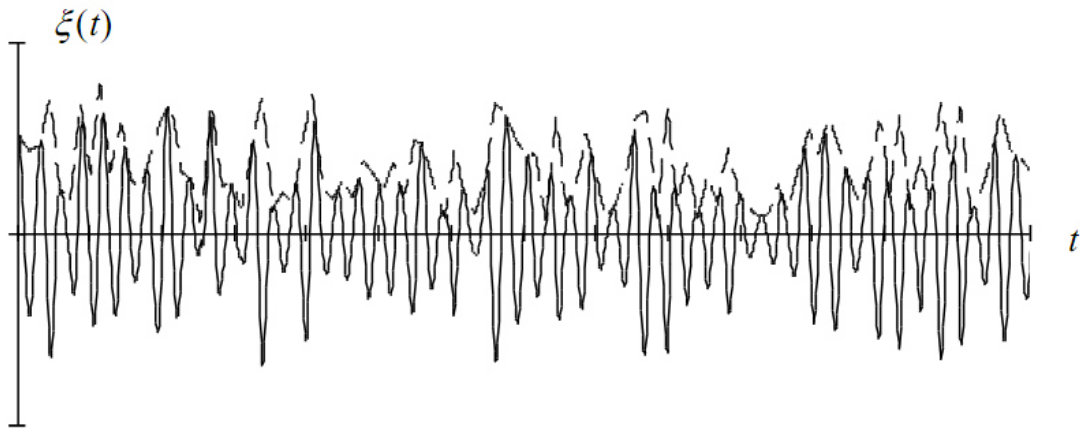


Рисунок 6.8 – Приклад реалізації вузькосмугового випадкового процесу

Вузькосмуговий випадковий процес описується рівнянням

$$\xi(t) = \rho(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta(t)),$$

де $\rho(t) \geq 0$ – огибаюча випадкового процесу, $-\pi \leq \theta(t) \leq \pi$ – випадкові зміни фази.

Щільність розподілу вузькосмугового сигналу підкоряється закону розподілу Релея.

$$p(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right).$$

Математичне очікування і дисперсія розподілу Релея задовольняють співвідношенням

$$M[\rho] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad \sigma_\rho = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2.$$

Спектр потужності вузькосмугового сигналу та його кореляційну функцію наведено на рис. 6.9 та 6.10.

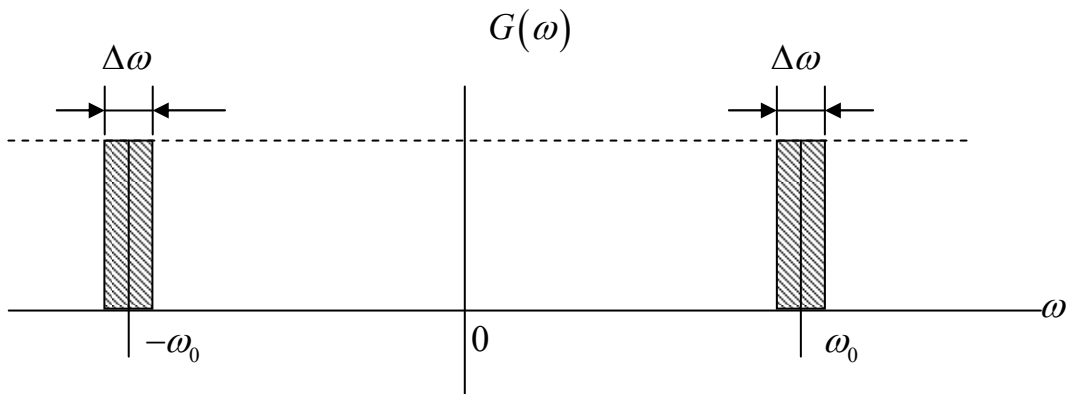


Рисунок 6.9 – Спектр потужності вузькосмугового випадкового процесу

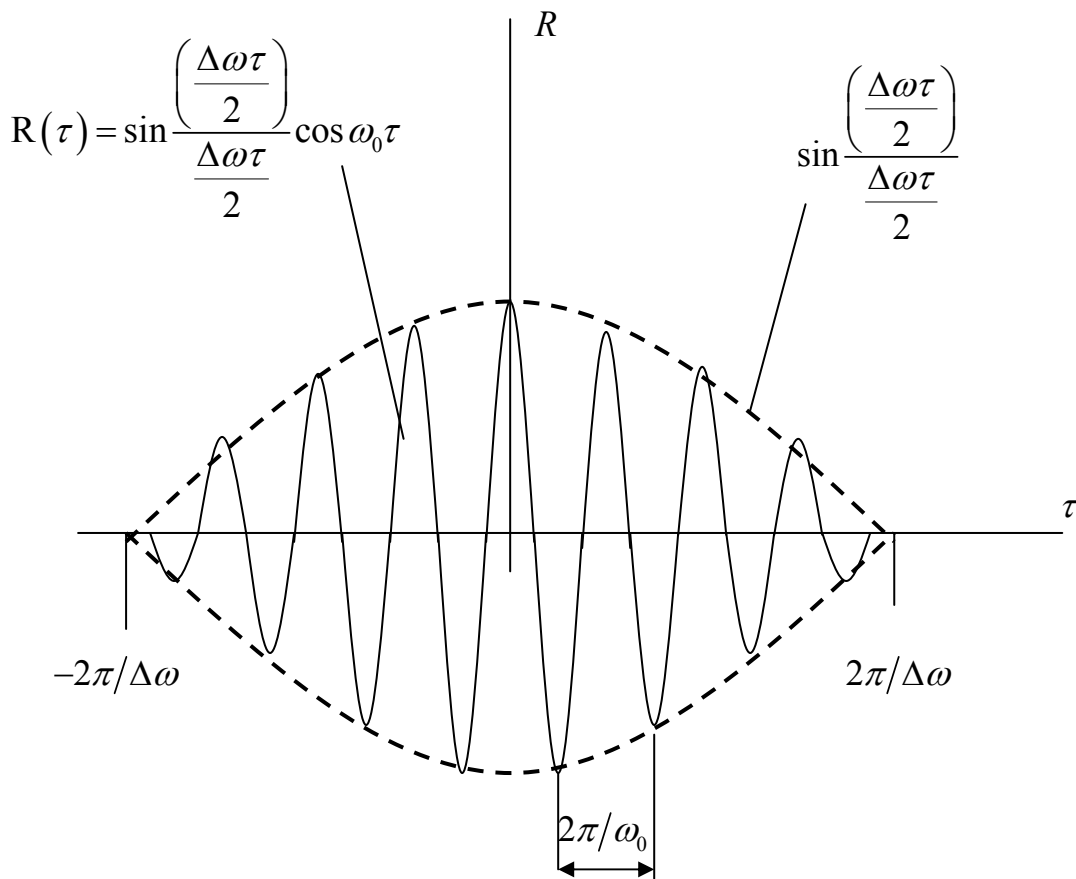


Рисунок 6.10 – Кореляційна функція вузькосмугового сигналу

Псевдовипадкові сигнали. Використання псевдовипадкових послідовностей у системі GPS

Псевдовипадкові сигнали формуються (як, наприклад, у системі GPS) у вигляді нерегулярної (але однаковою для джерела і приймача) послідовності імпульсів. Кодування сигналу псевдовипадковою послідовністю розв'язує декілька задач:

- створення найкращих умов розрізнення сигналу в апаратурі приймача на фоні шумів (доведено, що псевдовипадкові коди мають такі властивості);
- ототожнення конкретного джерела, що надсилає сигнал (наприклад, у системі GPS кожному супутнику призначена своя кодова послідовність);
- реалізація режиму обмеженого доступу до каналу зв'язку (користувач повинен знати алгоритм побудови кодової послідовності).

Для генерування псевдовипадкової послідовності використовується зсувний регістр із зворотним зв'язком. Він містить деяку кількість однобітових клітинок. У генераторі *Фібоначчі* при поданні на регістр керуючого (тактового) імпульсу, вміст кожної клітинки (1 або 0) переміщується в сусідній, а вміст останньої клітинки розглядається як черговий стан вихідного сигналу. У першу клітинку, що звільнилась, записується значення 1 або 0, отримане шляхом логічного підсумовування за модулем 2 вмісту інших заданих клітинок (від їх вибору і залежить генерована псевдовипадкова послідовність). Процес

генерації псевдовипадкової послідовності генератором Фібоначчі зображено на рис. 6.11

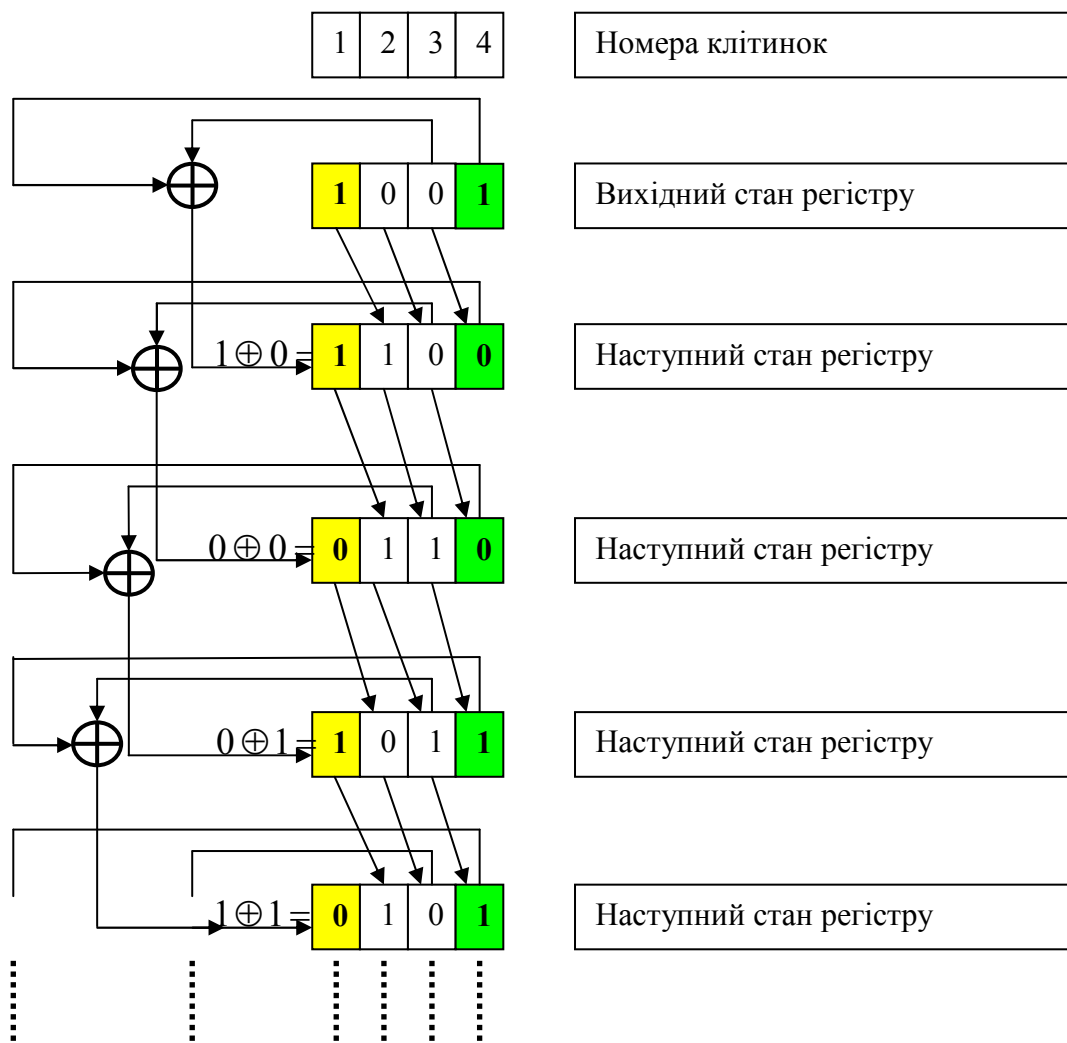


Рисунок 6.11 – Процес генерації псевдовипадкової послідовності генератором Фібоначчі

Генератор випадкових сигналів будується так, щоб на його виході утворювалися псевдовипадкові послідовності максимальної довжини 10011011100 10011011100, так звані *M* – послідовності (*Maximum length sequence, MLS*), що знайшли широке застосування у широкосмугових системах зв'язку.

Основні властивості *M*-послідовностей

1) *M*-послідовності є періодичними з періодом $N = 2^m - 1$

$$\underbrace{10011011100 \dots 10011011100 \dots}_N$$

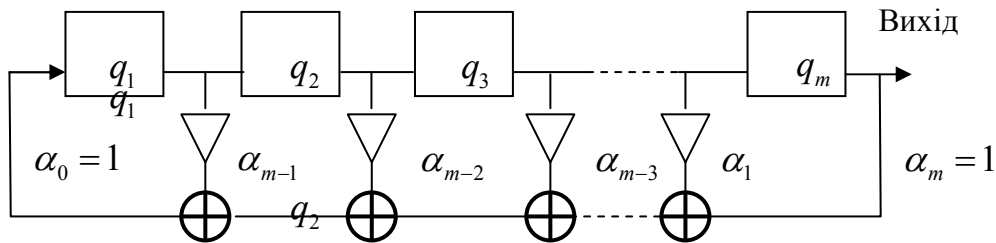
2) кількість символів, що набувають значення 1, на довжині одного періоду *M*-послідовності на 1 більше, ніж кількість символів, що набувають значення 0;

3) будь-які комбінації символів довжини n на довжині одного періоду M -послідовності за винятком комбінації з n нулів трапляються не більше одного разу. Комбінація з n нулів є забороненою: на її основі може генеруватися тільки послідовність з одних нулів;

4) сума за $\text{mod } 2$ будь-якої M -послідовності з її довільним циклічним зсувом також є M -послідовністю.

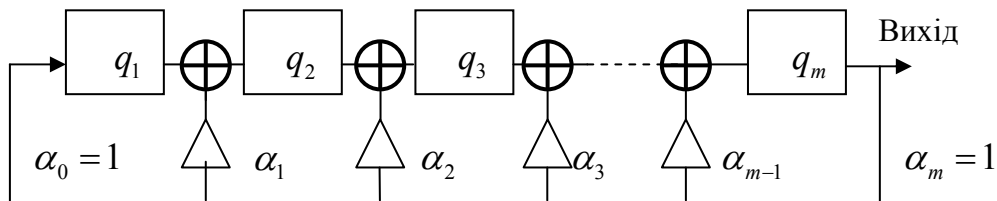
Оскільки нульовий стан усіх клітинок є забороненим, максимально можлива кількість станів пристрою, а отже, і максимально можлива довжина формованої двійкової послідовності, що знімається з виходу будь-якого розряду, становлять $N = 2^m - 1$.

Відомі два основні способи формування M -послідовності (описи Фібоначчі та Галуа). Відповідні структурні схеми наведено на рис. 6.12 та 6.13



$$\begin{cases} q_1(t+1) = \sum_{i=1}^{m-1} \alpha_i q_{m-i}(t), \alpha_i \in (0,1), \\ q_j(t+1) = q_{j-1}(t), j = \overline{2, m}. \end{cases}$$

Рисунок 6.12 – Структурна схема та алгоритм генератора Фібоначчі



$$\begin{cases} q_1(t+1) = \alpha_m q_m(t), \alpha_j \in (0,1), \\ q_j(t+1) = q_{j-1}(t) \oplus \alpha_{j-1} q_m(t), j = \overline{2, m}. \end{cases}$$

Рисунок 6.13 – Структурна схема та алгоритм генератора Галуа

M -послідовність при заданій розрядності m -генератора випадкових сигналів визначається комбінацією коефіцієнтів $\alpha \in (0,1)$. Початкова інформація для побудови генератора випадкових сигналів міститься в так званому утворюючому поліномі $\Phi(x) = \sum_{i=1}^m \alpha_i x^i, \alpha_0 = \alpha_m = 1$. Міра цього

многочлена визначає розрядність регістру зсуву, а ненульові коефіцієнти – характер зворотних зв'язків.

Поліном $\Phi(x)$ степеня m називається примітивним, якщо він не ділить без залишку жоден багаточлен вигляду $x^s - 1$, де $s < 2^m - 1$. Примітивні поліноми існують для будь-якого m .

Сформована послідовність має максимальний період $S = 2^m - 1$ тоді і тільки тоді, коли поліном $\Phi(x)$ міри m є примітивним і таким, що не може бути представлений розвиненням на многочлени – співмножники (ділиться без залишку тільки на самого себе та одиницю).

Деякі примітивні поліноми наведено у табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Примітивні поліноми над полем Галуа $GF(2)^2$

m	Поліном	Коефіцієнти полінома									код полінома (hex)
		α_8	α_7	α_6	α_5	α_4	α_3	α_2	α_1	α_0	
3	$x^3 + x^1 + 1$	0	0	0	0	0	1	0	1	1	13
4	$x^4 + x^1 + 1$	0	0	0	0	1	0	0	1	1	23
5	$x^5 + x^2 + 1$	0	0	0	1	0	0	1	0	1	45
5	$x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$	0	0	0	1	1	1	1	0	1	75
5	$x^5 + x^4 + x^2 + x^1 + 1$	0	0	0	1	1	0	1	1	1	67
6	$x^6 + x^1 + 1$	0	0	1	0	0	0	0	1	1	103
6	$x^6 + x^5 + x^2 + x^1 + 1$	0	0	1	1	0	0	1	1	1	147
6	$x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1$	0	0	1	1	0	1	1	0	1	155
7	$x^7 + x^3 + 1$	0	1	0	0	0	1	0	0	1	211
7	$x^7 + x^3 + x^2 + x^1 + 1$	0	1	0	0	0	1	1	1	1	217
7	$x^7 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$	0	1	0	0	1	1	1	0	1	235
7	$x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + x^1 + 1$	0	1	1	1	1	0	1	1	1	367
7	$x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x^1 + 1$	0	1	0	1	1	1	1	1	1	277
7	$x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + 1$	0	1	1	0	1	0	1	0	1	325
7	$x^7 + x^1 + 1$	0	1	0	0	0	0	0	1	1	203
7	$x^7 + x^6 + x^3 + x^1 + 1$	0	1	1	0	0	1	0	1	1	313
7	$x^7 + x^6 + x^5 + x^2 + 1$	0	1	1	1	0	0	1	0	1	345

У системі GPS для формування загальнодоступного коду C/A (Clear Access/Coarse Acquisition) використовується комбінація з двох 10-бітових зсувних регістрів, вихідні сигнали яких складаються за модулем 2. Частота тактових імпульсів становить 1,023 МГц, а період повторення псевдовипадкової послідовності $S = 2^{10} - 1 = 1023$ циклам, отже, його тривалість – 1 мілісекунда. Формування точного захищеного коду P (Protected / Precise) відбувається за складнішим алгоритмом: він утворюється шляхом комбінування

² http://info.sernam.ru/book_code.php?id=94

двох послідовностей, кожна з яких генерується парою зсувних регістрів. Завдяки цьому послідовність не повторюється більше ніж $2 \cdot 10^{14}$ циклів, що при частоті тактових імпульсів 10, 23 МГц складає 266,4 діб. Цим досягається висока захищеність Р – коду від несанкціонованого доступу. Кожному супутнику призначається тижневий відрізок з цієї довгої послідовності. Старт тижневого циклу завжди відбувається в неділю о нульовій годині всесвітнього часу. Схему, що пояснює принцип організації GPS показано на рис. 6.15.

Енергетичний спектр і кореляційна функція псевдовипадкового сигналу

Вважатимемо, що М-послідовність набуває два значення +1 та -1 на інтервалах тривалістю τ_0 . Кореляційна функція $R(\tau)$ безперервної (періодичної) М-послідовності (рис. 6.14) складається з трикутного піку заввишки $S = 2^m - 1$ та константи, що дорівнює -1:

$$R(\tau) = \frac{1}{\tau_0} \int_0^{T=S\tau_0} M(t)M(t-\tau) dt = \begin{cases} S \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_0}\right), & |\tau| \leq \tau_0 \\ -1, & |\tau| > \tau_0. \end{cases} \quad (6.22)$$

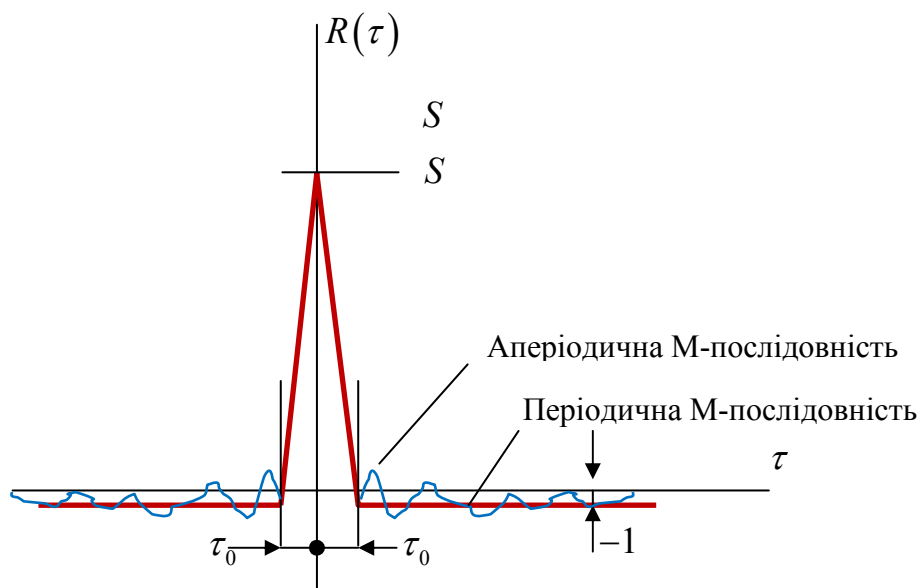


Рисунок 6.14 – Автокореляційна функція безперервної М-послідовності

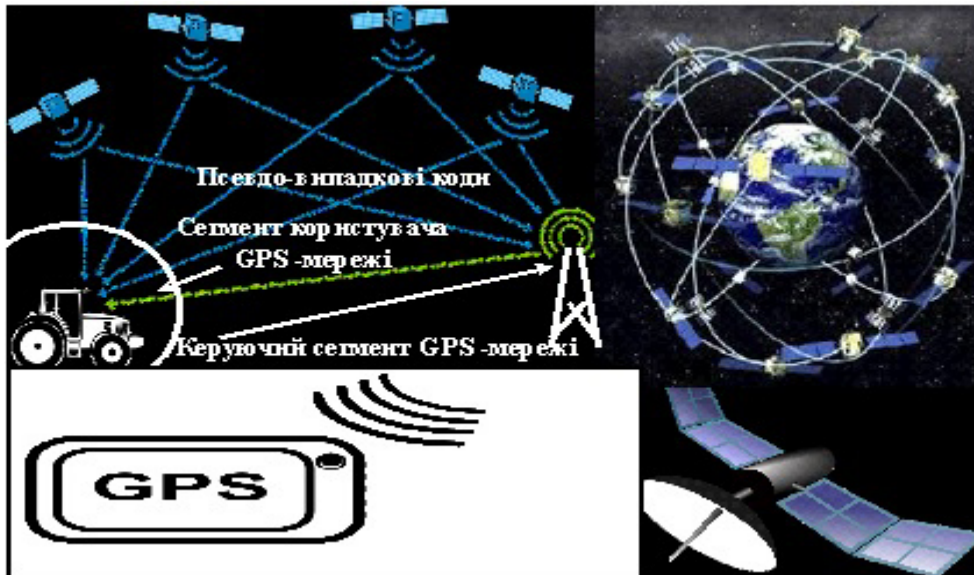


Рисунок 6.15 – Схема, що пояснює принцип організації GPS

Автокореляційна функція усіченої М-послідовності, під якою розуміється аперіодична послідовність завдовжки в один період, що має максимальні бічні піки, котрі дорівнюють $(0,7\dots 1,25)\sqrt{S}$.

Енергетичний спектр псевдовипадкового сигналу лінійчатий. Лінія, що огинає спектр, має вигляд $(\sin x/x)^2$, тобто такий самий, як і та, що огинає енергетичний спектр прямокутних імпульсів. Відстань між лініями спектра дорівнює $\frac{2\pi}{S\tau_0}$, а потужність n-ої гармоніки (виключаючи n=0) становить:

$$G_n = \left((S+1) \sin^2 \left(\frac{\pi n}{S} \right) \right) / \pi^2 n^2 .$$

Потужність постійної складової одностороннього спектра $G_0 = \frac{1}{S^2}$. Спектр потужності псевдовипадкового сигналу наведено на рис. 6.16.

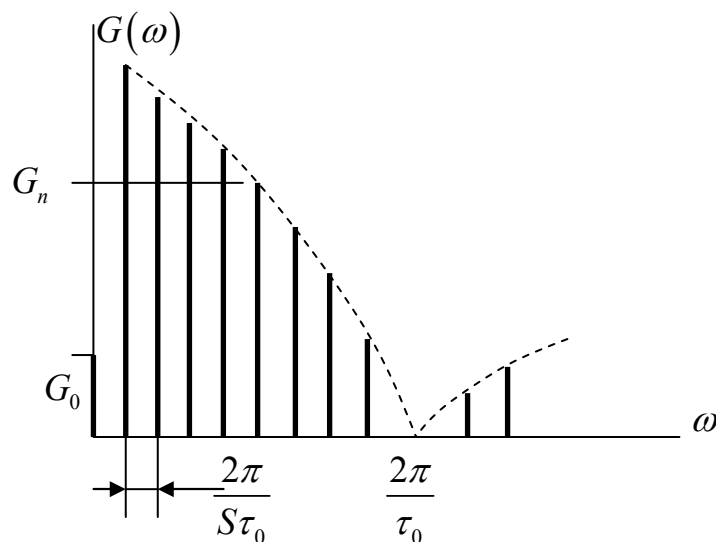


Рисунок 6.16 – Спектр потужності псевдовипадкового сигналу

Контрольні питання

1. Якими параметрами можна характеризувати випадковий сигнал?
2. Що являє собою функція розподілу $F_x(X)$ випадкової змінної X ?
3. Як зміниться кількість інформації, що передана випадковими сигналами, розподіленими за нормальним законом при посиленні амплітуди сигналів в 30 разів і зменшенні точності розпізнавання сигналів в 15 разів?
4. До якого виду належить випадковий процес, при якому $p(x, t) = p(x)$ та $\langle x \rangle = \bar{x}$?
5. Визначити значення кореляційної функції $R(\tau_1 = 16s)$ та спектральної щільності потужності $G\left(\omega_1 = \frac{2\pi}{\tau_1}\right)$ випадкового сигналу, представленого постійною напругою випадкового рівня $-6V \leq A_k \leq 6V$.
6. Який вигляд має спектр потужності вузькосмугового випадкового сигналу?
7. Послідовність псевдовипадкових сигналів є регулярною чи ні?
8. Чому дорівнює період псевдовипадкової M -послідовності, що генерується 11-розрядним регістром зсуву у генераторі Фібоначчі?
9. Яка послідовність перших 10-ти сигналів на виході генератора Фібоначчі розрядності 4 при початковому стані регістра 0101?
10. Яким повинен бути утворюючий поліном для формування M -послідовності з максимальним періодом $S = 63$?

ПРИНЦИПИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ В КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ

7. Дискретизація та квантування сигналів

Структура і основні функції системи перетворення безперервних аналогових сигналів у дискретні цифрові сигнали. Зміна спектра сигналу при дискретизації. Квантування сигналів. Асинхронне, синхронне і диференціальне квантування. Похибки квантування сигналу. Похибки усереднених результатів квантування.

У будь-якій системі цифрової обробки інформації використовуються сигнали, дискретні за часом, які квантовано за величиною. Якщо цифровій обробці піддається аналоговий сигнал, то необхідно виконати його дискретизацію і квантування. При цьому найважливішою задачею є обґрунтований вибір частоти дискретизації і розрядності квантувача. Від першої залежить спектр дискретного сигналу та його спотворення, пов'язані із специфічними процесами, що виникають при дискретизації аналогового сигналу, а також можливість відновлення аналогового сигналу з дискретного. Від другої – відношення сигнал/шум на його виході. Перетворення аналогового сигналу у цифровий при заданій точності вимагає узгодження частоти дискретизації і розрядності квантувача. Вибираючи ту або іншу частоту дискретизації, ми обмежуємо граничну частоту перетворюваного аналогового сигналу.

Структуру типової системи перетворення інформації з аналогової форми до цифрової наведено на рис. 7.1.



Рисунок 7.1 – Структура типової системи перетворення інформації з аналогової форми до цифрової

Фільтр блокування помилкових частот повинен зрізати частоти, що перевищують $\frac{S}{2} = F$. Інакше виникає явище підміни частоти f (воно буде розглянуто у наступному розділі), що призводить до спотворення образу

сигналу в пам'яті пристрою цифрової обробки інформації. Передавальна функція ідеального фільтра мала б вигляд:

$$G(f) = \begin{cases} 1, & |f| < F, \\ 0, & |f| \geq F. \end{cases} \quad (7.1)$$

Проте побудувати фільтр, що має в точності таку саму передавальну функцію неможливо. Інша проблема полягає в тому, що при порівнянні двох сигналів (в чому часто виникає необхідність) два фільтри, які при цьому використовуються, мають бути однаковими. Інакше відмінність амплітудних або фазових характеристик може стати причиною помилок, які виникнуть при обчисленні кореляцій, згортки і затримок між сигналами, що аналізуються.

Типову характеристику для блокування помилкових частот має фільтр Баттерворта:

$$G^2(f) = \left(1 + \left(\frac{f}{F} \right)^{2n} \right)^{-1}, \quad (7.2)$$

де n – порядок фільтра Баттерворта.

Амплітудно-частотна характеристика фільтра блокування помилкових частот показана на рис. 7.2.

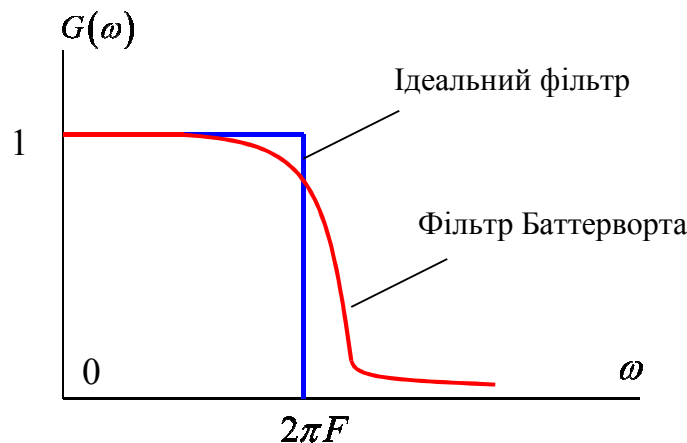


Рисунок 7.2 – Амплітудно-частотна характеристика фільтра блокування помилкових частот

Блок вибірки та фіксації здійснює дискретизацію сигналу. Його функція може бути описана формулою вибірки (здобуття виміру).

$$x_d(i) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \delta(iT - t) dt. \quad (7.3)$$

Здійснити операцію, що ідеально відповідає дельта-функції, неможливо. Тому її замінюють «щілинною» функцією з кінцевим носієм.

$$x_d(i) = \frac{1}{\tau} \int_{iT-\tau/2}^{iT+\tau/2} x(t) dt, \quad (7.4)$$

де параметр τ – ширина щілини. Обчислення за цією формулою, по суті, є визначенням середнього значення функції $x(t)$ в проміжку від $iT - \frac{\tau}{2}$ до $iT + \frac{\tau}{2}$. Приклад дискретизації косинусоїди зображено на рис. 7.3.

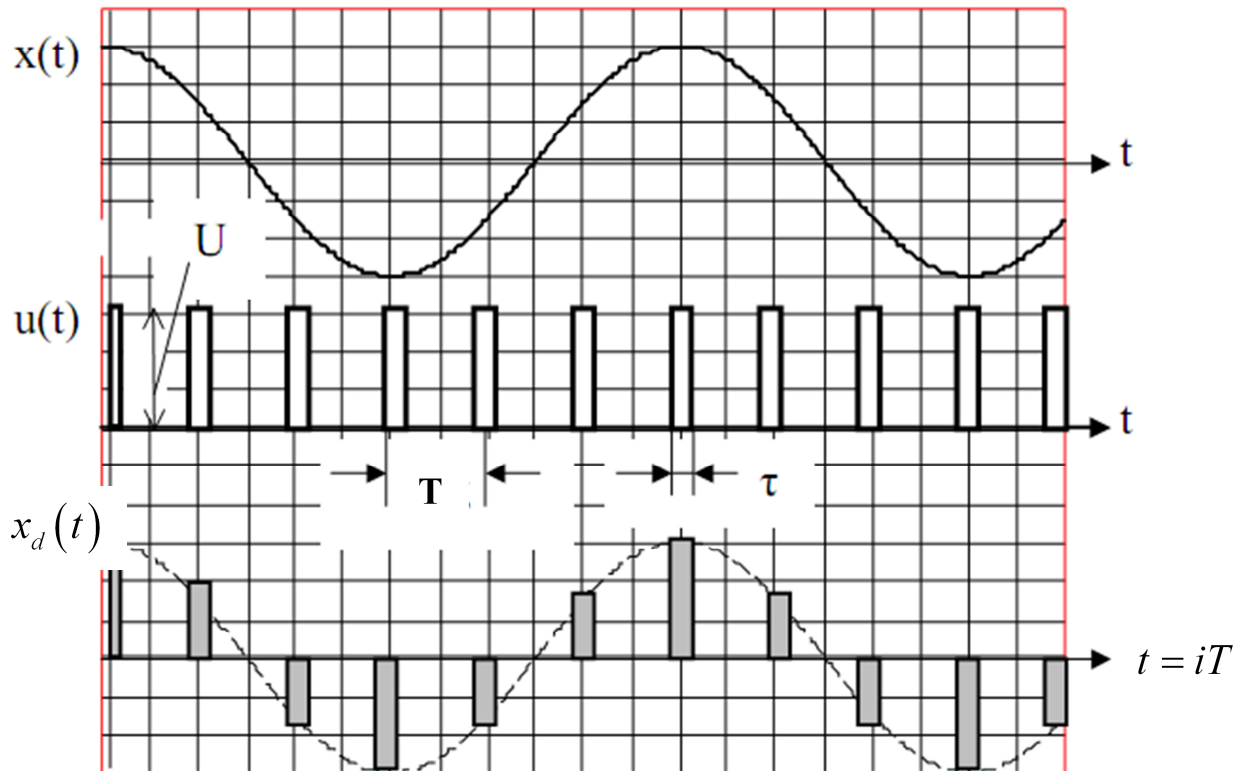


Рисунок 7.3 – Дискретизація косинусоїди

Дискретний сигнал $x_d(t)$ з математичної точки зору можна розглядати як результат перемноження функцій $X(t) = X \cos 2\pi f_0 t$, та $u(t)$. Розвинення сигналу $u(t)$ в ряд Фур'є має вигляд:

$$u(t) = U \frac{\tau}{T} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \tau / T}{k\pi \tau / T} \cos k\omega_d t \right), \quad (7.5)$$

де $\omega_d = \frac{2\pi}{T} = 2\pi S$.

За прогальності $Q = \frac{T}{\tau} > 1000$ для перших $K < 100$ гармонік з достатньою точністю можна прийняти

$$u(t) = U \frac{\tau}{T} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^K \cos k\omega_d t \right). \quad (7.6)$$

Отже,

$$x_d(t) = XU \frac{\tau}{T} \left(\cos \omega t + \sum_{k=1}^K \cos((k\omega_d + 2\pi f_0)t) + \sum_{k=1}^K \cos((k\omega_d - 2\pi f_0)t) \right). \quad (7.7)$$

При збільшенні прогальності значення K збільшується. У граничному випадку, коли замість імпульсної послідовності використовується послідовність δ – функцій $K = \infty$. Спектральний склад косинусоїди до та після дискретизації показано на рис. 7.4.

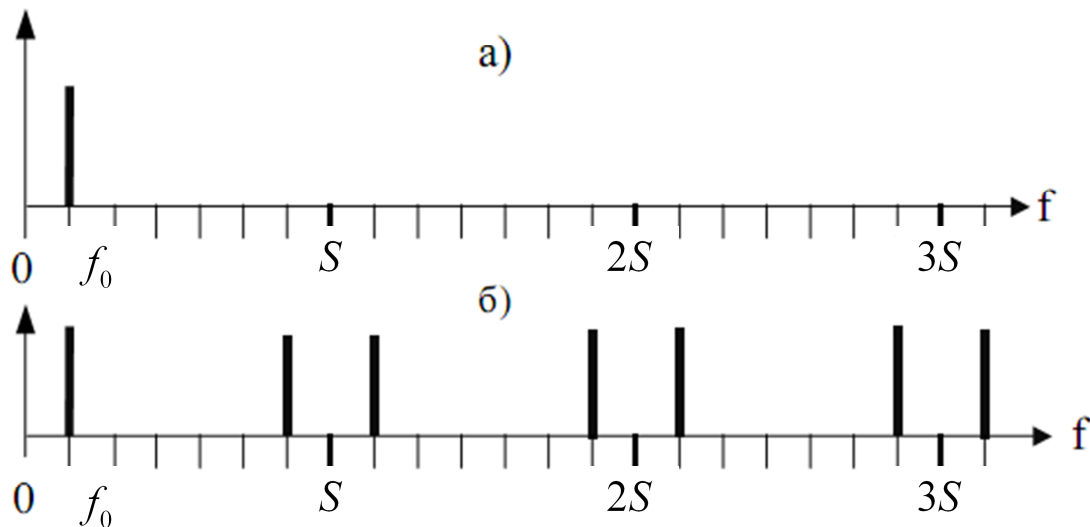


Рисунок 7.4 – Спектральний склад косинусоїди
а) до дискретизації, б) після дискретизації

В результаті дискретизації виникає розмноження спектра аналогового сигналу. Спектр дискретної косинусоїди є періодичною функцією частоти, період якої дорівнює періоду дискретизації.

Аналого-цифровий перетворювач здійснює квантування сигналу за рівнем і перетворення значення вибірки у цифровий код. Квантування за рівнем перетворить аналоговий сигнал в дискретний з кроком квантування

$$|\Delta x| = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{N}, \quad (7.8)$$

де N – кількість рівнів квантування.

Розглянемо три основні способи квантування сигналів.

Асинхронне квантування зі зміщенням, що дорівнює половині кроку квантування.

$$x(t)_k = \begin{cases} x_{k(i+1)}, & x(t) - x_{ki} > 0,5\Delta x, \\ x_{ki}, & |x(t) - x_{ki}| \leq 0,5\Delta x, \\ x_{k(i-1)}, & x(t) - x_{ki} < -0,5\Delta x. \end{cases} \quad (7.9)$$

Перехід з одного рівня на інший відбувається, коли різниця величин аналогового сигналу та найближчого меншого квантового рівня перевищує половину кроку квантування.

Припускаючи рівномірний закон розподілу похибки квантування δx в межах $-\frac{1}{2}\Delta x \leq \delta x \leq \frac{1}{2}\Delta x$, отримаємо величину середньоквадратичної похибки (шум квантування)

$$\sigma = \sqrt{\int_{-0,5\Delta x}^{0,5\Delta x} G(\delta x)\delta x^2 d(\delta x)} = \frac{\Delta x}{2\sqrt{3}}, \quad (7.10)$$

де $G(\delta x) = \Delta x^{-1}$ – функція щільності ймовірності рівномірного розподілу похибки квантування в межах $\pm \frac{1}{2}\Delta x$.

Синхронне квантування зі зміщенням, що дорівнює половині кроку квантування.

Рівняння квантування в даному випадку таке саме, як і при асинхронному квантуванні. Відмінність у тому, що при синхронному квантуванні перехід з одного рівня на інший можливий лише з появою стробуючого імпульсу $u(t)$. Процеси асинхронного та синхронного квантування відображені на рис. 7.5.

Диференціальне квантування – це синхронний процес, при якому на кожному j -тому такті синхронізації перетворюваний сигнал $x(j)$ порівнюється з квантованим сигналом $x_k(j-1)$, отриманим на попередньому такті (рис. 7.6).

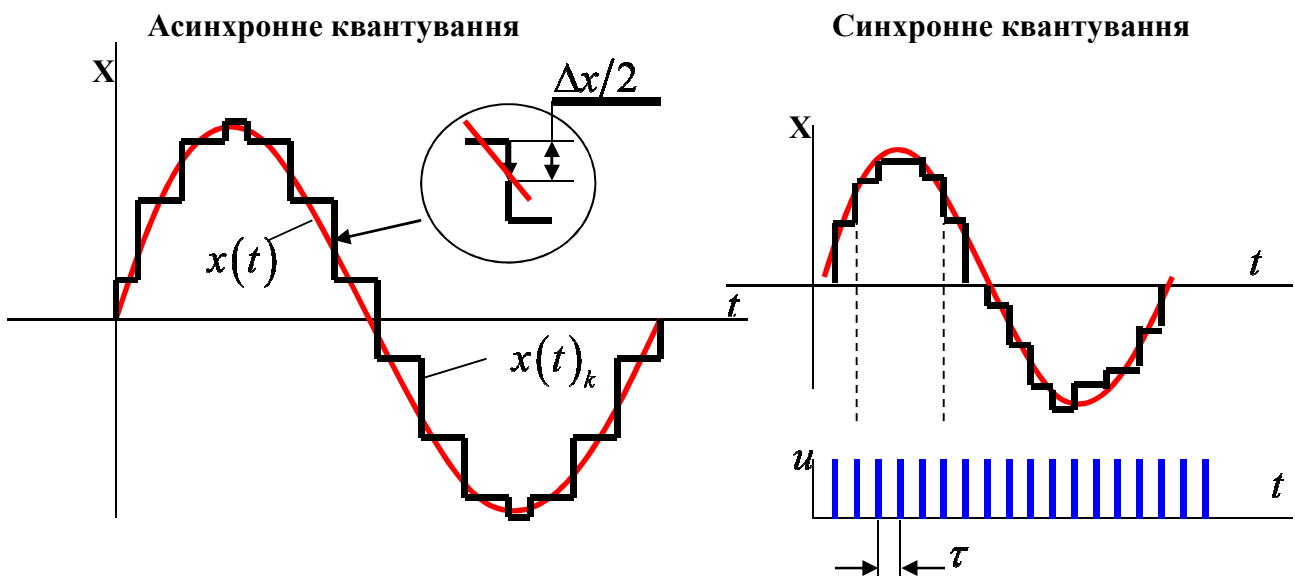


Рисунок 7.5 – Синхронне та асинхронне квантування синусоїди

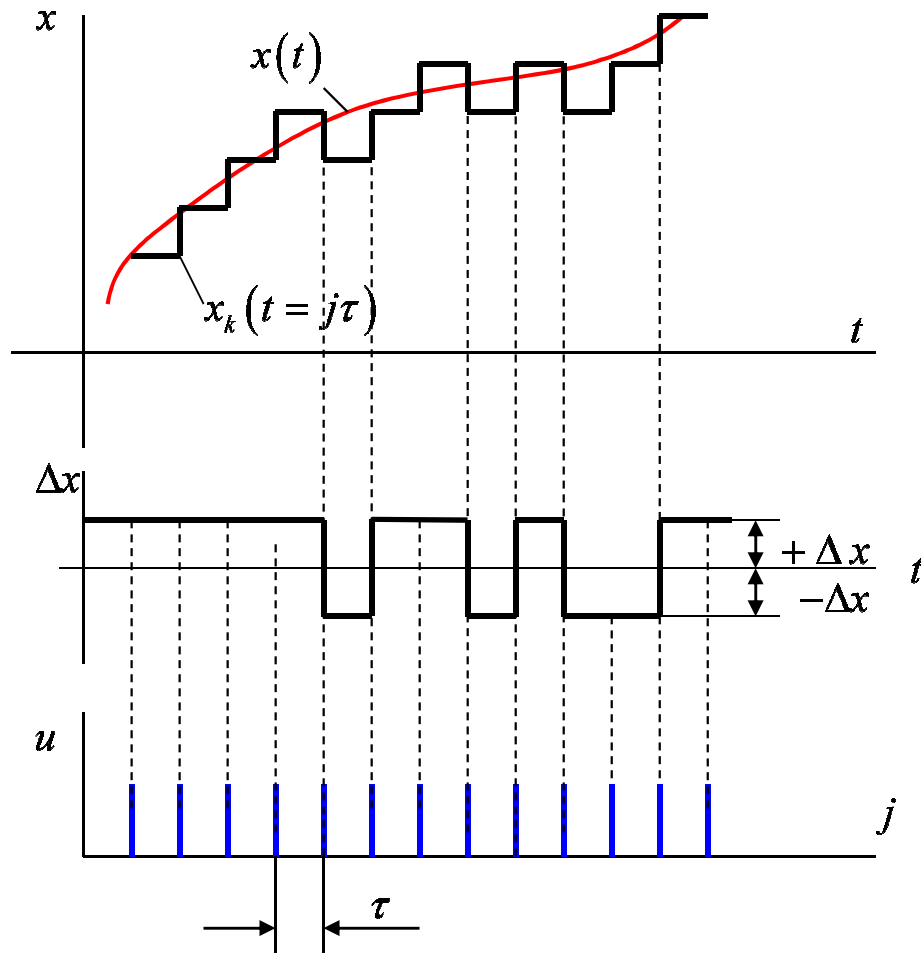


Рисунок 7.6 – Диференціальне квантування аналогового сигналу

Якщо виконується умова $x(j) > x_k(j-1)$, то квантований сигнал на j -м такті синхронізації $x_k(j)$ одержується збільшенням до значення $x_k(j-1)$ фіксованого приросту величиною Δx . Інакше квантування здійснюється відніманням цієї ж величини.

$$x_k(j) = \begin{cases} x_k(j-1) + \Delta x, & x(j) > x_k(j-1), \\ x_k(j-1) - \Delta x, & x(j) < x_k(j-1). \end{cases} \quad (7.11)$$

Середньоквадратична похибка (шум квантування) $\sigma_k = \frac{\Delta x}{\sqrt{3}}$.

Шум диференціального квантування вдвічі більше шуму асинхронного і синхронного квантування.

Перевага диференціального квантування в тому, що аналоговий сигнал перетворюється у кодово-імпульсну послідовність в реальному масштабі часу. Дешифрування диференціального коду на приймальній стороні може здійснюватися простим алгебраїчним підсумовуванням біполярних дельта-сигналів.

Шум квантування дає оцінку похибки поточного одиничного виміру. При здійсненні телевимірювань в реальних системах як інформативні дані,

здебільшого, використовуються результати усереднювань великої кількості N одиничних вимірів. Так, наприклад, для визначення діючого значення змінного струму (напруги) підсумовуються квадрати дискретних значень на інтервалі часу, кратному періоду синусоїди струму (напруги). Зазвичай в таких випадках крок дискретизації τ набагато менше часу усереднювання T_{Σ} . Кількість вимірів на проміжку часу усереднювання $N = \frac{T_{\Sigma}}{\tau}$ (рис. 7.7).

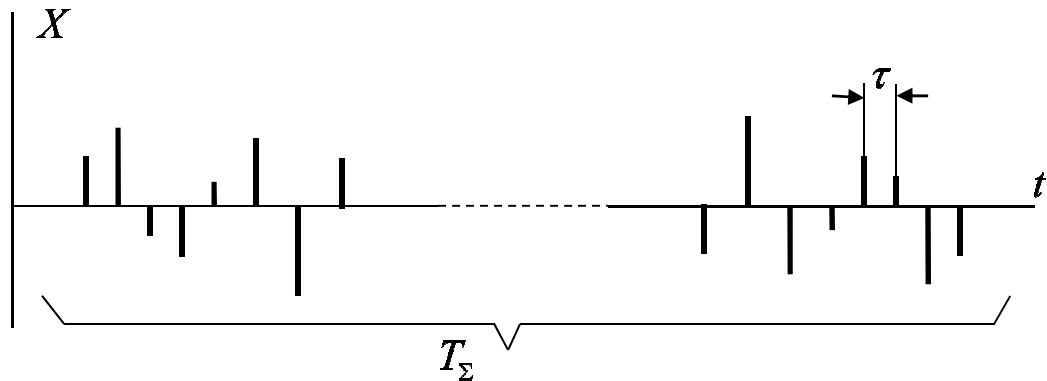


Рисунок 7.7 – Розподілення результатів миттєвих вимірів на інтервалі усереднення

Похибки усереднених результатів квантування

Згідно з відомими положеннями математичної статистики середня квадратична похибка $\bar{\sigma}_k$ середнього арифметичного дорівнює середній квадратичній похибці окремого результату вимірів σ_k , що ділиться на корінь квадратний з числа вимірів N , тобто

$$\bar{\sigma}_k = \frac{\sigma_k}{\sqrt{N}}. \quad (7.12)$$

Це фундаментальний закон зростання точності при рості числа вимірів.

Нехай α означає ймовірність того, що результат квантування відрізняється від істинного значення сигналу на величину, не більшу, ніж Δx . Ймовірність α в цьому випадку носить назву довірчої вірогідності, а інтервал значень вимірюваної величини $x - \Delta x \leq x \leq x + \Delta x$ називається *довірчим інтервалом*.

Чим більшим буде встановлено цей інтервал, тим з більшою ймовірністю істинне значення потрапляє в цей інтервал. З іншого боку, ширший інтервал дає більш розпливчату інформацію відносно величини x .

Для рівня довірчої ймовірності α при кількості вимірів N напівширина довірчого інтервалу, що визначена за *критерієм Стьюдента*, становить:

$$\Delta x = t_{\alpha N} \bar{\sigma}_k = t_{\alpha N} \frac{\sigma_k}{\sqrt{N}}, \quad (7.13)$$

де $t_{\alpha N}$ – коефіцієнт Стьюдента (табл. 1).

Таблиця 7.1 – Коефіцієнти Стьюдента

$\alpha = 0,68$	N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15	20	30	100
	$t_{\alpha N}$	2,0	1,3	1,3	1,2	1,2	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
$\alpha = 0,95$	N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15	20	30	100
	$t_{\alpha N}$	12,7	4,3	3,2	2,8	2,6	2,4	2,4	2,3	2,3	2,1	2,1	2,0	2,0
$\alpha = 0,99$	N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15	20	30	100
	$t_{\alpha N}$	63,7	9,9	5,8	4,6	4,0	3,7	3,5	3,4	3,3	3,0	2,9	2,8	2,6

Відносна похибка квантування $\delta_k = \frac{\Delta x}{\bar{x}} 100\%$, де \bar{x} – математичне очікування величини аналогового сигналу на періоді усереднювання. Якщо Δx не залежить від перетворюваної величини \bar{x} , то найбільша відносна похибка матиме місце при квантуванні найменшої можливої величини \bar{x}_{\min} :

$$\delta_{k \max} = \frac{\Delta x}{\bar{x}_{\min}} 100 \%. \quad (7.14)$$

Підставляючи в цю формулу значення величин, отримаємо

$$\delta_{k \max} = t_{\alpha N} \frac{\sigma_k}{\bar{x}_{\min} \sqrt{N}} 100 \%. \quad (7.15)$$

При асинхронному і синхронному квантуванні

$$\delta_{k \max}^{as} = t_{\alpha N} \frac{\Delta x}{2x_{\min} \sqrt{3N}} 100 \% = t_{\alpha N} \frac{X_{\max}}{2(2^n - 1)x_{\min} \sqrt{3N}} 100 \%. \quad (7.16)$$

При диференціальному квантуванні

$$\delta_{k \max}^d = t_{\alpha N} \frac{\Delta x}{x_{\min} \sqrt{3N}} 100 \% = t_{\alpha N} \frac{X_{\max}}{(2^n - 1)x_{\min} \sqrt{3N}} 100 \%. \quad (7.17)$$

Ці формули встановлюють співвідношення між кількістю дискретних вибірок N на періоді усереднювання і розрядністю квантувача n , при яких похибка квантування не перевищує допустимого (permissible value) значення δ_p для заданого діапазону змін $\frac{\bar{x}_{\max}}{\bar{x}_{\min}}$ вимірюваної величини.

При асинхронному та синхронному квантуванні:

$$\delta_{k \max}^{as} \leq \delta_p \Rightarrow N \geq \frac{1}{3} \left(t_{\alpha N} \frac{100}{2(2^n - 1)\delta_p} \frac{\bar{x}_{\max}}{\bar{x}_{\min}} \right)^2, \quad (7.18)$$

$$\delta_{k \max}^{as} \leq \delta_p \Rightarrow n \geq \log_2 \left(t_{\alpha N} \frac{100}{2\sqrt{3N}\delta_p} \frac{\bar{x}_{\max}}{\bar{x}_{\min}} + 1 \right). \quad (7.19)$$

При диференціальному квантуванні:

$$\delta_{k \max}^d \leq \delta_p \Rightarrow N \geq \frac{1}{3} \left(t_{\alpha N} \frac{100}{(2^n - 1) \delta_p} \frac{\bar{x}_{\max}}{\bar{x}_{\min}} \right)^2, \quad (7.20)$$

$$\delta_{k \max}^d \leq \delta_p \Rightarrow n \geq \log_2 \left(t_{\alpha N} \frac{100}{\sqrt{3N} \delta_p} \frac{\bar{x}_{\max}}{\bar{x}_{\min}} + 1 \right). \quad (7.21)$$

При виборі апаратури аналого-цифрового перетворення слід враховувати, що для досягнення однакової точності перетворення на заданому періоді усереднювання у разі диференціального квантування потрібна в чотири рази більша частота дискретизації, чим при синхронному і асинхронному квантуванні з тією самою розрядністю квантувача.

Контрольні питання

1. У скільки разів під дією фільтра Баттерворта другого порядку зменшується амплітуда сигналу, частота якого f дорівнює частоті дискретизації S ?

2. Які частоти з перерахованих нижче присутні у спектрі дискретної косинусоїди частоти 1500 Гц при частоті дискретизації 4500 Гц?

- 1) 7500 Гц, 3000 Гц, 6000 Гц.
- 2) 4500 Гц, 9000 Гц, 13500 Гц.
- 3) 750 Гц, 2250 Гц, 3750 Гц.
- 4) 2500 Гц, 5000 Гц, 10000 Гц.

3. Коли відбувається перехід з одного рівня на інший при асинхронному квантуванні зі зміщенням, що дорівнює половині кроку квантування?

4. Чому дорівнює шум асинхронного квантування при кроці $\Delta x = 3$?

5. Визначити максимальне і мінімальне значення сигналу, отриманого диференціальним квантуванням, результат якого частково наведено в таблиці

J	1	2	3	4	5	6
X_k	16,8	?	?	?	?	?
Δx		+2,5	-2,5	+2,5	-2,5	-2,5

6. Визначити з довірчою ймовірністю 0,99 похибку усереднення сигналу на інтервалі усереднення з кількістю відліків $N=30$ при діапазоні змін сигналу 100 і розрядності асинхронного квантувача 8.

7. Визначити з довірчою ймовірністю 0,95 похибку усереднення сигналу на інтервалі усереднення з кількістю відліків $N=100$ при діапазоні змін сигналу 1000 і розрядності диференціального квантувача 10.

8. У яких описах алгоритму асинхронного квантування допущена помилка?

$$1) x(t)_k = \begin{cases} x_{k(i+1)}, & x(t) - x_{ki} > 0,5\Delta x \\ x_{ki}, & x(t) - x_{ki} \leq 0,5|\Delta x|, \\ x_{k(i-1)}, & x(t) - x_{ki} < -0,5\Delta x \end{cases}$$

$$2) x(t)_k = \begin{cases} x_{k(i+1)}, & x(t) - x_{ki} > 0,5|\Delta x| \\ x_{ki}, & |x(t) - x_{ki}| \leq 0,5\Delta x, \\ x_{k(i-1)}, & x(t) - x_{ki} < -0,5\Delta x \end{cases}$$

$$3) x(t)_k = \begin{cases} x_{k(i+1)}, & x(t) > x_{ki} + 0,5\Delta x \\ x_{ki}, & |x(t) - x_{ki}| \leq 0,5\Delta x, \\ x_{k(i-1)}, & x(t) - x_{ki} < -0,5|\Delta x| \end{cases}$$

$$4) x(t)_k = \begin{cases} x_{k(i+1)}, & x(t) - x_{ki} > 0,5\Delta x \\ x_{ki}, & |x(t) - x_{ki}| \leq 0,5|\Delta x|. \\ x_{k(i-1)}, & x(t) < x_{ki} - 0,5\Delta x \end{cases}$$

9. Яка частота дискретизації сигналу при диференціальному квантуванні потрібна для того, щоб отримати точність 0,4 %, якщо при синхронному квантуванні цього ж сигналу на тому самому періоді усереднення з частотою 2500 Гц досягається точність 0,2 %?

10. Чому дорівнює значення вибірки при дискретизації сигналу $x(t) = 28t$ за допомогою щільної функції на інтервалі від $(0,5 \cdot 10^{-2} - 0,5 \cdot 10^{-4})$ до $(0,5 \cdot 10^{-2} + 0,5 \cdot 10^{-4})$?

8. Відновлення безперервних сигналів за вибірковими дискретними вимірами

Частота Найквіста. Накладення спектрів дискретних вибірок та підміна частоти сигналу. Вибір кроку рівномірної дискретизації сигналу з обмеженим спектром. Теорема відліків Котельникова – Шеннона. Інтерполяція та децимація дискретних вибірок

Розглянемо процес відновлення сигналів, що поступили на вхід системи з частотою f_s у вигляді дискретної послідовності значень (рис. 8.1). Вибіркова функція $x(i)$ визначається формулою:

$$x(i) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \delta(i\tau - t) dt.$$

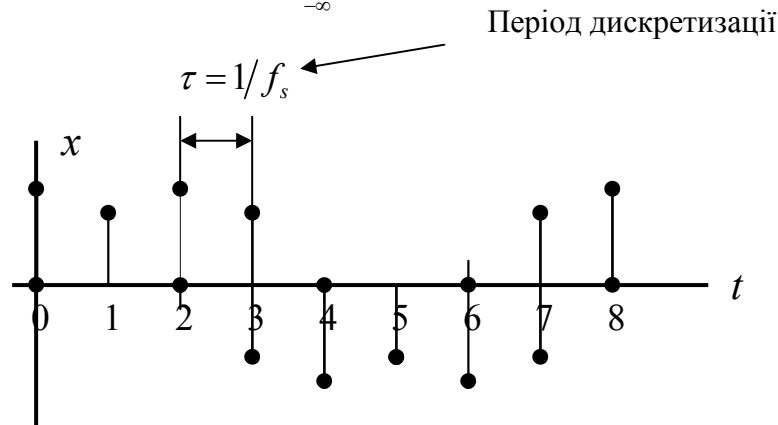


Рисунок 8.1 – Вибіркові значення, одержані при дискретизації синусоїди та косинусоїди

Виявляється, що за цими відліками можна відновити не лише синусоїду та косинусоїду з частотою $\frac{1}{8} f_s$, але також і сигнали з частотою $-\frac{7}{8} f_s$.

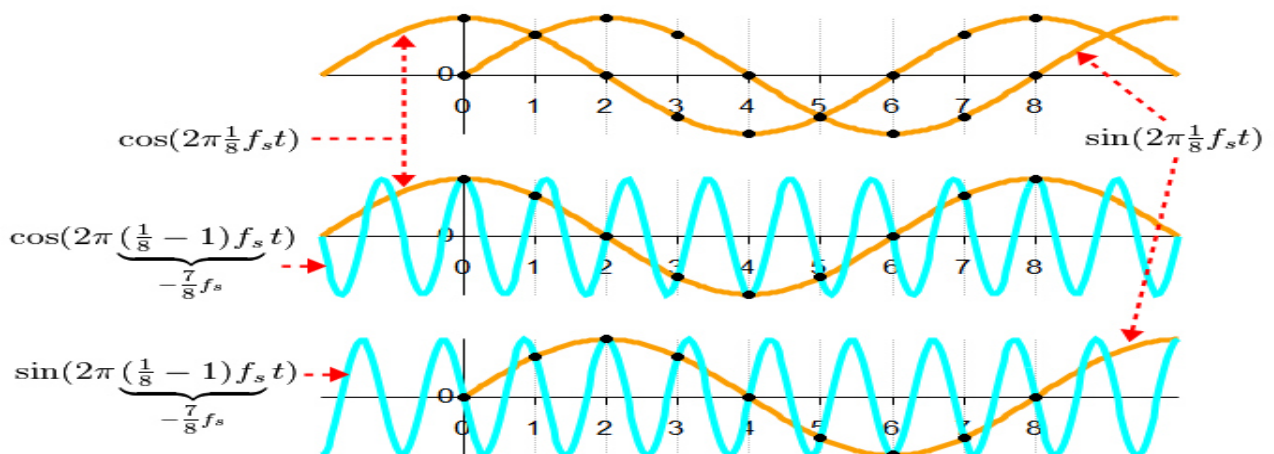


Рисунок 8.2 – Приклад неоднозначного відновлення синусоїди та косинусоїди за одержаними відліками без обмеження частоти сигналів

Цей приклад свідчить про те, що сигнал з необмеженим спектром після дискретизації не може бути однозначно відновлений. Причина тут у підміні частоти сигналу, що виникає внаслідок накладення спектрів дельта-сигналу

вибірки на спектр початкового сигналу. Якщо в цьому прикладі врахувати, що на вході системи встановлено фільтр низьких частот, що зрізує частоти вище $\frac{1}{2}f_s$, то невизначеність при відновленні сигналу зникає.

Розглянемо дискретну вибірку синусоїди $x(t) = \sin(2\pi f_0 t)$. Підставляючи $t = i\tau$, отримаємо вибірккову функцію

$$x(i) = \sin(2\pi f_0 i\tau). \quad (8.1)$$

Виразимо f_0 через період дискретизації τ у вигляді

$$f_0 = \frac{p+q}{2\tau}, \quad (8.2)$$

де p – ціле число, а q – дробова частина, менша одиниці. Припустимо, наприклад, що $f_0 = 1025$ Гц, а $\tau = 0,005$ с. Тоді $(2\tau)^{-1} = 100$, $p = 10$, $q = 0,25$.

Підставивши набутого значення f_0 у вибірккову функцію, отримаємо

$$x(i) = \sin(2\pi f_0 i\tau) = \sin\left(2\pi \frac{p+q}{2\tau} i\tau\right) = \sin(\pi p i + \pi q i). \quad (8.3)$$

Розкриваючи синус суми двох кутів і враховуючи, що $\sin(\pi p i) = 0$ для усіх i , отримаємо

$$x(i) = \cos(\pi p i) \sin \pi q i. \quad (8.4)$$

Тепер залежно від парності p є дві можливості.

1. Якщо p парне, то $\cos(\pi p i) = 1$ для усіх i , тому

$$x(i) = \sin \pi q i. \quad (8.5)$$

2. Якщо p непарне, то

$$x(i) = (-1)^i \sin \pi q i. \quad (8.6)$$

У першому випадку аргумент під функцією синуса можна переписати у вигляді

$$\pi q i = \pi q i \frac{2\tau}{2\tau} = 2\pi \left(\frac{q}{2\tau}\right) i\tau = 2\pi f_0' i\tau. \quad (8.7)$$

Таким чином, виходить, що синусоїда частоти f_0 підмінюється синусоїдою частоти $f_0' = \frac{q}{2\tau}$:

$$x(i) = \sin(2\pi f_0 i\tau) \rightarrow \sin(2\pi f_0' i\tau). \quad (8.8)$$

У нашому прикладі $p = 10$, і, отже, p – парне. Це означає, що частота f_0' складає $0,25 \times 100 = 25$ Гц.

Вибірка синусоїди частотою 1025 Гц з періодом дискретизації $\tau = 0,005$ с, або, що те саме, із швидкістю 200 вибірок в секунду, не розрізняється з синусоїдою частоти 25 Гц.

Частоту підміни $F = (2\tau)^{-1} = \frac{f_s}{2}$ називають *частотою Найквіста* на честь американського вченого шведського походження Гаррі Найквіста, що опублікував головну роботу з цього питання у 1924 р.

Повертаючись до другого випадку, коли p – непарне, отримуємо:

$$\begin{aligned} x(i) &= (-1)^i \sin \pi qi = \cos \pi i \sin \pi qi = \cos \pi i \sin \pi qi - \sin \pi i \cos \pi qi = \\ &= -\sin(\pi i - \pi qi) = -\sin(\pi i(1 - q)). \end{aligned} \quad (8.9)$$

У другому випадку аргумент під функцією синуса можна переписати у вигляді:

$$\pi i(1 - q) = \pi i(1 - q) \frac{2\tau}{2\tau} = 2\pi \left(\frac{1}{2\tau} - \frac{q}{2\tau} \right) i\tau = 2\pi(F - f_0')i\tau, \quad (8.10)$$

що знову вказує на можливість підміни частот.

$$x(i) = \sin(2\pi f_0 i\tau) \rightarrow -\sin\left(2\pi(F - f_0')i\tau\right). \quad (8.11)$$

Вісь частот ніби складається гармошкою над інтервалом $(0 - F)$ Гц шматками по F Гц, як це відображено на рис. 8.3.

Якщо частота f_0 сигналу, який піддається дискретизації з частотою вибірок f_s , перевищує частоту Найквіста

$$f_0 > F = \frac{f_s}{2}, \quad (8.12)$$

тоді при відновленні цього сигналу за дискретними вибірками виникає явище підміни частот (*аліасинг*).

Розглянемо приклад системи, в якій може виникнути аліасинг.

Багатофункціональна споруда, що включає житлові, офісні та інші приміщення обладнана автоматизованою системою «Розумний будинок» з передачею інформації по мережі електроживлення ~ 220 В. Нехай, наприклад, обмін інформацією між інтелектуальними пристроями системи «Розумний будинок» здійснюється на частоті $f_0 = 151,95$ кГц. Рівень високочастотного сигналу (діюче значення) складає ~ 24 В.

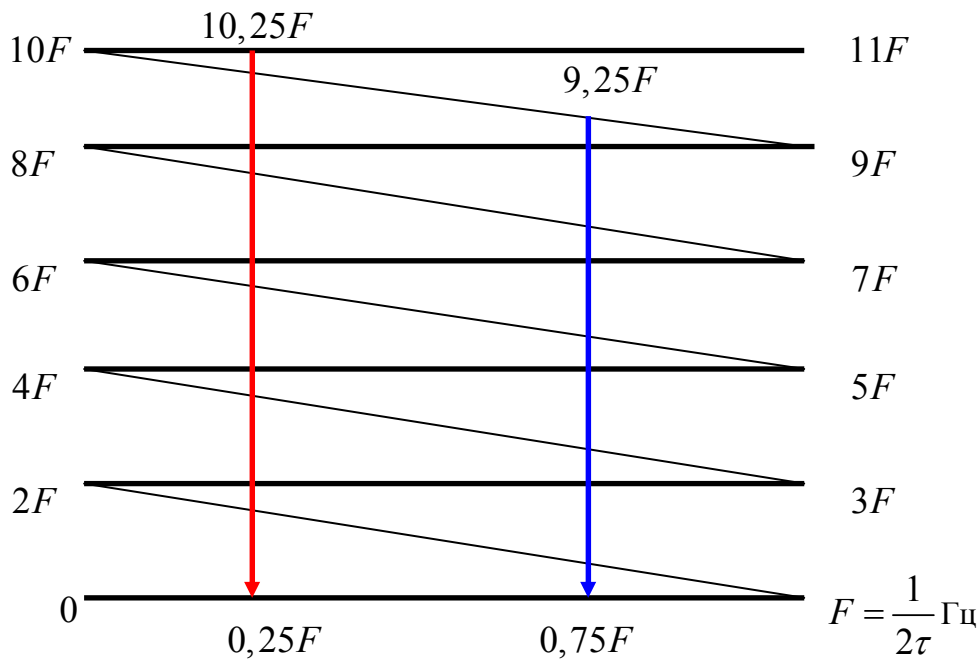


Рисунок 8.3 – Приклад діаграми підміни частот – «гармошка» Найквіста

Це означає, що в мережі електроживлення, окрім напруги ~ 220 В, 50 Гц, наявна також напруга ~ 24 В, 151,95 кГц. У приміщеннях встановлені високоточні мікропроцесорні (інтелектуальні) лічильники електроенергії. За їх показаннями здійснюється оплата спожитої електроенергії. У лічильнику при вимірюванні сигналу напруги здійснюється його дискретизація із швидкістю 4000 вибірок на секунду. Отже, частота Найквіста у даному випадку становить $F = \frac{4000}{2} = 2000$ Гц. Частка від ділення $f_0/F = 151,95/2 = 75,975$. Отже, p – непарне, а $q = 0,975$. Звідси отримуємо, що при аналого-цифровому перетворенні сигналу напруги в лічильнику (якщо він не обладнаний спеціальним захистом) високочастотний сигнал підміняється синусоїдою з частотою $F - f_0' = F - qF = 2000 - 0,975 \times 2000 = 50$ Гц. Оскільки p – непарне, цей сигнал в лічильнику відніматиметься від сигналу вимірюваної напруги такої самої частоти.

Таким чином лічильник помилково вимірюватиме енергію в такій кількості, яка була б при нарузі в мережі електропостачання ~ 196 В, тобто майже на 11 % менше дійсного енергоспоживання.

Навряд чи така ситуація припаде до смаку постачальникові електроенергії.

Аліасинг може виникати не лише при дискретизації часу, але й простору. З цим явищем доводиться стикатися при оцифруванні зображень. Поява не існуючого в дійсності хвилеподібного візерунку на фотографії ролети внаслідок аліасингу демонструється на рис. 8.4.

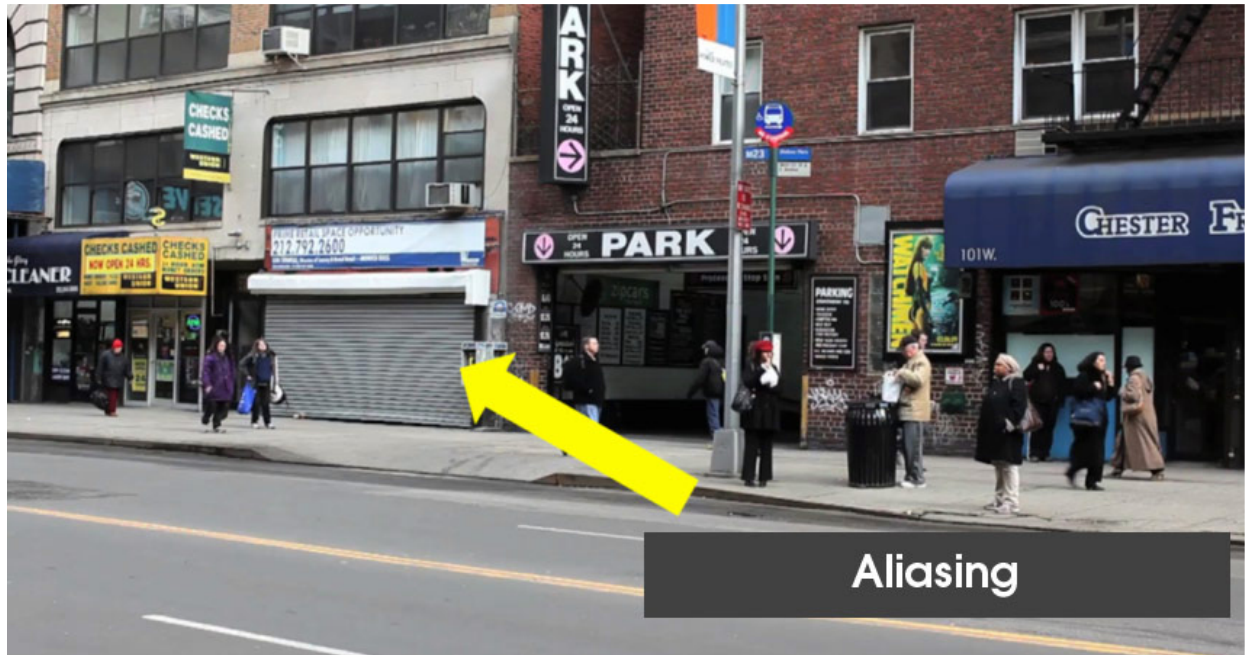


Рисунок 8.4 – Аліасинг у просторі

На наведеному фото бачимо візерунок на ролеті, якого немає насправді. Він з'явився внаслідок дискретності фотоматриці при оцифруванні зображення мікропроцесорною системою фотоапарата.

Теорема відліків Котельникова – Шеннона

Основне питання, яке виникає при дискретизації сигналу, полягає в тому, наскільки добре вибіркові дані представляють початкову функцію. Як стверджує теорема відліків, таке подання може бути дуже хорошим, якщо виконуються наступні умови.

1. Функція $x(t)$ визначена при $-\infty < t < \infty$.
2. Існує перетворення Фур'є $X(f)$ функції $x(t)$.
3. Функція $X(f)$ має обмежений носій, тобто $|X(f)| = 0$ при $|f| > F$.

Теорема відліків. Нехай τ такий інтервал квантування, при якому $\tau \leq (2F)^{-1}$. Тоді функція $x(t)$ може бути відновлена за послідовністю $x(i)$ єдиним чином, за виключенням, можливо, ізольованої кількості точок.

Ідея доведення цієї теореми заснована на наступних міркуваннях.

З існування $X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt$ виходить, що множини точок $x(i)$,

визначених співвідношенням

$$x(i) = \int_{-F}^F X(f) e^{j2\pi f i \tau} df, \quad (8.13)$$

виявляється досить, щоб за ним побудувати залежність $X(f)$:

$$X(f) = \tau \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i) e^{-j2\pi f i \tau}. \quad (8.14)$$

Внаслідок існування перетворення Фур'є для функції $x(t)$, отримаємо

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= \int_{-F}^F X(f) e^{j2\pi f t} df = \\ &= \int_{-F}^F \tau \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i) e^{-j2\pi f i \tau} e^{j2\pi f t} df = \\ &= \tau \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i) \int_{-F}^F e^{-j2\pi f i \tau} e^{j2\pi f t} df = \\ &= \tau \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i) \int_{-F}^F e^{-j2\pi f (t - \tau i)} df = \\ &= \tau \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i) \frac{2 \sin(2\pi F (t - \tau i))}{2\pi (t - \tau i)}. \end{aligned} \right\} \quad (8.15)$$

Помітимо, що в моменти часу $t = k\tau$

$$\frac{2 \sin(2\pi F (k\tau - \tau i))}{2\pi (k\tau - \tau i)} = \begin{cases} 2F, & k = i, \\ 0, & k \neq i, \end{cases} \quad (8.16)$$

тому

$$x(k\tau) = \tau x(k) 2F = x(k) \text{ при } \tau = (2F)^{-1}. \quad (8.17)$$

Таким чином, вираз для $x(t)$ повністю збігається з рівністю для $x(i)$ при $t = i\tau$. У проміжних точках цей вираз служить інтерполяційною схемою, яка відновлює функцію $x(t)$ за величинами $x(i)$.

Спектри деяких дискретних вибірок, що задовольняють і не задовольняють умовам теореми відліків

Амплітудний спектр аналогового періодичного сигналу до і після дискретизації при двох різних значеннях частоти дискретизації показано на рис. 8.5.

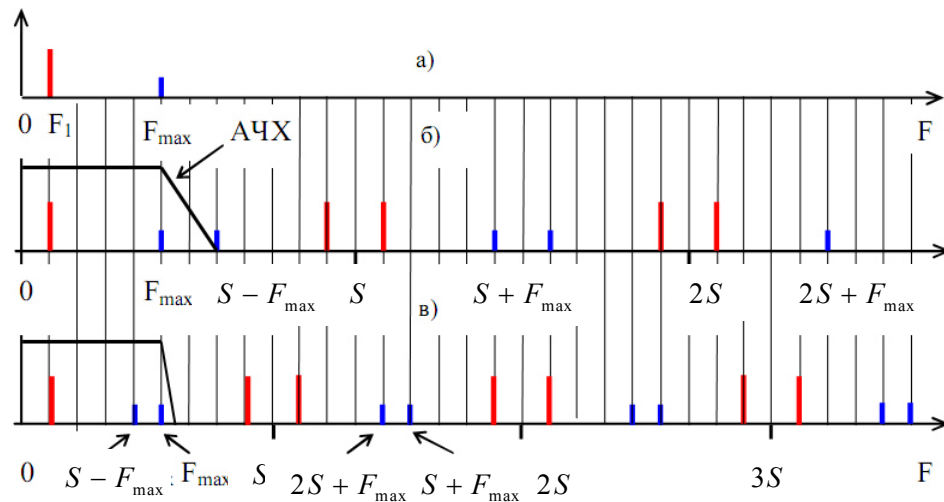


Рисунок 8.5 – Амплітудний спектр аналогового періодичного сигналу до і після дискретизації при двох різних значеннях частоти дискретизації: а) спектр сигналу до дискретизації; б) спектр сигналу після дискретизації з частотою $S > 2F_{max}$; в) спектр сигналу після дискретизації з частотою $S < 2F_{max}$.

У спектрі сигналу (рис. 8.5, а) до дискретизації наявні 2 спектральні складові з частотами F_1 і F_{max} . Якщо умова теореми відліків виконується (рис. 8.5, б) $S - F_{max} > F_{max} \Rightarrow F_{max} < \frac{S}{2}$, то за допомогою фільтра низьких частот, АЧХ якого показана на рисунку, можна відновити початковий сигнал. Якщо ж умова теореми відліків не виконується (рис. 8.5 в) – $S - F_{max} < F_{max} \Rightarrow F_{max} > \frac{S}{2}$, то початковий сигнал не відновлюється, у відфільтрованому наявна помилкова частота $S - F_{max}$.

Амплітудний спектр аналогового аперіодичного сигналу до і після дискретизації наведено на рис. 8.6.

Проріджування та інтерполяція дискретних сигналів

Проріджуванням або децимацією називається процес зниження частоти дискретизації, а інтерполяцією – процес її підвищення. Показники, що демонструють, в скільки разів змінюється частота дискретизації, називаються коефіцієнтами проріджування та інтерполяції відповідно. Проріджування, як правило, виконується у двох випадках. По-перше, у багатofункціональних пристроях, що забезпечують обробку як широкосмугових, так і вузькосмугових

сигналів. При цьому апаратно частота дискретизації вибирається, виходячи з вимог до дискретизації сигналів з максимальною шириною спектра, а при обробці вузькосмугових сигналів вона знижується за рахунок проріджування відліків. По-друге, проріджування можна здійснювати при звуженні спектра сигналу в процесі його фільтрації. Як у першому, так і у другому випадку проріджування збільшує час обробки сигналу, тобто дозволяє реалізувати складніші алгоритми обробки.

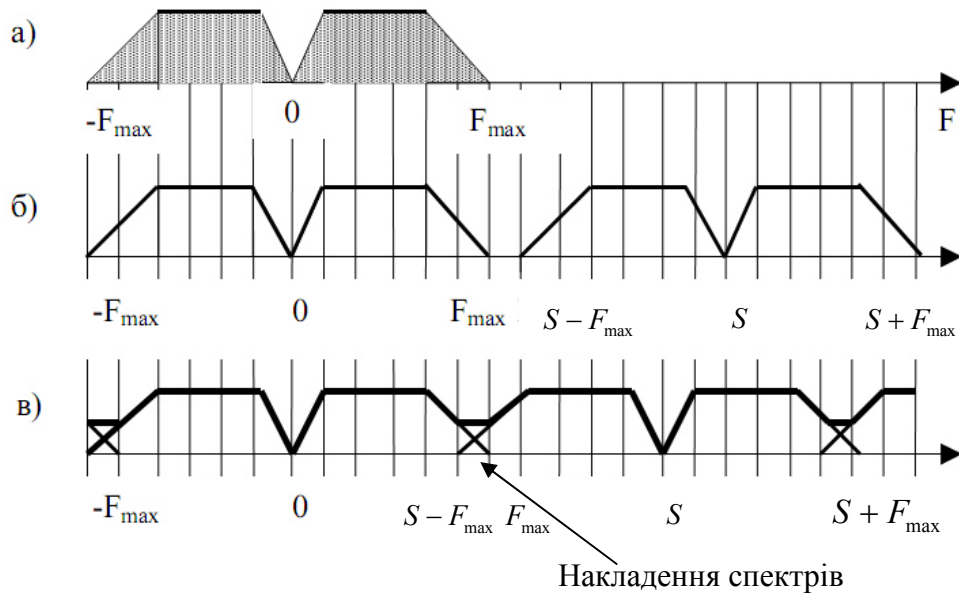


Рисунок 8.6 – Амплітудний спектр аналогового аперіодичного сигналу до і після дискретизації: а) спектр сигналу до дискретизації; б) спектр сигналу після дискретизації з частотою $S > 2F_{\max}$; в) спектр сигналу після дискретизації з частотою $S < 2F_{\max}$

Інтерполяція дискретного сигналу знижує вимоги до аналогового фільтра, який використовується на виході цифро-аналогового перетворювача.

Фрагмент укрупненого алгоритму цифрової обробки з проріджуванням відліків та часові діаграми сигналів на вході і виході дециматора показано на рис. 8.7.

Фрагмент укрупненого алгоритму цифрової обробки з інтерполяцією відліків та часові діаграми сигналів на вході і виході інтерполятора показано на рис. 8.8.

До складу інтерполятора входить блок підвищення частоти дискретизації у M_0 разів та цифровий фільтр, що здійснює інтерполяцію. З часових діаграм можна бачити, що інтерполяція триває у два етапи: спочатку замість відсутніх відліків сигналу v_k в сигналі v_n формуються нульові відліки. Потім сигнал, що містить нульові відліки, подається на цифровий фільтр, що проводить інтерполяцію, поновлюючи відсутні відліки. На рисунку наведено часові діаграми на виході двох інтерполяторів: інтерполятора нульового порядку та інтерполятора 1-го порядку (лінійного). У інтерполяторі нульового порядку відсутні набувають значення відліків вхідного сигналу, які передують ним. У

інтерполяторі першого порядку вершини відсутніх відліків лежать на прямій, яка сполучає вершини двох сусідніх вхідного сигналу інтерполятора.

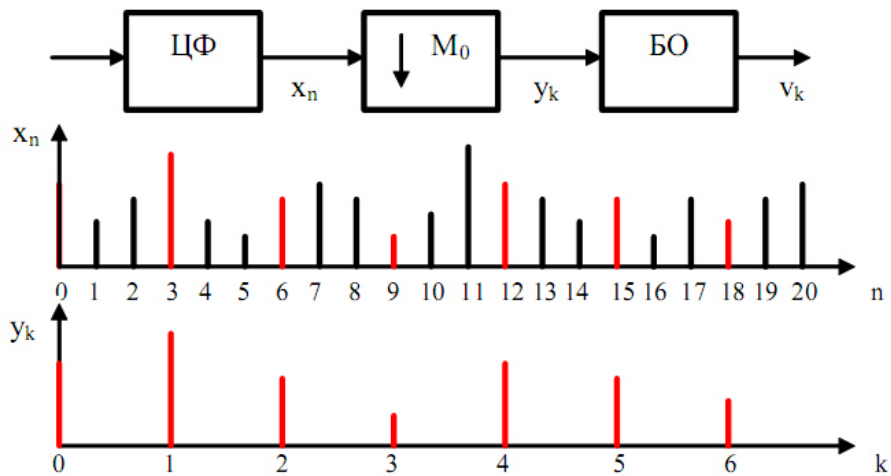


Рисунок 8.7 – Фрагмент укрупненого алгоритму цифрової обробки з проріджуванням відліків та часові діаграми сигналів на вході і виході дециматора

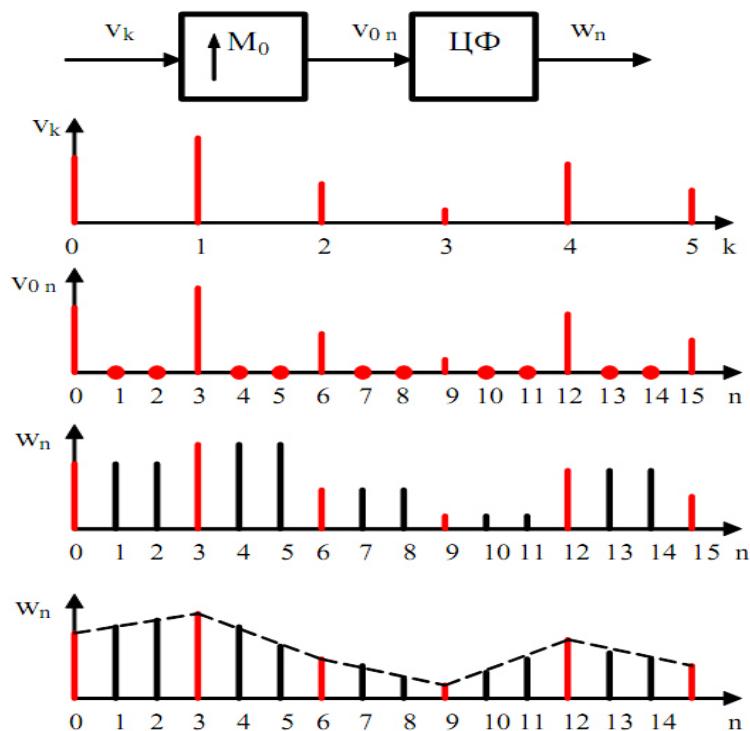


Рисунок 8.8 – Фрагмент укрупненого алгоритму цифрової обробки з інтерполяцією відліків та часові діаграми сигналів на вході і виході інтерполятора

Контрольні питання

1. Чому дорівнює фальсифікована частота, що з'являється при дискретизації з частотою 5000 Гц сигналу 5100 Гц?
2. Чому дорівнює фальсифікована частота, що з'являється при дискретизації з частотою 5000 Гц сигналу 2400 Гц?

3. Чи може виконуватися теорема Котельникова – Шеннона для неперіодичного сигналу, який визначено на інтервалі часу $-\infty < t < \infty$, з обмеженою частотою $f \leq 4$ кГц при інтервалі дискретизації $\tau = 0,125$ мс?

4. З якою метою виконується децимація сигналу?

5. З якою метою виконується інтерполяція сигналу?

9. Цифро-аналогове (ЦАП) та аналого-цифрове перетворення (АЦП) інформації

Загальні принципи цифро-аналогового перетворення. Цифро-аналогове перетворення за допомогою вагових резисторів. Цифро-аналогове перетворення за допомогою атенюатора $R - 2R$. Цифро-аналогове перетворення за допомогою широтно-імпульсної модуляції. Основні види похибок ЦАП. Загальні принципи аналого-цифрового перетворення. Паралельне аналого-цифрове перетворення. АЦП методами урівноваження. АЦП методом кратної інтеграції. АЦП методом сигма-дельта модуляції. Приклад системи збору і аналого-цифрового перетворення даних.

Загальні принципи цифро-аналогового перетворення

Цифро-аналогове перетворення здійснюється для формування аналогових сигналів, що відповідають цифровим кодам, які виробляються комп'ютером або цифровими пристроями автоматики.

Основні характеристики цифро-аналогових перетворювачів

Характеристика перетворення (іноді її називають передавальною функцією) – це залежність між величиною сигналу на виході ЦАП і цифровим кодом на його вході. Передавальна функція ідеального, однополярного 3-розрядного ЦАП зображена на рис. 9.1.

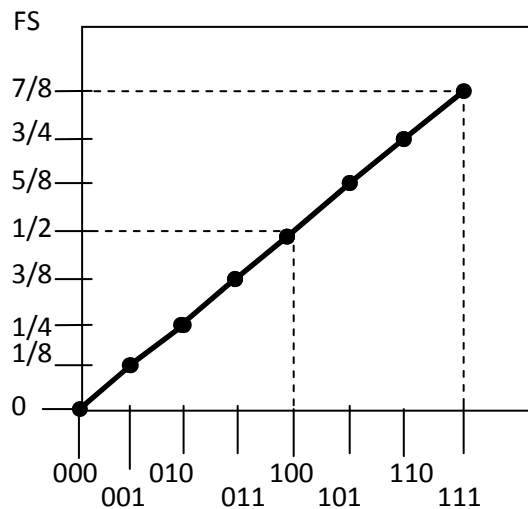


Рисунок 9.1 – Передавальна функція ідеального, одно полярного 3-розрядного ЦАП

Як правило, вихідним сигналом є напруга або струм, хоча пристрій, що регулює, наприклад, частоту послідовності імпульсів на виході або затримку вихідного імпульсу залежно від коду, теж може бути названий цифро-аналоговим перетворювачем. Кількість вихідних рівнів, віддалених один від одного на один елементарний крок, задається розрядністю ЦАП. Наприклад, для 3-розрядного перетворювача вихідний сигнал приймає 2^3 значень (від 0 до 7). Величина елементарного кроку називається вагою молодшого розряду або квантом перетворення (LSB – Least Significant Bit – в англійському написанні). Шкала вихідного сигналу (FS – Full Scale) m -розрядного перетворювача

визначається як $FS = LSB \cdot (2^m - 1)$. Передавальна функція ідеального, біполярного 3-розрядного ЦАП наведена на рис. 9.2.

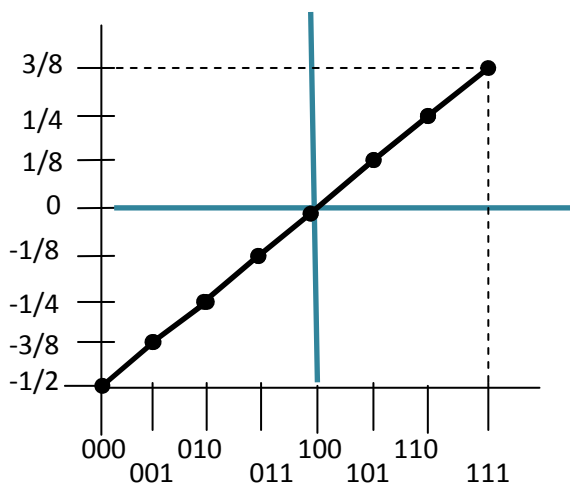


Рисунок 9.2 – Передавальна функція ідеального, біполярного 3-розрядного ЦАП

Цифро-аналогове перетворення за допомогою вагових резисторів. Схему ЦАП на вагових резисторах зображено на рис. 9.3.

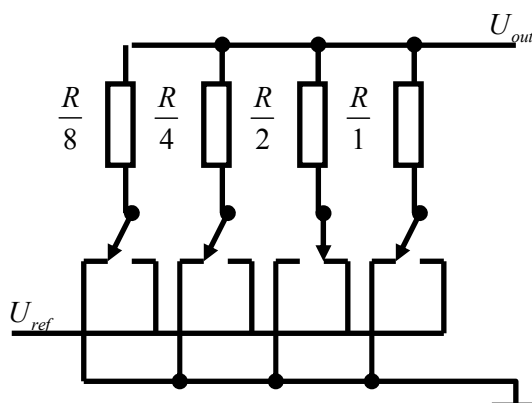


Рисунок 9.3 – Схема ЦАП на вагових резисторах

Схема ЦАП утворена N -резисторами (за кількістю розрядів) і такою самою кількістю перемикачів. Величина резистора кожного розряду відрізняється від сусіднього в 2 рази. Якщо на цифрові входи усіх розрядів подані нулі, то резистори підключені до «землі». Надходження «1» на цифровий вхід розряду підключає до резистора джерело опорної напруги. Не важко переконалися, що напруга на виході ЦАП змінюватиметься за двійковим законом відповідно до поданого коду. Подібна схема побудови дуже проста, проте застосовується у край рідко і в самих неточних пристроях, оскільки вимоги до узгодження резисторів та похибки, що вносяться опором ключа, не дозволяють досягати розрядності більше 6 біт.

Цифро-аналогове перетворення за допомогою атенюатора $R-2R$

Властивістю схеми, що наведена на рис. 9.4, є те, що при додаванні нової ланки її імпеданс не змінюється, а вплив попередніх ланок зменшується в 2 рази. Підключаючи, відповідно до двійкового коду, резистори до верхнього або нижнього потенціалу, отримують необхідну напругу.

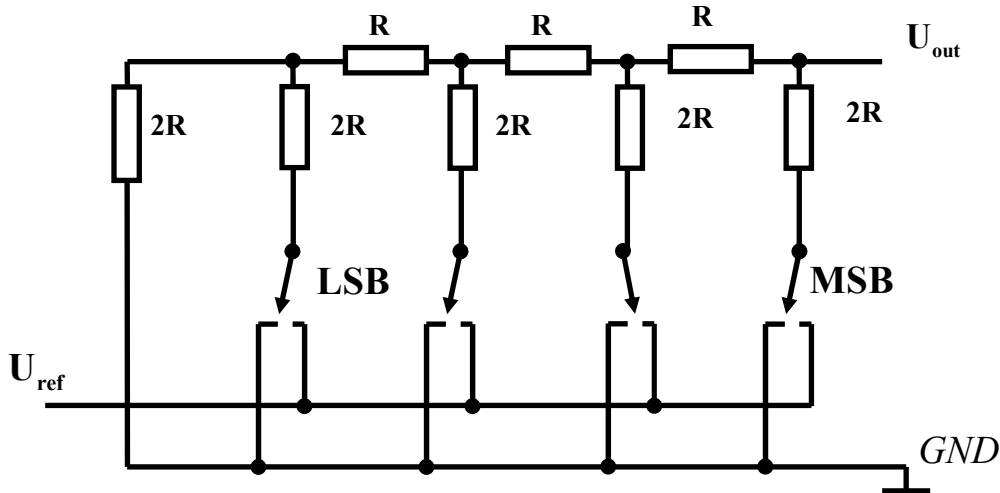


Рисунок 9.4 – Цифро-аналогове перетворення за допомогою атенюатора $R-2R$

З огляду на те, що в цій структурі використовуються лише два номінали резисторів, висока точність їх узгодження досягається набагато легше. Знайдені також і способи зменшення впливу опорів ключів. В результаті цей тип перетворювача дозволяє досягати 16-розрядної точності, хоча основна сфера його застосування – 8-12-розрядні пристрої. Слід зазначити, що такий перетворювач широко застосовується для побудови швидкодіючих ЦАП з часом встановлення 10 – 50 нс.

Цифро-аналогове перетворення за допомогою широтно-імпульсної модуляції

Якщо не буде потрібна висока швидкодія, проте необхідна висока точність, часто застосовується перетворювач на основі широтно-імпульсної модуляції. Цей тип ЦАП містить мінімум аналогових елементів і добре реалізується в технологіях цифрових інтегральних схем, що і пояснює його широке використання в повільних прецизійних системах. Основою пристрою є вузол, що перетворює за допомогою цифрових методів код в тривалість імпульсу (генератор коду – прогальність). Частота проходження імпульсів підтримується з високою стабільністю. Отриманий широтно-модульований сигнал керує комутатором, що підключає до вихідного фільтра на час тривалості імпульсу потенціал $+U_{ref}$, а при відсутності імпульсу – потенціал $-U_{ref}$. Таким чином, середнє значення отриманої імпульсної послідовності може змінюватися з дуже малим квантом, за рахунок чого і досягається висока розрядність. Призначення фільтра низьких частот на виході – отримання з послідовності імпульсів середньої напруги з прийнятним рівнем пульсацій. Ця схема має високу міру

лінійності перетворення і розрядність 16 – 20 біт. Основний недолік – низька швидкодія, що обумовлено величиною постійної часу фільтра. Схему, що пояснює принцип побудови та функціонування ЦАП, показано на рис. 9.5.

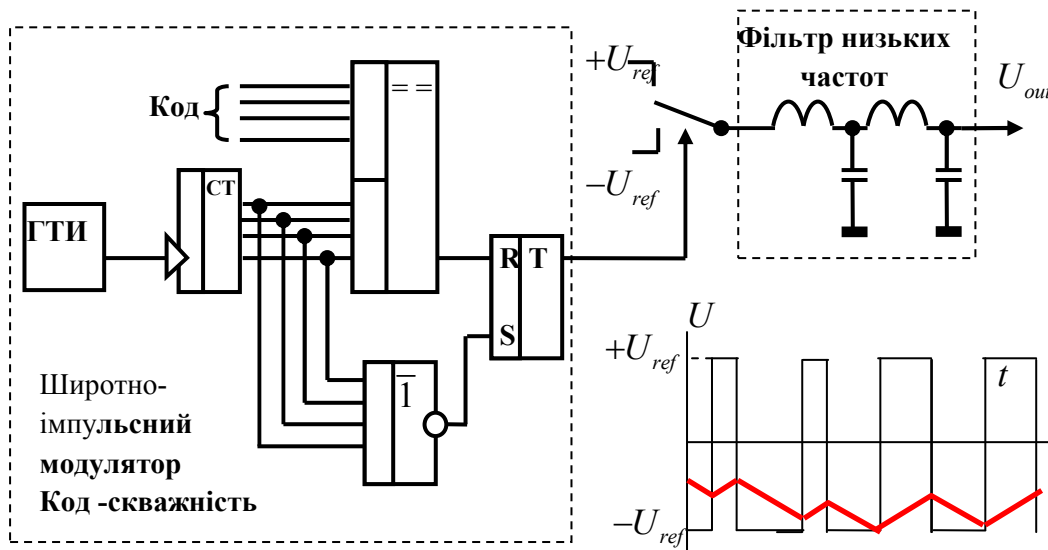


Рисунок 9.5 – Цифро-аналогове перетворення за допомогою широтно-імпульсної модуляції.
Схема функціональна

Основні види похибок ЦАП демонструються на рис. 9.6.

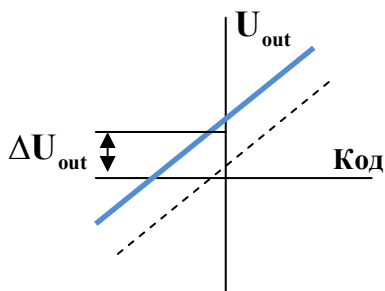
Загальні принципи аналого-цифрового перетворення

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) є пристроями, які приймають вхідні аналогові сигнали і перетворюють їх у відповідні цифрові, придатні для обробки мікропроцесорами та іншими цифровими пристроями.

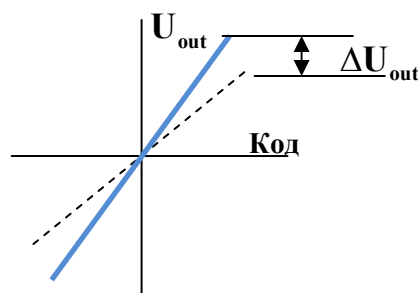
Перетворення є відображенням аналогової величини x її цифровим кодом $x \rightarrow (\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_r, \dots, \alpha_{n-1})$, згідно з розвиненням за степенем двійки

$$x_k = (\alpha_0 2^0 + \alpha_1 2^1 + \dots + \alpha_{n-1} 2^{n-1}) LSB. \quad (9.1)$$

а) похибка зміщення нуля;



б) похибка коефіцієнта перетворення



в) інтегральна нелінійність;

г) диференціальна нелінійність

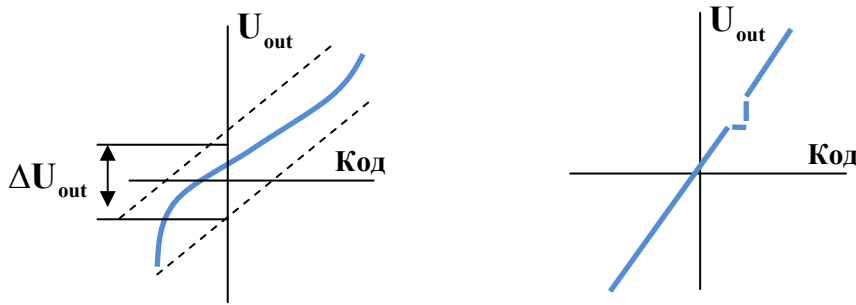


Рисунок 9.6 – Основні види похибок ЦАП

Аналого-цифрове перетворення довільного сигналу здійснюється з точністю до найменшого значущого біта $\Delta x = \pm LSB$ (least significant bit). Його визначено розрядністю перетворення – кількістю двійкових розрядів n у цифровому поданні числа x , що отримується на виході АЦП.

$$LSB = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{2^n - 1}. \quad (9.2)$$

Зазвичай $X_{\min} = 0$, тому $LSB = \frac{X_{\max}}{2^n - 1}$. Характеристику аналого-цифрового перетворення наведено на рис. 9.7.

Нехай, наприклад, на вхід чотирирозрядного АЦП подається сигнал величиною $11LSB$. Число 11 в розвиненні за модулем 2 має вигляд $11 = 2^0 + 2^1 + 2^3$. Отже, двійковий код на виході АЦП матиме вигляд 1011 .

Аналого-цифрове перетворення поєднує в собі дві функції: дискретизацію та квантування. Операцію дискретизації можна виконувати за допомогою самих АЦП і поєднувати, таким чином, з операцією квантування. Основною закономірністю такої дискретизації є те, що за рахунок кінцевого часу одного перетворення і невизначеності моменту його закінчення, що залежить в загальному випадку від параметрів вхідного сигналу, не вдається отримати однозначної відповідності між значеннями відліків і моментами часу, до яких їх слід віднести. В результаті при роботі з сигналами, що змінюються в часі, виникають специфічні похибки, динамічні за своєю природою, для оцінки яких вводять поняття апертурної невизначеності, що характеризується зазвичай апертурним часом, впродовж якого зберігається невизначеність між значенням вибірки і часом, до якого вона відноситься. Ефект апертурної невизначеності проявляється або як похибка миттєвого значення сигналу при заданих моментах виміру, або як похибка моменту часу, у який проводиться вимір при заданому миттєвому значенні сигналу. При рівномірній дискретизації наслідком апертурної невизначеності є виникнення амплітудних похибок, які

називаються апертурними і чисельно дорівнюють приросту сигналу впродовж апертурного часу.

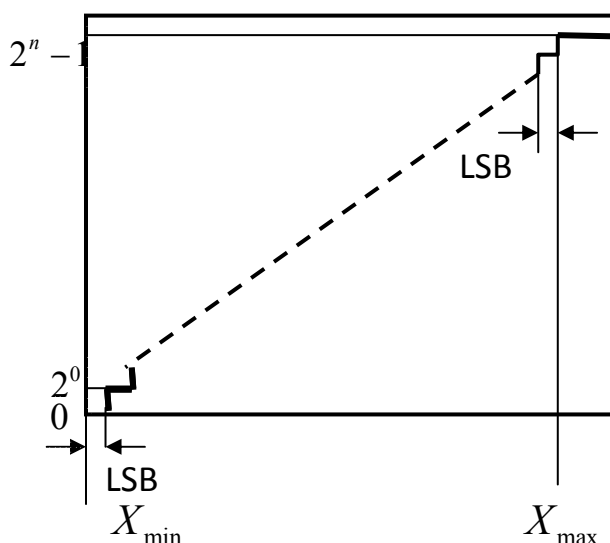


Рисунок 9.7 – Статична характеристика аналого-цифрового перетворення

Якщо використати іншу інтерпретацію ефекту апертурної невизначеності, то її наявність призводить до "тремтіння" істинних моментів часу, в які беруться відліки сигналу, по відношенню до рівновіддалених на осі часу моментів. В результаті замість рівномірної дискретизації із строго постійним періодом здійснюється дискретизація з флюктуючим періодом повторення, що призводить до порушення умов теореми відліків і появи вже розглянутих апертурних похибок у системах цифрової обробки інформації. Таке значення апертурної похибки можна визначити, розвинувши вираження для сигналу в ряд Тейлора до околиць точок відліку. Це розвинення для i -ої точки має вигляд:

$$U(t) = U(t_i) + t_a U'(t_i) + \frac{t_a^2}{2} U''(t_i) + \dots, \quad (9.3)$$

та дає у першому наближенні апертурну похибку

$$\Delta U = t_a U'(t_i), \quad (9.4)$$

де t_a – апертурний час, який для даного випадку є у першому наближенні часом перетворення АЦП.

Зазвичай для оцінки апертурних похибок використовують синусоїдальний випробувальний сигнал $U(t) = U_m \sin \omega t$, для якого максимальне відносне значення апертурної похибки:

$$\frac{\Delta U_{a\max}}{U_m} = \max \left\{ t_a \frac{d}{dt} (\sin \omega t) \right\} = \max \{ \omega t_a \cos \omega t \} = \omega t_a. \quad (9.5)$$

Рис. 9.8 пояснює зв'язок між апертурним часом та апертурною похибкою

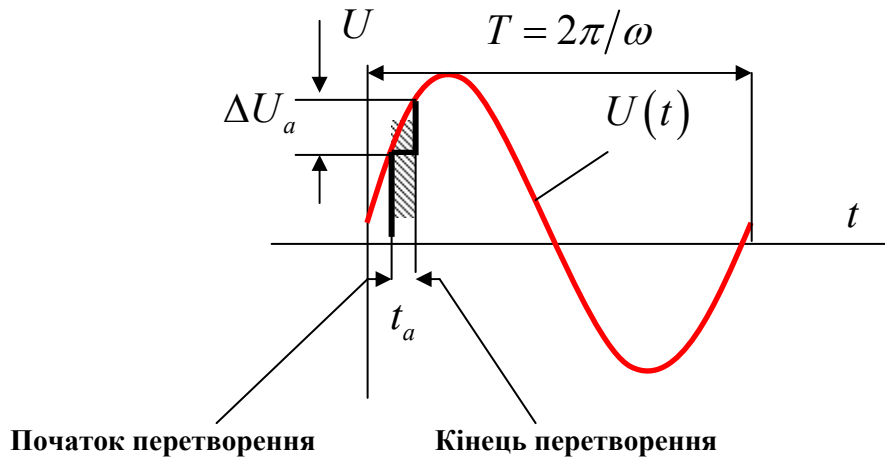


Рисунок 9.8 – Зв'язок між апертурним часом та апертурною похибкою при аналого-цифровому перетворенні синусоїди

Якщо прийняти, що для n -розрядного АЦП, який виконує перетворення з дозволом 2^{-n} , апертурна похибка не повинна перевищувати крок квантування, то між частотою сигналу ω , апертурним часом t_a та відносною апертурною похибкою має місце співвідношення

$$\frac{1}{2^{-n} - 1} \geq \omega t_a. \quad (9.6)$$

Для забезпечення дискретизації синусоїдального сигналу частотою 100 кГц з похибкою 1 % час перетворення АЦП має дорівнювати 25 нс. У той самий час за допомогою такого швидкодіючого АЦП принципово можна дискретизувати сигнали, що мають ширину спектра близько 20 МГц. Таким чином, дискретизація за допомогою самого АЦП призводить до істотної розбіжності вимог між швидкодією АЦП і періодом дискретизації. Вона досягає 2...3 порядків і сильно ускладнює і здорожує процес дискретизації, оскільки навіть для порівняно вузькосмугових сигналів вимагає дуже швидкодіючих АЦП. Для досить широкого класу сигналів, що швидко змінюються, цю проблему вирішують за допомогою пристроїв вибірки – зберігання, що мають малий апертурний час.

Класифікацію АЦП за методами перетворення наведено на рис. 9.9.

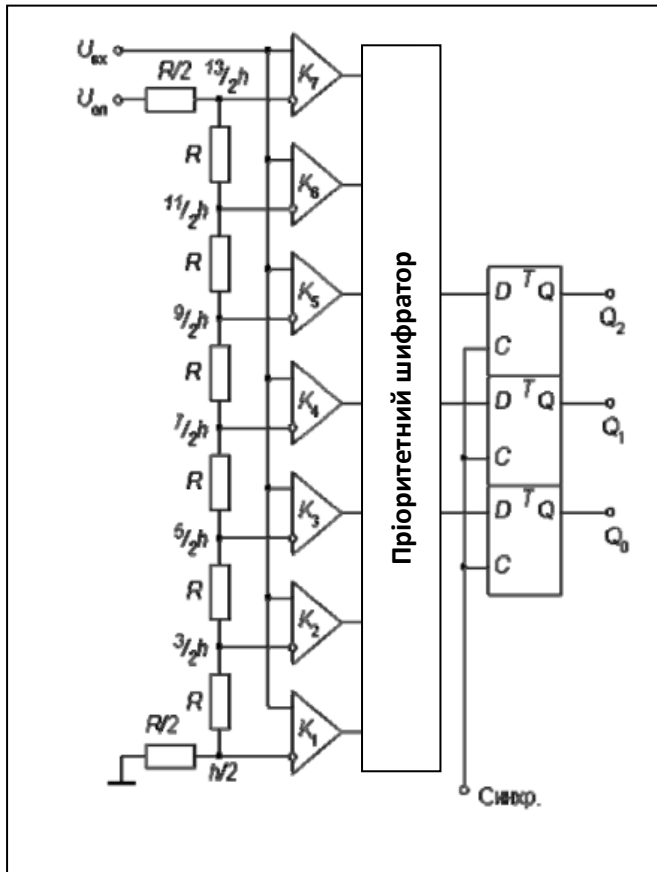


Рисунок 9.9 – Класифікація АЦП за методами перетворення

Паралельні АЦП

АЦП цього типу здійснюють квантування сигналу одночасно за допомогою набору компараторів, включених паралельно джерелу вхідного сигналу.

Приклад реалізації паралельного методу аналого-цифрового перетворення для трирозрядного числа наведено на рис. 9.10. Якщо прикладена вхідна напруга не виходить за межі діапазону від $\frac{5}{2}h$ до $\frac{7}{2}h$, де $h = \frac{U_{ref}}{7} = LSB$ – квант вхідної напруги, що відповідає одиниці молодшого розряду АЦП, то компаратори з 1-го по 3-й встановлюються в стан 1, а компаратори з 4-го по 7-й – в стан 0. Перетворення цієї групи кодів в тризначне двійкове число виконує логічний пристрій, що називається пріоритетним шифратором, діаграма станів якого наведена в таблиці на рис. 9.10.



За допомогою трьох двійкових розрядів можна представити вісім різних чисел, включаючи нуль. Необхідно, отже, сім компараторів. Сім відповідних еквідистантних значень опорної напруги, які утворюються за допомогою резистивного дільника

Вхідна напруг.	Стан компарат.							Вихід		
	$U_{вх}/h$	K_7	K_6	K_5	K_4	K_3	K_2	K_1	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Рисунок 9.10 – Приклад реалізації паралельного методу аналого-цифрового перетворення

Завдяки одночасній роботі компараторів паралельний АЦП є найбільш швидкодіючим. Наприклад, восьмирозрядний перетворювач типу MAX104 дозволяє отримати 1 млрд відліків в секунду при часі затримки проходження сигналу не більше 1,2 нс. Недоліком цієї схеми є висока складність. Дійсно, n -розрядний паралельний АЦП потребує 2^{n-1} компараторів і 2^n погоджених резисторів. Наслідком цього є висока вартість і значна споживана потужність. Той же MAX104, наприклад, споживає близько 4 Вт.

Послідовно-паралельні АЦП

Послідовно-паралельні АЦП представляють компромісне рішення між швидкодією і ціною.

Багатоступінчасті послідовно-паралельні АЦП

У багатоступінчастому АЦП процес перетворення вхідного сигналу розділений у просторі. Схему двоступінчастого 8-розрядного АЦП показано на рис. 9.11.

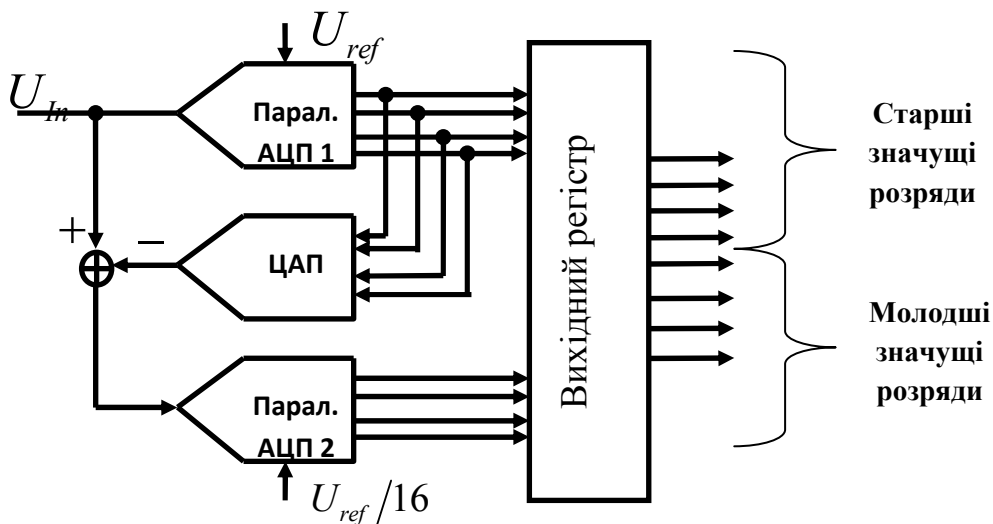


Рисунок 9.11 – Схема двоступінчастого 8-розрядного АЦП

Паралельний АЦП 1 здійснює грубе перетворення сигналу в чотири старші розряди вихідного коду. Цифрові сигнали з виходу АЦП 1 поступають на вихідний регістр і одночасно на вхід 4-розрядного швидкодіючого цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Залишок від віднімання вихідної напруги ЦАП з вхідної напруги схеми поступає на вхід АЦП 2, опорна напруга якого в 16 разів менша, ніж у АЦП 1. Як наслідок, квант АЦП 2 в 16 разів менше кванта АЦП 1. Цей залишок, перетворений АЦП 2 в цифрову форму, представлено чотирма молодшими розрядами вихідного коду. Відмінність між АЦП 1 і АЦП 2 полягає передусім у вимозі до точності: у АЦП 1 точність має бути такою ж як у 8-розрядного перетворювача, тоді як АЦП 2 може мати точність 4-розрядного.

Грубо наближена і точна величини повинні, природно, відповідати одній і тій самій вхідній напрузі U_{in} . Через наявність затримки сигналу на першому етапі перетворення виникає часове запізнювання. Тому при використанні цього способу вхідну напругу необхідно підтримувати постійною за допомогою пристроїв вибірки-зберігання до тих пір, поки не буде закінчено перетворення.

Багатотактові послідовно-паралельні АЦП

Приклад двотактного АЦП наведено на рис. 9.12. У багатотактовому АЦП процес перетворення вхідного сигналу розподілено у часі.

Перетворювач складається з блоку керування, 4-розрядного паралельного АЦП та 4-розрядного ЦАП. На першому такті на цифрові входи ЦАП подаються усі нулі, тому на його аналоговому виході також напруга дорівнює нулю. На вхід АЦП подається сигнал U_{in} . Опорна напруга становить U_{ref} . За командою START здійснюється перетворення старших значущих розрядів і результат записується в регістр старших розрядів. На другому такті опорна напруга зменшується в 16 разів, а на цифрові входи ЦАП подається код

старших розрядів. При цьому на вхід АЦП подається сигнал $U_{in} - (\alpha_5 2^4 + \alpha_6 2^5 + \alpha_7 2^6 + \alpha_8 2^7) LSB$, де $\alpha_5, \dots, \alpha_8$ – значення старших розрядів (0 або 1). За командою START здійснюється перетворення молодших значущих розрядів, і результат записується в регістр молодших розрядів.

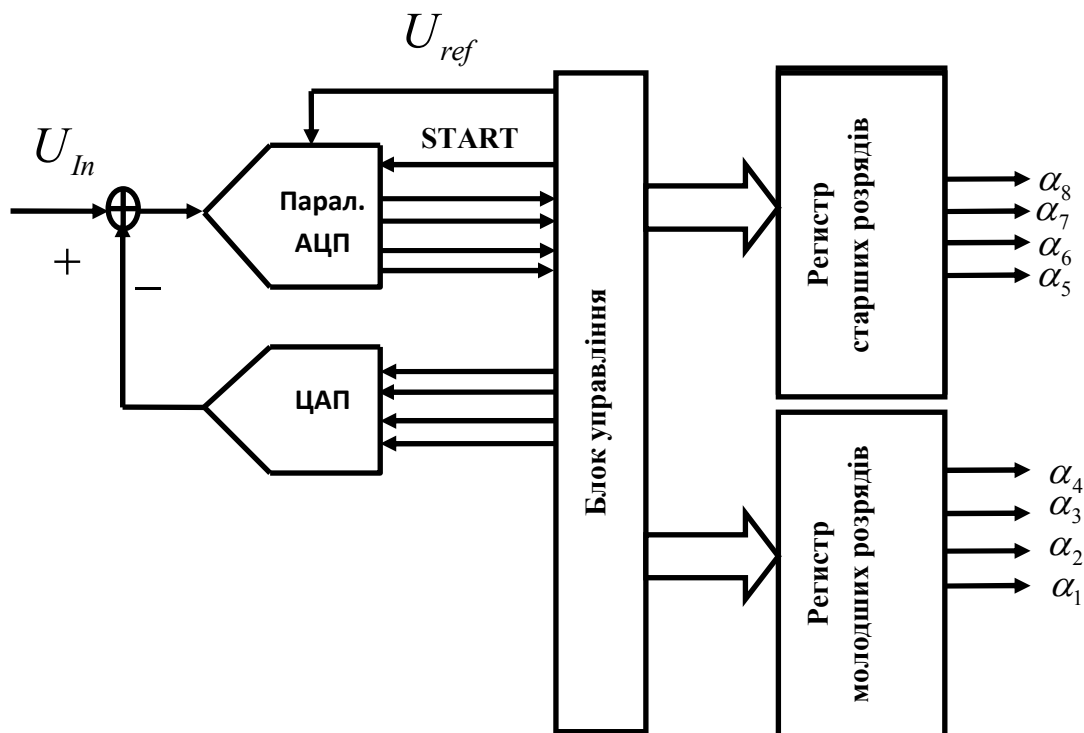


Рисунок 9.12 – Приклад двотактного АЦП

Швидкодія розглянутого двотактного АЦП визначається повним часом перетворення 4-розрядного АЦП, часом спрацьовування цифрових схем керування, часом встановлення ЦАП з похибкою, що не перевищує $0,2 \dots 0,3$ кванта 8-розрядного АЦП, причому час перетворення АЦП входить в загальний час двічі. В результаті за інших рівних умов перетворювач такого типу виявляється повільніше за двоступінчастий перетворювач, розглянутий вище. Проте він простіший і дешевший.

Послідовні АЦП

АЦП послідовного рахунку. Схема цього АЦП показана на рис. 9.13. Послідовний АЦП з одиничними наближеннями складається з компаратора, лічильника і ЦАП. На один вхід компаратора поступає вхідний сигнал, а на іншій – сигнал зворотного зв'язку з ЦАП.

Схема керування видає на лічильник імпульси, що формуються генератором, до тих пір, поки напруга зворотного зв'язку U_{Fb} не порівнюється з перетворюваним сигналом U_{in} . Вихідний код лічильника подається на ЦАП,

що здійснює його перетворення у напругу зворотного зв'язку U_{Fb} . Вона порівнюється з перетворюваним сигналом на компараторі K . Перехід виходу компаратора $1 \rightarrow 0$ означає завершення процесу перетворення. Вихідний код, пропорційний вхідній напрузі у момент закінчення перетворення, зчитується з виходу лічильника. Час перетворення АЦП цього типу є змінним і визначається вхідною напругою. Його максимальне значення відповідає максимальній вхідній напрузі, та при розрядності двійкового лічильника n і частоті тактових імпульсів f_T такт

$$t_{conv} = \frac{2^n - 1}{f_T}. \quad (9.7)$$

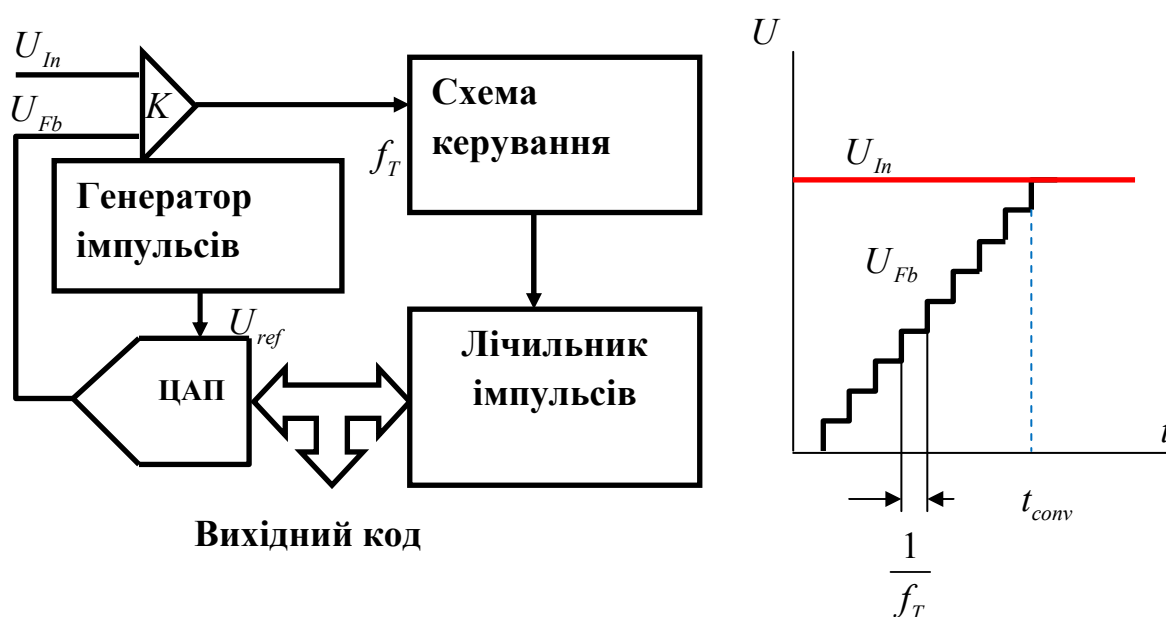


Рисунок 9.13 – Схема АЦП послідовного рахунку

Наприклад, при $n=10$ і $f_T=1$ МГц $t_{conv}=1023$ мкс, що забезпечує максимальну частоту вибірок близько 1 кГц.

Таким чином, особливістю АЦП послідовного рахунку є невелика частота дискретизації, що досягає декількох кілогерц. Перевагою АЦП цього класу є порівняна простота побудови внаслідок послідовного характеру виконання процесу перетворення.

АЦП з порозрядним урівноваженням. Функціонування таких перетворювачів базується на принципі послідовного наближення як і в послідовних АЦП з тією відмінністю, що наближення до значення U_{In} відбувається не шляхом інкремента сигналу зворотного зв'язку на величину $1LSB$ на кожному кроці, а методом дихотомії, тобто, послідовного порівняння вимірюваної величини з $1/2$, $1/4$, $1/8$ і так далі від можливого максимального значення її. Це дозволяє для n -розрядного АЦП послідовного наближення виконати увесь процес перетворення за n послідовних кроків (ітерацій) замість

$2^n - 1$ при використанні послідовного рахунку і отримати істотний виграш в швидкодії. Так, вже при $n = 10$ цей виграш досягає 1:100 і дозволяє одержати за допомогою таких АЦП до $10^5 \dots 10^6$ перетворень за секунду. У той самий час статична похибка цього типу перетворювачів може бути дуже малою, що дозволяє реалізувати розрізняльну здатність до 18 двійкових розрядів при частоті вибірок до 200 кГц (наприклад, DSP101 фірми Burr – Brown).

Розглянемо принципи побудови і роботи АЦП послідовного наближення на прикладі 4-розрядного перетворювача, що складається з трьох основних вузлів: компаратора, регістра послідовного наближення (РПН) і ЦАП (рис. 9.14).

Після подання команди "Пуск" з надходженням першого тактового імпульсу регістр послідовного наближення (РПН) примусово задає на вхід ЦАП код, який дорівнює половині його шкали (для 4-розрядного ЦАП це двійкове число 1000). Завдяки цьому на виході ЦАП напруга

$$U_{Fb} = 2^3 \cdot LSB.$$

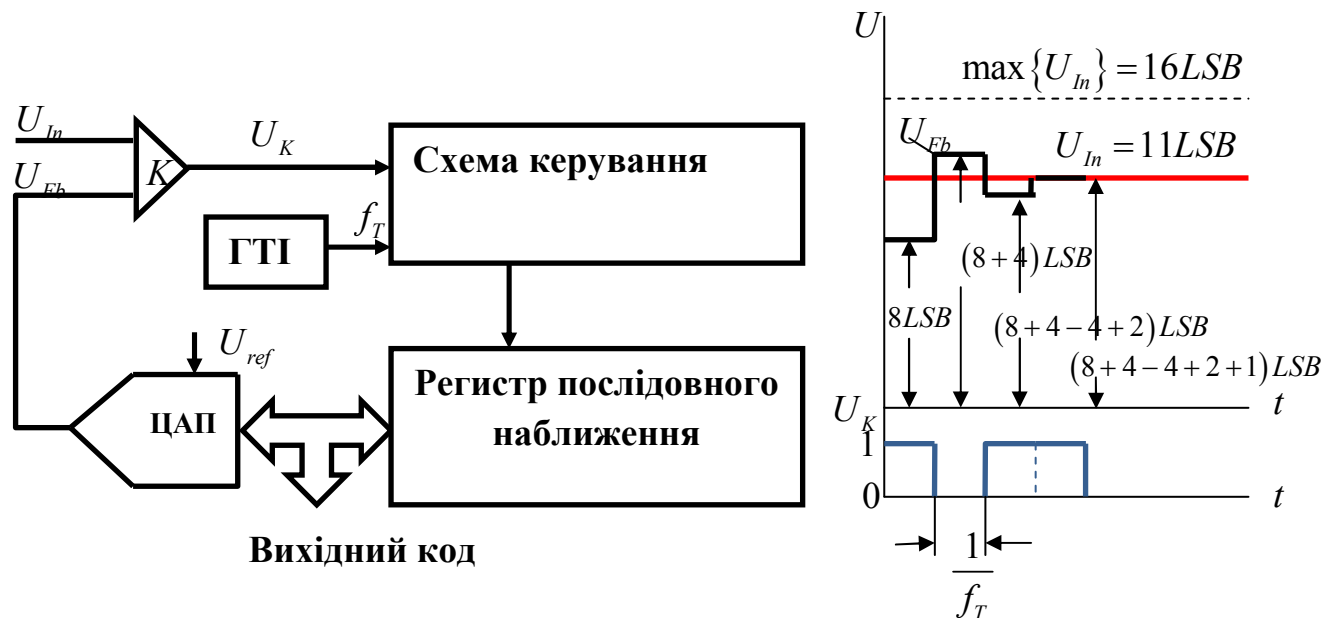


Рисунок 9.14 – Схема та діаграма процесу перетворення АЦП з порозрядним урівноваженням

Ця величина складає половину можливого діапазону перетворюваних сигналів. Якщо вхідна напруга більша, ніж вона, то на виході компаратора встановлюється 1, якщо менше, то 0. У цьому останньому випадку схема керування повинна повернути старший розряд назад в стан нуль ($\alpha_3 = 0$). Безпосередньо слідом за цим залишок

$$U_{in} - \alpha_3 \cdot 2^3 \cdot LSB$$

так само порівнюється з найближчим молодшим розрядом α_2 і так далі. Після чотирьох подібних кроків в регістрі послідовного наближення опиняється двійкове число, з якого після цифро-аналогового перетворення одержується напруга, що відповідає U_m з точністю до 1 *LSB*. Вихідне число може бути прочитане з РПН у вигляді паралельного двійкового коду по n лініях. Крім того, в процесі перетворення на виході компаратора формується вихідне число у вигляді послідовного коду старшими розрядами уперед.

Багатотактові інтегруючі АЦП. Недоліком послідовних АЦП є низька завадостійкість. Дійсно, вибірка миттєвого значення вхідної напруги, зазвичай включає доданок у вигляді миттєвого значення перешкоди. Згодом при цифровій обробці послідовності вибірок така складова може бути пригнічена, проте на це потрібен час і обчислювальні ресурси. У інтегруючих АЦП вхідний сигнал інтегрується або безперервно, або на певному часовому інтервалі, тривалість якого зазвичай обирається кратною періоду перешкоди. Це дозволяє у багатьох випадках подавити перешкоду ще на етапі перетворення. Схему двотактно-інтегруючого АЦП зображено на рис. 9.15.

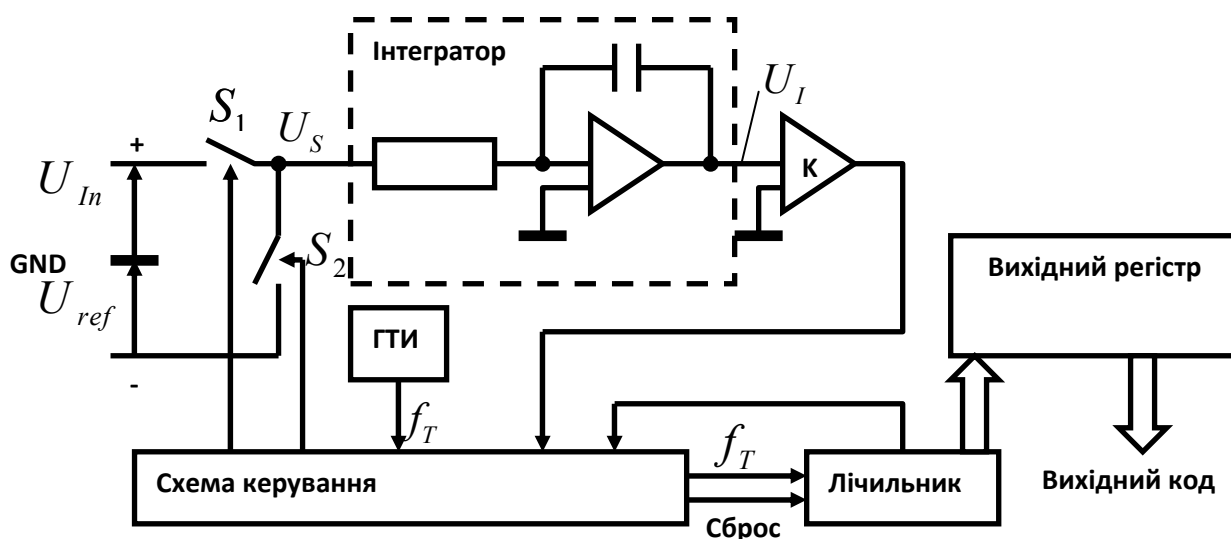


Рисунок 9.15 – Схема двотактно-інтегруючого АЦП

На рис. 9.16 наведено діаграми сигналів у процесі цифро-аналогового перетворення. Перетворення проходить дві стадії: інтеграції і рахунку. На початку першої ключ S_1 замкнутий, а ключ S_2 розімкнений. Інтегратор інтегрує вхідну напругу U_m . Час інтеграції вхідної напруги $t_I = const$ постійний; як таймер використовується лічильник з коефіцієнтом перерахунку k , тому

$$t_I = \frac{k}{f_T}. \quad (9.8)$$

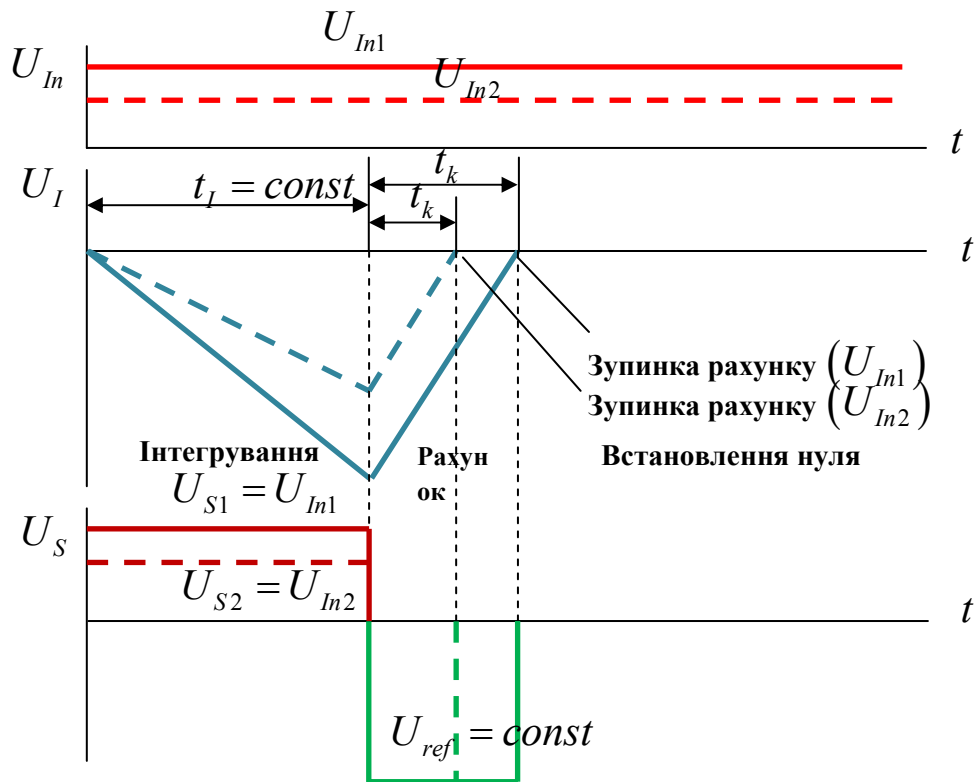


Рисунок 9.16 – Діаграми сигналів у процесі цифро-аналогового перетворення

До моменту закінчення інтеграції вихідна напруга інтегратора

$$U_I = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_I} U_{In} dt = -\frac{U_{In} k}{f_T RC}. \quad (9.9)$$

Після її закінчення ключ S1 розмикається, ключ S2 замикається, а опорна напруга U_{ref} надходить на вхід інтегратора. При цьому вибирається опорна напруга, протилежна за знаком вхідній. На другій стадії вихідна напруга інтегратора лінійно зменшується за абсолютною величиною. Рахунок закінчується, коли вихідна напруга інтегратора переходить через нуль. При цьому компаратор К перемикається і рахунок зупиняється. Інтервал часу, за який проходить стадія рахунку, визначається рівнянням

$$U_I + \frac{1}{RC} \int_{t_I}^{t_I+t_k} U_{ref} dt = -\frac{U_{In} k}{f_T RC} + \frac{U_{ref} n}{f_T RC} = 0, \quad (9.10)$$

де n – вміст лічильника після закінчення стадії рахунку. Вирішуючи це рівняння відносно n , отримаємо результат

$$n = \frac{U_{In}}{U_{ref}} k. \quad (9.11)$$

З цієї формули виходить, що відмінною особливістю методу багатотактової інтеграції є те, що ні тактова частота, ні постійна інтеграції RC не впливають на результат. Необхідно тільки забезпечити, щоб тактова частота впродовж часу $t_I + t_k$ залишалася постійною. Це можна досягнути при використанні простого тактового генератора, оскільки істотні часові або температурні дрейфи частоти відбуваються за час незрівнянно більший, ніж час перетворення.

У остаточний результат входять не миттєві значення перетворюваної напруги, а тільки ті, що усереднені за час t_I . Тому змінна напруга перешкоди послаблюється тим сильніше, чим вище його частота.

Сигма-дельта АЦП. АЦП багатотактової інтеграції мають ряд недоліків. По-перше, нелінійність перехідної статичної характеристики операційного підсилювача, на якому виконують інтегратор, помітним чином позначається на інтегральній нелінійності характеристики перетворення АЦП високого розділення. Для зменшення впливу цього чинника АЦП виготовляють багатотактовими. Наприклад, 13-розрядний AD7550 виконує перетворення в чотири такти. По-друге, АЦП багатотактової інтеграції має бути забезпеченим досить великою кількістю зовнішніх резисторів і конденсаторів з високоякісним діелектриком, що значно збільшує місце, займане перетворювачем на платі і, як наслідок, посилює вплив перешкод.

Ці недоліки багато в чому усунені в конструкції сигма-дельта АЦП (у ранній літературі їх називали АЦП з урівноваженням або балансом зарядів). Своєю назвою вони зобов'язані наявністю двох блоків: суматора (позначення операції – Σ) та інтегратора (позначення операції – Δ). Принцип їх роботи дозволяє зменшити похибку, яка вноситься шумами, а, отже, збільшити розподільну здатність – це усереднювання результатів виміру на великому інтервалі часу. Схему сигма-дельта АЦП зображено на рис. 9.17.

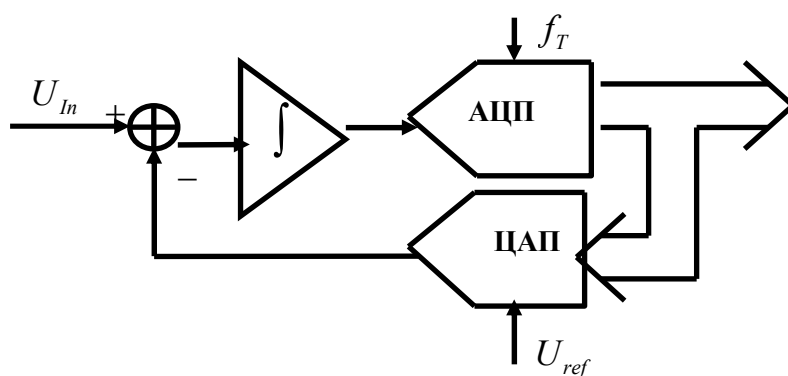


Рисунок 9.17 – Схема сигма-дельта АЦП

Основні вузли АЦП – це сигма-дельта модулятор та цифровий фільтр. Робота такого перетворювача заснована на відніманні з вхідного сигналу $U_{in}(t)$ величини сигналу на виході ЦАП, отриманої на попередньому такті роботи схеми. Отримана різниця інтегрується, а потім перетворюється в код

паралельним АЦП невисокої розрядності. Послідовність кодів надходить на цифровий фільтр нижніх частот.

Порядок модулятора визначається чисельністю інтеграторів і суматорів в його схемі. Сигма-дельта модулятори N -го порядку містять N суматорів і N інтеграторів і забезпечують більше співвідношення сигнал/шум при тій самій частоті відліків, чим модулятори першого порядку. Прикладами сигма-дельта модуляторів високого порядку є одноканальний AD7720 сьомого порядку і двоканальний ADMOD79 п'ятого порядку.

Найширше у складі ІМС використовуються однобітові сигма-дельта модулятори, в яких як АЦП використовується компаратор, а як ЦАП – аналоговий комутатор (рис. 9.18).

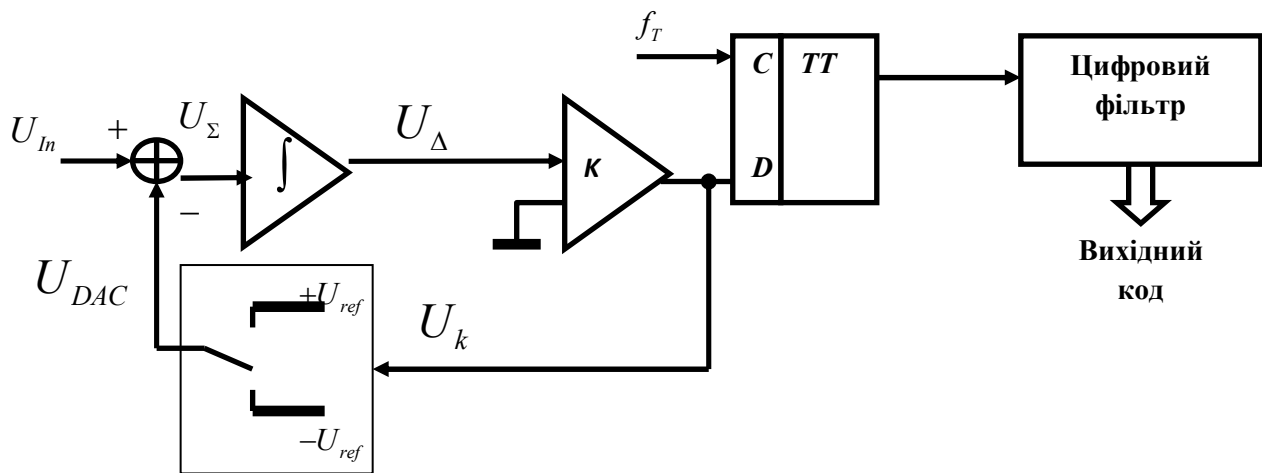


Рисунок 9.18 – Схема однобітового сигма-дельта АЦП

Нехай перетворюється вхідний сигнал величиною 0,6 В при $U_{ref} = 1\text{В}$, постійна часу інтеграції інтегратора чисельно дорівнює періоду тактових імпульсів. У нульовому періоді вихідна напруга інтегратора скидається в нуль. На виході ЦАП також встановлюється нульова напруга. Потім схема проходить через послідовність станів, відображену у таблиці.

Таблиця 9.1 – Стани однобітового сигма-дельта АЦП

$U_{In} = 0,6\text{В}$					$U_{In} = 0\text{В}$				
N такта	U_{Σ} , В	U_{Δ} , В	U_k , біт	U_{DAC} , В	N такта	U_{Σ} , В	U_{Δ} , В	U_k , біт	U_{DAC} , В
1	0,6	0,6	1	1	1	-1	0	0	-1
2	-0,4	0,2	1	1	2	1	1	1	1
3	-0,4	-0,2	0	-1	3	-1	0	0	-1
4	1,6	1,4	1	1	4	1	1	1	1
5	-0,4	1,0	1	1	5	-1	0	0	-1
6	-0,4	0,6	1	1	6	1	1	1	1

7	-0,4	0,2	1	1	7	-1	0	0	-1
8	-0,4	-0,2	0	-1	8	1	1	1	1
9	1,6	1,4	1	1	9	-1	0	0	-1
10	-0,4	1,0	1	1	10	1	1	1	1
11	-0,4	0,6	1	1	11	-1	0	0	-1
12	-0,4	0,2	1	1	12	1	1	1	1
13	-0,4	-0,2	0	-1	13	-1	0	0	-1
14	1,6	1,4	1	1	14	1	1	1	1
15	-0,4	1,0	1	1	15	-1	0	0	-1
16	-0,4	0,6	1	1	16	1	1	1	1

У тактові періоди 2 та 7 стани системи ідентичні, оскільки при незмінному вхідному сигналі $U_{in} = 0,6\text{ В}$ цикл роботи займає п'ять тактових періодів. Усереднювання вихідного сигналу ЦАП за цикл дійсно дає величину напруги 0,6 В:

$$(1 - 1 + 1 + 1 + 1) / 5 = 0,6.$$

Для формування вихідного коду такого перетворювача необхідно будь-яким чином перетворити послідовність бітів на виході компаратора у вигляді унітарного коду в послідовний або паралельний двійковий позиційний код. У простому випадку це можна зробити за допомогою двійкового лічильника. Візьмемо в нашому прикладі 4-розрядний лічильник. Підрахунок бітів на виході компаратора за 16-тактовий цикл дає число 13. Нескладно побачити, що при $U_{in} = 1,0\text{ В}$ на виході компаратора завжди буде одиниця, що дає за цикл число 16, тобто переповнення лічильника. Навпаки, при $U_{in} = -1,0\text{ В}$ на виході компаратора завжди буде нуль, що дає нульовий вміст лічильника у кінці циклу. У разі, якщо $U_{in} = 0$, то, як це видно з таблиці, результат рахунку за цикл складе 8_{10} в десятковій системі або 1000_2 в двійковій. Це означає, що вихідне число АЦП подається в зміщеному коді. У розглянутому прикладі верхня межа повної шкали складе 1111_2 або $+7_{10}$, а нижня 0000_2 або -8_{10} . При $U_{in} = 0,6\text{ В}$, як це видно з лівої половини таблиці, вміст лічильника складе 1310 в зміщеному коді, що відповідає +5. Враховуючи, що +8 відповідає $U_{in} = 1,0\text{ В}$, знайдемо

$$\frac{5}{8} \cdot 1,0 = 0,625 > 0,6\text{ В}.$$

При використанні двійкового лічильника як перетворювача потоку бітів, що поступають з виходу компаратора, необхідно виділяти фіксований цикл перетворення, тривалість якого дорівнює $2^m / f_T$, де m – розрядність перетворення. Після його закінчення повинно проводитися зчитування результату, наприклад, за допомогою регістра зсуву та занулення лічильника. У цьому випадку з точки зору властивостей перешкодостійкості сигма-дельта

АЦП близькі до перетворювачів багатотактової інтеграції. Ефективніше в такому разі застосовувати цифрові фільтри з кінцевою тривалістю перехідних процесів.

Сигма-дельта АЦП високого розділення мають розвинену цифрову частину, що включає мікроконтроллер. Це дозволяє реалізувати режими автоматичного встановлення нуля та самокалібрування повної шкали, а також зберігати калібрувальні коефіцієнти і передавати їх за запитом зовнішнього процесору.

Приклад системи збору та обробки даних на базі аналого-цифрового перетворювача MAX 197.

Функціональна схема перетворювача показана на рис. 9.19.

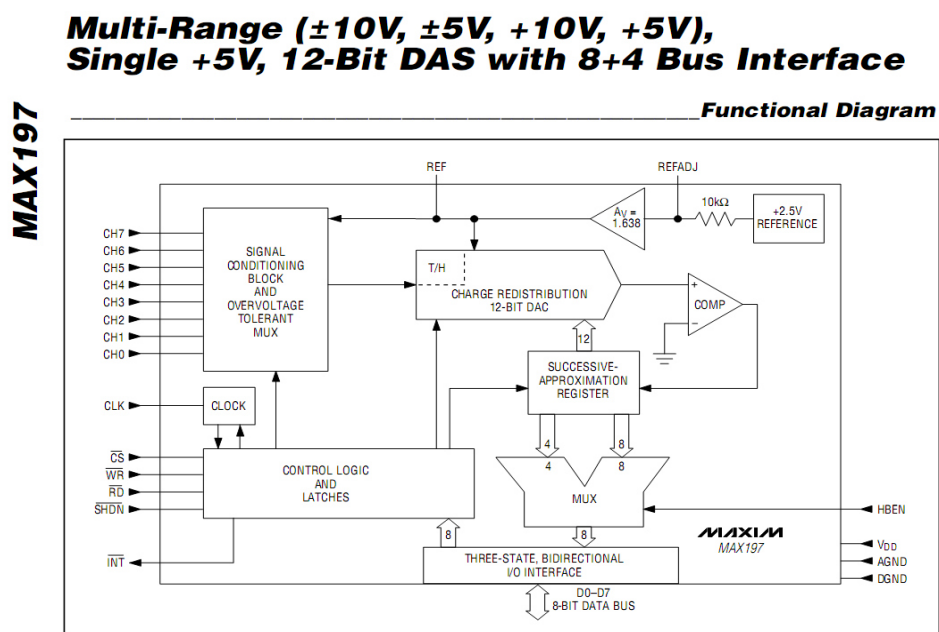


Рисунок 9.19 – Схема аналого-цифрового перетворювача MAX 197

Основні технічні дані АЦП

- 12-бітне перетворення, $\frac{1}{2}$ LSB лінійність.
- Однополярне живлення $+5V$.
- Рівні входних сигналів, що програмно задаються: $\pm 10V$, $\pm 5V$, $0V$, $10V$, $0V$, $5V$.
- Захист входного мультиплексора на рівні ($\pm 16.5V$).
- 8 аналогових входних каналів.
- Час перетворення $t_{ADC} = 6\mu s$.
- Внутрішнє або зовнішнє керування перетворенням.
- Внутрішня або зовнішня опорна напруга $4.096V$.
- Внутрішнє тактове або зовнішнє.

Таблиця 9.2 – Інтерфейс АЦП

Контакт	Ім'я	Функція
1	<i>CLK</i>	Тактує з частотою 1,56 МГц
2	\overline{CS}	Активує АЦП низьким рівнем (0)
3	\overline{WR}	Коли $\overline{CS} = 0$, низький рівень на вході \overline{WR} переводить АЦП в режим прийому даних конфігурації і запускає цикл перетворення.
4	\overline{RD}	Коли $\overline{CS} = 0$, низький рівень на вході \overline{RD} дозволяє виведення даних на шину <i>D0</i> - <i>D7</i>
5	<i>HBEN</i>	Керує мультиплексуванням 12-розрядного перетворювача на 8-ми розрядну шину даних
6	\overline{SHDN}	Відключення перетворювача від блоку живлення $\overline{SHDN} = 0$
7-10	<i>D7 - D4</i>	Чотири старші розряди шини даних
11	<i>D3/D11</i>	Виведення <i>D3</i> , якщо <i>HBEN</i> =0, виведення <i>D11</i> , якщо <i>HBEN</i> =1
12	<i>D2/D10</i>	Виведення <i>D2</i> , якщо <i>HBEN</i> =0, виведення <i>D10</i> , якщо <i>HBEN</i> =1
13	<i>D1/D9</i>	Виведення <i>D1</i> , якщо <i>HBEN</i> =0, виведення <i>D9</i> , якщо <i>HBEN</i> =1
14	<i>D0/D8</i>	Виведення <i>D0</i> , якщо <i>HBEN</i> =0, виведення <i>D8</i> , якщо <i>HBEN</i> =1
15	<i>AGND</i>	Аналогова «земля»
16-23	<i>CH0 - CH7</i>	Аналогові входи
24	\overline{INT}	Сигнал переривання $\overline{INT} = 0$, коли закінчено цикл перетворення
25	<i>REFADJ</i>	Сигнал перемикання стабілізатора опорної напруги зовнішній/внутрішній. При зовнішній опорній напрузі підключається до живлення <i>VDD</i>
26	<i>REF</i>	Вхід опорної напруги
27	<i>VDD</i>	Живлення +5В
28	<i>DGND</i>	Цифрова «земля»

Приклад системи збору і перетворення даних (струми, напруга, частота) у трифазному електричному колі на базі аналого-цифрового перетворювача MAX 197 наведено на рис. 9.20.

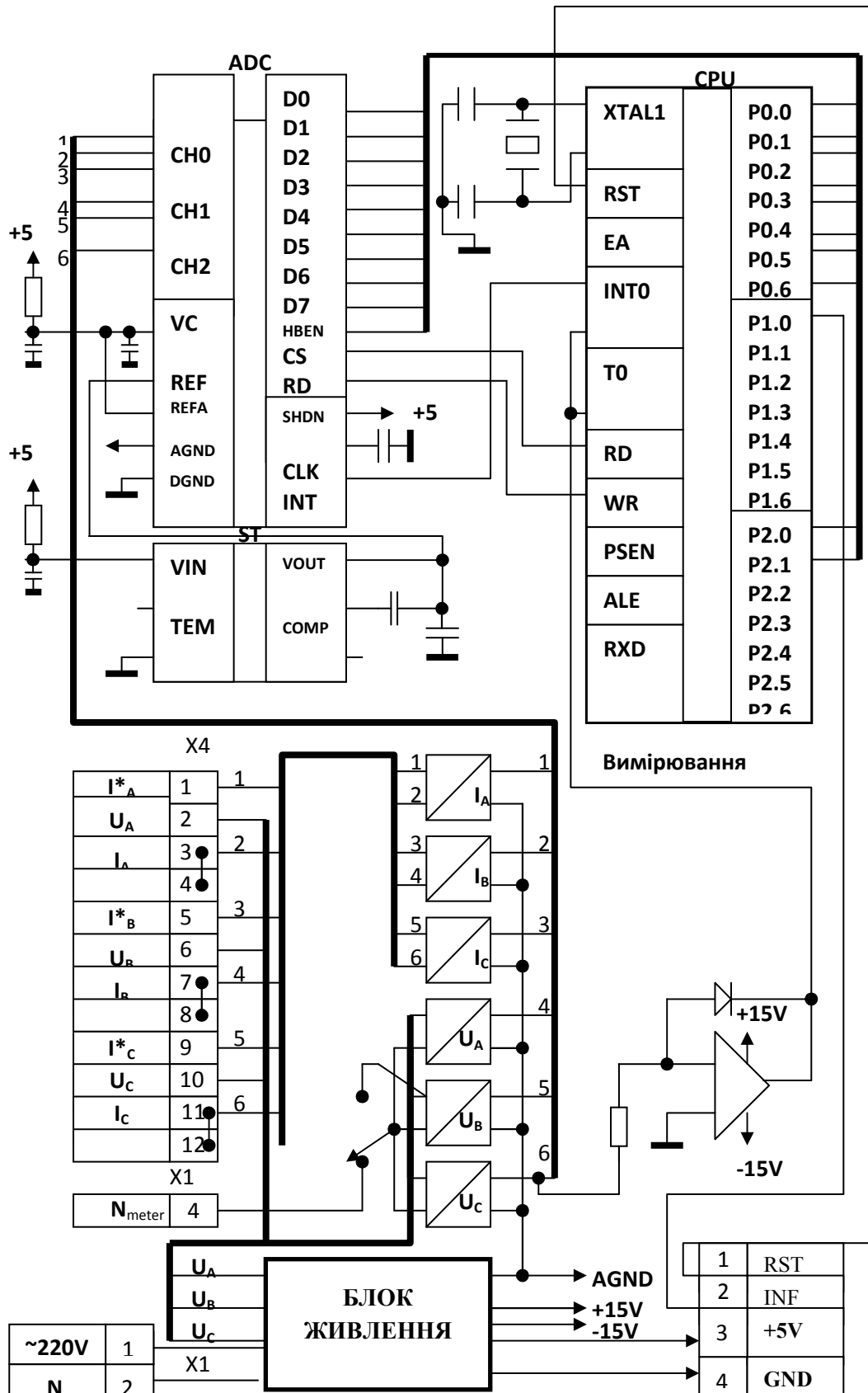


Рисунок 9.20 – Приклад системи збору і перетворення даних (струми, напруга, частота) в трифазному електричному колі

Контрольні питання

1. Чому дорівнює двійковий код на вході ідеального, біполярного 10-розрядного ЦАП, якщо сигнал на виході $-2,54$ В (мінус $2,54$ В) при вазі молодшого розряду 10 мВ?
2. Визначити при вхідному двійковому коді 0001 (молодший розряд справа) величину опору між виходом та «землею» 4-розрядного однополярного ЦАП, у якого ваговий резистор молодшого розряду має опір $9,6$ кОм?
3. Чому дорівнює різниця (без урахування знаку) тривалості позитивного та негативного імпульсів на виході 4-розрядного ШІМ при вхідному коді 1101 (молодший розряд справа), якщо тактовий генератор видає імпульси з частотою 8 кГц?
4. До якого виду належить похибка ЦАП, передавальна функція якого має вигляд: $U_{out} = (k \pm \Delta k)(D) \mp \Delta U_{out}$, де D – цифровий код на вході?
5. Чому дорівнює відносна апертурна похибка АЦП з часом перетворення 20 мкс при перетворенні синусоїдального сигналу з частотою 50 Гц в момент часу, віддалений від моменту переходу через нуль до позитивного значення, на $2,5$ мс?
6. Яку максимальну частоту може цифрувати АЦП з питання 5?
7. У двоступінчастому 10-розрядному АЦП на АЦП1 подається опорна напруга 24 В. Яка напруга має подаватися на АЦП 2?
8. Чому дорівнює час конвертації 10-розрядного АЦП послідовного рахунку з одиничним наближенням, у якого максимальний рівень вхідного сигналу 10 В, а частота тактових імпульсів $0,2$ МГц при перетворенні сигналу величиною 4 В?
9. У АЦП з порозрядним урівноваженням перетворюється сигнал 9 LSB при максимальному значенні вхідного сигналу 16 LSB. Вкажіть послідовність наближення, починаючи з сигналу 8 LSB.
10. Нехай у однобітовому сигма-дельта АЦП перетворюється вхідний сигнал величиною $0,3$ В при $U_{ref} = 1$ В, постійна часу інтегрування інтегратора чисельно дорівнює періоду тактових імпульсів. У нульовому періоді вихідна напруга інтегратора скидається в нуль. Який вигляд має послідовність 10 бітів на виході АЦП?

10. Модуляція та демодуляція сигналів

Амплітудна, частотна, фазова модуляція і демодуляція. Частотна та фазо-різницева маніпуляція. Широтно-імпульсна та частотно-імпульсна модуляція.

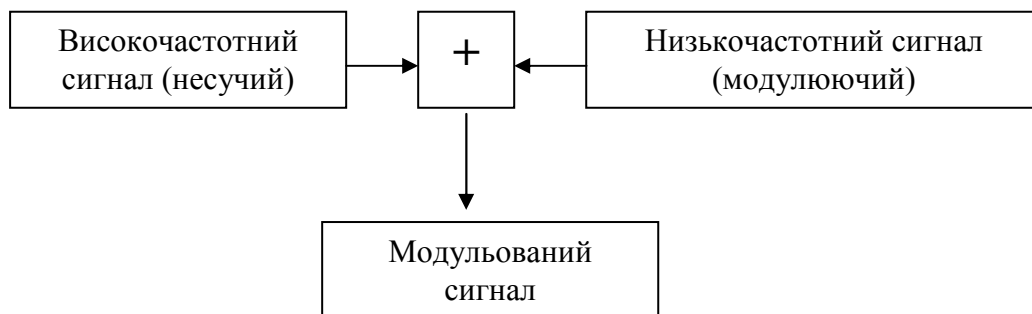
При створенні систем ЗППІ у більшості випадків виявляється, що спектр первинного сигналу, що підлягає передачі, зосереджений не на тих частотах, які ефективно пропускають існуючі канали зв'язку.

Крім того, дуже часто необхідно в одному і тому самому каналі зв'язку передавати декілька сигналів одночасно. Одним з шляхів вирішення цієї проблеми є використання частотного розділення каналів, при якому різні сигнали передаються на різних частотах, смуги яких не перекриваються.

Також при використанні як лінії зв'язку мереж живлення системи електропостачання (Power Line) інформаційні сигнали повинні передаватися на частотах, що значно перевищують промислові показники змінного струму для захисту приймально-передавальної апаратури та інформації від дії силової змінної напруги і струму.

Ці та інші причини обумовлюють таку трансформацію сигналу, щоб вимоги до нього за займаною смугою частот були виконані, а сам первинний сигнал можна було відновити.

Розв'язання вказаної задачі досягається при використанні перетворення, що називається модуляцією (лат. *modulatio* – *розміреність, ритмічність*), – процесу зміни одного або декількох параметрів високочастотного коливання, яке використовується для переносу інформації за законом низькочастотного інформаційного сигналу (повідомлення).



Інформація, що передається, закладена в сигналі, який модулює, а роль переносника інформації виконує високочастотне коливання, що називається несучим (*carrier*).

В цьому сенсі можуть бути використані коливання різної форми (прямокутні, трикутні і т. д.), проте найчастіше застосовуються гармонійні.

Зворотний процес, який здійснюється в точці прийому сигналу і полягає у виокремленні модулюючого сигналу з модульованого коливання, називається демодуляцією (*demodulation*). Класифікацію видів модуляції наведено на рис. 10.1.

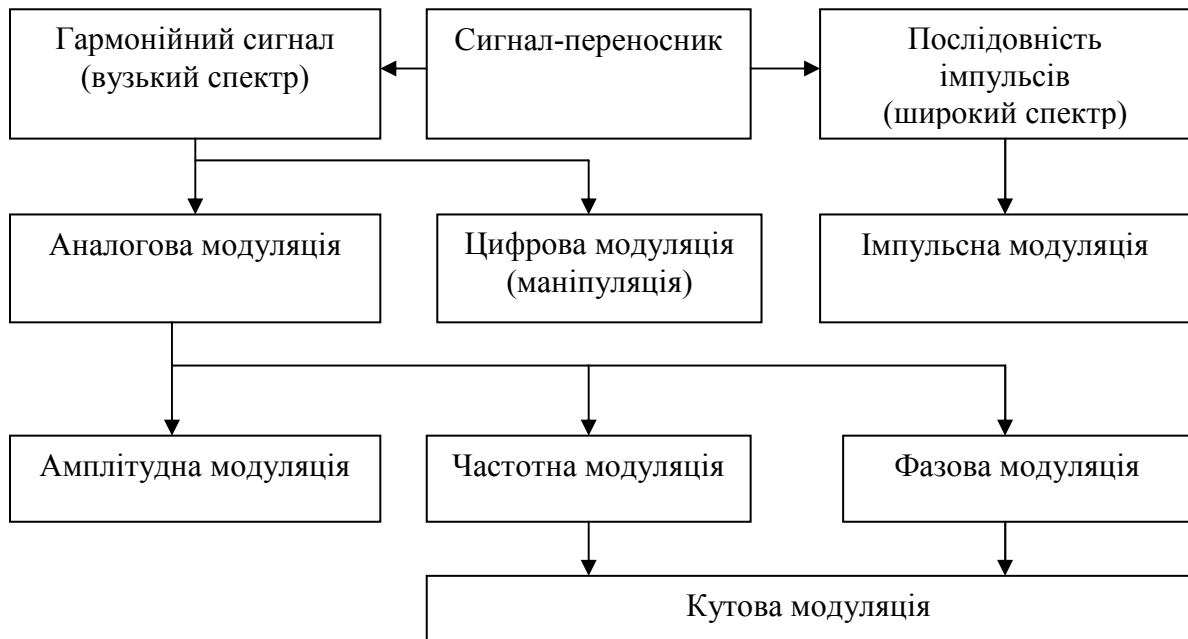


Рисунок 10.1 – Види модуляції

Запишемо гармонійний сигнал загального вигляду :

$$S(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

У нього є три параметри: амплітуда A , частота ω_0 і початкова фаза φ_0 . Кожен з них можна зв'язати з модулюючим сигналом. Таким чином, використовуючи гармонійний сигнал як переносника, маємо три основні види модуляції: амплітудна, частотна та фазова. Оскільки друга і третя пов'язані з аргументом функції косинуса, вони мають узагальнюючу назву – кутова модуляція.

Класифікацію видів імпульсної модуляції зображено на рис. 10.2.

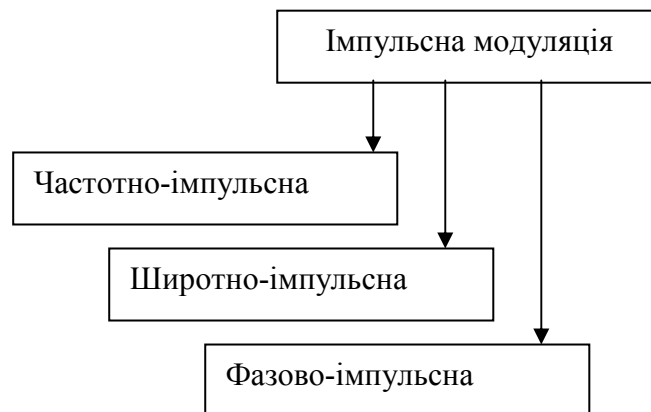


Рисунок 10.2 – Види імпульсної модуляції

Модуляція дискретним сигналом називається цифровою або маніпуляцією. Класифікацію її видів наведено на рис. 10.3.

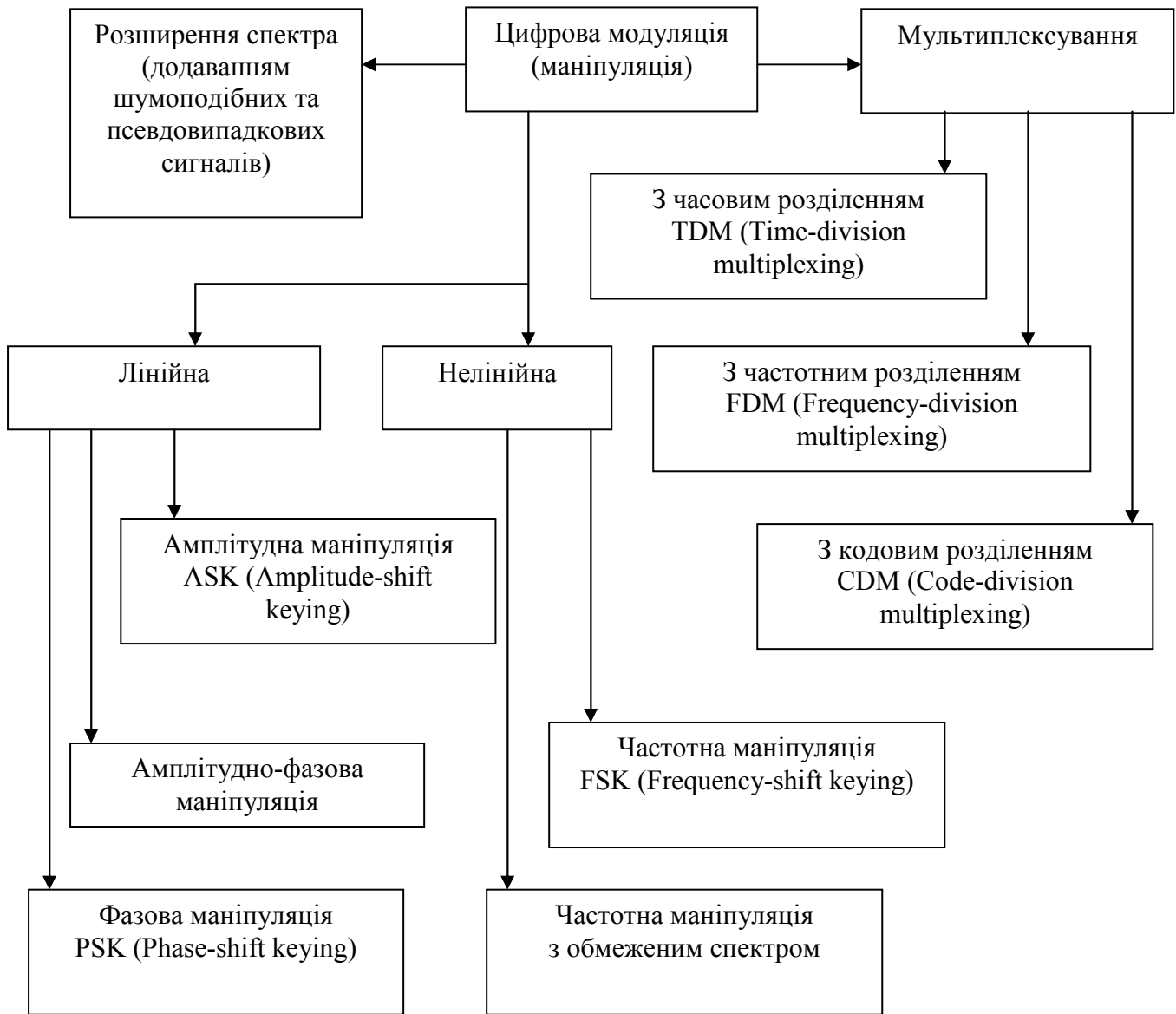


Рисунок 10.3 – Види цифрової модуляції

Аналогова модуляція та детектування

Амплітудна модуляція здійснюється шляхом зміни миттєвих значень рівня несучого гармонійного сигналу, початкова фаза якого при амплітудній модуляції не береться до уваги.

$$u_{am} = U_{cm} \sin \omega_0 t + \Delta U_c x(t) \sin \omega_0 t, \quad (10.1)$$

де u_{am} – амплітудно-модульований сигнал, U_{cm} – амплітуда несучого сигналу, ω_0 – частота несучого сигналу, $x(t)$ – інформаційний сигнал, ΔU_c – максимальне відхилення (девіація) несучого сигналу

$$u_{am} = U_{cm} \left[1 + \frac{\Delta U_c}{U_{cm}} x(t) \right] \sin \omega_0 t. \quad (10.2)$$

Відношення $m = \frac{\Delta U_c}{U_{cm}}$ називається глибиною модуляції

Таким чином, амплітудно-модульований сигнал описується рівнянням

$$u_{am} = U_{cm} [1 + mx(t)] \sin \omega_0 t, \quad (10.3)$$

де $[1 + mx(t)]$ – зміщений модулюючий сигнал.

Функціональна схема амплітудного модулятора показана на рис. 10.4.

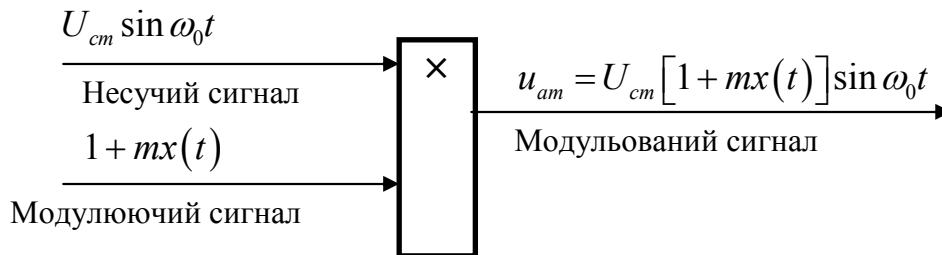
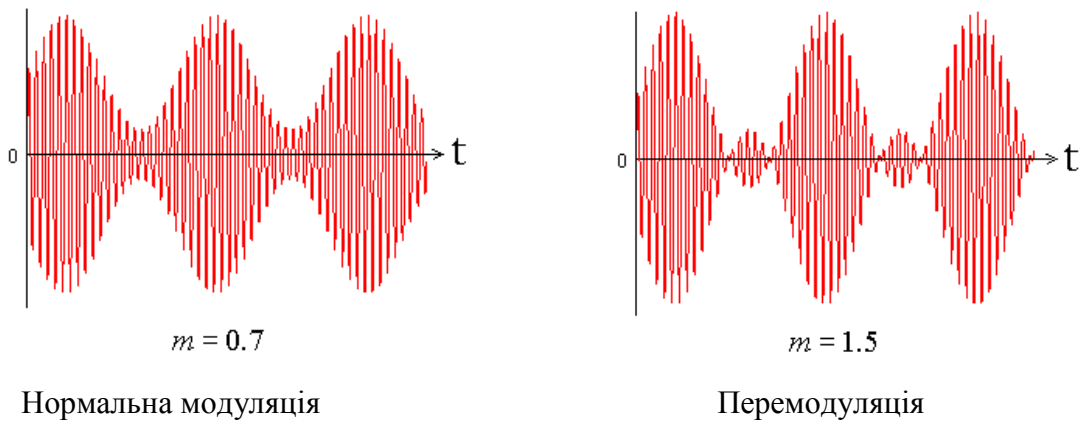


Рисунок 10.4 – Функціональна схема амплітудного модулятора

При виконанні умов $|x(t)| < 1$, $m \leq 1$ зміщений модулюючий сигнал позитивний. Якщо він може набувати негативних значень в якийсь момент часу, то відбувається так звана перемодуляція (надмірна модуляція). Демодуляція такого сигналу триває з сильними спотвореннями (рис. 10.5).



$m = 0.7$

$m = 1.5$

Нормальна модуляція

Перемодуляція

Рисунок 10.5 – Нормальна модуляція та перемодуляція

Розглянемо модуляцію гармонійним зміщеним сигналом

$$x(t) = 1 + m \sin(\Omega t + \gamma). \quad (10.4)$$

Нехай потужність сигналу за відсутності несучої дорівнює P_0 . Тоді

$$\left. \begin{aligned} P_{\min} &= (1 - m)^2 P_0 = 0, \text{ якщо } m = 1 \\ P_{\max} &= (1 + m)^2 P_0 = 4P_0, \text{ якщо } m = 1 \end{aligned} \right\} \quad (10.5)$$

Середня потужність

$$\langle P \rangle = P_0 \cdot \langle [1 + m \sin(\Omega t)]^2 \rangle = P_0 + P_0 m^2 \cdot \langle \sin^2 \Omega t \rangle = 1,5 P_0, \text{ якщо } m = 1. \quad (10.6)$$

У енергетичному відношенні амплітудна модуляція не вигідна, оскільки при піковій потужності $4P_0$ середня потужність сигналу складає лише $1,5P_0$.

Спектр амплітудно-модульованого сигналу

При модуляції гармонійним сигналом $x(t) = 1 + m \sin(\Omega t + \gamma)$ рівняння амплітудної модуляції має вигляд

$$u_{am} = U_{cm} [1 + m \sin(\Omega t + \gamma)] \sin \omega_0 t,$$

$$u_{am} = U_{cm} \sin \omega_0 t + \frac{m U_{cm}}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + \gamma) - \frac{m U_{cm}}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + \gamma). \quad (10.7)$$

Це рівняння описує лінійчатий спектр, що зображено на рис. 10.6.

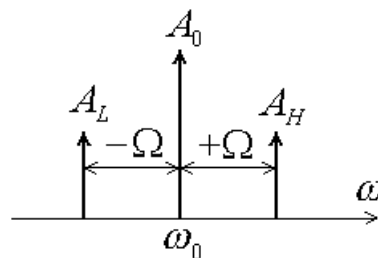


Рисунок 10.6 – Спектр при модуляції гармонійним сигналом

У випадку складного модулюючого сигналу спектр має вигляд, як показано на рис. 10.7.

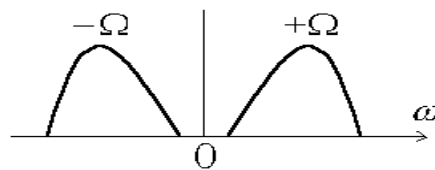


Рисунок 10.7 – Спектр при модуляції складним сигналом

Недоліки амплітудної модуляції – подвоєння смуги сигналу та втрати потужності на несучу, яка не містить інформації, але випромінюється навіть без модуляції, погане використання вихідного каскаду передавача.

Поліпшеним варіантом амплітудної модуляції є DSB-модуляція (double-sideband). Функціональна схема DSB-модулятора наведена на рис. 10.8

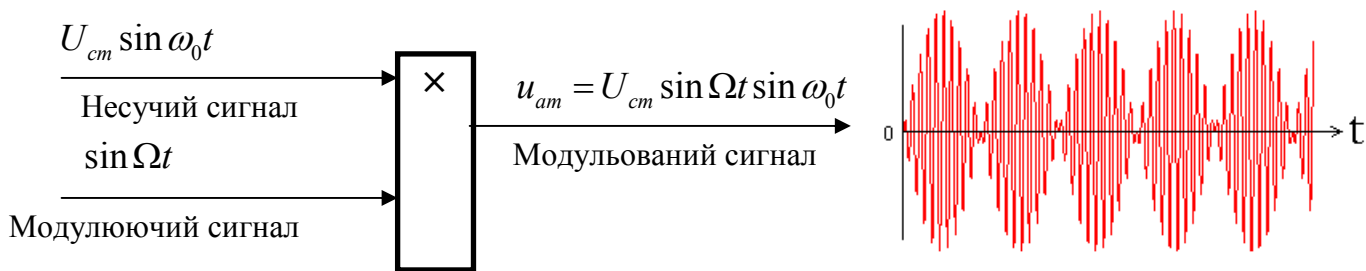


Рисунок 10.8 – Функціональна схема DSB-модулятора

Спектр DSB-модулятора при модуляції гармонійним сигналом описується рівнянням:

$$u_{am}(t) = U_{cm} \cdot \sin(\Omega t) \cdot \sin \omega_0 t = \frac{U_{cm}}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t] - \frac{U_{cm}}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t]. \quad (10.8)$$

Як і в разі звичайної амплітудної модуляції спектр лінійчастий, але без лінії несучої (рис. 10.9).

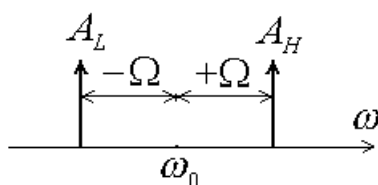


Рисунок 10.9 – Спектр DSB-модуляції гармонійним сигналом

В разі використання DSB-модуляції заощаджується потужність (немає втрат на несучу).

Для передавача із заданою $P_{\max} = 4P_0$ маємо $\langle P \rangle = \frac{1}{2} P_{\max} = 2P_0$.

При простоті модулятора істотний недолік DSB – складність демодуляції.

Подальше поліпшення амплітудної модуляції досягається при SSB-модуляції (single-sideband). Для цього на виході DSB-модулятора встановлюється фільтр, який зрізає меншу з бокових частот. Принцип SSB-модуляції розкривається на рис. 10.10.

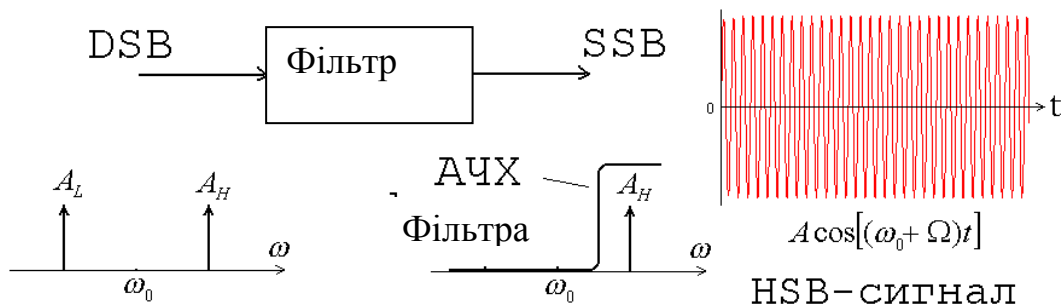


Рисунок 10.10 – Принцип SSB-модуляції

Перевага SSB-модуляції полягає у мінімально можливій смузі, що дорівнює смузі модулюючого сигналу, високому ККД (немає несучої), а також у ефективному використанні потужності передавача $\langle P \rangle = P_{\max} = 4P_0$. Недолік – складність модулятора.

Функціональна схема SSB-демодулятора показана на рис. 10.11.

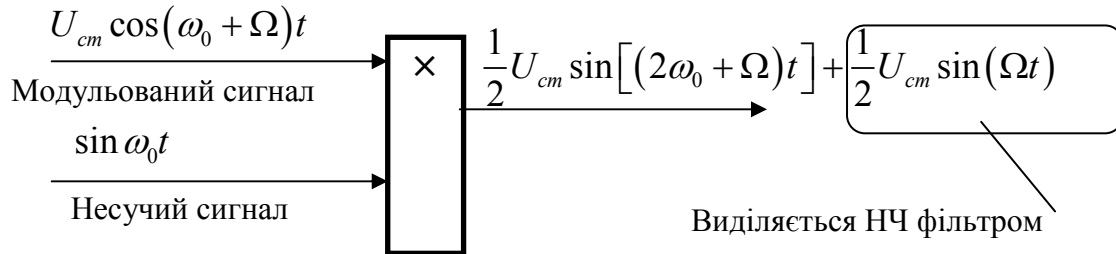


Рисунок 10.11 – Функціональна схема SSB-демодулятора

Зараз – SSB – основний тип модуляції для зв'язку в КВ діапазоні (3 – 30 МГц).

Принципові схеми модульованого каскаду (ВЧ генератора) та амплітудного модулятора при анодній і колекторній модуляції наведено на рис. 10.12:

а) з'єднання модулятора з ВЧ генератором за допомогою трансформатора у транзисторних радіопередавачах;

б) можливий також безтрансформаторний зв'язок між ними завдяки використанню транзистора модулятора як керованого змінного опору, включеного у колекторному колі генераторного транзистора.

У першому випадку напруга джерела живлення вибирається виходячи з режиму мовчання; у другому – з максимального режиму. Для здійснення неспотвореної амплітудної модуляції необхідно правильно вибрати режим роботи ВЧ генератора.

Критерієм такої оцінки є лінійність статичної модуляційної характеристики – залежності 1-ї гармоніки струму ВЧ модульованого генератора від постійної напруги на електроді електронного приладу, на який подається модулюючий сигнал. Відповідно до такого визначення: при анодній модуляції це є залежність 1-ї гармоніки анодного струму ВЧ лампового генератора від постійної напруги на аноді лампи в динамічному режимі роботи, при колекторній модуляції – залежність 1-ї гармоніки колекторного струму ВЧ транзисторного генератора від постійної напруги на колекторі в динамічному режимі роботи.

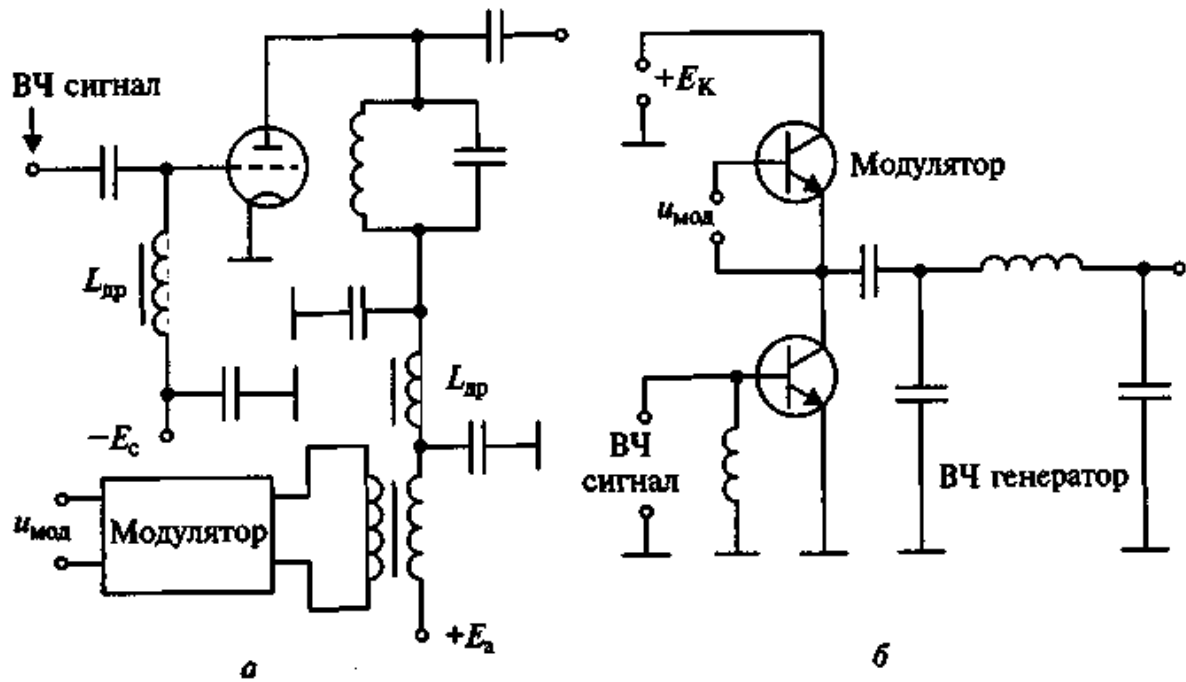


Рисунок 10.12 – Принципові схеми модульованого каскаду (ВЧ генератора) і амплітудного модулятора при анодній і колекторній модуляції

Кутова модуляція

Фазова і частотна модуляція тісно взаємопов'язані і мають загальну назву – кутова модуляція (angle modulation). В цьому випадку сигнал, що передається, змінює або частоту ω , або початкову фазу ψ , амплітуда не змінюється. Він має вигляд коливання, початкова фаза якого залежить від часу:

$$u_c(t) = U_{cm} \cos(\omega_0 t + \psi(t)). \quad (10.9)$$

Частотна модуляція і демодуляція

При частотній модуляції закон зміни частоти сигналу має вигляд:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Omega \cdot x(t), \quad (10.10)$$

де Ω – девіація частоти.

Фаза цього сигналу визначається інтегралом від миттєвої частоти

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + \Omega \int_0^t x(t) dt + \varphi_0. \quad (10.11)$$

Першим (1914 – 1933 рр.) запропонував використати широкосмугову частотну модуляцію в радіозв'язку американський електрик і радіоінженер Едвін Армстронг. Приклад частотної модуляції продемонстровано на рис. 10.13.

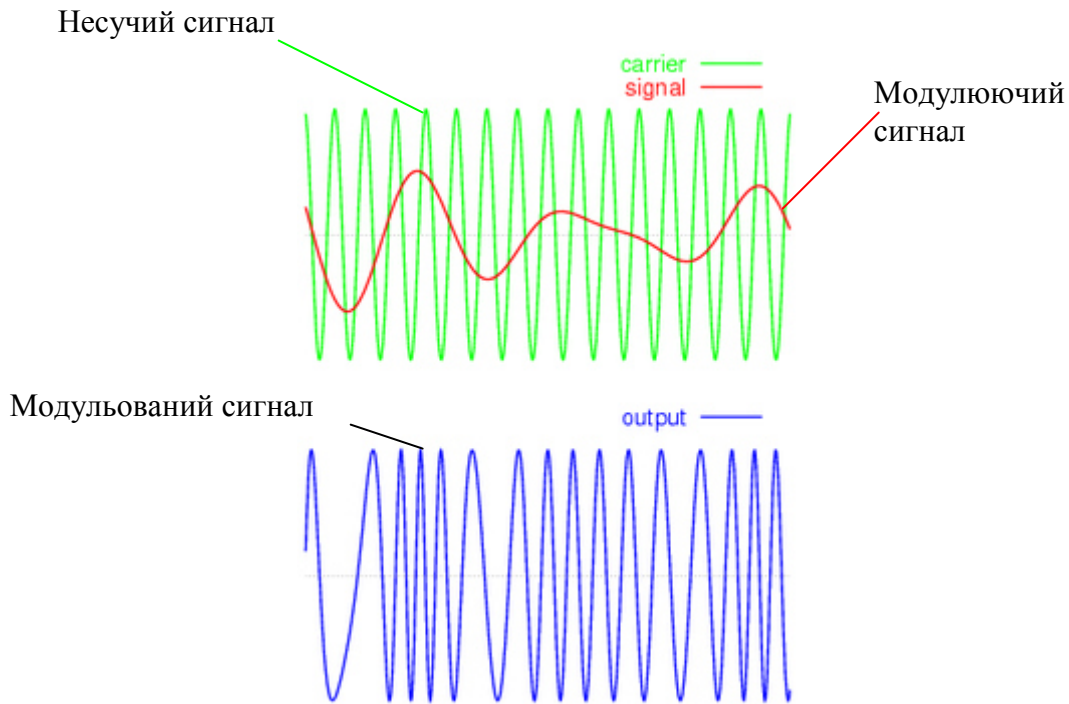


Рисунок 10.13 – Приклад частотної модуляції

При будь-якому модулюючому сигналі спектр сигналу з кутовою модуляцією не вдається розрахувати аналітично. Проаналізуємо спектр сигналу з кутовою модуляцією для випадку гармонійного модулюючого сигналу $x(t) = \cos \Omega t$. Підставляючи значення сигналу $x(t)$ в рівняння для фази, отримаємо

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t \cos \Omega t \cdot dt + \varphi_0 = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0. \quad (10.12)$$

За відсутності модуляції ($\Omega = 0$) несучий сигнал є гармонійним коливанням $u_c(t) = U_{cm} \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$. В процесі частотної модуляції несучий сигнал змінюється згідно із законом

$$u_c(t) = U_{cm} \sin(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t), \quad (10.13)$$

де $\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ – індекс частотної модуляції. Початкова фаза не бере участь в процесі частотної модуляції, тому відкидається. Права частина рівняння модульованого сигналу розвивається в ряд з використанням функцій Бесселя першого роду:

$$u_c(t) = U_{cm} \left[I_{k=0}(\beta) \sin \omega_0 t + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(\beta) \sin(\omega_0 + k\Omega)t + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(\beta) \sin(\omega_0 - k\Omega)t \right]. \quad (10.14)$$

При першому погляді на механізм модуляції частоти може здатися, що оскільки частота несучого сигналу змінюється від $\omega_0 - \Delta\omega$ до $\omega_0 + \Delta\omega$, то повинна існувати дуже вузька смуга частот, яка дорівнює лише величині $2\Delta\omega$. Якби це було саме так, то частотна модуляція відкрила б майже безмежні можливості для зосередження роботи усіх наявних передавачів у дуже вузькій смузі частот. Дійсно, з усіх фізичних вимірів найточнішим є частотний. Тому дуже легко було б відокремити модуляцію частоти величиною порядку 10^{-6} від частоти несучого сигналу. Сигнал в 10 МГц при цьому займав би смугу в 20 Гц.

На жаль, це припущення не відповідає дійсності. Спектр амплітуд частотно-модульованого сигналу є лінійчатим, частоти якого дорівнюють

$$\dots, \omega_0 - k\Omega, \dots, \omega_0 - 2\Omega, \omega_0 - \Omega, \omega_0, \omega_0 + \Omega, \omega_0 + 2\Omega, \dots, \omega_0 + k\Omega, \dots,$$

а амплітуди пропорційні $I_k(\beta)$ при $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$.

Отже, при чисто синусоїдальній модуляції спектр амплітуд симетричний і теоретично не обмежений. Фактично його можна приблизно вважати обмеженим через властивості функції Бесселя ставати малою, коли її індекс k значно більше аргументу β . Можна поставити питання, при якому значенні індексу модуляції спектр частотно-модульованого сигналу зводиться до несучої частоти і двох бічних ліній, як у разі амплітудної модуляції. Для цього треба врахувати β таким, щоб функція Бесселя $I_k(\beta)$ була достатньо малою, наприклад, менше 0,005. Це має місце при $\beta < 0,2$. Отже, тільки при значеннях індексу модуляції істотно менше одиниці, компактність за частотою при частотній модуляції виявляється практично такою самою, як при амплітудній.

Проте за своєю будовою такий урізаний спектр, не дивлячись на зовнішню схожість, відмінний від спектра при амплітудній модуляції, оскільки між гармоніками бічних ліній і несучою складовою є зрушення за фазою, що дорівнює $\frac{\pi}{2}$.

Простий спосіб частотної модуляції – пряма дія на частоту генератора (рис. 10.14).

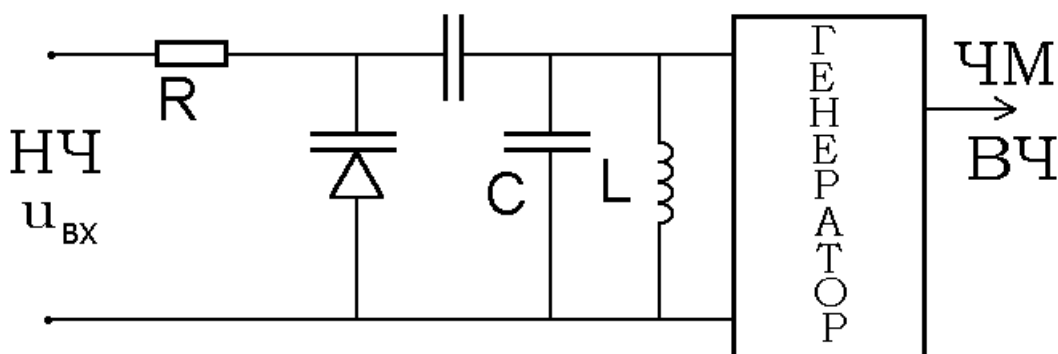


Рисунок 10.14 – Частотна модуляція шляхом прямого керування режимом генерації частоти

Спектр частотно-модульованого сигналу показано на рис. 10.15.

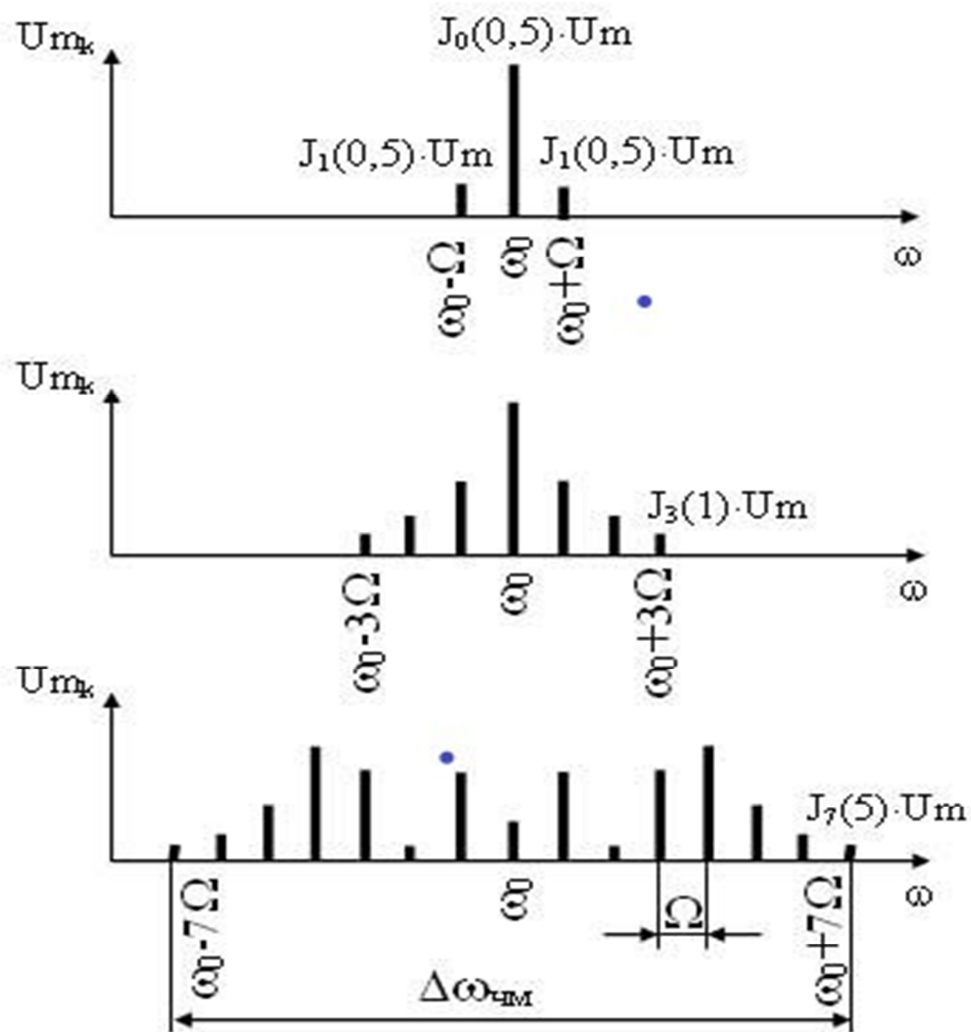


Рисунок 10.15 – Спектр частотно-модульованого сигналу

Демодуляція (частотне детектування)

Простий спосіб демодуляції (рис. 10.16) полягає в перетворенні частотно-модульованого сигналу в амплітудно-модульований. Для реалізації цього способу ЧМ сигнал пропускається через фільтр з дзвоноподібною амплітудно-частотною характеристикою (резонансний контур).

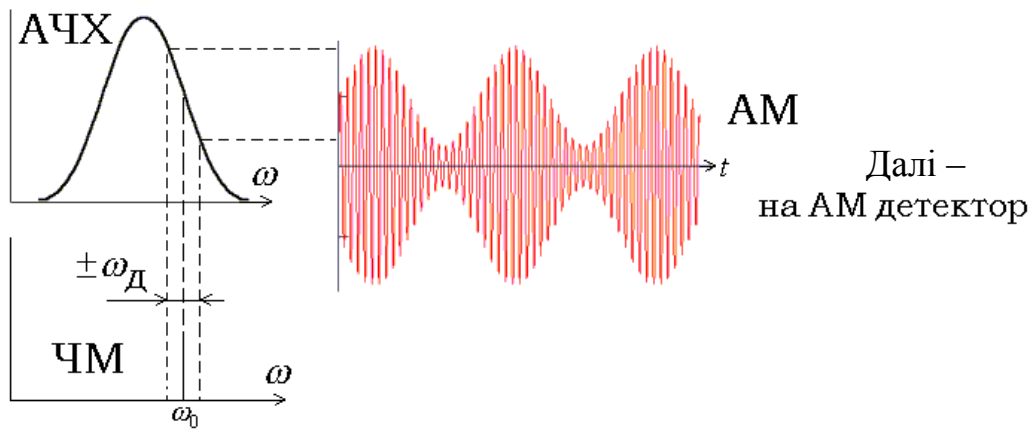


Рисунок 10.16 – Перетворення частотно-модульованого сигналу в амплітудно-модульований

Стандартний спосіб реалізується схемою, що показана на рис. 10.17.

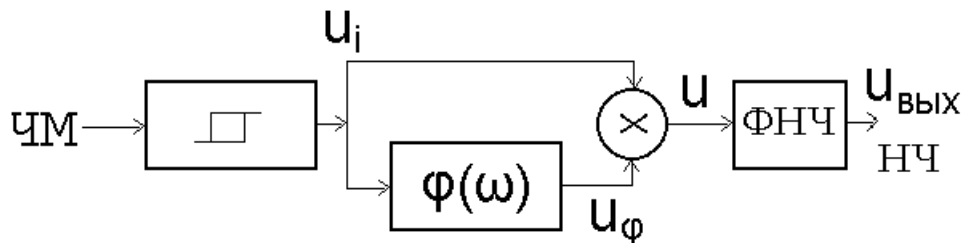


Рисунок 10.17 – Схема частотної демодуляції за стандартним способом

Нехай на вході $u_c = U_{cm} \sin[(\omega_0 + \Omega)t]$.

Фазовий фільтр вносить зсув фази $\phi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - K \frac{\Omega}{\omega_0}$, лінійний за ω .

Тоді $u_\phi = U_m \cos\left[(\omega_0 + \Omega)t - K \frac{\Omega}{\omega_0}\right]$. На виході пристрою множення одержуємо

$$u = u_i u_\phi = \frac{U_m^2}{2} \left\{ \sin\left[2(\omega_0 + \Omega)t - K \frac{\Omega}{\omega_0}\right] + \sin\left(K \frac{\Omega}{\omega_0}\right) \right\}. \quad (10.15)$$

Після НЧ-фільтра частота $2(\omega_0 + \Omega)$ пригнічується і вихідний НЧ-сигнал

$$u_{AVO} = \frac{U_m^2}{2} \sin\left(K \frac{\Omega}{\omega_0}\right) \approx \frac{U_m^2}{2} \cdot K \frac{\Omega}{\omega_0} = S \cdot \Omega, \quad (10.16)$$

де S – крутизна перетворення частота – напруга.

Основне застосування ЧМ – високоякісне радіомовлення (при девіації частоти ~ 100 кГц) у діапазоні УКХ (60-100 МГц) та в каналах передачі звуку у

телемовленні. Причина – низька чутливість до паразитної амплітудної модуляції та до перешкод.

Фазова модуляція і демодуляція

Фаза несучого сигналу при цьому способі змінюється за загальним законом кутової модуляції:

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi \cdot x(t) + \varphi_0. \quad (10.17)$$

Припустимо, що фаза модулюється гармонійним сигналом $x(t) = \sin \Omega t$. Враховуючи, що миттєве значення сигналу $u_c(t) = U_{cm} \sin \theta(t)$, отримаємо

$$u_c(t) = U_{cm} \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot \sin \Omega t + \varphi_0), \quad (10.18)$$

де $\Delta\varphi$ – девіація фази, φ_0 – початкова фаза.

Порівнюючи отримане рівняння з тим, яке описує частотну модуляцію, бачимо, що при модуляції гармонійним сигналом фазова і частотна модуляції еквівалентні. Це означає аналогічність спектрів і необхідних смуг у каналах зв'язку. Але в загальному випадку еквівалентності немає – наприклад, якщо $x(t) = x_0 = const$. Для ЧМ маємо фіксований зсув частоти $\Delta\omega = \omega_A = K_{\times i} x_0$, отже лінійно наростаючий зсув фази $\theta = \Omega \cdot t$. Для ФМ маємо постійний зсув фази $\theta = K_{\delta i} x_0 \Rightarrow \Omega = \frac{d\theta}{dt} = 0$, отже частота не змінюється.

Фазове детектування (демодуляція)

Оскільки $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$, то подавши ФМ-сигнал на ЧМ-детектор, на виході отримаємо похідну від модулюючого сигналу. Ввівши далі інтегруючу ланку, отримаємо ФМ-детектор (рис. 10.18). Інтегратор в цій схемі одночасно виконує функції НЧ-фільтра.

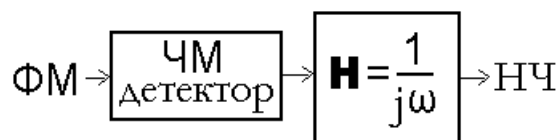


Рисунок 10.18 – Схема ФМ-детектора

Імпульсна модуляція та детектування

Широтно-імпульсна модуляція передбачає передачу повідомлень імпульсами з ознакою тривалістю. Закон перетворення повідомлення в сигнал, що модулюється за тривалості, можна подати у вигляді:

$$\tau = \tau_0 + \Delta\tau \cdot x(t), \quad (10.19)$$

де τ – тривалість модульованого імпульсу, $\Delta\tau$ – найбільша можлива тривалість імпульсу, τ_0 – період дотримання імпульсів. Помноживши обидві частини цієї рівності на константу напруги U_0 і розділивши на константу часу τ_0 , отримаємо

$$U_0 \frac{\tau}{\tau_0} = U_0 + U_0 \frac{\Delta\tau}{\tau_0} \cdot x(t). \quad (10.20)$$

Одержане рівняння описує процес односторонньої широтно-імпульсної модуляції першого роду – ОШІМ-1. Простий спосіб його реалізації полягає в порівнянні на компараторі двох напруг періодичного (з періодом τ_0) пилкоподібного, наростаючого за лінійним законом $U_0 \frac{\tau}{\tau_0}$ та модулюючого, такого, що змінюється згідно з законом $U_0 + U_0 \frac{\Delta\tau}{\tau_0} \cdot x(t)$. Інтервал часу від початку (кінця) періоду дотримання пилкоподібних імпульсів до моменту спрацьовування компаратора є тривалістю модульованого сигналу. Принцип дії широтно-імпульсного модулятора пояснює рис. 10.19.

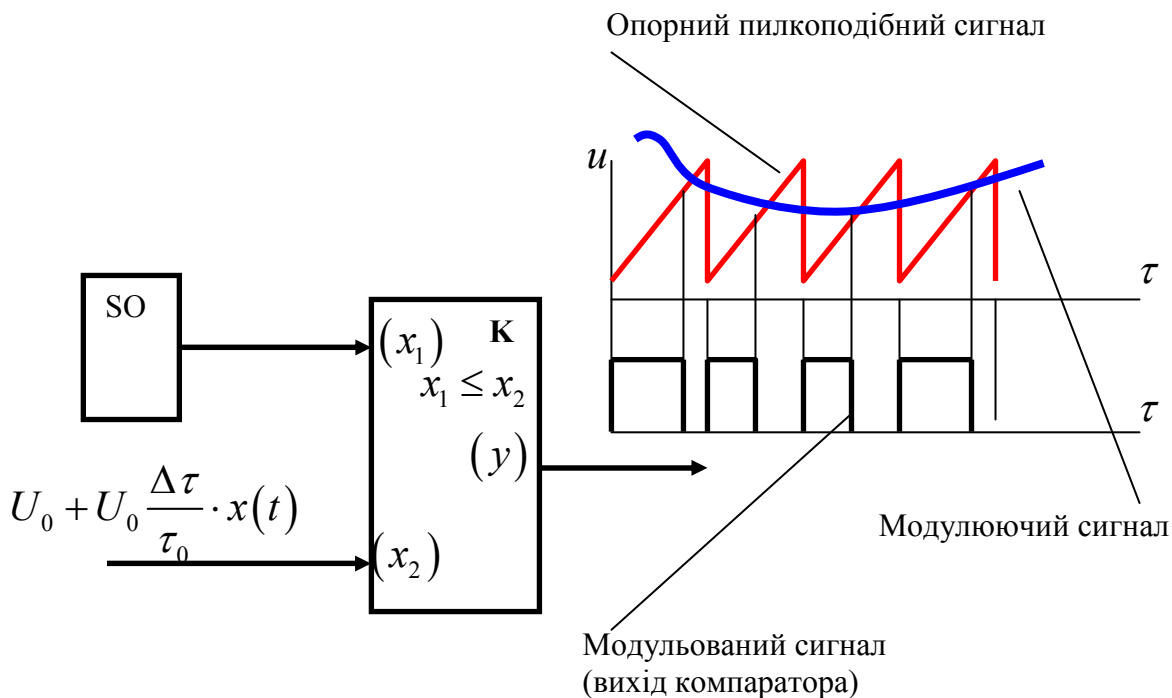


Рисунок 10.19 – Принцип дії ОШІМ-1

Детектування

У спектрі сигналу ОШІМ-1 наявна низькочастотна складова $x(t)$, яка може бути виділена фільтром низьких частот. У сучасних детекторах широтно-імпульсних сигналів тривалість імпульсу визначається шляхом підрахунку кількості імпульсів від їх джерела стабільно високої частоти за час існування імпульсу τ .

При *частотно-імпульсній модуляції* змінюваним параметром є частота проходження імпульсів. [ГОСТ 24375-80].

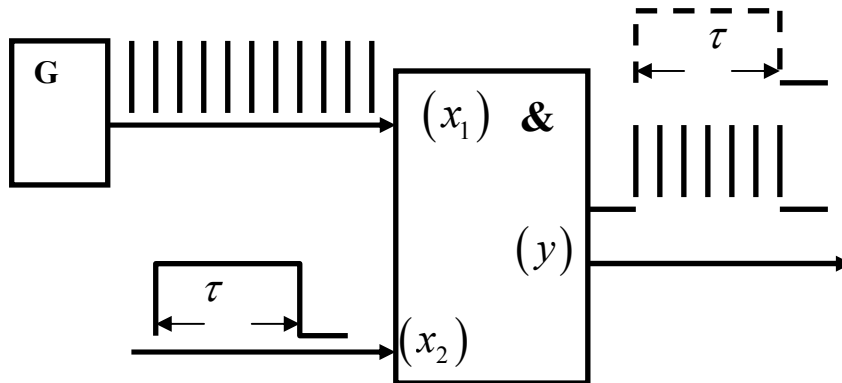


Рисунок 10.20 – Принцип дії ОШІМ-1

У разі *частотно-імпульсної модуляції* (ЧИМ) при збільшенні миттєвого значення повідомлення частота імпульсів зростає, а при зменшенні – знижується. При цьому тривалість імпульсів залишається постійною (рис. 10.21).

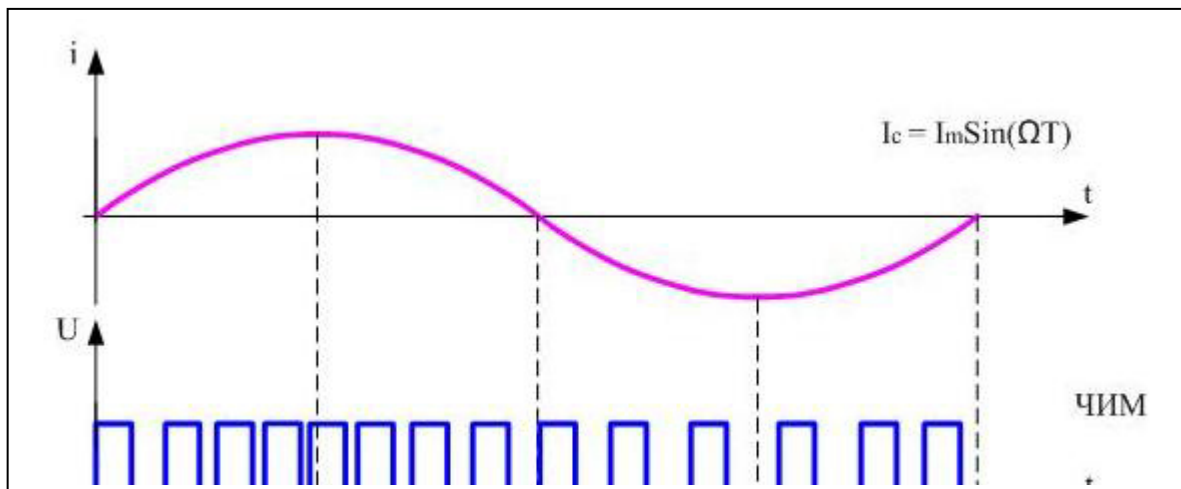


Рисунок 10.21 – Принцип частотно-імпульсної модуляції

Її принцип полягає у наступному. Фаза модулюючого сигналу $\theta(t)$, що змінюється, порівнюється з кутом 2π при девіації частоти $\Delta\omega$:

$$\theta(t) = \int_0^t [\omega_0 + \Delta\omega \cdot x(t)] dt = 2\pi. \quad (10.21)$$

У момент часу, коли виконується ця рівність, формується короткий імпульс.

Розділивши обидві частини рівняння модуляції на константу частоти ω_0 і помноживши на константу напруги U_0 , отримаємо рівняння, яким описується фізична модель частотно-імпульсного модулятора:

$$\int_0^t \left[U_0 + U_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot x(t) \right] dt = U_0 \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (10.22)$$

Вона включає інтегратор і компаратор (рис. 10.22).

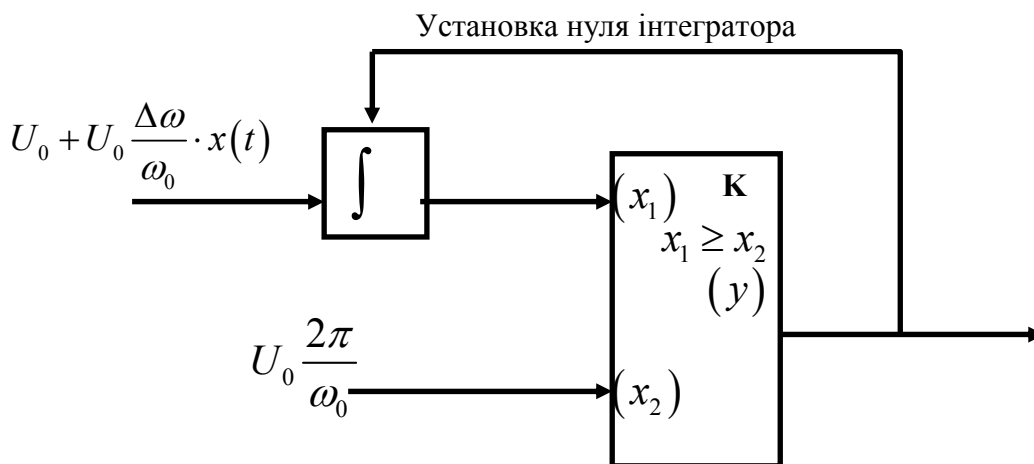


Рисунок 10.22 – Функціональна схема ЧІМ

Під дією модулюючого сигналу $U_0 + U_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot x(t)$ на виході інтегратора сигнал наростає з тим більшою швидкістю, чим більше величина модулюючого сигналу. Коли сигнал інтегратора перевищить опорний $U_0 \frac{2\pi}{\omega_0}$, на виході компаратора формується імпульс (рис. 10.23).

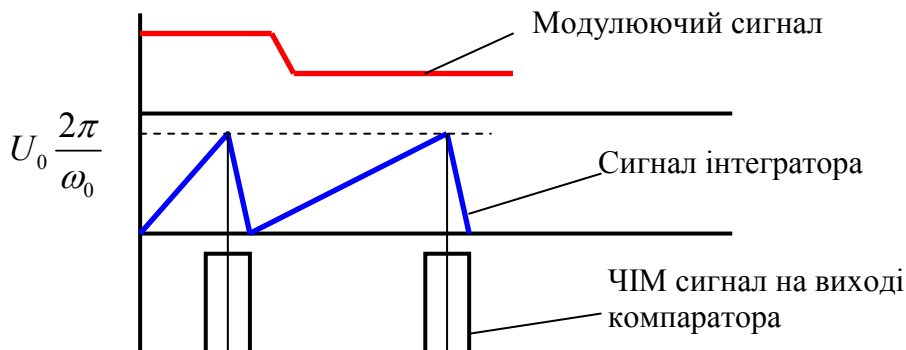


Рисунок 10.23 – Діаграма сигналів ЧІМ

Спектр ЧІМ є подібним до спектра ОШІМ-1 і містить низькочастотну складову, обумовлену сигналом $x(t)$. Тому на стороні прийому вона може бути

виокремлена фільтром низьких частот. Також детектування ЧІМ-сигналу може здійснюватися лічильником кількості імпульсів на фіксованому інтервалі часу.

Фазово-імпульсна модуляція (англ. Pulse-position modulation, PPM)

Одним із способів здійснення фазово-імпульсної модуляції сигналу є затримка (чи попередження) появи імпульсу по відношенню до початку періоду на якийсь час, що відповідає значенню інформаційних символів (модульованого сигналу). При цьому імпульси мають постійну тривалість. ФІМ відрізняється від ЧІМ тим, що частота дотримання імпульсів ФІМ-сигналу є постійною величиною, також як і при широтно-імпульсній модуляції, проте, від останньої цей вид модуляції відрізняється тим, що тривалість (ширина) імпульсу залишається незмінною (рис.10.24).

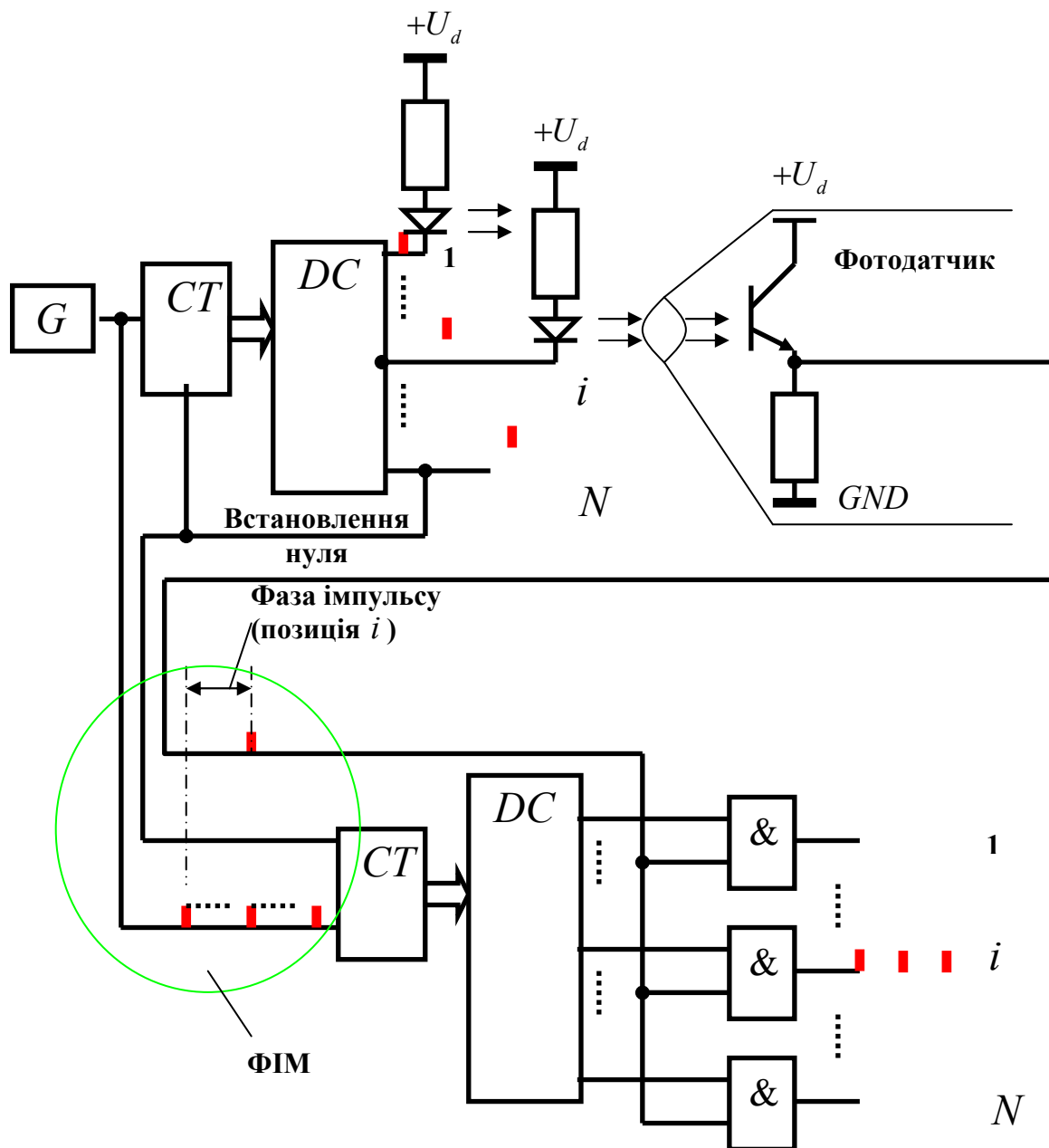


Рисунок 10.24 – Приклад фазово-імпульсної модуляції при передачі інформації про положення фотодатчика

При фазово-імпульсній модуляції кодування інформації, що передається, у ряді застосувань полягає в зміні позиції в їх групі, яка називається кадром.

Приклад фазово-імпульсної модуляції при передачі інформації про положення фотодатчика наведено на рис. 10.24. Тут фотодатчик передає інформацію про те, напроти якого світлодіоду його встановлено.

Цифрова модуляція (маніпуляція)

Амплітудна маніпуляція

Сигнал, яким маніпулюють за амплітудою, є радіоімпульсами з частотою заповнення (несучою) ω_0 . Діаграми сигналів при амплітудній маніпуляції наведено на рис. 10.25.

Приклад амплітудної маніпуляції при передачі двійкових кодів показано на рис. 10.26.

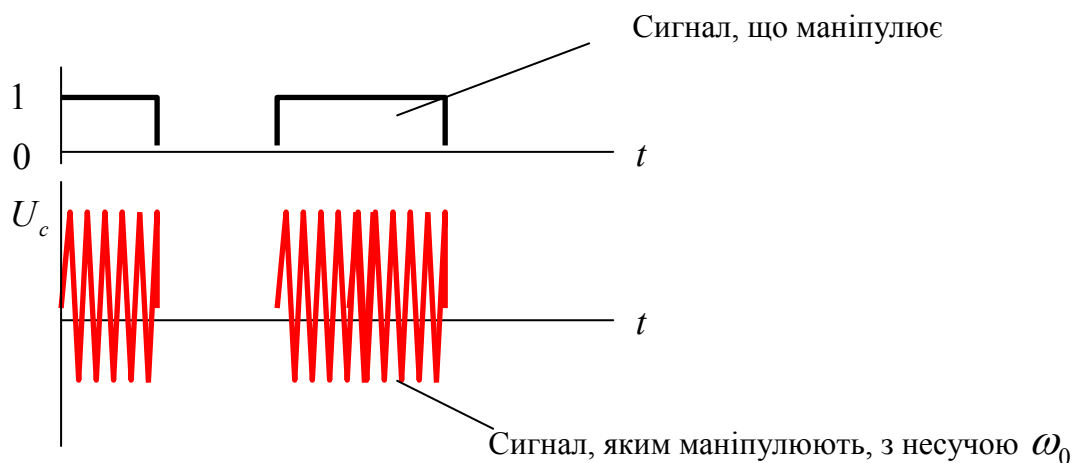


Рисунок 10.25 – Діаграми сигналів при амплітудній маніпуляції

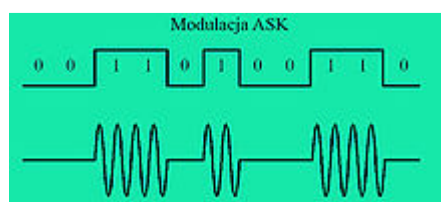


Рисунок 10.26 – Приклад амплітудної маніпуляції при передачі двійкових кодів

Частотна маніпуляція.

При частотній маніпуляції (англ. Frequency Shift Keying – FSK) значенням «0» та «1» інформаційної послідовності відповідають певні частоти синусоїдального сигналу незмінної амплітуди. Частотна маніпуляція характеризується високою завадостійкістю, оскільки під впливом перешкод зазвичай спотворюється амплітуда, але не частота сигналу. Недолік ЧМ – неощадливе використання смуги частот. Тому застосовується, в основному, у низькошвидкісних протоколах при передачі інформації по лініях, які сильно зашумлені.

Частотна маніпуляція з мінімальним зсувом (англ. Minimal Shift Keying – MSK) є способом модуляції, при якому не відбувається стрибків фази і зміна частоти триває у моменти перетину несучою нульового рівня. Значення частот, що відповідають логічним «0» і «1», відрізняються на величину, що дорівнює половині швидкості передачі даних (індекс модуляції становить 0,5):

$$m = \frac{\Delta f}{V} = 0,5, \quad (10.23)$$

де $\Delta f = |f_{\log 1} - f_{\log 0}|$, V – швидкість передачі даних [біт/с].

Наприклад, при швидкості передачі 1200 біт/с MSK-сигнал буде сформований коливаннями з частотами 1200 Гц і 1800 Гц тих, що відповідають логічним «0» і «1». Приклад частотної маніпуляції MSK продемонстровано на рис. 10.27.

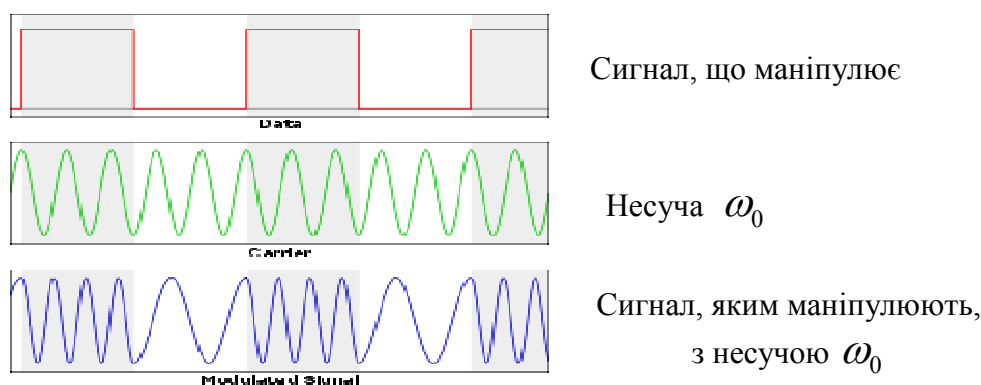


Рисунок 10.27 – Приклад частотної маніпуляції MSK

Фазова маніпуляція

При фазовій маніпуляції (ФМн) фаза несучого сигналу змінюється стрибкоподібно залежно від інформаційного повідомлення та може приймати кінцеву множину M значень.

Види фазової маніпуляції показано на рис. 10.28. Якщо $M = 2$, то фазова маніпуляція називається двійковою (BPSK, B – Binary – 1 біт на 1 зміну фази), якщо $M = 4$ – квадратурною фазовою маніпуляцією (QPSK, Q – Quadro – 2 біта на 1 зміну фази), (8 – PSK – 3 біта на 1 зміну фази) і т. д. Таким чином, кількість

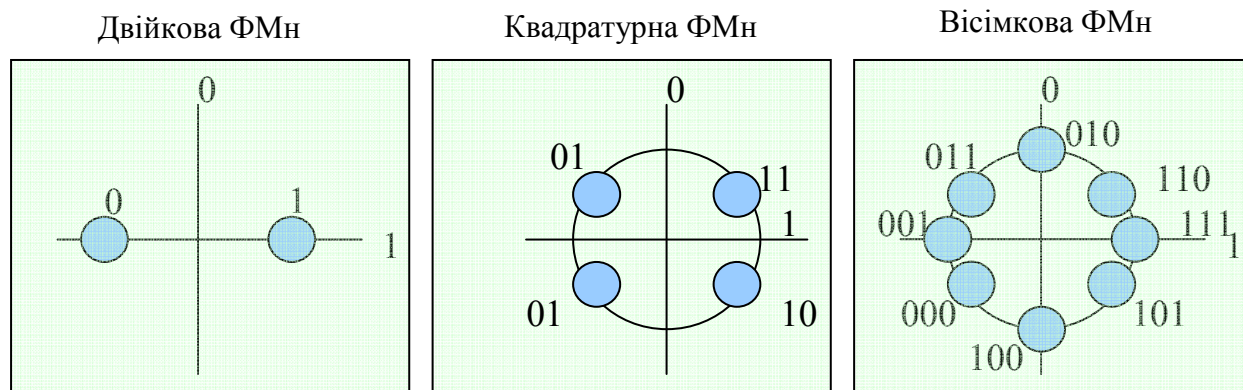


Рисунок 10.28 – Види фазової маніпуляції

бітів, що передаються одним перескоком фази, є мірою, в яку підноситься двійка при визначенні числа фаз, що вимагаються для передачі n -порядкового двійкового числа.

Фізична реалізація фазової маніпуляції демонструється на рис. 10.29.

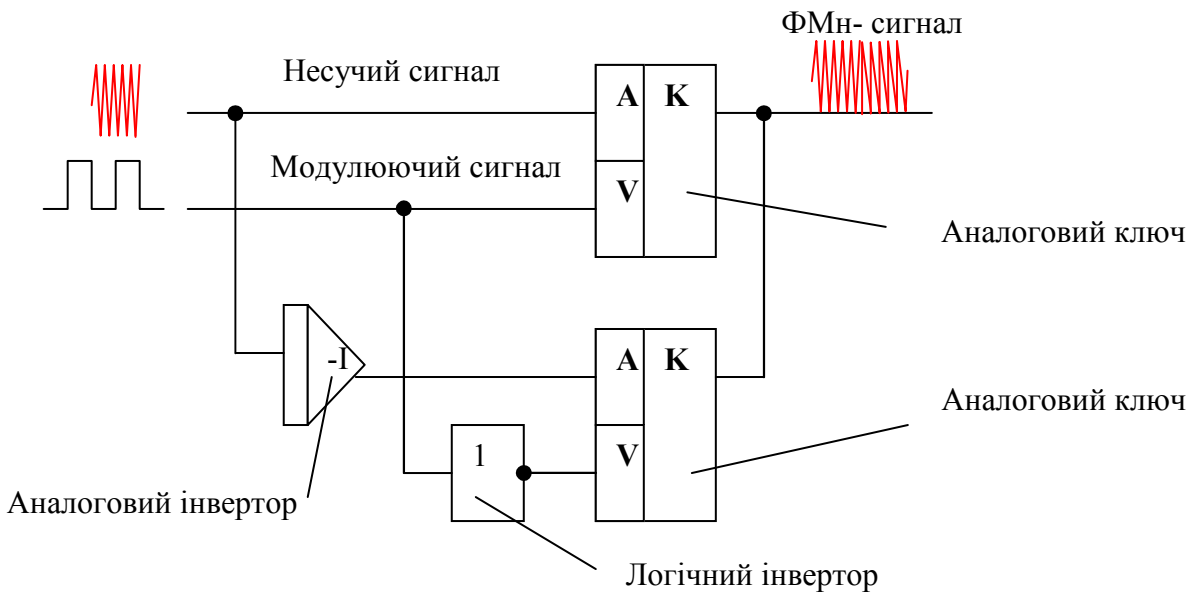


Рисунок 10.29 – Функціональна схема фазової маніпуляції

Двійкова маніпуляція здійснюється двома аналоговими ключами. Один підключає на вихід несучий сигнал, а другий – інверсію несучого сигналу. Ключі керуються модулюючим сигналом так, що при одиничному значенні «замикається» перший, а при нульовому значенні – другий. Інверсію фази несучого сигналу здійснює аналоговий інвертор.

Детектування ФМн-сигналу відбувається за аналогічною схемою (рис. 10.30). Тут ключі комутують не несучу, а ФМн-сигнал, а керує ними сигнал, отриманий однонапівперіодним випрямленням несучої.

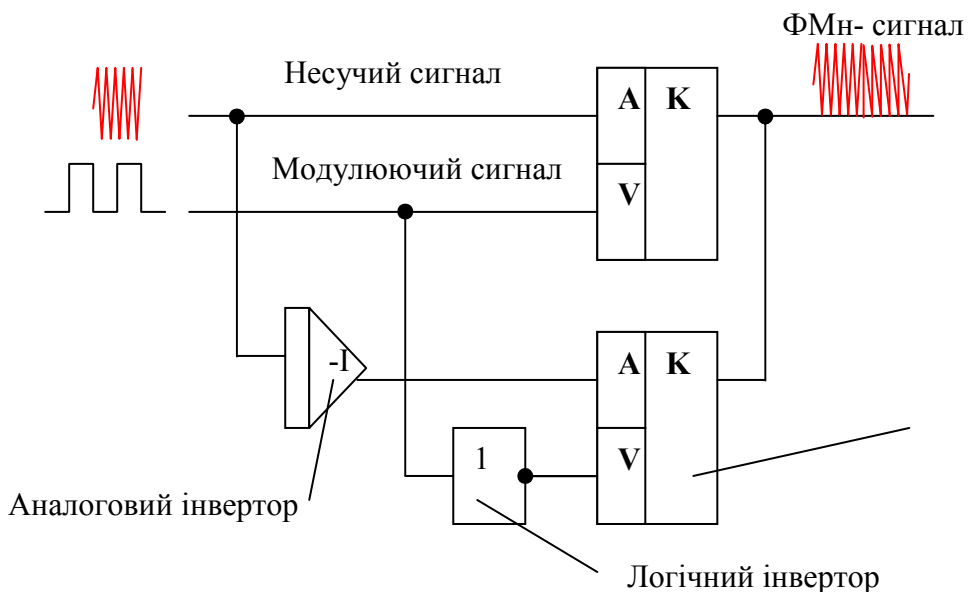


Рисунок 10.30 – Функціональна схема цифрової фазової демодуляції

Осцилограми сигналів при двійковій фазовій демодуляції наведено на рис. 10.31.

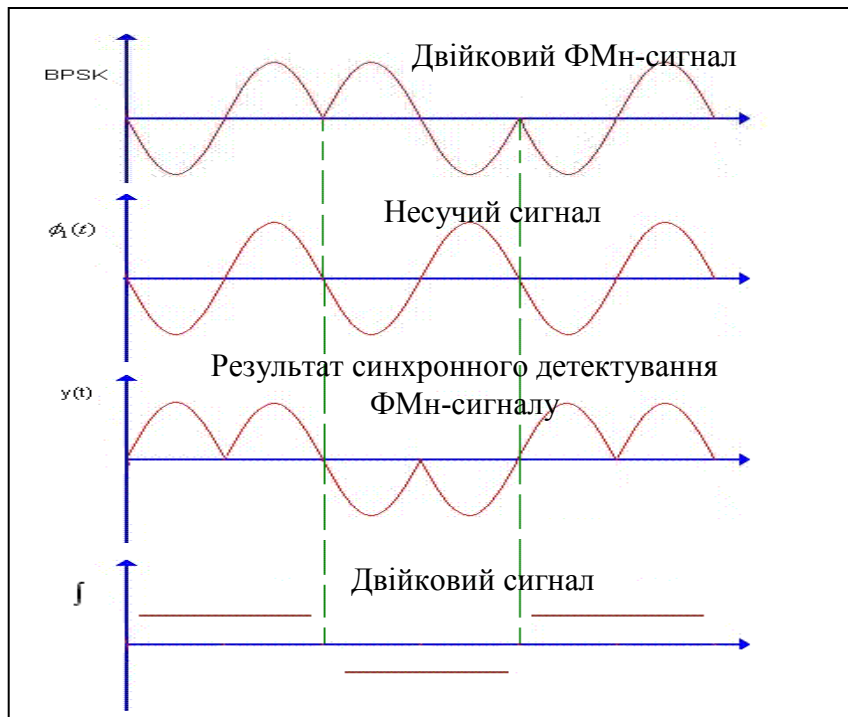


Рисунок 10.31 – Осцилограми сигналів при двійковій фазовій демодуляції

Контрольні питання

1. Які сигнали з нижчеперелічених не використовуються при цифровій модуляції:

- 1) амплітуда гармонічного сигналу;
- 2) фаза синусоїдального сигналу;
- 3) частота радіоімпульсів;
- 4) частота відеоімпульсів.

2. Який параметр є тим, що модулює при нелінійній маніпуляції – амплітуда, фаза чи частота?

3. Скільки частот наявні в спектрі амплітудно-модульованого сигналу при модуляції гармонійним сигналом?

4. Якими фільтрами виокремлюються модульований сигнал в модуляторі і вихідний в демодуляторі при SSB-модуляції?

5. Як змінюється в часі фаза сигналу при частотній і фазовій модуляції?

6. Частотна модуляція здійснюється гармонійним сигналом з частотою 20 кГц. При цьому девіація частоти дорівнює 100 кГц. Яка смуга частот потрібна для проходження цього сигналу?

7. У чому відмінність між ФМ-детектором та ЧС-детектором?

8. Чому дорівнює тривалість ОШІМ1 – модульованого сигналу, якщо пилкоподібна опорна напруга наростає від нуля до 10 В за 2 мс, а сигнал, що модулює становить 1,5 В?

9. Як здійснити цифрове детектування ЧІМ-сигналу?

10. При здійсненні частотної маніпуляції з мінімальним зсувом логічній одиниці відповідає частота 20 кГц. Якою має бути частота, відповідна логічному нулю, при швидкості передачі інформації 2400 біт/с?

ПРИНЦИПИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ ПО КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ

11. Загальні принципи багатоканального зв'язку в системах

Загальні відомості. Класифікація методів розділення сигналів і каналів. Структурна схема лінійної багатоканальної системи зв'язку. Основи теорії розділення сигналів. Частотне розділення сигналів. Часове розділення сигналів і каналів. Кодове розділення каналів з псевдовипадковими (шумоподібними) сигналами. CDMA-технологія зв'язку.

Економічно і технічно доцільним є використання не одноканальних систем передачі даних, а таких, де по одній лінії зв'язку одночасно передається велика кількість повідомлень від окремих джерел інформації. Такі системи, що забезпечують взаємозалежну передачу декількох або багатьох повідомлень по одній лінії зв'язку, називають багатоканальними. Основна проблема їх побудови полягає в усуненні взаємних перешкод між окремими каналами. Для їх розділення на прийомі можуть бути використані як лінійні, так і нелінійні методи. Перші реалізуються на лінійних елементах, а другі – на нелінійних.

Загальна теорія розділення сигналів добре розроблена для лінійних методів і тільки для деяких окремих методів нелінійного розділення сигналів. Основні способи лінійного розділення сигналів і формування багатоканального сигналу (частотне, тимчасове, фазове і кодове ущільнення ліній зв'язку) зводяться до наступного.

При частотному розділенні (FDMA) каналні сигнали від різних джерел передаються одночасно, але займають смуги частот, що практично не перекриваються. Операція розділення групового сигналу на каналні в приймальному пристрої здійснюється смуговими фільтрами із смугами пропускання, що не перекриваються. Частотне розділення не вимагає в принципі часової синхронізації, тому воно відноситься до класу асинхронних методів. Основний недолік систем з частотним розділенням: високі вимоги до лінійності групового тракту системи зв'язку. Він, окрім лінії, зв'язку включає каскади посилення групового сигналу як на передачі, так і на прийомі.

При часовому розділенні (TDMA) каналні сигнали від різних джерел передаються в загальній смузі частот, але по черзі (рознесені в часі). Два синхронно та синфазно працюючих на передачі і на прийомі комутатори послідовно в часі підключають канал зв'язку до джерел і одержувачів повідомлень. Такий метод розділення відноситься до класу синхронних.

Обмеженість відведеної системі смуги частот, а також неідеальність синхронізації призводить до появи взаємних перешкод каналів. Їх рівень зменшують, вводячи захисні тимчасові інтервали між каналами, що призводить або до розширення спектра групового сигналу і зниження швидкості передачі інформації (при незмінній кількості каналів), або до зменшення числа каналів (при фіксованій ширині спектру групового сигналу).

При фазовому розділенні (PDMA) каналні сигнали від різних джерел передаються одночасно, мають однакові несучі і займають загальну смугу частот. Несучі сигналів володіють різними початковими фазами, а інформація

міститься у зміні їх амплітуд. На одній несучій частоті можна отримати тільки два лінійно незалежних сигнали. При цьому зсув фаз між частотами несучих сигналів складає 90° . Операція розділення лінійного сигналу на каналні в приймальному пристрої здійснюється за допомогою двох синхронних (фазових) детекторів, опорні коливання на які подаються з фазовим зсувом, що дорівнює 90° .

При розділенні сигналів за формою (CDMA) каналні сигнали передаються одночасно, а їх частотні спектри перекриваються. Як каналні можуть бути використані різні ортогональні функції: поліноми Чебишева, Лаггера, Ермітта, функції Уолша та ін.

Операція розділення групового сигналу на каналні в приймальному пристрої здійснюється за допомогою набору кореляторів, опорні коливання на які подаються від генератора каналних функцій та пристроїв формування відповідних вагових коефіцієнтів. Розділення сигналів можливе також за допомогою погоджених фільтрів, що налаштовані на каналні функції.

Розділення сигналів за формою широко використовується в *асинхронних адресних системах зв'язку* (ААСС), де кожному абоненту надається своя форма сигналів (адреса абонента), тобто каналні сигнали відрізняються один від одного за формою. Різні форми сигналів усіх абонентів утворюють ансамбль майже ортогональних (квазіортогональних) сигналів, як правило, так званих *шумоподібних* (ШПС). Завдяки цьому і забезпечується можливість одночасної роботи багатьох абонентів в загальній смузі частот. Такі системи дістали назву *широкосмугових*.

Для обміну інформацією тільки між двома пунктами можна скористатися, залежно від потоку повідомлень, одноканальною або багатоканальною системою зв'язку. Практично постає складніше завдання: забезпечити обмін інформацією між великим числом пунктів так, щоб абонент будь-якого пункту міг передати повідомлення абоненту першого-ліпшого пункту.

Цю задачу вирішує мережа зв'язку. Її можна розглядати як складну систему, яка дозволяє за допомогою різних каналів зв'язку і вузлів комутації об'єднати в необхідних сполученнях велике число джерел і споживачів інформації.

Розрізняють два методи функціонування мережі зв'язку:

1) Метод комутації каналів, що полягає в створенні у вузлах зв'язку на деякий час прямого з'єднання абонентів. В такій мережі не вимагається передача адреси абонента.

2) Метод комутації повідомлень, що полягає в передачі повідомлення разом з адресою абонента у найближчий вузол комутації, де воно записується в пам'ять, стає в чергу і передається при звільненні каналу на один з наступних вузлів комутації. Цей процес запису і відправлення триває до приходу повідомлення до вузла призначення.

При обміні інформацією між абонентами мережі застосовуються три способи з'єднання: *дуплексний, напівдуплексний та симплексний*. Дуплекс – це одночасний прийом/передача даних в обох напрямках; напівдуплекс – почергова передача повідомлень між абонентами мережі в режимі тимчасового розділення

каналів; симплекс – передача повідомлень тільки в одному напрямку, наприклад, від КП до ПК.

Основна тенденція при впровадженні та розвитку систем зв'язку полягає у витісненні аналогових методів передачі та переході до цифрових методів, які дозволяють забезпечити гнучку і високоякісну передачу інформації по мережах зв'язку. Структурна схема лінійної багатоканальної системи зв'язку показана на рис. 11.1.

Канальні передавачі разом з суматором утворюють апаратуру ущільнення. Груповий передавач \mathbf{M} , лінія зв'язку і груповий приймач $\mathbf{\Pi}$ складають груповий канал зв'язку, який разом з апаратурою ущільнення і індивідуальними приймачами об'єднується в систему багатоканального зв'язку. Індивідуальні приймачі системи багатоканального зв'язку разом з виконанням звичайної операції перетворення сигналів у відповідні повідомлення повинні забезпечити виокремлення сигналів з групового сигналу.

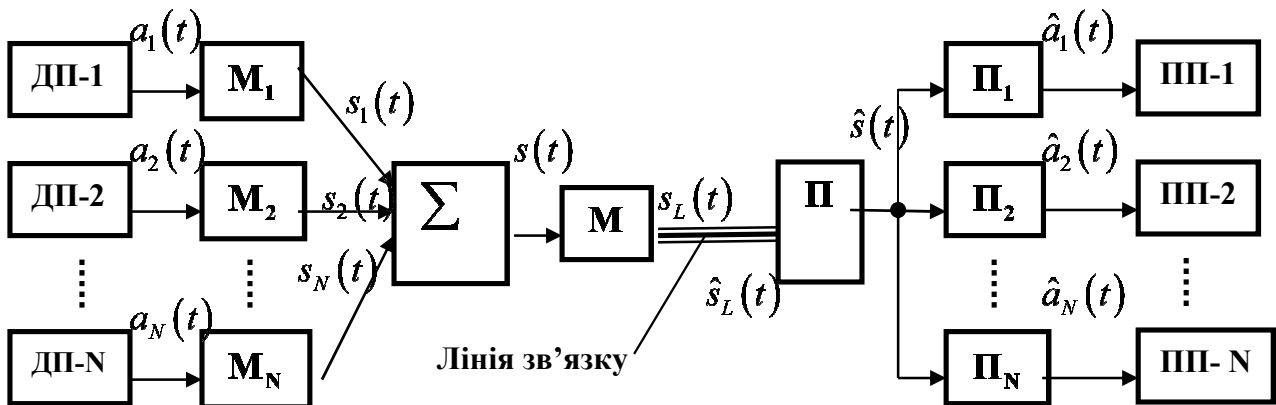


Рисунок 11.1 – Структурна схема лінійної багатоканальної системи зв'язку

ДП – джерело повідомлень, \mathbf{M}_k – канальний модулятор, Σ – суматор, \mathbf{M} – груповий передавач, $\mathbf{\Pi}$ – груповий приймач, $\mathbf{\Pi}_k$ – канальний приймач, $\mathbf{\Pi\Pi}$ – приймач повідомлень, $a_k(t)$ – повідомлення джерела, $s_k(t)$ – канальний сигнал, $s(t)$ – груповий сигнал (що передається), $s_L(t)$ – лінійний сигнал (що передається), $\hat{s}_L(t)$ – лінійний сигнал (що приймається), $\hat{s}(t)$ – груповий сигнал (що приймається), $\hat{a}_k(t)$ – повідомлення для одержувача

Інакше кажучи, у складі технічних пристроїв на передавальній стороні багатоканальної системи має бути передбачена апаратура ущільнення, а на приймальній – розділення.

У загальному випадку груповий сигнал може формуватися не лише простим підсумовуванням канальних сигналів, але також і певною логічною обробкою, в результаті якої кожен елемент групового сигналу несе інформацію про повідомлення джерел. Це так звані системи з комбінаційним ущільненням.

Для того, щоб пристрої, які розділяють сигнали, мали змогу розрізнити сигнали окремих каналів, повинні існувати певні ознаки, властиві тільки

конкретним сигналам. Ними у загальному випадку можуть бути параметри переносника, наприклад амплітуда, частота або фаза у разі безперервної модуляції синусоїдального переносника. При дискретних видах модуляції ознакою може служити і форма сигналів. Відповідно до ознаки, яка використовується, розрізняються і способи розділення сигналів: частотний, часовий, фазовий та ін.

Нехай, наприклад, необхідно організувати одночасну роботу N індивідуальних каналів по загальному груповому каналу. Вважатимемо, що груповий канал є придатним для передачі сигналів будь-кого k -того каналу $s_k(t)$. Припустимо, що сигнал k -того каналу можна представити у вигляді:

$$s_k(t) = C_k \psi_k(t), \quad (11.1)$$

де $\psi_k(t)$ – функція, якою описується несучий сигнал, C_k – деякий коефіцієнт, який відображає повідомлення, що передається (при безперервному повідомленні означає миттєве значення його функції; при дискретній передачі C_k – деяке число, яке відповідає символу, що передається).

Груповий сигнал являє собою суму усіх каналних сигналів

$$s(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t) = \sum_{k=1}^N s_k \psi_k(t). \quad (11.2)$$

Груповий сигнал перетворюється в лінійний $s_L(t)$, який передається в лінію зв'язку. На приймальному кінці лінійний сигнал $\hat{s}_L(t)$ знову перетворюється в груповий $\hat{s}(t)$ до вигляду, зручного при операції розділення сигналів.

Для розділення N каналних сигналів на приймальній стороні групового каналу необхідно мати N пристроїв, причому кожен k -й повинен виконувати операцію виділення k -го сигналу. Дія приймального пристрою, в результаті якого відбувається виділення сигналів певного k -го каналу, будемо скорочено умовно означати оператором розділення π_k . Приймальний пристрій, що описується оператором розділення π_k , тільки тоді повністю виділить сигнал $s_k(t)$, коли він абсолютно не реагуватиме на сигнали інших каналів. Тобто, ідеальний k -й приймальний пристрій повинен реагувати («відгукуватися») тільки на сигнал $s_k(t)$ і не може відгукуватися на інші сигнали. Врахуємо у операторі π_k додаткову умову, зажадавши, щоб він був лінійним. Це означає, що π_k повинен задовольняти принципу суперпозиції:

$$\pi_k \{s_1(t) + s_2(t)\} = \pi_k \{s_1(t)\} + \pi_k \{s_2(t)\}. \quad (11.3)$$

Позначимо через $\hat{s}_k(t)$ відгук, тобто результат дії оператора π_k приймального пристрою k -го каналу на груповий сигнал $s(t)$, тобто

$$\pi_k \{s(t)\} = \hat{s}_k(t). \quad (11.4)$$

На вході кожного k -го приймального облаштування багатоканальної системи діє сума сигналів усіх N каналів. Для того, щоб приймальний пристрій Π_k був «чутливим» тільки по відношенню до сигналів $s_k(t)$, необхідно, щоб його відгуки на усі інші сигнали становили нуль:

$$u_k(t) = \pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N s_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \pi_k s_i(t) = s_k(t). \quad (11.5)$$

(Ця рівність виходить з лінійності оператора π_k)

Для цього необхідно виконати для усіх i та k наступну умову

$$\pi_k \{s_i(t)\} = \begin{cases} s_k(t), & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}. \quad (11.6)$$

Підставляючи сюди значення $s_k(t) = C_k \psi_k(t)$, отримаємо

$$\pi_k \{C_i \psi_i(t)\} = \begin{cases} C_k \psi_k(t), & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}. \quad (11.7)$$

Отже, $\hat{s}_k(t) = C_k \psi_k(t)$.

Фізичний сенс отриманих виразів зводиться до того, що ідеальний приймальний пристрій виокремлює тільки «свої» сигнали і не реагує на сигнали інших каналів, тобто приймач має виборчі властивості по відношенню до сигналів. У реальних умовах при розділенні сигналів виникають перехідні перешкоди, під дією яких приймальний пристрій може помилково реагувати на сигнали інших каналів.

Оскільки дія приймачів описується *лінійним оператором*, то і відповідні *пристрої розділення називаються лінійними*.

Уперше визначення виборчих властивостей приймача при лінійній селекції каналів було запропоноване в 1935 р. Дмитром Васильовичем Агєєвим, який довів, що необхідною і достатньою умовою роздільності сигналів лінійними пристроями є лінійна незалежність. Вона полягає в тому, що тотожність

$$C_1 \psi_1(t) + C_2 \psi_2(t) + \dots + C_k \psi_k(t) + \dots + C_N \psi_N(t) \equiv 0 \quad (11.8)$$

може виконуватися в тому єдиному випадку, коли усі коефіцієнти C_k одночасно становлять нуль.

Дійсно, відповідно до визначення виборчих властивостей, що підлягають розділенню, сигнали і лінійні приймальні пристрої в загальному вигляді повинні задовольняти умові лінійного розділення:

$$\pi_k \{ \psi_i(t) \} = \gamma_{ik}, \quad i, k = 1, 2, \dots, N, \quad (11.9)$$

де γ_{ik} – відгук приймального пристрою на каналний сигнал $s_i(t)$, причому $\gamma_{ik} = 0$ при $i \neq k$ і $\gamma_{kk} \neq 0$ при $i = k$. Якщо тепер впливати оператором π_k на обидві частини тотожності, що виражає умову лінійної незалежності, то, зважаючи на умову лінійного розділення і принцип суперпозиції, отримаємо

$$\pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N C_i \psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \pi_k C_i \{ \psi_i(t) \} = C_k \gamma_{kk} = 0. \quad (11.10)$$

Але функції γ_{kk} тотожно не складають нуль, отже, відповідають йому усі C_k , $k = 1, 2, \dots, N$. Інакше кажучи, умова лінійного розділення виконуватиметься лише тоді, коли каналні сигнали лінійно незалежні. Окремим їх випадком є ортогональні сигнали. Умову ортогональності $s_i(t)$ і $s_k(t)$ можна представити у вигляді:

$$\int_0^T s_i(t) s_k(t) dt = 0. \quad (11.11)$$

Так, наприклад, сигнали $s_i(t) = C_i \sin \omega t$ і $s_k(t) = C_k \cos \omega t$, а також $s_i(t) = C \sin \omega_i t$ і $s_k(t) = C \sin \omega_k t$ при $\omega_i \neq \omega_k$ є взаємоортогональними. При передачі інформації подібними сигналами ми маємо справу з фазовою і частотною модуляціями. При амплітудній сигнали $s_i(t) = C_i \sin \omega t$ і $s_k(t) = C_k \sin \omega t$ в загальному випадку не ортогональні, але за умовами лінійного розділення мають бути лінійно незалежні $C_i + C_k \neq 0$.

На геометричній мові вектори лінійно незалежні тоді і тільки тоді, коли жоден з них не може бути утворений лінійною комбінацією інших.

Теорія лінійного розділення побудована без урахування адитивних перешкод. У цих умовах байдуже, чи вибирати систему ортогональних або просто лінійно незалежних переносників. У будь-якому випадку їх максимальне число дорівнює розмірності простору $n = 2FT$, де F – верхня частота спектра переносників, T – період часу, на якому здійснюється передача сигналів. Проте, якщо врахувати вплив перешкод, то перевага ортогональних сигналів незаперечна, оскільки тільки в цьому випадку енергія сигналу використовується повністю. Тому, як правило, переносники вибираються ортогональними. Окремим випадком ортогональних сигналів є функції із спектрами, що не перекриваються, а також такі, що не перекриваються в часі.

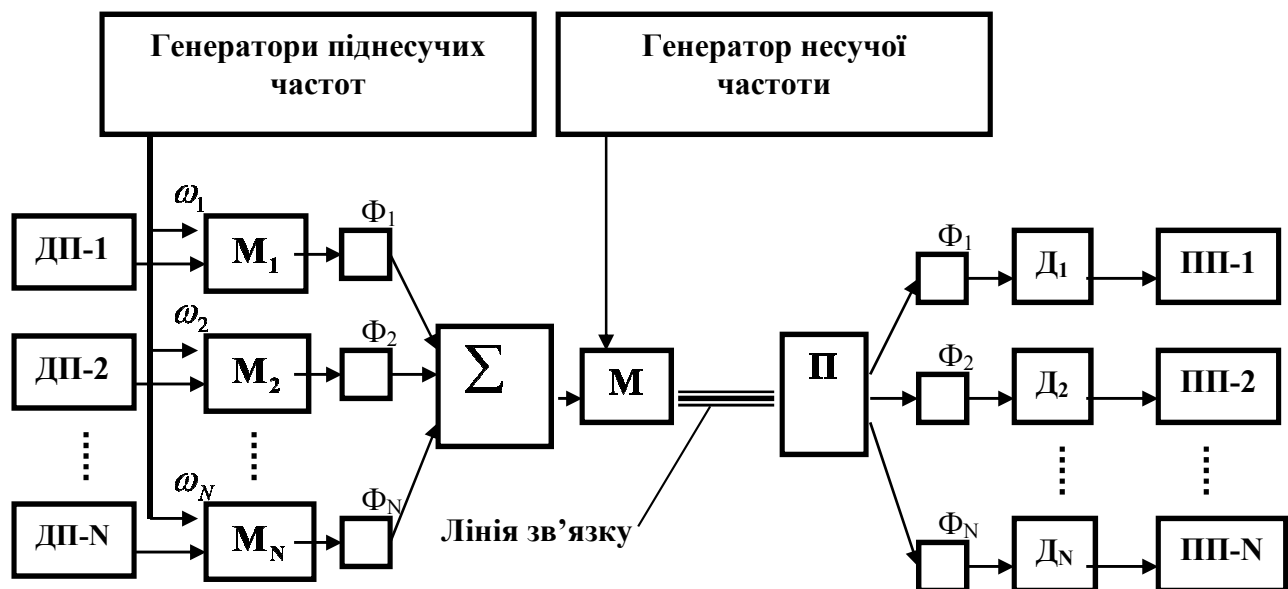


Рисунок 11.3 – Структурна схема багатоканальної системи з розділенням каналів за частотою

ДП – джерело повідомлень, M_k – каналний модулятор, Σ – суматор, M – груповий передавач, Π – груповий приймач, Φ_k – смуговий фільтр, D_k – демодулятор, ПП – приймач повідомлень

Часове розділення сигналів

Це таке розділення, при якому кожному з деякої сукупності сигналів виділяється певний відрізок часу. Його принцип полягає в тому, що за допомогою комутатора каналів груповий тракт надається по черзі для передачі сигналів кожному каналу багатоканальної системи. При передачі безперервних повідомлень для часового ущільнення використовується дискретизація за часом (імпульсна модуляція) і використовуються в схемі аналогові ключі. При передачі двійкових повідомлень використовуються в схемі елементи логічної кон'юнкції (&). Спочатку передається сигнал (імпульс) 1-го каналу, потім наступного і так до останнього, після чого знову включається 1-й канал і процес періодично повторюється. Приклад системи з часовим розділенням сигналів наведено на рис. 11.4.

У цьому прикладі комутатор каналів виконаний на базі лічильника з дешифратором. Це не єдине рішення. Комутатор може бути зроблено, наприклад, на основі зсувного регістру.

Умовою надійного і точного часового розділення сигналів є синхронність і синфазність роботи комутуючих пристроїв. Синхронізація може бути забезпечена за допомогою коливань загальної електричної мережі, що живить розподільники; також шляхом використання генераторів однакової частоти на передавальній і приймальній сторонах з посилкою примусових сигналів синфазування; чи за допомогою т. з. покрокового методу, що виконується за допомогою одного генератора для керування розподільниками як на передавальній, так і приймальній сторонах з посилкою в лінію синхронізуючих

покрокових імпульсів. Діаграма сигналів в системі з часовим розділенням каналів показана на рис. 11.5.

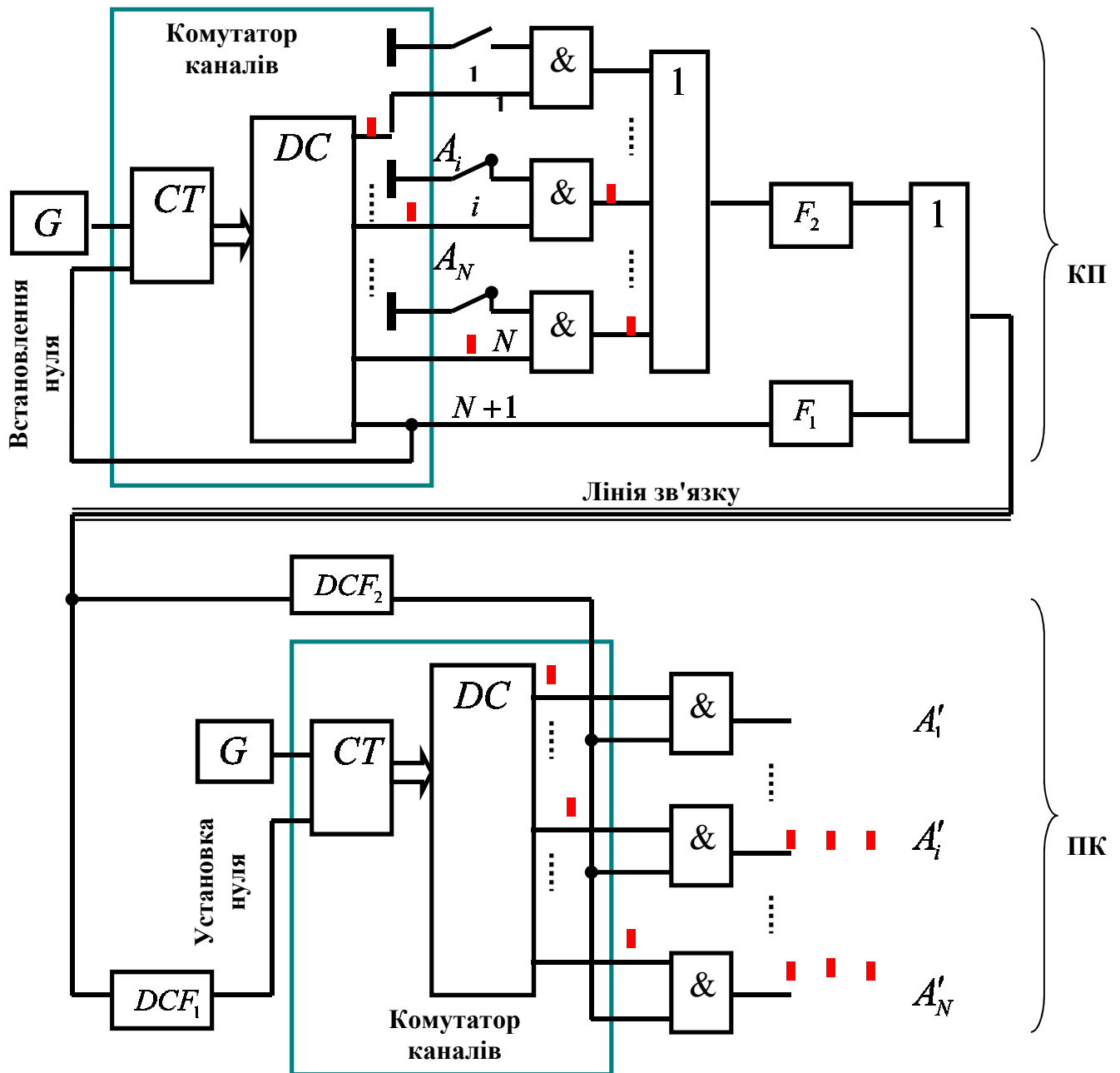


Рисунок 11.4 – Приклад системи з часовим розділенням сигналів,

де КП – контрольований пункт; ПК – пункт керування; G – генератор тактових імпульсів; CT – двійковий лічильник імпульсів (кількість імпульсів кодується двійковою комбінацією сигналів на виході лічильника); DC – дешифратор двійкового коду в одиничний; & – логічний елемент, що здійснює кон'юнкцію вхідних сигналів (сигнал на виході набуває значення 1 лише у тому випадку, коли обидва сигнали на вході одиничні); «1» – логічний елемент, що здійснює диз'юнкцію вхідних сигналів (сигнал на виході набуває значення 1 у тому випадку, коли хоч би один на вході одиничний); F_1 і F_2 – формувачі ознаки сигналу синхронізації і сигналу інформаційного (ці сигнали повинні відрізнятися один від одного, наприклад, за тривалістю); DCF_1 і DCF_2 – елементи розпізнавання ознаки сигналу в лінії зв'язку (DCF_1 розпізнає сигнал синхронізації, DCF_2 розпізнає інформаційний сигнал).

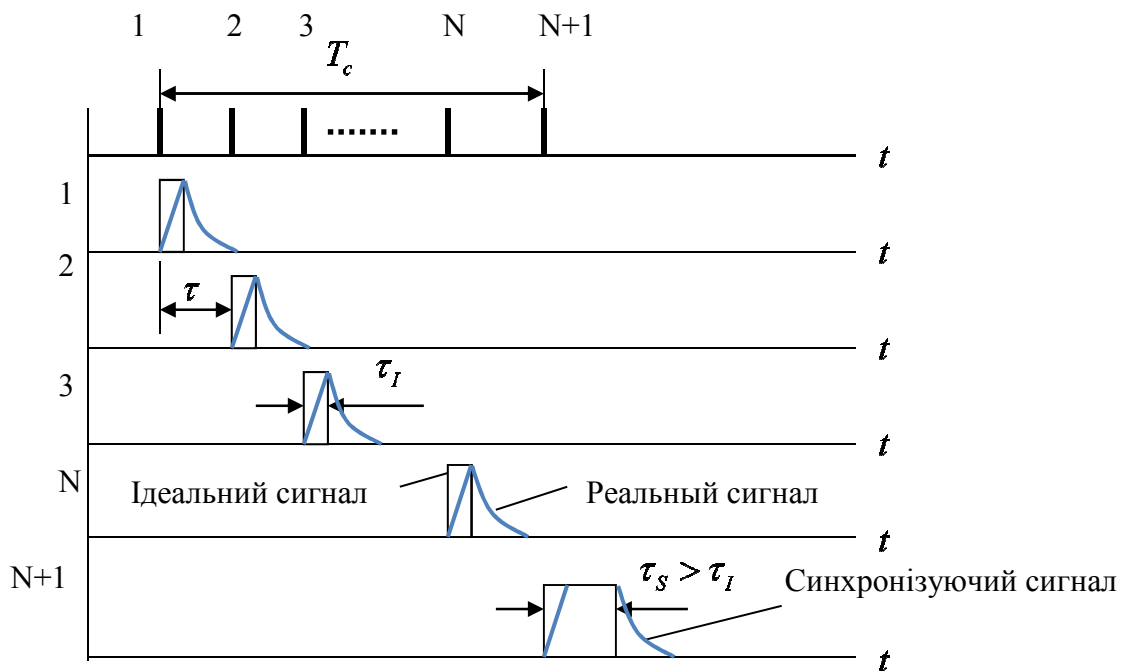


Рисунок 11.5 – Діаграма сигналів в системі з часовим розділенням каналів

Типові структури повідомлень в телемеханічних комплексах з часовим розділенням сигналів

Форми представлення даних в сучасних телемеханічних комплексах уніфіковані. Один з базових протоколів їх передачі – Х.25 (для радіоканалів – а Х.25). У найзагальнішому вигляді пакет передачі даних згідно з цим протоколом містить код початку блоку (КПБ), адресних і функціональних ознак (АФ), даних (Д), контрольну частину (К) і код закінчення блоку (КЗБ).

КПБ	АФ	Д	К	КЗБ
-----	----	---	---	-----

Частини пакету зазвичай складаються з цілої кількості байтів. Коди КПБ і КЗБ є унікальною комбінацією **01111110**, яка не може зустрітися в інших частинах пакету. Це забезпечується стаффінгом – додаванням після кожних п'яти «1» в коді повідомлення нуля і видаленням цих нулів на стороні прийому перед декодуванням. У приймачах з програмною реалізацією функцій коди КПБ і КЗБ розпізнаються маскуванням потоку імпульсів на виході селектора. Частина пакету АФ містить адресу контрольованого пункту, номер групи, в якій знаходиться об'єкт керування (зазвичай в кожній групі їх вісім), вид повідомлення ТК – телекерування (ввімкнути/вимкнути), МС – телесигналізація, ТП – телевимірювання поточні, ПІ – телевимірювання інтегральні та ін. Як правило, в одному пакеті передається команда ТК «ввімкнути» тільки одному об'єкту. Тоді у байті Д міститься тільки одна одиниця (позиційний код на одну комбінацію C_8^1), яка і визначає номер керованого об'єкта в групі. При передачі МС у байті Д позиційні сигнали «0» і «1» відображають стан «ввімкнений» і «вимкнений» усіх восьми об'єктів в

групі. Значення параметрів телевимірювань передаються нормальними двійковими кодами. При цьому в одному пакеті може міститися інформація щодо всіх об'єктів однієї або декількох груп. Типовий метод підвищення достовірності передачі повідомлень в ТК полягає у використанні вирішального зворотного зв'язку. При цьому повідомлення шифрується кодом з виявленням помилок. Якщо помилка не виявляється на стороні прийому, то джерелу повідомлення надсилається пакет «квитанція». Якщо після закінчення контрольного часу квитанції не отримано, передача повторюється. Найпоширеніший метод кодування – циклічний. За протоколом X.25 використовується код CRC-16 (cyclical redundancy check – циклічний надмірний код) з многочленом, що породжує кодову послідовність

$$P(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 = (x+1)(x^{15} + x^{14} + x^{13} + x^{12} + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1).$$

Він гарантовано виявляє роз'єднані поодинокі, подвійні, потрійні помилки, а також групові помилки завдовжки 16 бітів і менше, якщо довжина коду не перевищує $2^{15} - 1 = 32767$ біт. Контрольна його частина, яка розміщена в контрольній частині К, є залишком завдовжки в два байти. Рідше використовуються коди з контрольними сумами (коди Бергера), які мають менші можливості щодо виявлення помилок, ніж циклічні. Якщо усі пакети повідомлень володіють постійною довжиною, то необхідність в коді закінчення блоку відпадає.

**Кодове розділення каналів з псевдовипадковими
(шумоподібними) сигналами CDMA**
(англ. *Code Division Multiple Access* – множинний доступ
з кодовим розділенням)

Основою цього методу розділення сигналів є кодування елементарних сигналів повідомлень псевдовипадковими (шумоподібними) кодами. Кожен елементарний сигнал повідомлення перетворюється в складний псевдовипадковий.

Кодове розділення каналів отримало широке застосування в технологіях мобільного зв'язку, де велика кількість мобільних станцій одночасно працює в загальній для всіх широкій смузі частот. **CDMA** – технологія зв'язку (зазвичай радіозв'язку), в якій каналні передавачі мають загальну смугу частот, але різну кодову модуляцію.

Кодове розділення каналів здійснюється за допомогою використання взаємокореляційних властивостей спеціальних кодових послідовностей. Вони мають функцію кореляції, близьку до дельта-функції, називаються псевдовипадковими.

Канали трафіка при такому способі розділення середовища створюються завдяки застосуванню широкопasmового кодо-модульованого радіосигналу – шумоподібного сигналу, що передається до загального для інших аналогічних передавачів каналу в єдиному широкому частотному діапазоні. Внаслідок роботи декількох передавачів ефір в цьому частотному діапазоні стає ще більше шумоподібним. Кожен передавач модулює сигнал із використанням

окремого числового коду, який присвоєно в даний момент кожному користувачеві. Приймач, який налаштовано на аналогічний код, може виділяти з сукупності радіосигналів ту складову, яка йому призначена. У явному виді немає часового або частотного розділення каналів, кожен абонент постійно використовує усю ширину каналу, передаючи сигнал до загального частотного діапазону і приймаючи його із загального частотного діапазону. При цьому ширококутові канали прийому і передачі знаходяться на різних частотних діапазонах і не заважають один одному. Смуга частот одного каналу дуже широка, мовлення абонентів накладається одне на одне, але, оскільки їх коди модуляції сигналу відрізняються, вони можуть бути диференційовані апаратно-програмними засобами приймача.

При кодовій модуляції застосовується техніка розширення спектра з множинним доступом. Вона дозволяє збільшити пропускну здатність при незмінній потужності сигналу.

Дані, що передаються, комбінуються зі швидшим шумоподібним псевдовипадковим сигналом з використанням побітової операції «сума за модулем 2». На стороні передавача цю операцію здійснює модулятор МД1. Отриманий таким чином код модулює за допомогою МД2 несучу (ω_0).

На стороні приймача код відновлюється демодулятором (ДМ). Повідомлення, яке передається, розізнається корелятором. Для нормальної роботи подібної системи необхідно забезпечити особливо точну синхронність та синфазність сигналів, що передаються та приймаються, а також розпізнавання початкової фази псевдовипадкової послідовності. Для цього у складі приймача передбачаються синхронізатор тактової частоти (СТЧ), що здійснює автопідстроювання тактової частоти, і блок декодування повідомлень (БДП). На виході корелятора з'являється змістова послідовність елементів повідомлення лише у тому випадку, якщо початкові фази псевдовипадкової послідовності і тактової частоти однакові. Інакше, а також при прийомі вузькосмугового сигналу на виході корелятора з'являється хаотична послідовність імпульсів з широким спектром. В результаті на виході фільтра низьких частот (ФНЧ) сигнал має малий рівень, недостатній для розпізнавання БДП. Цим забезпечується можливість одночасної роботи в одній і тій самій смузі частот багатьох передавачів як ширококутових, так і вузькосмугових. Функціональна схема каналу CDMA показана на рис. 11.6.

Діаграму сигналів CDMA зображено на рис. 11.7.

Сигнал даних з тривалістю імпульсу T_b комбінується за допомогою операції «сума за модулем 2» з кодом сигналу, тривалість якого складає T_c (ширина смуги пропускання пропорційна $\frac{1}{T}$, де T = час передачі одного біта).

Отже, ширина смуги пропускання сигналу з даними дорівнює $\frac{1}{T_b}$ і ширина смуги пропускання сигналу, що отримується, становить $\frac{1}{T_c}$. Оскільки T_c багато

менше T_b , смуга частот сигналу, що отримується, набагато ширша за смугу частот сигналу даних. Величина $\frac{T_b}{T_c}$ називається чинником поширення або базою сигналу і визначає певною мірою верхню межу числа користувачів, що підтримуються базовою станцією одночасно.

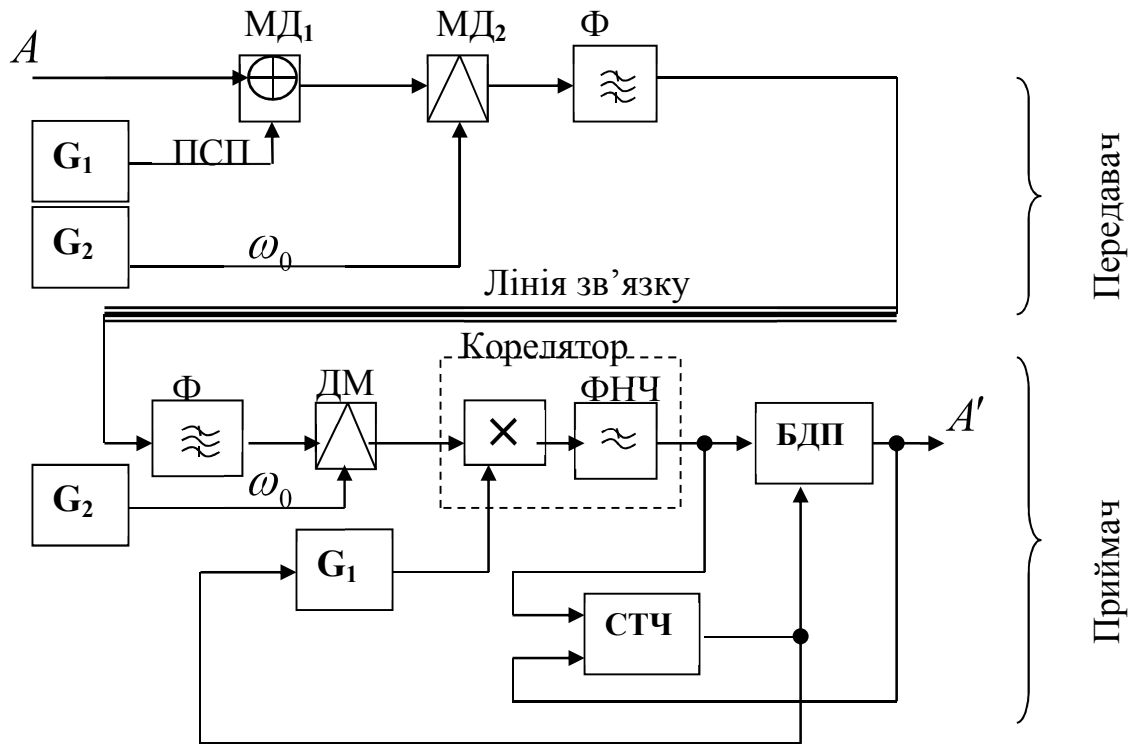


Рисунок 11.6 – Функціональна схема каналу CDMA

A – повідомлення, що передається; A' – повідомлення, що приймається; MD_1 – модулятор псевдовипадкової послідовності; MD_2 – модулятор несучої; Φ – смуговий фільтр; DM – демодулятор; FNC – фільтр низьких частот; BDP – блок декодування повідомлень; STC – синхронізатор тактової частоти; G_1 – генератор псевдовипадкової послідовності, G_2 – генератор несучої частоти

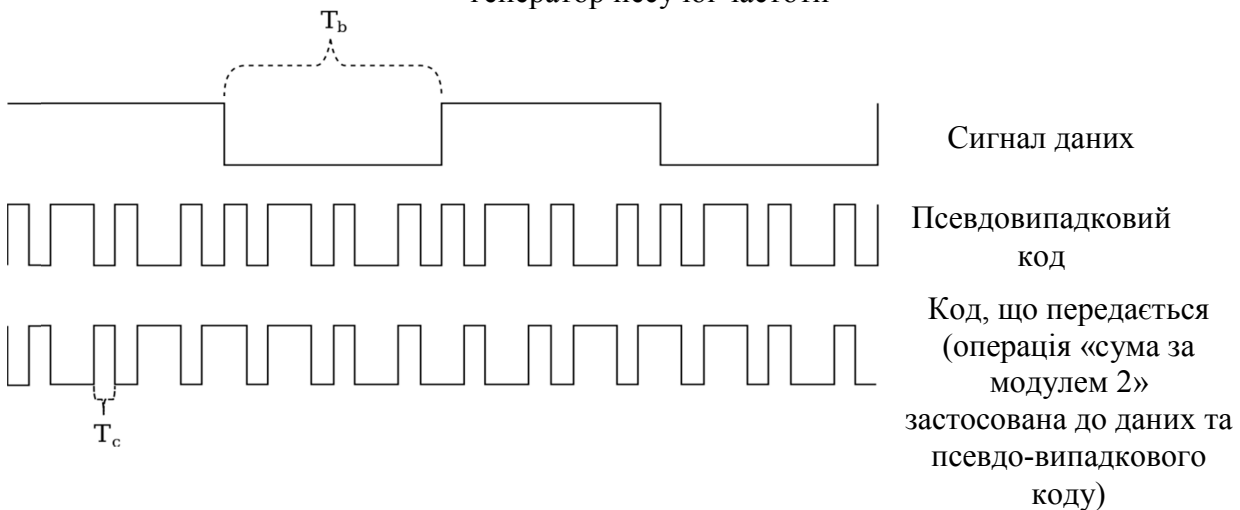


Рисунок 11.7 – Діаграма сигналів CDMA

Енергетичний спектр широкосмугового шумоподібного сигналу при довжині псевдовипадкової послідовності $n = 127$ показано на рис. 11.8.

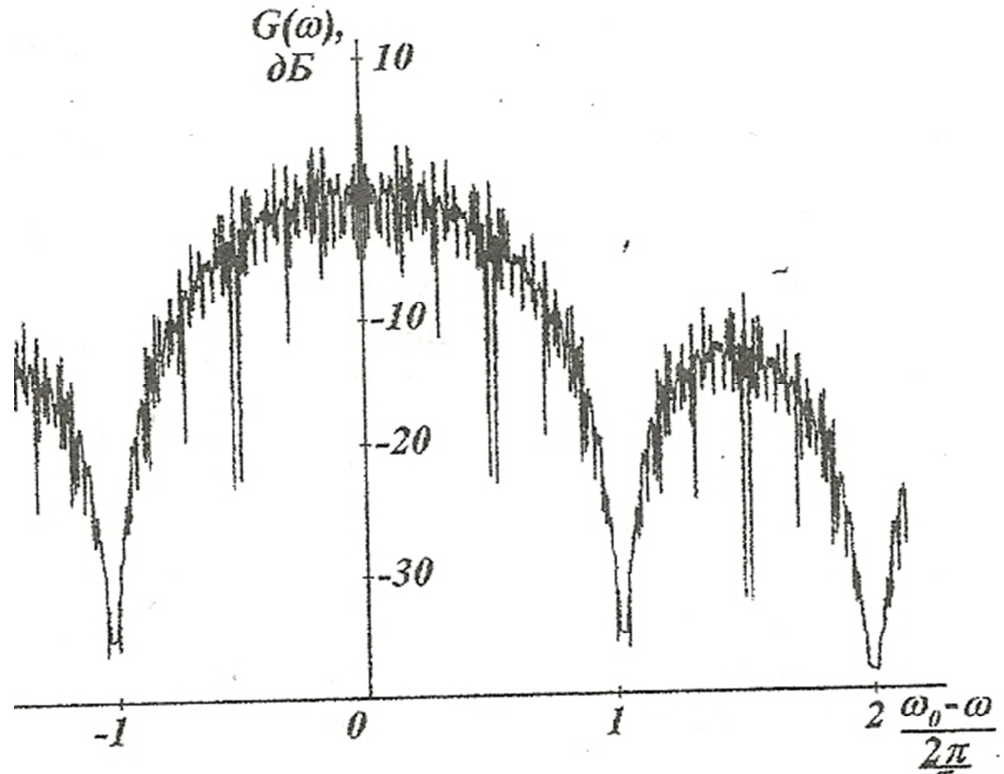


Рисунок 11.8 – Енергетичний спектр широкосмугового шумоподібного сигналу при довжині псевдовипадкової послідовності $n = 127$

Спектр симетричний відносно несучої частоти, наприклад, $f_0 = 925$ МГц, має перші нулі на частотах 923,75 МГц і 926,25 МГц при смузі частот широкосмугового шумоподібного сигналу $2\Delta F = 2,5$ МГц. У центральній пелюстці зосереджено ≈ 90 % усієї енергії сигналу. Бічні фільтруються смуговим фільтром передавача.

Канал CDMA є реально широкосмуговим (мінімальна ширина смуги частот 1,23 МГц). Частотний канал розбивається на декілька десятків логічних, каналів, передача та прийом по яким здійснюється в одній смузі частот одночасно. На передачі сигнали від різних джерел оброблюються кожен своїм кодом і об'єднуються в широкосмуговий сигнал з розподіленою енергією, а на приймальній стороні розділяються за допомогою аналогічних кодів. Основна ідея полягає в тому, що в одній і тій самій смузі частот створюються сигнали, що практично не впливають один на одного. На відміну від FDMA і TDMA, де енергія сигналу концентрується на вибраних частотах або часових інтервалах, сигнали CDMA розподілені у безперервному частотно-часовому просторі. Одна і та сама смуга частот використовується усіма каналами одночасно.

Цей метод знайшов застосування при створенні стандартів цифрового стільникового зв'язку, наприклад IS-95, IMT MC-450, UMTS, CDMA-2000 та ін.

Основні переваги CDMA

- Гнучкий розподіл ресурсів. При кодовому розділенні немає жорсткого обмеження на кількість каналів. Зі збільшенням кількості абонентів поступово зростає ймовірність помилок декодування, що веде до зниження якості каналу, але не до відмови обслуговування.
- Більш висока захищеність каналів. Виділити потрібний канал без знання його коду дуже важко. Уся смуга частот рівномірно заповнена шумоподібним сигналом.
- Технологія кодового розділення каналів CDMA завдяки високій спектральній ефективності є радикальним рішенням подальшої еволюції стільникових систем зв'язку.
- CDMA2000 є стандартом 3G в еволюційному розвитку мереж, що засновані на IS, - 95. При збереженні основних принципів, що закладено версією IS, - 95A, технологія стандарту CDMA безперервно розвивається.



Контрольні питання

1. Скільки лінійно незалежних каналів можна організувати на одній несучій при фазовому поділі каналів?
2. В якій системі зв'язку FDMA, TDMA, PDMA чи CDMA, не можлива одночасна передача декількох сигналів?
3. Який з нижчеперелічених методів функціонування використовується у CAN мережі:
 - 1) метод комутації повідомлень,
 - 2) метод комутації каналів,
 - 3) метод квазіортогональних сигналів,
 - 4) метод зважених коефіцієнтів.
4. За якими ознаками не можна розрізнити сигнали окремих каналів в разі безперервної модуляції синусоїдального переносника – за частотою, за фазою, за амплітудою, чи за формою?
5. Яка умова є необхідною і достатньою для розділення сигналів лінійними пристроями?
6. Які сигнали з нижчеперелічених не є взаємно ортогональними:
 - 1) $s_i(t) = C_i \sin \omega t$ и $s_k(t) = C_k \cos \omega t$;

2) $s_i(t) = C \sin \omega_i t$ и $s_k(t) = C \sin \omega_k t$;

3) $s_i(t) = C_i \sin \omega t$ и $s_k(t) = C_k \sin \omega t$;

4) $s_i(t) = C \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)$ $s_i(t) = C \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{4}\right)$?

7. На яку частоту повинні бути рознесені частоти каналів при частотному розділенні?

8. Чи може бути використано для синхронізації комутаторів при часовому розділенні сигналів процес роздільної генерації імпульсів однакової частоти з автопідстроюванням частоти?

9. Чим досягається підвищення достовірності передачі даних в телемеханічних комплексах – зменшенням часу розпізнавання сигналу чи використанням вирішального зворотного зв'язку?

10. За послідовністю псевдовипадкового коду, що використовується для кодування, та переданого в каналі зв'язку коду згідно з CDMA-протоколом відновити вихідний код:

1 0 1 0 0 1 0 1 – псевдовипадковий код,

0 1 0 1 0 1 0 1 – код, що передається,

? ? ? ? ? ? ? ? – вихідний код.

12. Передача інформації циклічними кодами з виявленням помилок. Частина 1

Структурний аналіз об'єкта телекерування. Функціональна схема телемеханічної системи. Формування структури блоків повідомлень. Принцип побудови циклічних кодів з виявленням помилок. Запис кодових комбінацій у вигляді полінома. Складання, множення та ділення поліномів у полі вирахувань за модулем 2. Матричний запис кодових комбінацій.

Інформація при передачі у каналі зв'язку піддається дії перешкод та інших різноманітних впливів, внаслідок яких вона може спотворюватись. Використання такої спотвореної інформації в задачах керування може призвести до вкрай негативних наслідків. Для оперативного виявлення помилок у повідомленнях, які виникають при передачі інформації по каналах зв'язку, розроблено ряд методів. Всі вони засновані на принципах надлишкового кодування шляхом додавання до коду повідомлення на стороні передачі додаткових бітів. Один з найбільш популярних методів виявлення помилок, що базується на використанні циклічних кодів, розглядається у даній лекції.

Як об'єкт контролю та телекерування, де здійснюється передача інформації між пунктом керування (ПК) та контрольованим пунктом (КП), розглянемо потоково-транспортну систему (ПТС), в якій початковий матеріал піддається обробці, переміщуючись в просторі від місця його прийому до місця вивантаження готового продукту. Транспортування матеріалу здійснюється конвеєрним транспортом, а також іншими механізмами, що входять до складу спеціалізованих агрегатів з переробки матеріалу в потоці. Технологічна схема об'єкта автоматизованого телекерування представлена на рис. 12.1.

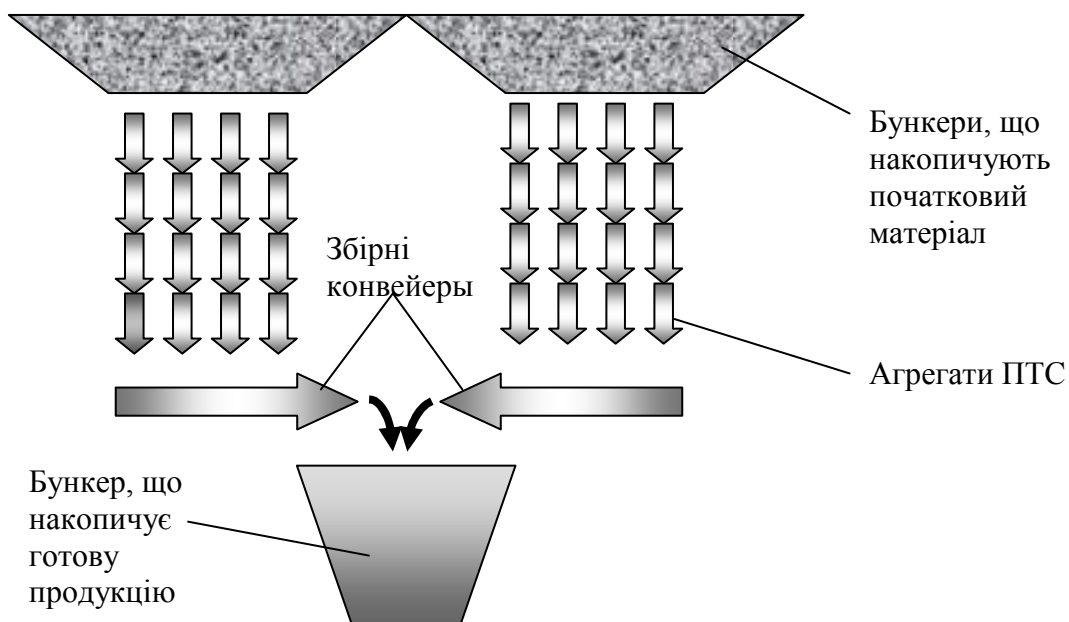


Рисунок 12.1 – Технологічна схема об'єкта телемеханізації

Подібні системи поширені в гірничодобувній, хімічній, металургійній та інших галузях промисловості.

Як видно зі схеми, що наведено на рис.12.1, об'єкт складається з 8 незалежних технологічних ліній, згрупованих по чотири, що подають матеріал

на два збірні конвеєри. Вони вивантажують матеріал у бункер-накопичувач готового продукту.

Диспетчер технологічного комплексу повинен мати можливість вибірково включати в роботу збірні конвеєри і технологічні лінії, як для індивідуальної, так і для спільної (паралельної) роботи. При виборі технологічної лінії і поданні команди на її включення або відключення команда виконується усіма агрегатами лінії з урахуванням вимог до взаємного блокування та послідовності включень. Диспетчерові повинна безперервно поступати інформація про стан кожного агрегата ПТС у вигляді квадрупольного повідомлення:

- 1) не обраний і не ввімкнений;
- 2) обраний і ввімкнений;
- 3) не обраний і ввімкнений;
- 4) обраний і не ввімкнений.

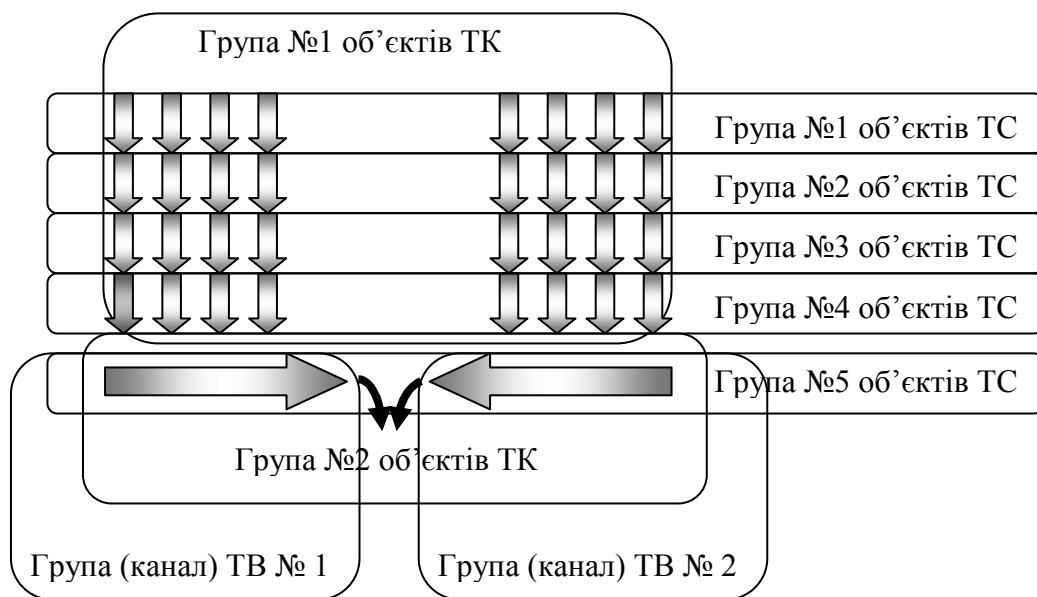


Рисунок 12.2 – Декомпозиція системи на групи агрегатів, що відповідають групам повідомлень

Група №1 об'єктів ТК включає 8 об'єктів – технологічних ліній ПТС, група №2 об'єктів ТК включає 2 об'єкти – збірні конвеєри, групи №№ 1–4 об'єктів ТС включають по 8 об'єктів – агрегатів ПТС кожна, група №5 об'єктів ТС включає 2 об'єкти – збірні конвеєри, групи №№ 1 і 2 – канали ТВ включають по одному об'єкту – збірному конвеєру. Функціональну схему телемеханічної системи наведено на рис. 12.3.

Вона формується на основі логічної комбінації бінарних сигналів стану агрегата (вкл/викл) з командами вибору об'єкта (обраний/не обраний) і відображається на мнемосхемі об'єкта відповідними трансформаціями символів агрегатів ПТС. Таким чином, по каналу зв'язку з КП на ПК передаються бінарні сигнали стану агрегатів. Крім того на диспетчерський пункт передається інформація про величину навантаження збірних конвеєрів, що отримана шляхом виміру струму в колах живлення їх електроприводів.

Отже, в проєктованій телемеханічній системі мають бути реалізовані наступні функції збору, обробки і передачі інформації:

1. Телекерування (ТК).
2. Телесигналізація (ТС).
3. Телевимірювання (ТВ) поточних значень.

Структуризація блоків повідомлень в каналі передачі даних комплексу здійснюється шляхом виокремлення в структурі об'єкту груп агрегатів, що відповідають групам повідомлень, як наведено на рис. 12.2.

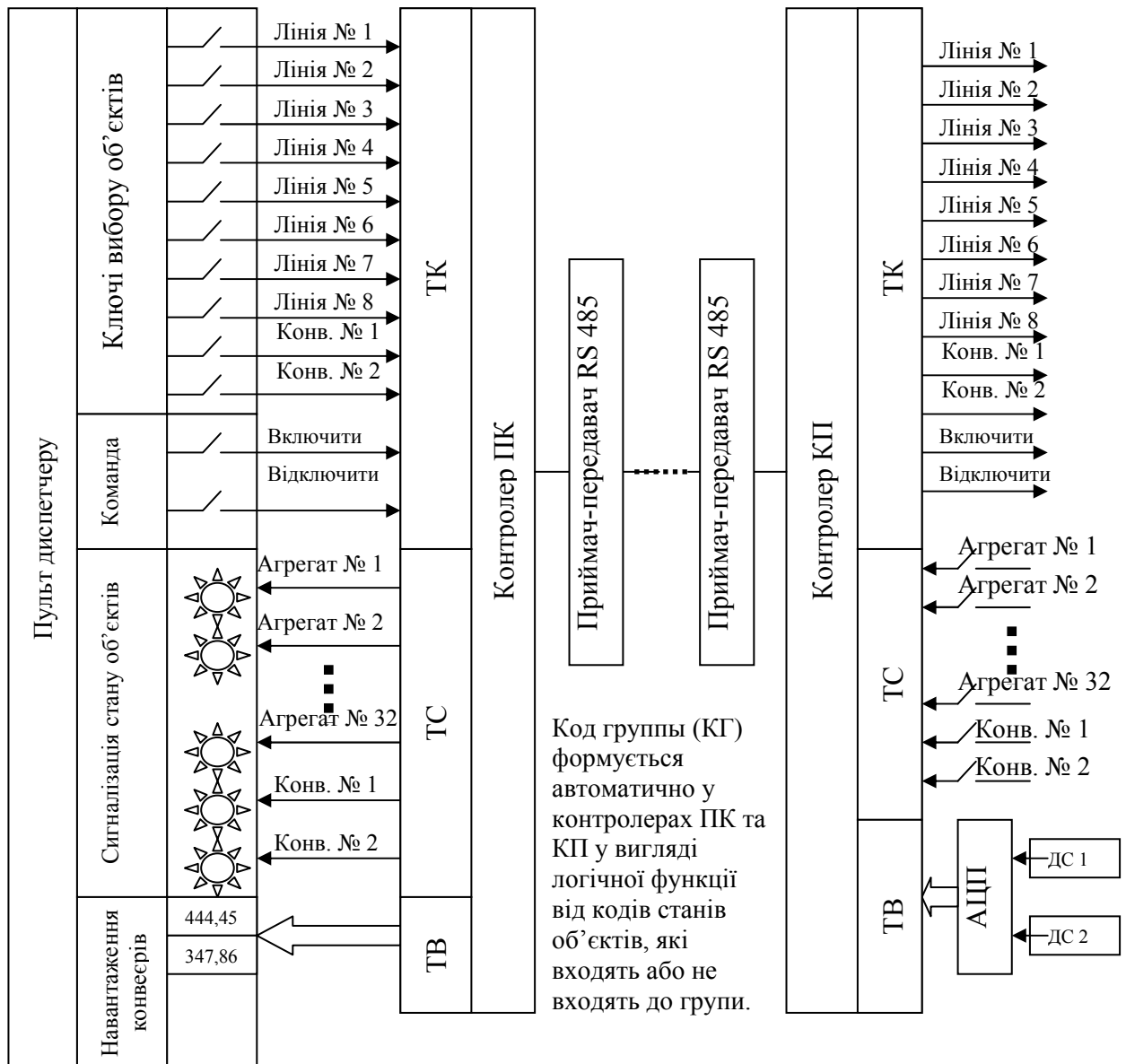
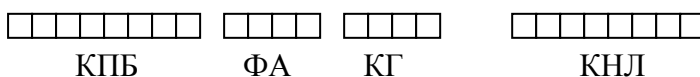


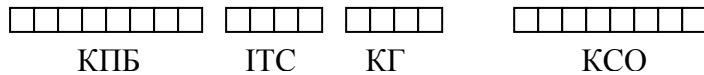
Рисунок 12.3 – Функціональна схема телемеханічної системи

На підставі схеми декомпозиції об'єкта створюється структура даних з вказівкою кількості двійкових розрядів в кожній групі повідомлень

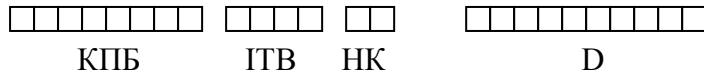
Структура даних ТК



Структура даних МС



Структура даних ТВ



- КПБ = 01111110 – код початку блоку, довжина – 1 байт;
- ФА – функціональна адреса;
- КГ – код групи об'єктів;
- КНЛ – код номера технологічної лінії в групі – позиційний на одне поєднання C_8^1 ;
- КСО – код стану об'єкта (включений – 1, відключений – 0) – позиційний на усі поєднання;
- ІТС – ідентифікатор каналу ТС;
- НК – номер каналу телевимірювань;
- ІТВ – ідентифікатор каналу ТВ;
- D – двійковий десятирозрядний код аналогового сигналу.

Код КПБ є унікальною комбінацією **01111110**, яка не може трапитись в інших частинах пакету. Це забезпечується стаффінгом – додаванням «0» після кожних п'яти «1» в коді повідомлення і видаленням цих нулів на стороні прийому перед декодуванням.

У каналі ТК стаффінг не вимагається, оскільки байти не можуть містити код, аналогічний КПБ. У той самий час, в каналах ТС та ТВ стаффінг є обов'язковим.

У приймачах з програмною реалізацією функцій код КПБ розпізнається маскуванням потоку імпульсів на виході селектора. КПБ не входить в інформаційну частину повідомлення.

За результатами структурного аналізу об'єкта телекерування будується таблиця (табл. 12.1) кодів, які передаються у каналі зв'язку.

Запис кодових комбінацій у вигляді полінома

Будь-яке число в системі числення з основою X можна представити у вигляді полінома. Так, n -розрядне число запишеться так:

$$F(X) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i X^i = A_{n-1} X^{n-1} + A_{n-2} X^{n-2} + \dots + A_0 X^0,$$

де A – цифрові коефіцієнти, що мають значення від 0 до $X-1$.

Таблиця 12.1 – Таблиця кодів ТК

№ з/п	№ групи	№ об'єкту	ФА	Циклічний двійковий код ТК з виявленням помилок	16-річна версія коду $R(x)$
1	I	1	Вкл.	1010 1000 10000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
			Відкл.	0101 1000 10000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
2		2	Вкл.	1010 1000 01000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
			Відкл.	0101 1000 01000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
3	II	1	Вкл.	1010 0100 10000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
4			Відкл.	0101 0100 10000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
5		2	Вкл.	1010 0100 01000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
6			Відкл.	0101 0100 01000000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
7		3	Вкл.	1010 0100 00100000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
8			Відкл.	0101 0100 00100000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
9		4	Вкл.	1010 0100 00010000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
10			Відкл.	0101 0100 00010000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
11		5	Вкл.	1010 0100 00001000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
12			Відкл.	0101 0100 00001000 [додаткова частина коду $R(x)$]	
13		6	Вкл.	1010 0100 00000100 [додаткова частина коду $R(x)$]	
14			Відкл.	0101 0100 00000100 [додаткова частина коду $R(x)$]	
15		7	Вкл.	1010 0100 00000010 [додаткова частина коду $R(x)$]	
16			Відкл.	0101 0100 00000010 [додаткова частина коду $R(x)$]	
17		8	Вкл.	1010 0100 00000001 [додаткова частина коду $R(x)$]	
18			Відкл.	0101 0100 00000001 [додаткова частина коду $R(x)$]	

У десятковій системі ($X=10$)

$$F(10) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i 10^i .$$

Так, число 1408 запишеться таким чином:

$$1408 = 1 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 8 \cdot 10^0 .$$

У двійковій системі числення

$$F(2) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i 2^i .$$

Так, десяткове число 47 запишеться таким чином:

$$47 = 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$

чи у вигляді многочлена

$$G(X) = 1 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 1 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0 = x^5 + x^3 + x^2 + x^1 + 1.$$

Отже, члени поліномів записуються тільки за наявності коефіцієнта одиниці.

Поліном для першого рядка таблиці кодів ТК (без урахування додаткової частини коду) має вигляд

$$G(X) = x^{15} + x^{13} + x^{11} + x^7 \rightarrow 1010100010000000.$$

Складання кодових поліномів

Над многочленами можна проводити усі операції алгебри. Звичайне складання з перенесенням числа у вищий розряд тут не придатне, оскільки це може призвести до утворення більш високого розряду, ніж прийнято в цьому коді, що неприпустимо. Тому застосовується так зване складання двійкових чисел за модулем 2, що позначається знаком \oplus . При двох доданках правила складання наступні:

$$1 \oplus 1 = 0, 1 \oplus 0 = 1, 0 \oplus 0 = 0, 0 \oplus 1 = 1.$$

При складанні багатозначних чисел утворюють розряди, що займають однакові місця. При цьому відбувається складання тільки коефіцієнтів при членах мір, що збігаються. Якщо складаються декілька чисел, то парне число одиниць в сумі дає нуль, а сума непарного числа одиниць прирівнюється до одиниці. Іноді в результаті складання декількох чисел сума виражається меншим двійковим числом, чим будь-який з доданків. Для прикладу проведемо складання наступних поліномів:

$$\begin{array}{r} x^6 + x^5 + 0 + x^3 + x^2 + 0 + 1 \rightarrow 1101101, \\ \oplus 0 + x^5 + x^4 + 0 + x^2 + 0 + 0 \rightarrow 0110100, \\ x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x^1 + 1 \rightarrow 1111111 \\ \hline = 0 + x^5 + 0 + 0 + x^2 + x + 0 \rightarrow 0100110. \end{array}$$

Множення многочленів у полі обчислень за модулем 2.

Для того, щоб при множенні поліномів не збільшилася розрядність міри полінома вище за задану, проводять так зване символічне множення, або множення в кінцевому полі двійкових чисел, що складається з двох етапів. Перший етап полягає в множенні поліномів за звичайними правилами алгебри, за виключенням складання, яке проводиться за модулем 2. Множення поліномів в полі вираховувань за модулем два здійснюється таким чином, що коефіцієнти при змінній x дорівнюють залишкам від ділення на 2 цих коефіцієнтів, отриманих звичайним множенням алгебри. При звичайному множенні отримаємо

$$P(x) = (x+1)(x^5 + x^4 + x^3 + x + 1) = (x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + x) + (x^5 + x^4 + x^3 + x + 1) = x^6 + 2x^5 + 2x^4 + x^3 + x^2 + 2x + 1.$$

При множенні в полі обчислень за модулем 2 коефіцієнти, кратні 2, замінюються нулями

$$P(x) = (x+1)(x^5 + x^4 + x^3 + x + 1) = x^6 + x^3 + x^2 + 1.$$

Матричний запис кодових комбінацій

Усю сукупність комбінацій n -розрядного двійкового коду, що налічує 2^n різних комбінацій, можна записати у вигляді матриці, яка містить 2^n рядків та n стовпців. Так, усі комбінації трирозрядного коду запишуться в матриці **A**.

Якщо узяти будь-які два або більше рядків матриці і скласти їх за модулем 2, то отримаємо один з інших рядків, записаних в цій матриці. Наприклад, складаючи другий і третій рядки, отримаємо четвертий. З матриці можна вибрати комбінації, що складаються з однієї одиниці. Вони утворюють матрицю **B**, що називається одиничною. Матриця **C** є транспонованою одиничною, тобто дзеркальним відображенням матриці **B**. Цікаву властивість має одинична матриця: якщо скласти за модулем 2 в різному поєднанні рядки, то отримаємо усі інші рядки матриці **A**

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Ділення поліномів

При діленні в двійковому записі дільник множиться на частку і підписується під діленим так, щоб збігались старші розряди.

У частку записується одиниця. Для знаходження першого залишку з діленого віднімається дільник (що еквівалентно їх складанню за модулем 2) і до залишку справа заноситься черговий розряд діленого. Далі під першим залишком знову підписується дільник і в частку приписується ще одна одиниця, якщо число розрядів в залишку дорівнює числу розрядів дільника. Інакше в частці записується нуль і до залишку підписується черговий член діленого. Ділення триває до тих пір, поки міра залишку не стане менше міри дільника, тобто число розрядів залишку не виявиться менше числа розрядів дільника.

функціональних адрес для 12-ти груп виконавчих механізмів по 29 механізмів в групі позиційним кодом на одне поєднання?

2. Якому шістнадцятковому числу відповідає поліном $G(X) = x^{15} + x^{12} + x^9 + x^7$?

3. Знайти суму поліномів $G(X) = x^7 + x^5 + x^4 + 1$ та $P(X) = x^7 + 1$ у вигляді шістнадцяткового числа.

4. Знайти добуток поліномів $G(X) = x^7 + x^5 + x^4 + 1$ та $P(X) = x^7 + 1$ у вигляді шістнадцяткового числа.

5. Знайти результат ділення полінома $P(x) = x^6 + x^3 + x^2 + 1$ на поліном $P(x) = (x + 1)$ у вигляді шістнадцяткового числа.

13. Передача інформації циклічними кодами з виявленням помилок.

Частина 2

Довжина додаткової частини коду для виявлення помилок. Приклад розрахунку і побудови матриці, що утворює циклічні коди повідомлень з виявленням одно-, дво- та трикратних розсіяних помилок. Побудова таблиці циклічних кодів з виявленням помилок. Верифікація кодової посилки. Кількість інформації в потоці повідомлень. Максимальна середня ентропія джерела повідомлень. Тривалість імпульсу елементарного сигналу τ і інтенсивність потоку повідомлень. Смуга частот каналу зв'язку і необхідна швидкість передачі інформації.

Довжина додаткової частини коду для виявлення помилок

Для забезпечення необхідної достовірності передачі даних в каналах зв'язку використовується циклічний код, що забезпечує виявлення помилок. Його побудова здійснюється за допомогою утворюючого полінома вигляду $P(x) = (x+1)P'(x)$, де $P'(x)$ – неприведений примітивний табличний поліном (див. таблицю 6.1, лекція 6). При заданому примітивному поліномі $P'(x)$ r -того порядку, виявлення одно-, дво- та трикратних розсіяних помилок має місце у тому випадку, коли довжина циклічного коду n не перевищує значення $2^r - 1$.

Розрахункова довжина циклічного коду:

$$n = K_I + K_0, \quad (13.1)$$

де K_I – довжина інформаційної частини циклічного коду, K_0 – довжина коду залишку $R(x)$ циклічного коду:

$$K_0 = r + 1, \quad (13.2)$$

де $r = \lceil \log_2 P'(x) \rceil$ – порядок полінома $P'(x)$.

Отже, умова для визначення порядку утворюючого полінома

$$K_I + (r + 1) \leq 2^r - 1. \quad (13.3)$$

Припустимо, інформаційна частина коду міститься в двобайтному повідомленні ($K_I = 16$). У такому разі, згідно з нерівністю (13.3), найменший порядок r полінома дорівнює 5 і довжина коду залишку $K_0 = r + 1 = 5 + 1 = 6$. Таким чином, необхідна нерівність $n < 2^r - 1$ виконується при $r = 5$. Отже, поліном 6-го порядку достатній для побудови необхідного циклічного коду.

Приклад розрахунку і побудови утворюючої матриці для циклічних кодів повідомлень з виявленням одно-, дво- та трикратних розсіяних помилок

Основою утворюючої є одинична матриця $E_{(K_I, K_I)} = E_{(16, 16)}$ розмірністю $K_I \times K_I = 16 \times 16$

$$\begin{array}{ccc}
E_{(K_I, K_I)} & \xrightarrow{\quad} & G_{(K_I, K_I)} = E_{(K_I, K_I)}^T \\
\left| \begin{array}{c} 1000000000000000 \\ 0100000000000000 \\ 0010000000000000 \\ 0001000000000000 \\ 0000100000000000 \\ 0000010000000000 \\ 0000001000000000 \\ 0000000100000000 \\ 0000000010000000 \\ 0000000001000000 \\ 0000000000100000 \\ 0000000000010000 \\ 0000000000001000 \\ 0000000000000100 \\ 0000000000000010 \\ 0000000000000001 \end{array} \right| & = & \left| \begin{array}{c} 0000000000000001 \\ 0000000000000010 \\ 0000000000000100 \\ 0000000000001000 \\ 0000000000010000 \\ 0000000000100000 \\ 0000000001000000 \\ 0000000010000000 \\ 0000000100000000 \\ 0000001000000000 \\ 0000010000000000 \\ 0000100000000000 \\ 0001000000000000 \\ 0010000000000000 \\ 0100000000000000 \\ 1000000000000000 \end{array} \right| \Rightarrow \left| \begin{array}{c} x^0 \\ x^1 \\ x^2 \\ x^3 \\ x^4 \\ x^5 \\ x^6 \\ x^7 \\ x^8 \\ x^9 \\ x^{10} \\ x^{11} \\ x^{12} \\ x^{13} \\ x^{14} \\ x^{15} \end{array} \right| F(x)
\end{array} \tag{13.4}$$

Транспонуючи матрицю $E_{(16,16)}$ (повертаючи за годинниковою стрілкою на 90 градусів), отримуємо матрицю $G_{(16,16)}$. Кожному її рядку поставимо у відповідність міру змінної x , що визначена положенням одиниці в рядку, тобто 0 поставимо у відповідність x^0 , 1 – x^1 і так далі. З елементів x^0, x^1, \dots, x^{15} складемо вектор $F(x)$. Помноживши його на умовну змінну x в степені утворюючого полінома тобто, на x^6 , отримаємо:

$$F(x) \cdot x^6 = \left| \begin{array}{c} x^6 \\ x^7 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ x^{20} \\ x^{21} \end{array} \right| \tag{13.5}$$

Вектору $F(x) \cdot x^6$ відповідає матриця $G_{(16,22)}$, отримана з $G_{(16,16)}$ дописуванням в кожному рядку $r + 1 = 6$ нулів.

$$G_{16,22} = \begin{array}{|l} 00000000000000001000000 \\ 00000000000000001000000 \\ 00000000000000001000000 \\ 0000000000001000000000 \\ 0000000000001000000000 \\ 0000000000001000000000 \\ 0000000000100000000000 \\ 0000000010000000000000 \\ 0000000100000000000000 \\ 0000001000000000000000 \\ 0000010000000000000000 \\ 0000100000000000000000 \\ 0001000000000000000000 \\ 0010000000000000000000 \\ 0100000000000000000000 \\ 1000000000000000000000 \end{array} \quad (13.6)$$

Матриця $G_{(16,22)}$ стає утворюючою для отримання циклічних кодів після заміни в кожному рядку останніх шести нулів залишками $R(x)$, що одержуються при діленні в полі вирахувань за модулем 2 матриці $G_{(16,22)}$ на двійковий еквівалент заданого утворюючого полінома, порядок якого визначений вище:

$$P(x) = (x + 1)(x^5 + x + 1) = x^6 + x^5 + x^2 + x + 1, \quad (13.7)$$

$$P(x) \bmod 2 = 1100111.$$

Усі залишки можуть бути отримані діленням останнього рядка матриці $G_{(16,22)}$ на $P(x) \bmod 2$

⊕	10000000000000000000000	1100111
	1100111	
⊕	1) <u>1001110</u>	1111001001010100
	1100111	
⊕	2) <u>1010010</u>	
	1100111	
.....		
⊕	14) <u>0010110</u>	
	0000000	
⊕	15) <u>0101100</u>	
	0000000	
	16) <u>101100</u>	Ділення закінчене

Залишки помічені номерами і підкреслені.

Перевіряємо 1-й та 16-й залишки діленням поліномів $x^6/P(x)$ і $x^{21}/P(x)$

$$\begin{array}{r|l} x^6 & \\ \hline x^6 + x^5 + x^2 + x + 1 & x^6 + x^5 + x^2 + x + 1 \\ \hline x^5 + x^2 + x + 1 & 1 \\ \hline \end{array} \rightarrow \text{1) } \underline{\underline{100111}}$$

$$(1 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 1 \cdot x + 1)$$

$$\begin{array}{r|l} x^{21} & \\ \hline x^{21} + x^{20} + x^{17} + x^{16} + x^{15} & \\ \hline x^{20} + x^{17} + x^{16} + x^{15} & \\ \hline x^{20} + x^{19} + x^{16} + x^{15} + x^{14} & \\ \hline x^{19} + x^{17} + x^{14} & \\ \hline \text{-----} & \\ \hline x^{10} + x^9 + x^8 + x^7 + x^6 & \\ \hline x^{10} + x^9 + x^6 + x^5 + x^4 & \\ \hline x^8 + x^7 + x^5 + x^4 & \\ \hline x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + x^2 & \\ \hline x^5 + x^3 + x^2 & \rightarrow \text{16) } \underline{\underline{101100}} \\ \hline \end{array} (1 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 0 \cdot x + 0).$$

Утворююча матриця циклічних кодів будується згідно з двобайтовою структурою блоку повідомлень.

$$G_{16,22} = \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} \text{Службовий} & \text{Байт} & & \\ \text{байт} & \text{даних} & & R(x) \end{array} \\ \left[\begin{array}{cccc} 0000 & 0000 & 00000001 & 100111 \\ 0000 & 0000 & 00000010 & 101001 \\ 0000 & 0000 & 00000100 & 110101 \\ \text{-----} & & & \\ 0010 & 0000 & 00000000 & 001011 \\ 0100 & 0000 & 00000000 & 010110 \\ 1000 & 0000 & 00000000 & 101100 \end{array} \right] \end{array} \quad (13.8)$$

Побудова таблиці циклічних кодів

Процедура створення кодових таблиць включає наступні три етапи: розробку структури таблиці згідно із будовою блоку повідомлень, заповнення

інформаційної частини таблиці, обчислення і занесення в неї додаткових частин кодів, що забезпечують виявлення помилок.

Особливістю утворюючої матриці циклічних кодів є те, що будь-який рядок, що не увійшов до таблиці, може бути отриманий підсумовуванням за модулем 2 таких рядків з числа тих, що увійшли до таблиці, які в сумі забезпечують отримання необхідного коду інформаційної частини повідомлення. При цьому додаткова частина коду, що забезпечує виявлення помилок, знаходиться підсумовуванням за модулем 2 залишків рядків $R(x)$, що увійшли до суми. Коди ТК наведено у табл. 13.1.

Таблиця 13.1 – Таблиця кодів ТК

№ з/п	№ групи	№ об'єкта	ФА содерж.	Циклічний код ТК	16-річний код
1	I	1	Вкл.	1010 1000 10000000 100010	22H
			Відкл.	0101 1000 10000000 [код _]	
2		2	Вкл.	1010 1000 01000000 [код _]	
			Відкл.	0101 1000 01000000 [код _]	
3	II	1	Вкл.	1010 0100 10000000 [код _]	
4			Відкл.	0101 0100 10000000 [код _]	
5		2	Вкл.	1010 0100 01000000 [код _]	
6			Відкл.	0101 0100 01000000 [код _]	
7		3	Вкл.	1010 0100 00100000 [код _]	
8			Відкл.	0101 0100 00100000 [код _]	
9		4	Вкл.	1010 0100 00010000 [код _]	
10			Відкл.	0101 0100 00010000 [код _]	
11		5	Вкл.	1010 0100 00001000 [код _]	
12			Відкл.	0101 0100 00001000 [код _]	
13		6	Вкл.	1010 0100 00000100 [код _]	
14			Відкл.	0101 0100 00000100 [код _]	
15		7	Вкл.	1010 0100 00000010 [код _]	
16			Відкл.	0101 0100 00000010 [код _]	
17		8	Вкл.	1010 0100 00000001 [код _]	
18			Відкл.	0101 0100 00000001 [код _]	

Побудову додаткової частини коду, що блокує помилки, показано на прикладі першого рядка. Для інших обчислення проводяться аналогічно.

У даному коді 1010 1000 10000000 одиниця стоїть на місцях (зліва направо): 1, 3, 5, 9. Отже, залишок коду отримуємо підсумовуванням залишків рядків $17-1=16$, $17-3=14$, $17-5=12$, $17-9=8$ утворюючої матриці.

$$\begin{array}{r}
 101100 \\
 \oplus \quad 001011 \\
 \quad \quad 011011 \\
 \quad \quad \underline{011110} \\
 R(x) = \quad \mathbf{100010}
 \end{array}$$

Верифікація кодової посилки (на прикладі команди ТК). Здійснюється шляхом ділення коду команди ТК на двійковий еквівалент утворюючого полінома:

10101000100000000 100010	1100111
1100111	110000010001011
1100110	
1100111	
0000011	
0000000	
0000110	
0000000	
0001100	
0000000	
0011000	
0000000	
0110000	
0000000	
1100000	
1100111	
0001110	
0000000	
0011100	
0000000	
0111001	
0000000	
1110010	
1100111	

0101010
0000000
1010100
1100111
1100111
1100111

Ділення коду команди ТК без залишку на двійковий еквівалент утворюючого полінома означає, що в кодї відсутні одно-, дво- та триразові помилки.

Кількість інформації в потоці повідомлень

Потоком подій джерела повідомлень називається послідовність в часі його станів. Кожен з них представлений відповідним символом в повідомленні. Потік подій бінарного джерела повідомлень може бути подано послідовністю, що складена з одиниць і нулів. Розглянемо таку послідовність як повідомлення завдовжки в $k = k_0 + k_1$ символів, що включає k_0 нулів і k_1 одиниць. При заданих величинах k_0 і k_1 кількість таких повідомлень $m(k_0 k_1)$ визначається усіма можливими поєднаннями k_1 одиниць і k_0 нулів з k символів:

$$m(k_0 k_1) = \frac{k!}{k_0! k_1!} \tag{13.9}$$

Конкретне повідомлення, що містить k_0 нулів і k_1 одиниць, є одним таким поєднанням. З його приходом знімається невизначеність, що передувала йому. Замість $m(k_0k_1)$ можливих повідомлень маємо одне конкретне.

Кількість інформації у повідомленні є мірою цієї невизначеності і пропорційне логарифму $m(k_0k_1)$.

$$I = \log_2 [m(k_0k_1)] = \log_2 \left(\frac{k!}{k_0!k_1!} \right). \quad (13.10)$$

Ентропія H джерела повідомлень є кількістю інформації, що припадає в середньому на один символ.

$$H = \frac{I}{N} = \frac{1}{N} \log_2 \left(\frac{k!}{k_0!k_1!} \right). \quad (13.11)$$

Якщо символи генеруються джерелом рівномірно в часі з частотою (інтенсивністю) $\lambda \text{ сек}^{-1}$, то ентропія вказує швидкість виробництва інформації.

$$C = H\lambda \text{ [бит / сек]}. \quad (13.12)$$

Для нормальної роботи телемеханічного каналу його пропускна здатність має бути не менше максимальної швидкості виробництва інформації.

При логарифмуванні іноді зручно виразити логарифм через основу 2 у натуральній або десятковій формі. Для цього можна скористатися формулою перерахунку:

$$\log_2 x = \frac{\ln x}{\ln 2} = \frac{\log x}{\log 2}. \quad (13.13)$$

Максимальна середня ентропія джерела команд ТК

Для кожного рядка $n=1, \dots, 18$ таблиць кодів ТК визначаємо кількість одиниць $k_1^n = k_{1CRC}^n + k_{1КНБ}^n$ і нулів $k_0^n = k_{0CRC}^n + k_{0КНБ}^n$ у блоці. Обчислюємо відношення k_1^n/k_0^n . Вибираємо рядок (рядки), для яких воно мінімально відрізняється від одиниці. Для вибраного рядка (рядків) обчислюємо ентропію за формулою (13.11).

Нехай, наприклад, ним є перший рядок таблиці кодів ТК. Для неї маємо

$$k_1^1 = k_{1CRC}^1 + k_{1КНБ}^1 = 6 + 6 = 12;$$

$$k_0^1 = k_{0CRC}^1 + k_{0КНБ}^1 = 18.$$

Кількість інформації у повідомленні першого рядка кодів ТК

$$I = \log_2 \left(\frac{k!}{k_0!k_1!} \right) = \frac{1}{\ln 2} \ln \left(\frac{30!}{18_0!12_1!} \right) = 26,4 \text{ бітів.}$$

Таким чином, при заданому розподілі одиниць і нулів у повідомленні завдовжки 30 бінарних символів міститься в середньому 26,4 бітів інформації.

Середня ентропія повідомлення в каналі ТК

$$H_{TK} = \frac{I}{N} = \frac{26,4}{30} = 0,879 \quad \text{бітів/символ.}$$

Максимальна середня ентропія джерел ТС та ТВ

Тут максимальна середня ентропія H_{TC} та H_{TB} обчислюється за таблицями максимальних кодів ТС та ТВ. Процедура є аналогічною до поданої вище.

Як розрахункову ентропію потоку телемеханічних повідомлень приймаємо найбільшу ентропію з H_{TV} , H_{TC} та H_{TB} .

$$H = \sup \{ H_{TV}, H_{TC}, H_{TB} \}. \quad (13.14)$$

Тривалість імпульсу елементарного сигналу τ та інтенсивність потоку повідомлень визначається з умови

$$\tau \leq \frac{T}{k}, \quad \lambda = \tau^{-1}.$$

де T – найбільший допустимий час передачі блоку даних в каналах ТК, ТС та ТВ, k – кількість елементарних сигналів (символів) у блоці повідомлень (довжина блоку). У нашому випадку $k=30$. Наприклад, при $T=0,976$ мс=976 мкс, маємо:

$$\tau \leq \frac{976}{30} = 32,5 \text{ мкс}.$$

$$\lambda = 1/32,5 = 0,0308 \cdot 10^6 \text{ сек}^{-1}.$$

Смуга частот каналу зв'язку

$$\Delta F = \mu/\tau,$$

де $\mu=1$ – коефіцієнт форми для відеоімпульсу, $\mu=2$ – коефіцієнт форми для радіоімпульсу у разі амплітудної, частотної або фазової маніпуляції.

$$\Delta F \geq 1/32,5 = 0,0308 \text{ МГц}.$$

Приймаємо $\Delta F = 32 \text{ кГц}$.

Необхідна швидкість передачі інформації

$$C = H\lambda = 30,8 \cdot H \text{ [кбит / с]}.$$

Якщо, припустимо, $\sup\{H_{TV}, H_{TC}, H_{TI}\} = H_{TV} = 0,879$, то необхідна швидкість передачі інформації:

$$C = H\lambda = 30,8 \cdot 0,879 = 27,07 \text{ [кбит / с]}.$$

Контрольні питання

1. Яку мінімальну довжину повинна мати додаткова частина циклічного коду з виявленням помилок, якщо інформаційна частина має довжину 1 байт?
2. Побудуйте матрицю, що утворює циклічний код, інформаційна частина якого має довжину 1 байт.
3. Використовуючи матрицю з питання 2, побудуйте код з виявленням помилок для повідомлення, інформаційна частина якого має вигляд: 10001100.
4. Знайдіть кількість інформації у повідомленні, побудованому відповідно до питання 3, та швидкість її передачі, зважаючи на те, що час передачі всього блоку дорівнює 10 мкс.

14. Електромагнітна сумісність систем ЗППІ

Загальні поняття і визначення. Основні властивості і характеристики електромагнітних завод. Шляхи проникнення завод (далеке поле, ближнє поле, кондуктивні шляхи). Завади в каналах зв'язку. Флуктуаційні завади. Імпульсні завади. Джерела завод. Спотворення сигналів під дією завод.

Загальні поняття і визначення

Процеси збору, перетворення і передачі інформації супроводжуються такими електромагнітними явищами як радіозавади, вплив на коло живлення, перенапруження, коливання напруги, паразитні зв'язки, фон промислової частоти, вплив заземлення та інше.

Згідно із стандартом VDE 0870 (суспільство німецьких електротехніків) *здатність електричного пристрою задовільно функціонувати в його електромагнітному оточенні, до якого належать також інші пристрої, не впливаючи на це оточення неприпустимим чином, називається електромагнітною сумісністю (ЕМС) або толерантністю.*

Електромагнітні завади, що впливають на роботу компонентів системи ЗППІ, виникають внаслідок наступних електромагнітних процесів:

- короткі замикання;
- комутаційні перехідні процеси в розподільних пристроях;
- розряди блискавки;
- розряди статичної електрики;
- розряди п'єзокерамічних пристроїв;
- вплив електромагнітних полів радіочастотного діапазону;
- вплив електромагнітних полів промислової частоти;
- вплив постійних та імпульсних магнітних полів;
- перехідні процеси в колах живлення електронних компонентів.

Додаткові електромагнітні завади може створювати різне допоміжне устаткування (електроінструмент, колекторні електродвигуни, автомобільні кола запалювання, плазмове і газорозрядне устаткування, зварювальні установки, перетворювачі напруги, струму, частоти та ін.).

За умовами середовища поширення розрізняють завади випромінювання, тобто завади, які поширюються в просторі, та кондуктивні завади, що розповсюджуються в середовищах, котрі проводять електричний струм.

Завади випромінювання з'являються внаслідок дії електростатичного, електричного, магнітного полів та їх комбінацій. Кондуктивні завади найбільш характерні для компонентів СЗППІ, що здійснюють збір, перетворення і передачу інформації по дротяних каналах. Вони чинять найбільш відчутну дію на компоненти автоматизованих систем. Завади поширюються по дротах, кабелях, оболонках, шинопроводах, металевих конструкціях, системах заземлення та інше.

Параметри електромагнітних завод (див. табл. 14.1) змінюються в широких межах

Таблиця 14.1 – Параметри електромагнітних завад

Параметр	Значення
Частота, Гц	$0 \dots 10^{10}$
Максимальне значення напруги, В	$10^{-6} \dots 10^6$
Швидкість зміни напруги, В/с	$0 \dots 10^{12}$
Напруженість електричного поля, В/м	$0 \dots 10^5$
Максимальне значення струму, А	$10^{-9} \dots 10^5$
Швидкість зміни струму, А/с	$0 \dots 10^{11}$
Напруженість магнітного поля, А/м	$10^{-6} \dots 10^8$
Час наростання імпульсу, с	$10^{-9} \dots 10^{-2}$
Тривалість імпульсу, с	$10^{-8} \dots 10$
Енергія імпульсу, Дж	$10^{-9} \dots 10^7$

За тривалістю дії розрізняють завади безперервні, тривалі, короточасні та імпульсні. Рівень перших не знижується нижче певного граничного значення. Час дії других перевершує три постійні часу контрольованого параметра. Час дії третіх менше трьох постійних часу контрольованого параметра більше 0,02 с. (один період промислової частоти). Час дії четвертих менше 0,02 с.

За характером дії на компоненти систем ЗППІ розрізняють завади поворотні та безповоротні. Перші можуть впливати на показники достовірності інформації і умови її передачі по каналах зв'язку під час їх дії, але після припинення цих процесів електронні прилади автоматично відновлюють нормальне функціонування. Безповоротні завади характерні тим, що після припинення їх дії нормальна робота приладів автоматично не відновлюється.

Саме вони, через те що виникають внаслідок електростатичних розрядів, впливу високочастотних електромагнітних полів, швидких сплесків в нестійких режимах, можуть мати вкрай негативні наслідки для роботи систем ЗППІ.

Залежно від частоти завади і відстані між джерелом і приймачем розрізняють дію через ближнє і далеке поле (рис. 14.1).

Вплив через ближнє поле здійснюється внаслідок наявності паразитних індуктивних і ємнісних зв'язків. Так, наприклад, проникнення високочастотних завад, які виникають у високовольтних мережах, в схему пристрою, що до них підключено через трансформатори струму і напруги, значною мірою здійснюється через ємність, яка існує між первинними і вторинними обмотками приладів. Подальше поширення завад триває через взаємну ємність та індуктивність провідників друкованих плат.

Завади, що проникають в схему мікропроцесорного пристрою з високовольтної мережі, призводять до збоїв програм та «зависань» процесорів.

При великих значеннях швидкості наростання імпульсу завади (що частіше має місце саме у високовольтних мережах) в напівпровідникових структурах може виникати так званий ефект тиристора, коли ізолюючі властивості замкових напівпровідникових шарів порушуються і не відновлюються, доки через них рухається струм, обумовлений саме цим порушенням. Це безповоротний процес, який припиняється тільки після відключення живлення пристрою.

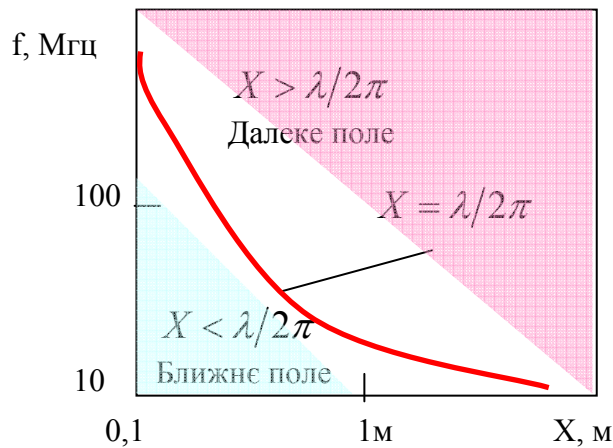


Рисунок 14.1 – Характеристика впливу через поле, $\lambda = c/f$ – довжина електромагнітної хвилі, c – швидкість світла у вакуумі, f – частота випромінювання

Боротьба з такими завадами зазвичай здійснюється завдяки установці фільтрів на входних колах, хоча у вимірювальних перетворювачах це призводить до деякого збільшення систематичних фазових похибок. Добрий результат дає відокремлення вузла, в якому здійснюється аналого-цифрове перетворення сигналів від цифрової частини схеми за допомогою окремого живлення і оптичного інформаційного каналу. При такому рішенні повний опір струму завади між цифровим і аналого-цифровим модулями значно збільшується за рахунок малих прохідних ємностей оптичного каналу і високочастотних перетворювачів струму блоку живлення. Імовірність проникнення завади в цифрову частину приладу, яка включає пам'ять, при цьому зменшується. Приклад реалізації такого рішення наведено на рис. 14.2.

Завади в каналах зв'язку та їх характеристики

Завади в каналах зв'язку – це випадкові або регулярні процеси, що спотворюють сигнали в них. Якщо завада не випадкова, а регулярна, наприклад, передача радіостанції, то від неї можна позбавитися за допомогою відповідних смугових фільтрів.

Типи завад. Дія завади на сигнал може бути двоякою. Якщо вона $\xi(t)$ додається до сигналу $s(t)$ і на вхід приймача поступає їх сума, то її називають адитивною.

$$x(t) = s(t) + \xi(t). \quad (14.1)$$

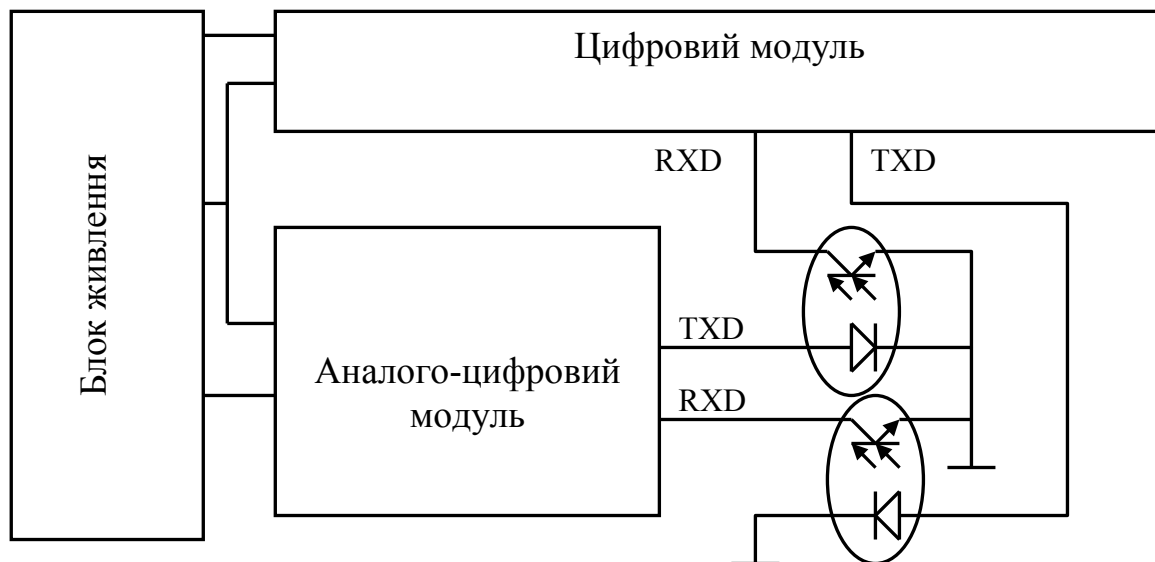


Рисунок 14.2 – Схема блокування шляхів поширення перешкод

Якщо результуючий сигнал дорівнює добутку завади та інформаційного сигналу, то її називають мультиплікативною.

$$x(t) = s(t) \times \xi(t). \quad (14.2)$$

Мультиплікативні завади викликаються низкою причин, основними з яких є зміна характеристик ліній зв'язку, коефіцієнтів посилення схем при коливаннях напруги живлення, завмирання сигналів в радіозв'язку.

Переважає більшість повідомлень у промисловій телемеханіці передаються по дротяних лініях, які є лінійними електричними колами. При дії завад на них мультиплікативні завади не виникають. Дія завад на інформаційний сигнал найчастіше має адитивний характер. Їх класифікацію наведено на рис. 14.3.

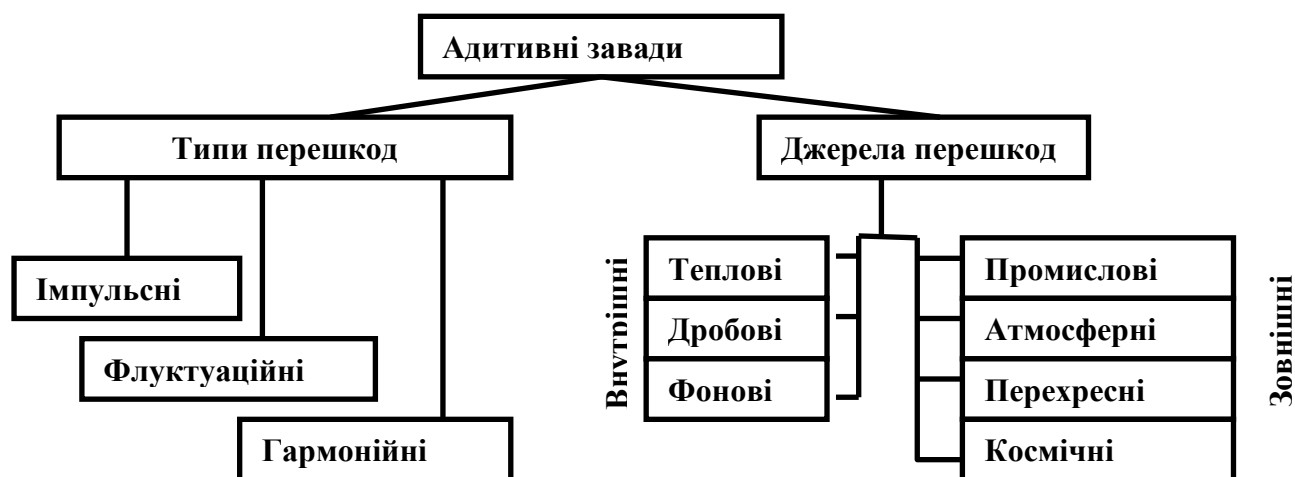
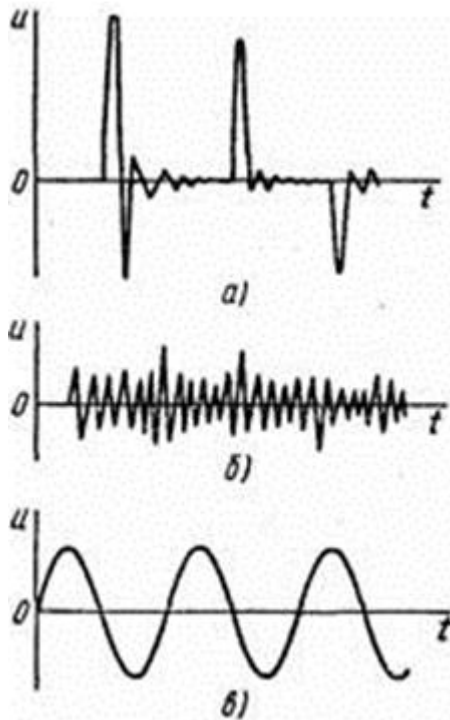


Рисунок 14.3 – Класифікація адитивних перешкод

За формою адитивні завади можна розділити на зосереджені в часі або імпульсні (рис. 14.4, а), флуктуаційні або гладкі (рис. 14.4, б) і гармонійні або зосереджені за частотою (рис. 14.4, в).



Імпульсні

Флуктуаційні

Гармонійні

Рисунок 14.4 – Форми адитивних перешкод

Імпульсні завади прямують один за одним відносно рідко, тобто через такі проміжки часу, при яких нестационарні процеси в приймачі від однієї імпульсної завади встигають закінчитися до появи наступної. У загальному випадку імпульсні завади є послідовністю імпульсів з випадковими амплітудою, тривалістю і моментами появи окремих імпульсів.

Флуктуаційні завади (шум). Вид завад, які наявні практично в усіх реальних каналах зв'язку і являють собою випадковий процес з нормальним розподілом (гаусів шум). Основним джерелом флуктуаційного шуму є безладний тепловий рух електронів у провіднику, що викликає випадкову різницю потенціалів на його кінцях. Флуктуаційні або гладкі завади характеризуються тим, що в них немає великих різких коливань.

Амплітуда флуктуаційних завад на вході приймального пристрою пропорційна *кореню квадратному* ширини смуги пропускання каналу зв'язку, а потужність – *значенню* ширини смуги пропускання.

При імпульсній заваді її потужність і амплітуда пропорційні *значенню* ширини смуги пропускання.

Таким чином, при зменшенні смуги пропускання приймального пристрою в чотири рази ефективна напруга флуктуаційних завад зменшується в два рази, а імпульсних – в чотири. При цьому потужність флуктуаційних і імпульсних завад зменшується однаково, тобто в чотири.

Це демонструє, що на характер завад на вході приймального пристрою істотний вплив має смуга пропускання каналу. За умови одних і тих самих

завад в лінії зв'язку на вході вузькосмугового приймача завади можуть мати флуктуаційний характер, а широкосмугового – імпульсний.

Енергетичний спектр завади характеризує розподіл її за потужністю в діапазоні частот. Так, завади типу «білий шум» мають рівномірний спектр, спектральна щільність якого не залежить від частоти в межах смуги частот каналу. При рівномірному енергетичному спектрі вводять поняття питомої потужності завади, що віднесена до смуги в 1 Гц.

Джерела завад

Джерелами завад є зовнішні дії і внутрішні шуми, що виникають в колах і апаратурі.

До внутрішніх шумів відносяться теплові, що виникають через безладний рух вільних електронів в дротах і резисторах, і шуми, які обумовлені ефектом дробу в електронних лампах і напівпровідникових приладах. В результаті ефекту дробу струм не є постійним і флюктує відносно середнього значення.

Внутрішні шуми існують завжди і є джерелами флуктуаційних завад, які принципово неусувні. Можна лише якось обмежувати їх. Флуктуаційні завади також створюються в місцях з'єднання окремих ділянок кола за рахунок ефекту термопари та гальванічної взаємодії.

Найбільший вплив на канал зв'язку мають зовнішні завади, найголовнішими з яких є промислові (штучні) і атмосферні (природні).

Промислові завади створюються різними пристроями: електричним транспортом, електрозварюванням, системами запалювання автомобілів, медичним електроустаткуванням та ін. Головною їх причиною є іскроутворення, що пов'язане з різким перериванням струму в електричних колах у процесі їх комутації. Завади створюються також лініями електропередачі, які за відсутності екранування є певною мірою антенами. Промислові завади можуть мати флуктуаційний або імпульсний характер; вони проникають в телемеханічні пристрої через антену, кола живлення, ємнісні і індуктивні зв'язки. На повітряні лінії зв'язку завади наводяться від ліній високої напруги. Джерелами завад також є пристрої заземлення металевих оболонок кабелів, напруга в яких виникає від блукаючих струмів заземлення, коли як зворотний дріт використовується «земля».

Атмосферні завади обумовлені переміщенням електричних зарядів в атмосфері. Блискавки створюють струмові розряди в десятки тисяч амперів, і завади від них мають імпульсний характер. Проте, якщо кількість грозових розрядів в одиницю часу велика і приймальний пристрій реагує на досить далекі атмосферні явища, завади на виході вузькосмугового приймача можуть мати флуктуаційний характер.

Основна енергія промислових і атмосферних завад знаходиться в низькочастотному діапазоні хвиль. Зі збільшенням частоти рівень цих завад падає.

Слід зазначити ще один тип завад, які є тільки у багатоканальних системах телемеханіки, – так звані *перехресні*. При зміні сигналів у сусідніх каналах багатоканальної системи з частотним розділенням сигналів можуть з'являтися

завади, що викликані перехідними спотвореннями. Причиною їх появи служать реальні характеристики смугових фільтрів які внаслідок неповного пригнічення сусідніх частот або дрейфів характеристик пропускають коливання, що повинні пригнічуватися. Якщо число каналів досить велике, а зміни сигналів в різних каналах незалежні, то перехресні завади за своїм характером наблизатимуться до флуктуаційних. Для зменшення таких перехресних завад вводяться *захисні частотні інтервали*.

Аналогічний взаємний вплив спостерігається також у системах з часовим розділенням сигналів. Перехресні завади тут виникають через відносно велику тривалість перехідних процесів, як в електричних колах приймача від попередніх сигналів накладаються на подальші сигнали і викликають їх спотворення. Для зменшення перехресних завад в таких системах вводяться *захисні часові інтервали*.

Інтенсивність і характер завад залежать від типу лінії зв'язку, діапазону частот і умов передачі. Сильні завади наводяться в повітряній лінії зв'язку, яка, наче антена, уловлює їх, що створюються грозовими розрядами, промисловими установками, радіостанціями, високовольтними лініями електропередачі і тому подібним.

Аналогічні завади від тих самих джерел можуть з'являтися при передачі інформації по радіоканалу. Крім того, тут виникають спотворення сигналу від загасання радіохвиль і багатократних віддзеркалень сигналів.

Спотворення сигналів під дією завад

Під дією завад відбувається спотворення корисних сигналів, знижується достовірність інформації, що приймається.

Достовірністю називається міра відповідності прийнятої інформації відносно тієї, що передана. Її оцінкою служить імовірність правильного прийому, що дорівнює відношенню числа правильно прийнятих символів (знаків, цифр, елементів) до загального числа переданих при досить великій кількості повідомлень. Зазвичай таке відношення підраховують за певний проміжок часу. Іноді користуються поняттям втрати достовірності, яку оцінюють частотністю помилок (errors) h_e :

$$h_e = n_{em} / n_m, \quad (14.3)$$

де n_{em} – число помилкових повідомлень (error messages); n_m – число переданих повідомлень (messages).

Невідповідність між прийнятою і переданою інформацією може бути викликана спотвореннями, що виникають внаслідок наступних чинників:

- 1) похибки перетворення повідомлення в сигнал при технічній реалізації відповідного пристрою;
- 2) недосконалості методів передачі та прийому сигналів і технічної їх реалізації;
- 3) недосконалості методів перетворення сигналу в повідомлення, що приймається, і технічної їх реалізації;

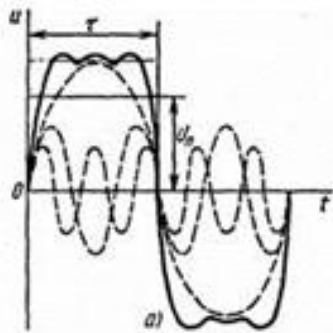
- 4) особливості поширення сигналу лінією зв'язку;
- 5) недостатної завадостійкості сигналу.

Усі ці причини призводять до трьох видів спотворень сигналів : *лінійного, нелінійного та випадкового.*

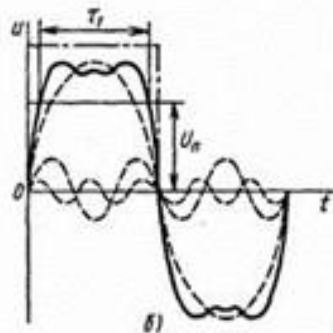
Лінійні спотворення сигналу не супроводжуються появою частотних складових в його спектрі. Лінійні спотворення поділяють на частотні (амплітудно-частотні) та фазові.

Перші викликаються нерівномірним відтворенням амплітуд окремих гармонійних складових сигналу при його проходженні через електричне коло. Вони виникають через наявність в колах зосереджених і розподілених реактивних вузлів, загальний опір яких залежить від частоти. Так, електромагнітна енергія високих частот при поширенні по лінії зв'язку внаслідок індуктивного та ємнісного опору лінії загасає більше, ніж електромагнітна енергія низьких частот.

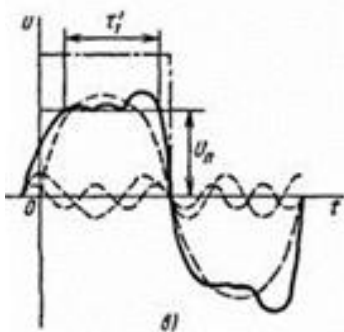
Амплітудно-частотні спотворення змінюють амплітуду імпульсу і дещо спотворюють його форму. На рис. 14.5 показано вплив амплітудних та фазових спотворень на форму прямокутного імпульсу, який представлено сумою трьох гармонік – першої, третьої та п'ятої.



а) – без спотворень;



б) – з амплітудними спотвореннями (змінюється амплітуда і, частково, форма імпульсу);



в) – з фазовими спотвореннями (зрушення початку імпульсу і спотворення його форми);

Рисунок 14.5 – Вплив амплітудних та фазових спотворень на форму прямокутного імпульсу

Фазові спотворення викликаються неоднаковим відносним зміщенням в часі окремих гармонійних складових сигналу при його проходженні через електричне коло. Причина їх виникнення – кінцева швидкість поширення енергії по лінії передачі. Нерівномірним також є загасання складових спектра сигналу. Внаслідок цього з'являється зміщення початку імпульсу і спотворюється його форма. А оскільки приймальний пристрій спрацьовує при деякому граничному значенні, що менше ніж амплітуда імпульсу, наслідком лінійних спотворень є також зменшення тривалості імпульсу (τ не дорівнює τ_1 і τ_1'). До лінійних спотворень слід віднести і спотворення через обмеження смуги пропускання.

Нелінійні спотворення супроводжуються появою в їх спектрі нових гармонійних складових. Вони виникають через наявність нелінійних опорів в апаратурі телемеханіки і зв'язку, а також змінюють форму сигналу.

Випадкові спотворення викликаються завадами в каналі і апаратурі зв'язку, пригнічують або створюють помилковий.

В результаті спотворень, якщо сигнал виявиться неповністю пригніченим, може виникнути зміна його тривалості, форми чи амплітуди, або фази (місцерозташування). У відеоімпульсах зміни призводять до так званих крайових спотворень і дроблень. Види спотворень відеоімпульсів продемонстровано на рис. 14.6.

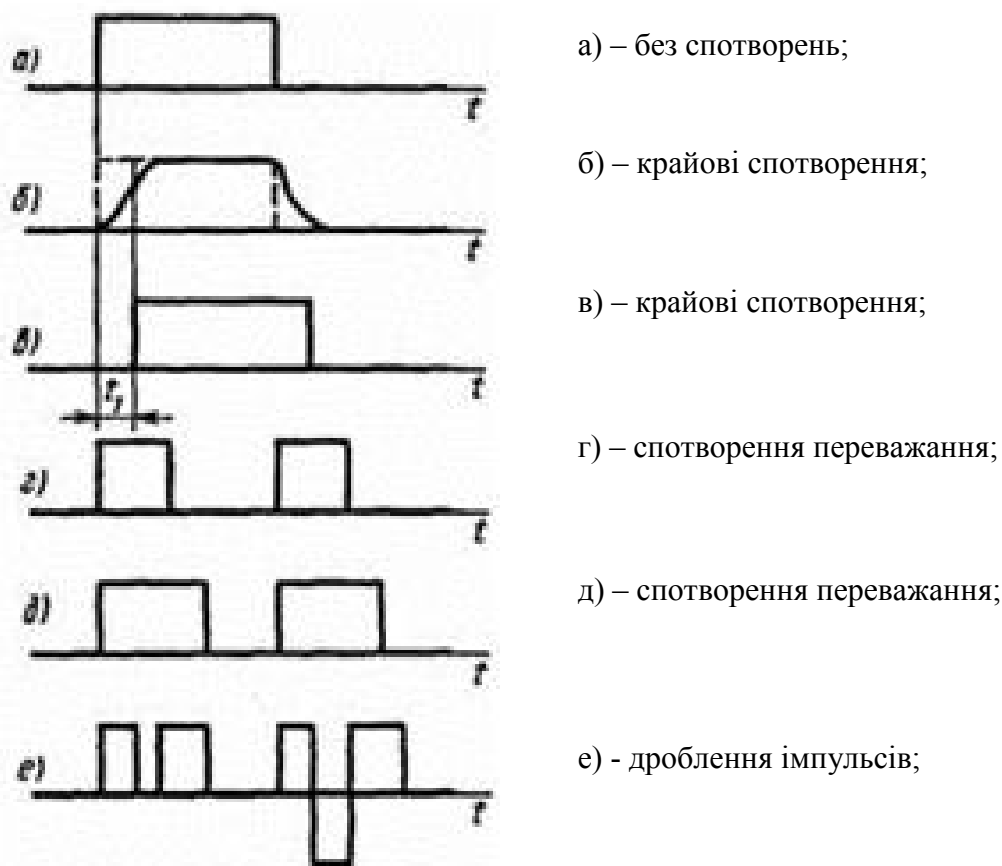


Рисунок 14.6 – Види спотворень відеоімпульсів

Крайові спотворення виражаються в зміні форми імпульсу, і, як наслідок, місце його розташування. Вони поділяються на *спотворення переважання*, *характеристичні спотворення* і *зміщення фронтів імпульсів*.

Перші – вид спотворень, при яких імпульси однієї полярності подовжуються за рахунок укорочення імпульсів іншої полярності. Якщо передаються імпульси і паузи, то переважання виражаються в тому, що імпульси мають більшу (чи меншу) тривалість в порівнянні з паузою.

Другі проявляються у вигляді викидів, що обумовлені характером перехідного процесу, змін форми імпульсів і зміщень їх фронтів під впливом перехідного процесу від попередньої послідовності, який не встигає закінчитися. Характеристичні спотворення залежать від тривалості імпульсів, характеру їх послідовності (звідси назва), а також форми амплітудно-частотної і фазової характеристик каналу зв'язку.

Треті виникають під впливом випадкових завад, вони аналогічні крайовим спотворенням.

Дроблення. Воно виражається в дробленні імпульсу і зміні його полярності як на частини, так і на усій тривалості імпульсу.

Спотворення по сусідньому каналу (перехідні), що викликаються впливом суміжних каналів, обумовлюються тим, що реальні фільтри на відміну від ідеальних не мають характеристик, що дозволяють повністю фільтрувати одну смугу частот від іншої. Тому сигнали, що передаються по одному цілком певному каналу, можуть потрапити в сусідні.

Перехресні спотворення виникають при одночасній передачі інформації від багатьох джерел в різних частотних діапазонах внаслідок нелінійності низки загальних для усіх каналів елементів і вузлів пристрою (підсилювачі, демодулятори і тому подібне).

Контрольні питання

1. До якого типу (ближнє чи віддалене) поле відноситься вплив частотою 200 МГц на відстані 24 см?
2. До якого виду слід віднести характерне спотворення відеоімпульсу, при якому задній його фронт наближається до переднього, а період послідовності імпульсів не змінюється?
3. Які завади найбільш характерні для компонентів СЗППІ, що здійснюють збір, перетворення і передачу інформації по дротяних каналах?
4. До якого типу відносяться завади, викликані змінами коефіцієнтів посилення схем при коливаннях напруги живлення?
5. Як зміниться потужність завади, якщо її амплітуда зменшиться у 3 рази внаслідок звуження у 9 разів полоси пропускання? До якого типу (імпульсного чи флукуаційного) слід віднести таку заваду?

15. Методи забезпечення завадостійкості систем збирання, перетворення та передачі інформації

Потенційна завадостійкість В.А. Котельникова. Завадостійкість реальних приймачів телемеханічних каналів. Імовірність помилкового прийому при різних видах маніпуляції. Завадостійкість передачі кодових комбінацій при незалежних помилках. Методи підвищення завадостійкості.

Теорія потенційної завадостійкості В.А. Котельникова

Завадостійкістю називають здатність системи правильно приймати інформацію попри на дію перешкод. Теорія завадостійкості елементарного сигналу при флуктуаційних перешкодах розроблена В.А. Котельниковим і розвинена іншими ученими. Під елементарним розуміють будь-який сигнал, який може набувати значень максимуму, що відповідає символу 1, або мінімуму, що відповідає символу 0. Ним може бути відео- або радіоімпульс.

Трансформація сигналів. Трансформацією телемеханічного повідомлення називається його невиявлена зміна, що виникла в процесі передачі під впливом перешкод і призводить до прийому помилкового сигналу (ГОСТ 26.005-82).

Елементарний сигнал може передавати дискретні повідомлення типу команд. У багатьох промислових системах телемеханіки, що виконують функції ТК-ТС, передача одного відео- або радіоімпульсу означає рух однієї команди або одного сигналу телесигналізації.

Якщо команда, що відповідає сигналу 1, пригнічена перешкодою, то це означає, що сигнал 1 трансформувався (перейшов) в сигнал 0. Імовірність пригнічення команди або сигналу телесигналізації позначають P_{10} (імовірність трансформації 1 в 0). Імовірність помилкової команди або помилкового сигналу телесигналізації можлива, якщо перешкода виникає за відсутності сигналу, тобто коли надісланий сигнал 0 трансформується в сигнал 1 (P_{01}).

Таким чином, при передачі елементарного сигналу 1 або 0 можливі два результати:

а) правильна: при цьому 1 переходить в 1, тобто $1 \textcircled{R} 1$, а 0 – в 0, тобто $0 \textcircled{R} 0$, позначимо $P(1 \textcircled{R} 1) = P_{11}$ і $P(0 \textcircled{R} 0) = P_{00}$;

б) неправильна: при цьому 1 переходить в 0, тобто $1 \textcircled{R} 0$, а 0 – в 1, тобто $0 \textcircled{R} 1$, позначимо $P(1 \textcircled{R} 0) = P_{10}$ і $P(0 \textcircled{R} 1) = P_{01}$.

Найбільш високу завадостійкість має ідеальний приймач В.А. Котельникова, який забезпечує при цьому способі передавання найкращу завадостійкість, яка називається потенційною.

Потенційна – гранично допустима завадостійкість, що може бути забезпечена ідеальним приймачем.

Ідея побудови ідеального приймача полягає в наступному. Знаючи, які сигнали мають бути передані, наприклад $A_1(t)$ і $A_2(t)$, і маючи зразки, що створюються спеціальними генераторами, їх порівнюють та, обчислюючи енергію різниці прийнятого сигналу і зразка, відносять прийнятий сигнал до зразкового сигналу, для якого ця різниця мінімальна. Принцип побудови

ідеального приймача В.А. Котельникова демонструється схемою, що наведена на рис. 15.1.

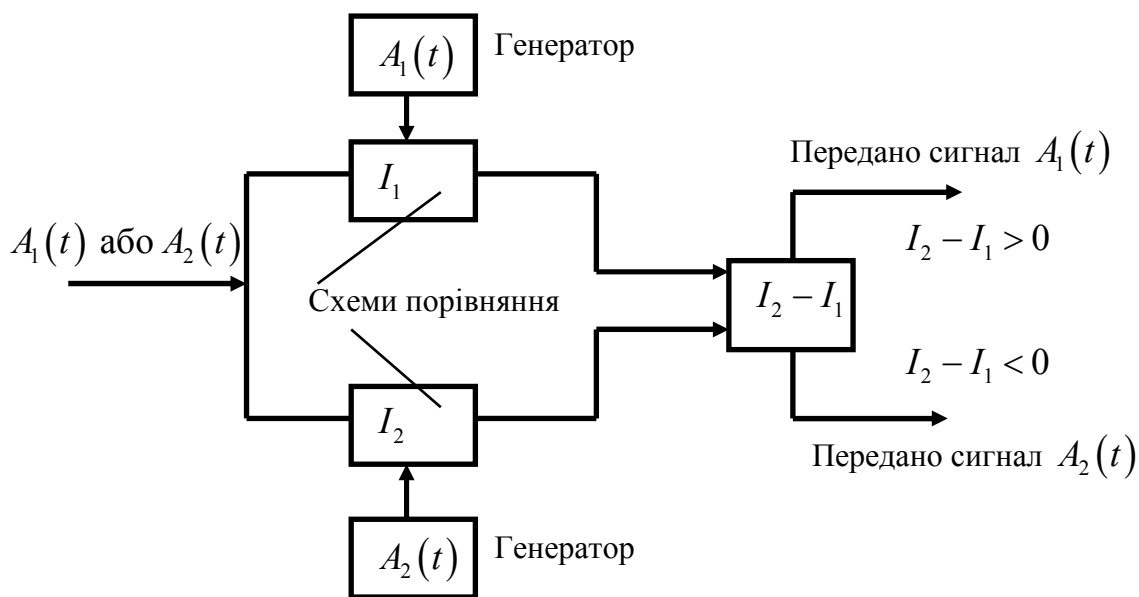


Рисунок 15.1 – Схема ідеального приймача В.А. Котельникова

Наприклад, передаються два сигнали однакової тривалості, але перший з більшою, а другий з меншою амплітудою. У ідеального приймача теж є два такі сигнали, проте невідомо, який сигнал послано. Сигнал, що прийшов, спотворений перешкодами, але після порівняння, якщо виявиться, що він ближче підходить до більшого сигналу, вважають, що був посланий саме перший сигнал.

Це порівняння сигналів полягає у визначенні енергії різниці між прийнятим сигналом $x(t)$ і кожним із зразків. Якщо, наприклад, очікуються сигнали $A_1(t)$ і $A_2(t)$ тривалістю τ кожен, то на приймальній стороні необхідно обчислити інтеграли:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \int_0^{\tau} [x(t) - A_1(t)]^2 dt \\ I_2 &= \int_0^{\tau} [x(t) - A_2(t)]^2 dt \end{aligned} \right\} \quad (15.1)$$

Сигнали $A_1(t)$ та $A_2(t)$ мають бути заздалегідь відомі на приймальній стороні. Вважають, що був переданий той сигнал, для якого значення I_i ($i=1,2$) мінімальне. Якщо $I_2 - I_1 > 0$, то вважають прийнятим сигнал $A_1(t)$, якщо $I_2 - I_1 < 0$, то сигнал $A_2(t)$. У тих випадках, коли небезпека прийняти сигнал $A_1(t)$ замість $A_2(t)$ і навпаки неоднакова, ідеальний приймач повинен порівнювати різницю $I_2 - I_1$ не з нулем, а з деякою величиною b . Якщо $I_2 - I_1 > b$, то вважають прийнятим сигнал $A_1(t)$, якщо $I_2 - I_1 < b$, то сигнал

$A_2(t)$. Зміною значення величини b можна регулювати співвідношення ймовірності перетворення одного сигналу в іншій.

Внаслідок того, що параметри перешкоди залежать від смуги пропускання приймача, вводять поняття питомої перешкоди:

$$\sigma_0 = \frac{\sigma}{\sqrt{\Delta F}}, \quad (15.2)$$

де σ – середньоквадратичне значення напруги перешкоди; ΔF – смуга пропускання приймача.

При цьому величина, що характеризує потенційну завадостійкість, дорівнює відношенню енергії різниці зразкових сигналів до значення питомої перешкоди:

$$\alpha_0 = \frac{1}{\sigma_0} \sqrt{\int_0^{\tau} [A_1(t) - A_2(t)]^2 dt}. \quad (15.3)$$

Завадостійкість ідеального приймача розраховують за формулами Котельникова. При симетричному каналі ймовірність пригнічення команди і утворення фальсифікованої команди однакова:

$$P_e = P_{01} = P_{10} = \Phi\left(z_0 = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right), \quad (15.4)$$

де $\Phi(z_0)$ – інтеграл імовірності $\Phi(z_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_0}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$.

Котельниковим створено методику та виконані розрахунки потенційної завадостійкості для різних способів передачі сигналів, на які впливають флуктуаційні перешкоди.

Завадостійкість реальних приймачів телемеханічних каналів

Завадостійкість реальних приймачів при їх вдосконаленні не може перевищувати ідеального приймача для цього способу передавання, але може бути дуже близькою до неї.

Приймачі можна поділити на дві групи: *приймачі відеоімпульсів* (імпульсів постійного струму) і *приймачі радіоімпульсів* (імпульсів з високочастотним заповненням). Структурні схеми приймачів наведено на рис. 15.2.

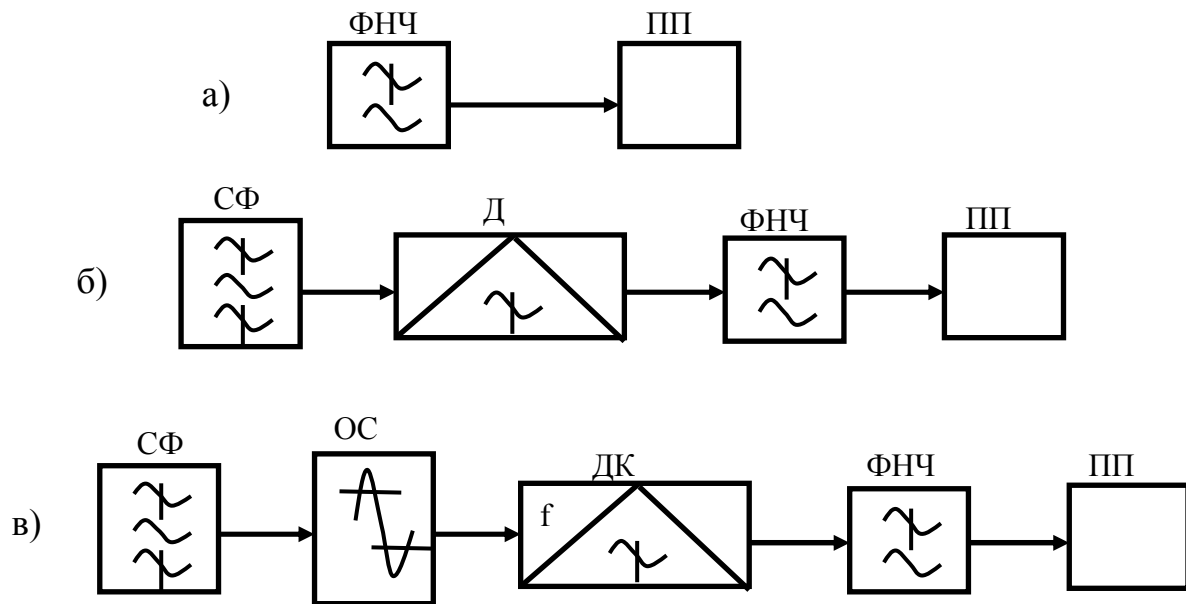


Рисунок 15.2 – Структурні схеми приймачів сигналів
 а) – приймач відеоімпульсів; б) – приймач сигналів з амплітудною модуляцією;
 в) – приймач сигналів з частотною модуляцією

Приймач відеоімпульсів складається з фільтра нижніх частот (ФНЧ) та порогового пристрою (ПП), під яким розуміють будь яке релейне устаткування, що спрацьовує при досягненні сигналом певного порогового рівня. Приймач просто реалізувати, і відносно завадостійкості він буде близький до ідеального.

У ньому оптимальною з точки зору завадостійкості є смуга частот ФНЧ:

$$\Delta F_{opt} = \frac{0,7}{\tau}, \quad (15.5)$$

де τ – тривалість відеоімпульса.

Якщо лінійний двійковий сигнал – однополярний прямокутний відеоімпульс $A_1(t) = U_{cm}, A_2(t) = 0$, то потенційна завадостійкість характеризується величиною

$$\alpha_0^2 = \frac{U_{cm}^2}{\sigma_0^2} \tau. \quad (15.6)$$

При біполярному сигналі $A_1(t) = U_{cm}, A_2(t) = -U_{cm}$

$$\alpha_0^2 = 4 \frac{U_{cm}^2}{\sigma_0^2} \tau. \quad (15.7)$$

Приймачі сигналів з амплітудною модуляцією складається із смугового фільтра (СФ), детектора (Д), фільтра нижніх частот (ФНЧ) та порогового пристрою (ПП). Оптимальна смуга височастотного вхідного смугового фільтра з двома бічними частотами

$$\Delta F'_{opt} = \frac{1}{\tau}, \quad (15.8)$$

а оптимальна смуга пропускання фільтра нижніх частот $\Delta F''_{opt} = \frac{0,7}{\tau}$ (див. 15.5).

У повільно діючих системах телемеханіки, коли тривалість імпульсу складає порядок одиниць і десятків мілісекунд, реалізація оптимальної смуги вхідного фільтра викликає утруднення. Внаслідок нестабільності несучої частоти доводиться значно розширювати смугу вхідного фільтра. Це призводить до істотного погіршення завадостійкості через те, що нелінійний елемент – детектор – псує відношення сигнал/перешкода на вході фільтра нижчих частот.

Наприклад, при передачі імпульсів тривалістю $\tau = 100$ мс потрібна смуга $\Delta F'_{opt} = 10$ Гц. Якщо несуча частота дорівнює 10000 Гц, то при стабільності генератора $\pm 1\%$ зміна несучої частоти буде в межах $9900 \div 10100$ Гц. Якщо смуговий фільтр пропускати частоти $10000 \div 10010$ Гц, то при виході частоти генератора за межі смуги пропускання фільтра сигнал взагалі не буде прийнятий.

При гармонійній маніпуляції

$$A_1(t) = U_{cm1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad A_2(t) = U_{cm2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2).$$

Для амплітудної маніпуляції з глибиною $m = 1$ маємо

$$U_{cm1} = U_{cm} 2, \quad U_{cm2} = 0, \quad \omega_1 = \omega_2 = \omega, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi.$$

Потенційна завадостійкість характеризується величиною

$$\alpha_0^2 = \frac{U_{cm}^2}{\sigma_0^2} \tau. \quad (15.9)$$

Приймачі сигналів з частотною модуляцією. До виходу частотного дискримінатора (ДК) підключено фільтр, за яким увімкнено пороговий пристрій, що фіксує команду.

Смуга пропускання вхідного підсилювача визначається нестабільністю несучої та можливістю технічної реалізації фільтра. Наявність обмежувача сигналів (ОС) перед дискримінатором та вузько смугового фільтра після нього дозволяє передавати сигнали при відношенні сигнал/перешкода менше одиниці в смузі вхідного фільтра.

Для частотної маніпуляції маємо

$$U_{cm1} = U_{cm2} = U_{cm}, \quad \omega_1 \neq \omega_2, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = 0.$$

Потенційна завадостійкість характеризується величиною

$$\alpha_0^2 = \frac{U_{cm}^2}{\sigma_0^2} \tau. \quad (15.10)$$

Для фазової маніпуляції за двома значеннями маємо

$$U_{cm1} = U_{cm2} = U_{cm}, \quad \omega_1 = \omega_2, \quad \varphi_1 - \varphi_2 = \pi.$$

Потенційна завадостійкість характеризується величиною

$$\alpha_0^2 = 2 \frac{U_{cm}^2}{\sigma_0^2} \tau. \quad (15.11)$$

Завадостійкість є однією з найважливіших характеристик систем телемеханіки. Її показниками є вимоги до достовірності передачі різних типів інформації телемеханічних систем, що регламентовані стандартом.

Графіки ймовірності помилкового прийому сигналів при різних видах маніпуляції та різних значеннях потенційної завадостійкості показано на рис. 15.3. Як можна бачити, при однаковому рівні потенційної завадостійкості фазова маніпуляція забезпечує найменшу ймовірність помилкового прийому сигналів.

Вимоги до достовірності

За достовірністю передачі інформації приймально-передавальна апаратура повинна відповідати вимогам стандарту (наприклад, ГОСТ 26.205) для кожної функції окремо (враховується наявність нормального флуктуаційного шуму з характерним відношенням амплітуди сигналу до ефективного значення перешкоди в смузі прийому, що дорівнює 7, на стику приймача сигналу з каналом зв'язку).

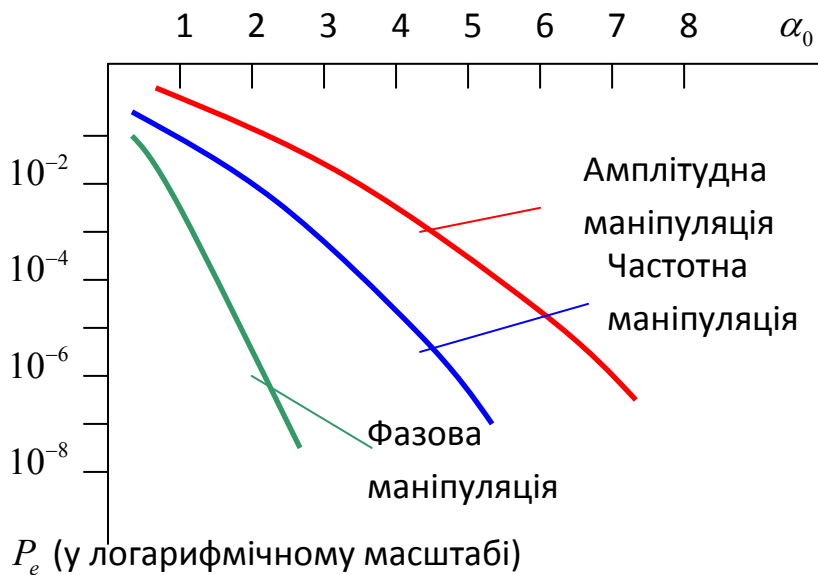


Рисунок 15.3 – Графіки ймовірності помилкового прийому сигналів при різних видах маніпуляції та різних значеннях потенційної завадостійкості

За достовірністю передачі інформації приймально-передавальна апаратура, до складу якої не входять вбудовані модеми (апаратура, пов'язана з каналом передавання даних), повинна відповідати вимогам стандарту. Ним нормується ймовірність спотворення сигналу внаслідок появи незалежних помилок на стику з каналом передавання даних на рівні 10^{-4} .

За величиною показника достовірності системи телемеханіки поділяються на три категорії, причому найбільш жорсткі вимоги є до телемеханічних систем першої категорії, найменші – до систем третьої категорії. Характеристики достовірності, що наведені у табл. 15.1, використовуються при проектуванні телемеханічних систем.

Таблиця 15.1 – Характеристики достовірності інформації телемеханічних систем

Характеристика	Ймовірність події P, не більше		
	Категорія пристрою		
	1	2	3
Ймовірність трансформації команди	10^{-14}	10^{-10}	10^{-7}
Ймовірність трансформації інформації телесигналізації	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}
Ймовірність трансформації знаку даних або відліку кодового телевимірювання	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}
Ймовірність відмови від виконання надісланої команди (допускається повторення передачі до п'яти разів)	10^{-10}	10^{-7}	10^{-6}
Ймовірність втрати інформації при спорадичній передачі (допускається повторення передачі до п'яти разів)	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}
Ймовірність утворення помилкових сигналів телекерування, телесигналізації, телевимірювання	10^{-12}	10^{-7}	10^{-4}

Завадостійкість передачі кодових комбінацій при незалежних помилках

При розрахунках ймовірності трансформацій для *несиметричного каналу* з незалежними помилками можна дотримуватися положень, що є наслідками з теорем теорії ймовірності.

Теорема перша. Якщо в двійковому каналі задана ймовірність двох переходів, то ймовірність двох інших переходів може бути знайдена на основі теореми про повну групу подій;

Теорема друга. Ймовірність того, що одна кодова комбінація перейде в іншу, дорівнюватиме добутку ймовірності переходів помилок кожного символу.

Приклад. Знайдемо ймовірність виникнення виявлених та невиявлених помилок у коді з постійною вагою C_3^1 для наступних чисельних значень: $p_{10} = 10^{-3}$, $p_{01} = 10^{-4}$.

Код C_3^1 складається з трьох комбінацій: 100, 010 та 001. Це так звані дозволені комбінації, тому що в кожній з них є по одній одиниці. Оскільки код

може виявляти тільки одну помилку, то комбінації, що відрізняються від дозволених числом одиниць, легко виявляються, тобто складають виявлені помилки.

Якщо ж, наприклад, замість переданої комбінації 100 буде прийнята комбінація 001, то це означає, що виникла невиявлена помилка, коли в прийнятій комбінації міститься одна одиниця, але в іншому розряді. Повну групу подій при передачі кодової комбінації 100 наведено на рис. 15.4.

Визначимо ймовірність різних подій.

Ймовірність події Б:

$$P(B) = P(100 \rightarrow 010) = P(1 \rightarrow 0) P(0 \rightarrow 1) P(0 \rightarrow 0)$$

а оскільки $p_{00} = 1 - p_{01}$, то $P(B) = p_{10} \cdot p_{01} \cdot (1 - p_{01})$.

Ймовірність події В:

$$P(V) = P(100 \rightarrow 001) = P(1 \rightarrow 0) P(0 \rightarrow 0) P(0 \rightarrow 1) = p_{10} \cdot p_{01} \cdot (1 - p_{01})$$

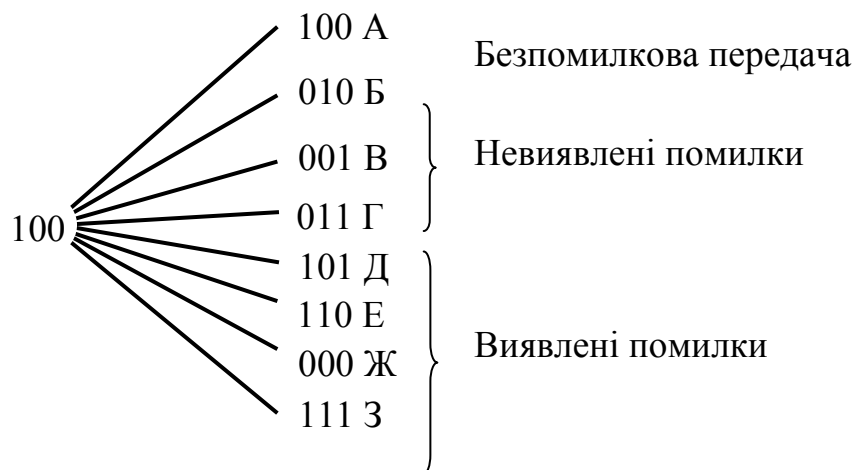


Рисунок 15.4 – Повна група подій при передачі кодової комбінації 100

Таким чином, ймовірність виникнення невиявленої помилки:

$$P_{\text{нп}} = P(B) + P(V) = 2 \left[p_{10} \cdot p_{01} \cdot (1 - p_{01}) \right]$$

Ймовірність виникнення виявленої помилки дорівнює ймовірності переходу в одну із заборонених кодових комбінацій:

$$P_{\text{вп}} = P(\Gamma) + P(\Delta) + P(E) + P(\text{Ж}) + P(\text{З})$$

При цьому ймовірність виникнення кожної з подій визначиться наступними співвідношеннями:

$$P(\Gamma) = p_{10} \cdot p_{01} \cdot p_{01} = p_{10} \cdot p_{01}^2;$$

$$P(\Delta) = p_{11} \cdot p_{00} \cdot p_{01} = p_{01} (1 - p_{01}) (1 - p_{10});$$

$$P(E) = p_{11} \cdot p_{01} \cdot p_{00} = p_{01}(1 - p_{01})(1 - p_{10});$$

$$P(Ж) = p_{10} \cdot p_{00} \cdot p_{00} = p_{10}(1 - p_{01})^2;$$

$$P(З) = p_{11} \cdot p_{01} \cdot p_{01} = p_{01}^2(1 - p_{10}).$$

У результаті отримуємо

$$P_{вп} = p_{10} \cdot p_{01}^2 + 2p_{01}(1 - p_{01})(1 - p_{10}) + p_{10}(1 - p_{01})^2 + p_{01}^2(1 - p_{10}).$$

Підставляючи значення ймовірності $p_{10} = 10^{-3}$ та $p_{01} = 10^{-4}$, знайдемо

$$P_{вп} = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ та } P_{нп} = 10^{-7}.$$

З прикладу випливає, що ймовірність виникнення невиявленої помилки значно менше ймовірності виникнення виявленої.

Помилка завжди виявляється, якщо кодова комбінація містить одиниць більше або менше, ніж одна, хоча в деяких випадках виявлені помилки утворюються при спотворенні одного (перехід 100 в 101), двох (перехід 100 в 111) або трьох символів (перехід 100 в 011). В той самий час для виникнення невиявленої помилки завжди повинні спотворитися два символи.

Якщо аналогічні розрахунки виконати для іншої комбінації коду C_3^1 , то вийде такий самий результат.

Розрахунок імовірності трансформацій для симетричного каналу з незалежними помилками, оскільки він ($p_{10} = p_{01} = p_1$) є окремим випадком несиметричного каналу, можна проводити так само, як і для несиметричного.

Проте для симетричного каналу є простіші методи обчислення трансформації. У загальному випадку ймовірність виникнення k помилок ($k < n$) визначається за формулою Бернуллі

$$P(k) = C_n^k \cdot p_1^k \cdot (1 - p_1)^{n-k}, \quad (15.12)$$

де $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$ – число поєднань з n (розрядність коду) по k (кількість помилок).

Методи підвищення завадостійкості

Передача інформації у системах збору, перетворення та передачі інформації може виконуватися із зворотним зв'язком або без нього. Для здійснення зворотного зв'язку між приймачем і передавачем потрібен канал, по якому на передавач надходять відомості про умови або результати прийому. У свою чергу, передачі із зворотним зв'язком мають відмінності: з інформаційним зворотним зв'язком; з вирішальним зворотним зв'язком (з повторним запитом); з комбінованим (складним) зворотним зв'язком.

Передача *без зворотного зв'язку* рухається тільки в одному напрямку від передавача до приймача. Вона може здійснюватися будь-якими кодами, хоча завадостійкі застосовуються найчастіше. Для підвищення завадостійкості використовують також метод повторної передачі інформації.

Класифікацію методів завадостійкої передачі інформації наведено на рис. 15.5.

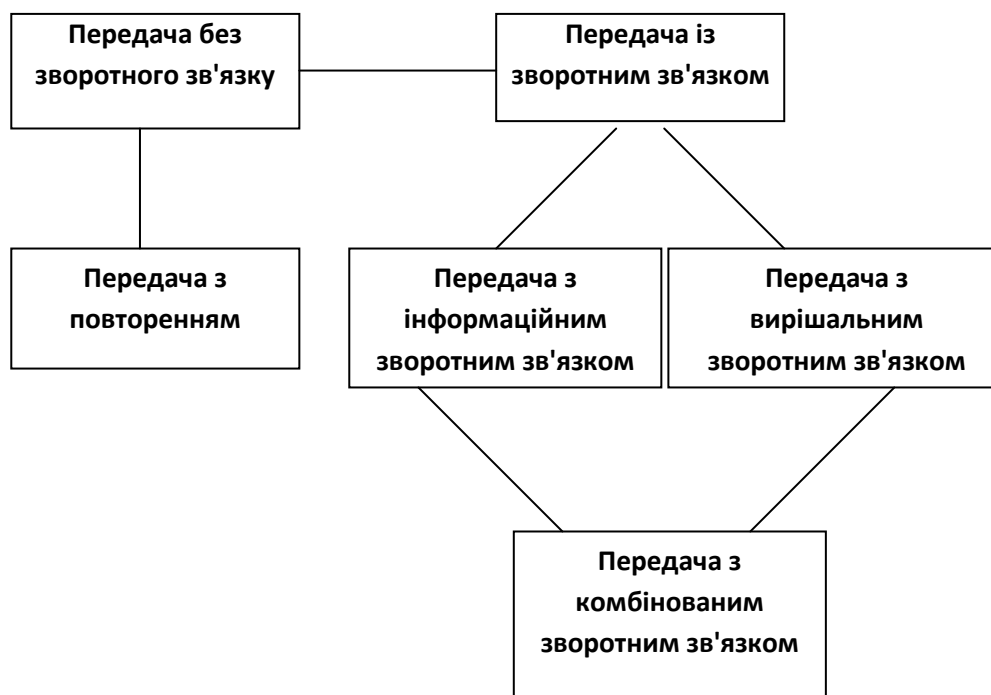


Рисунок 15.5 – Класифікація методів завадостійкої передачі інформації

Передачу з повторенням застосовують для підвищення достовірності за відсутності зворотного каналу, хоча немає принципових обмежень для його використання і за наявності зворотного зв'язку. Іноді такий метод класифікують як прийом сполучень з накопиченням. Його суть полягає в передачі одного і того самого повідомлення кілька разів, запам'ятовуванні прийнятих повідомлень, порівнянні всіх їх елементів і складанні результуючого повідомлення шляхом включення в нього елементів, що вибрано за принципом «більшості».

Припустимо, що тричі передано одну і ту саму кодову комбінацію 1010101. В усіх трьох випадках вона піддалася дії перешкод, була спотворена і на приймальній стороні отримані наступні повідомлення: 1000100, 1111101, 1010001.

Приймач порозрядно порівнює три комбінації і пропоставляє ті символи, кількість яких в цьому розряді переважає (рис. 15.6).

Існує ще інший метод передачі інформації з накопиченням, – проводиться не щосимвольне порівняння, а усієї комбінації в цілому. Цей метод простіше реалізується, але забезпечує гірші результати.

Підвищення завадостійкості методом передачі інформації з повторенням (накопиченням) засноване на тому, що сигнал і перешкоди в каналі не залежать

одне від одного і можуть змінюватися за різними законами, наприклад, сигнал є періодичним, а перешкода – випадковою, тому комбінація, що повторюється, в кожній передачі, як правило, спотворюватиметься по-різному. Внаслідок цього накопичення в приймачі або підсумовування сигналу зростають пропорційно числу повторень, тоді як сума перешкоди це робить за іншим законом.

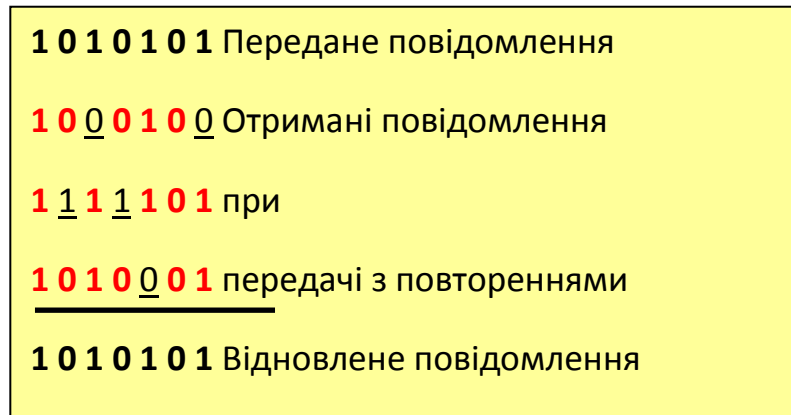


Рисунок 15.6 – Принцип досягнення завадостійкої передачі інформації методом повторення

Ефект підвищення завадостійкості досягається за рахунок ускладнення апаратури і збільшення часу передачі або смуги частот у разі, якщо сигнал передається на декількох частотах одночасно. Крім того, при залежних помилках і пачках помилок завадостійкість системи знижується.

Передача зі *зворотним зв'язком* дозволяє застосовувати менш завадостійкі коди, що володіють, як правило, меншою надмірністю. Зокрема, можна використати коди з виявленням помилок. Перевагою зворотного каналу є також можливість контролю работоздатності пристрою, що приймає інформацію.

При передачі зі зворотним зв'язком вводять поняття прямого каналу, тобто від передавача до приймача. Наприклад, при передачі сигналу команди телекерування передавачем буде пункт керування (ПК), а приймачем – контрольований пункт (КП). Зворотним каналом при цьому стане передача сполучення з КП на ПК про прийняття сигналу команди. По зворотному каналу може передаватися або повідомлення про те, що сигнал прийнятий на вході КП, або відомості про повне виконання команди. У першому випадку контролюється проходження кожного сигналу по каналу зв'язку. Можливий і зворотний зв'язок, що дає відомості про поетапне проходження сигналу команди по тракту прийому.

Передача із зворотним зв'язком може бути реалізована двома способами: у вигляді передачі з *інформаційним зворотним* або *вирішальним зворотним зв'язком*.

У першому випадку одночасно з передачею по прямому каналу повідомлення запам'ятовується в накопичувачі на передавачі. У приймачі повідомлення декодується і також запам'ятовується у власному накопичувачі. Проте одержувачеві воно передається не відразу: спочатку надходить по зворотному каналу на передавач. У спеціальній схемі передавача відбувається

порівняння прийнятого сполучення з переданим. Якщо повідомлення збігаються, то формується сигнал «Підтвердження», який по прямому каналу поступає в приймач і далі відбувається передача повідомлення одержувачу.

Коли повідомлення по прямому та зворотному каналам не співпадають в схемі порівняння передавача, це свідчить про помилку. Формується сигнал «Стирання». Він посилається в приймач для знищення записаного в його накопичувачі повідомлення. Після цього з ПК проводиться повторна передача повідомлення, записаного в накопичувачі передавача.

У системах з інформаційним зворотним зв'язком провідна роль належить передавальній частині, оскільки вона визначає наявність помилки, приймач тільки інформує передавач про те, яке повідомлення отримане.

Системи з інформаційним зворотним зв'язком, в яких по зворотному каналу передається уся інформація на КП, мають з ретрансляційний характер. У деяких випадках передається не вся інформація, а тільки характерні відомості про неї (квитанції). Наприклад, по прямому каналу передаються інформаційні, а по зворотному – контрольні символи, які порівнюватимуться на передавачі із заздалегідь записаними контрольними символами.

Є варіант, в якому після перевірки прийнятого по зворотному каналу повідомлення і виявлення помилки передавач може або повторити його (дублювання повідомлення), або послати додаткову інформацію, що необхідна для виправлення (інформація, що коригує). Число повторень може бути обмеженим або необмеженим, але зазвичай їх кількість обмежена.

Зворотний канал використовують для того, щоб визначити, чи потрібна повторна передача інформації.

У системах з інформаційним зворотним зв'язком підвищення достовірності передачі досягається шляхом повторення інформації тільки за наявності помилки, тоді як в системах без зворотного зв'язку (при передачі з накопиченням) повторення здійснюється незалежно від спотворення повідомлення. Тому в системах з інформаційним зворотним зв'язком надмірність інформації значно менша, ніж без нього: вона мінімальна за відсутності спотворень і збільшується при помилках. У системах з інформаційним зворотним зв'язком якість зворотного каналу повинна бути не гірше якості прямої, щоб уникнути спотворень, які можуть збільшити число повторень.

При передачі з *вирішальним зворотним зв'язком* повідомлення по прямому каналу воно запам'ятовується на приймачі і перевіряється в декодуєчому пристрої на наявність помилок. Якщо помилок немає, то з накопичувача повідомлення поступає до одержувача інформації, а по зворотному каналу на передавач подається сигнал про продовження подальшої передачі (сигнал продовження).

Якщо помилку виявлено, то декодер видає сигнал, що стирає інформацію в накопичувачі приймача. Одержувачеві повідомлення не надходить, а по зворотному каналу на передавач подається сигнал «Повторний запит». Приймавши його, пристрій повторює передане повідомлення. Повторення може відбуватися кілька разів до його правильного прийому.

При передачі з вирішальним зворотним зв'язком, на відміну від операції з інформаційним зворотним зв'язком, помилка визначається приймачем. Для цього повідомлення повинне обов'язково кодуватися з урахуванням завадостійкості. Достовірність передачі в системах з вирішальним зворотним зв'язком визначається вибором кодування та захистом допоміжних сигналів, які також можуть передаватися за допомогою завадостійкого коду.

Системи з вирішальним зворотним зв'язком можуть відрізнятися характеристиками очікування вирішального сигналу та безперервної передачі інформації.

В першому випадку передача нової кодової комбінації або повторення тієї, що передана, відбувається тільки після надходження на передавач сигналу запиту.

У другому відбувається безперервна передача інформації без очікування сигналу запиту. Швидкість передачі при цьому вище, ніж в системах з очікуванням. Проте після виявлення помилки по зворотному каналу посиляється сигнал повторного запиту. За час надходження цього сигналу на передавач з останнього вже буде передано якесь нове повідомлення. Тому системи з безперервною передачею необхідно ускладнювати відповідним блокуванням приймача, щоб він не приймав інформацію після виявлення помилки.

Для порівняння ефективності системи без зворотного зв'язку, в якому застосовується, наприклад, код Хеммінга з виправленням однієї помилки, і системи з вирішальним зворотним зв'язком, що використовує простий код, вводять поняття коефіцієнта ефективності. Він враховує зменшення ймовірності помилкового прийому і витрати на його досягнення, виграш в захисті від помилок (у разі застосування вказаних кодів), відносне зниження швидкості передачі і схемну надмірність, пов'язані з використанням різних кодів. Підсумкове порівняння вказало на те, що на відміну від системи без зворотного зв'язку, що використовує складний код, система з вирішальним зворотним зв'язком дає виграш у 5 разів. Висока ефективність забезпечила їх поширення.

Порівняльний аналіз достовірності передачі систем з інформаційним зворотним зв'язком і вирішальним зворотним зв'язком показав, що:

1) системи забезпечують однакову достовірність передачі при однакових сумарних витратах енергії сигналів в прямому і зворотному каналах за умови, що ці канали симетричні та мають однаковий рівень перешкод;

2) системи з інформаційним зворотним зв'язком забезпечують більш високу достовірність передачі ніж з вирішальним зворотним зв'язком при відносно слабких перешкодах у зворотному каналі на відміну від прямого. За відсутності перешкод у зворотному каналі системи з інформаційним зворотним зв'язком забезпечують безпомилкову передачу повідомлень по основному каналу;

3) при сильних перешкодах у зворотному каналі більш високу достовірність забезпечують системи з вирішальним зворотним зв'язком;

4) при пачках помилок у прямому та зворотному каналах більш високу достовірність забезпечують системи з інформаційним зворотним зв'язком.

У передачі з комбінованим зворотним зв'язком в різних варіантах використовується поєднання інформаційного та вирішального зворотних зв'язків. Тому в системах з комбінованим зворотним зв'язком рішення про видачу інформації одержувачеві або про повторну передачу може прийматися як у передавачі, так і у приймачі. По каналу зворотного зв'язку можна передавати усю кодову комбінацію або частину її, як в системах з інформаційним зворотним зв'язком, або посилати сигнал повторного запиту, як в системах з вирішальним зворотним зв'язком. Системи з комбінованим зворотним зв'язком ще більше збільшують достовірність передачі.

Підвищення завадостійкості на основі використання зворотного зв'язку досягається за рахунок зменшення пропускнуої здатності системи.

Контрольні питання

1. При якому середньоквадратичному значенні напруги перешкоди потенціально завадостійкість приймача відеоімпульсів ($A_1=+5B$, $A_2=-5B$), який налаштовано на смугу частот ФНЧ, дорівнює 8,5?

2. Визначте потенціальну завадостійкість симетричного каналу, у якому ймовірність трансформації сигналу дорівнює 2×10^{-10} .

3. Якій величині дорівнює відношення потенційної завадостійкості фазової маніпуляції до амплітудної?

4. Знайдіть ймовірність виникнення виявлених та невиявлених помилок в коді з постійною вагою для наступних чисельних значень.

5. У системі, що відноситься до 3-ї категорії за ГОСТ 26.205 телевимірювання передаються 10-ти розрядним кодом з виявленням до трьох незалежних помилок. Канал передачі даних симетричний. Знайдіть допустиму ймовірність трансформації сигналу.

16. Дротові та бездротові технології передачі сигналів. Частина 1

Загальні відомості про лінії зв'язку. Характеристики ліній зв'язку. Дротові виділені лінії. Симетричні кабелі. Коаксіальні кабелі. Волоконно-оптичні кабелі.

Загальні відомості про лінії зв'язку

Основна функція телекомунікаційних мереж полягає в забезпеченні інформаційного обміну між усіма абонентськими системами, що здійснюється по каналах зв'язку, які є одним з їх основних компонентів.

Каналом зв'язку називають сукупність фізичного середовища (лінії зв'язку) і апаратури, що виконують передачу інформаційних сигналів від одного вузла комутації мережі до іншого або між вузлом комутації і абонентською системою.

Таким чином, канал і фізична лінія – це не одне і те саме. В загальному випадку на основі однієї лінії може бути організовано декілька логічних каналів шляхом тимчасового, частотного, фазового та інших видів розділення.

У комп'ютерних мережах застосовуються телефонні, телеграфні, телевізійні, супутникові види зв'язку. Як лінії застосовуються *дротові* (повітряні) та *кабельні* канали, *радіоканали* наземного і супутникового зв'язку. Відмінність між ними визначається фізичним середовищем передачі даних. Воно може бути кабелем, а також земною атмосферою або космічним простором, через які поширюються електромагнітні хвилі. Частотні діапазони каналів зв'язку, що характерні для різних середовищ, наведені на рис. 1.14.

Дротові (повітряні) лінії зв'язку виконані без ізолюючих або екрануючих обплетень, вони прокладені між стовпами і знаходяться у повітрі. Традиційно, дроти застосовуються для передачі телефонних і телеграфних сигналів, але за відсутності інших можливостей застосовуються для передачі комп'ютерних даних. Відрізняються невеликою пропускною здатністю і малою завадостійкістю. Тому вони швидко витісняються кабельними лініями.

Кабельні лінії мають досить складну конструкцію: провідники, поміщені в декілька шарів ізоляції: електричний, електромагнітний, механічний, а також, можливо, кліматичний. У комп'ютерних мережах застосовуються три основні типи кабелів: *на основі скручених пар мідних дротів*, *коаксіальні з мідною жилою*, і *волоконно-оптичний* (складаються з тонких 5 – 60 мікрон волокон, по яких поширюються світлові сигнали).

Кабель на основі витої пари називаються *симетричним* через те, що має два однакових у конструктивному відношенні провідника. Він може бути як екранованим – на основі екранованої витої пари, так і неекранованим – на базі неекранованої витої пари. Скручені два дроти називають витою парою. Скручування знижує вплив зовнішніх і взаємних перешкод на корисні сигнали, що передаються по кабелю. Існує два його типи: неекранована пара UTP і екранована FTP. Характерною в цих випадках є простота монтажу, дешевизна матеріалів. Симетричний кабель знайшов широке застосування в системах

ЗППП, а також у локальних мережах з архітектурою Ethernet, що побудовані за топологію типу "зірка". Він підключається до мережевих пристроїв за допомогою з'єднувача RJ45.

Коаксіальний кабель складається з несиметричних пар провідників, кожна з яких має внутрішню мідну жилу та співвісну з нею зовнішню жилу, котра може бути порожнистою мідною трубою або обплетенням, відокремленим від внутрішньої діелектричною ізоляцією. Зовнішня жила грає подвійну роль – по ній передаються інформаційні сигнали, також вона є екраном, що захищає внутрішню жилу від зовнішніх електромагнітних полів.

Волоконно-оптичний кабель складається з тонких (5 – 60 мікрон) гнучких скляних волокон (волоконних світлопроводів), по яких поширюються світлові сигнали. Вони мають серцевину і оболонку. У першому елементі показник заломлення трохи більший, ніж у другому, через це світловий промінь характеризується практично повним внутрішнім віддзеркаленням на їх межі. Виконується і серцевина, і оболонка з кварцового скла. Поверх світлопроводу зазвичай накладають декілька шарів захисних покриттів, що покращують його механічні і оптичні характеристики. Тому все це разом називають оптичним волокном виробляють світлопроводи з полімерних матеріалів. Як джерела випромінювання світла з довжиною хвилі 850 нм застосовуються світлодіоди і напівпровідникові лазери поверхневого випромінювання. На хвилі 1310 нм і 1350 нм застосовуються лазери торцевого випромінювання. Характер поширення світлової хвилі залежить від співвідношення її довжини і діаметру світлопроводу. Якщо це величини одного порядку, то промінь світла може поширюватися без віддзеркалень. Такий режим називають *одномодовим*. Якщо ж діаметр серцевини в десятки разів перевищує довжину хвилі, то світло поширюється з віддзеркаленням від її поверхні. Відповідно режим має назву *багатомодового*. Одномодові волоконно-оптичні кабелі характеризуються смугою пропускання до сотень ГГц. Враховуючи їх відносно високу вартість, вони застосовуються здебільшого для створення магістральних каналів зв'язку. Смуга пропускання багатомодових кабелів складає одиниці ГГц. Вони знаходять все більше поширення в комп'ютерних мережах.

Основні їх переваги: висока пропускна здатність (до 10 Гбіт/с і вище), що обумовлено застосуванням електромагнітних хвиль оптичного діапазону; нечутливість до зовнішніх електромагнітних полів.

Радіоканали наземного і супутникового зв'язку утворюються за допомогою передавача і приймача радіохвиль. Різні їх типи відрізняються частотним діапазоном і дальністю передачі інформації. Радіоканали, що працюють у діапазонах коротких, середніх і довгих хвиль, забезпечують телекомунікацію, але при невисокій швидкості передачі даних. В них використовується амплітудна модуляція сигналів. Канали, що працюють на діапазонах ультракоротких хвиль, мають більшу швидкість. Для них характерна частотна модуляція сигналів. Надшвидкісними є канали, що працюють на діапазонах надвисоких частот (НВЧ), тобто понад 4 ГГц. У діапазоні НВЧ сигнали не відбиваються іоносферою Землі, тому для стійкого зв'язку необхідна пряма видимість між передавачем і приймачем. З цієї причини сигнали НВЧ

застосовуються або в супутникових каналах, або в радіорелейних, де ця умова виконується.

Характеристики ліній зв'язку

До основних характеристик ліній зв'язку відносяться: амплітудно-частотна, смуга пропускання, загасання, пропускна здатність, завадостійкість, перехресні наведення на ближньому кінці лінії, достовірність передачі даних, питома вартість.

Вони часто визначаються шляхом аналізу їх реакцій на деякі еталонні дії, у ролі яких застосовуються синусоїдальні коливання різних частот, оскільки вони здебільшого трапляються в техніці і з їх допомогою можна представити будь-яку функцію часу. Міра спотворення синусоїдальних сигналів лінії зв'язку оцінюється за допомогою амплітудно-частотної характеристики, смуги пропускання та загасання на певній частоті.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) дає якнайповніше уявлення про лінію зв'язку, вона показує, як затухає амплітуда синусоїди на виході лінії у порівнянні з амплітудою на її вході для усіх можливих частот сигналу (замість амплітуди використовується ще його потужність). Отже, АЧХ дозволяє визначити форму вихідного сигналу для будь-якого вхідного. Проте отримати АЧХ реальної лінії зв'язку дуже важко, тому на практиці замість неї застосовуються інші, спрощені характеристики – смуга пропускання і загасання. Типова АЧХ лінії зв'язку показана на рис. 16.1.

Смуга пропускання лінії зв'язку представлена безперервним діапазоном частот, у якому відношення амплітуди вихідного сигналу до вхідного перевищує заздалегідь задану межу (зазвичай 0,5). Отже, вона визначає діапазон частот синусоїдального сигналу, при яких він передається по лінії зв'язку без значних спотворень. Ширина смуги пропускання – це різниця між її максимальною і мінімальною частотами, вона характеризує максимально можливу швидкість передачі інформації по лінії зв'язку. Смуга пропускання залежить від типу лінії та її довжини. Має місце суттєва відмінність між шириною смуги пропускання та шириною спектра інформаційних сигналів – різницею між максимальною і мінімальною частотами гармонік сигналу, тобто частотами тих гармонік, які роблять основний внесок в результуючий сигнал. Якщо значимі гармоніки потрапляють до *смуги пропускання* лінії, то такий сигнал передаватиметься і прийматиметься приймачем без спотворень. Інакше він буде спотворюватися, а приймач помилятися при розпізнаванні інформації.

Загасання – це відносне зменшення амплітуди або потужності сигналу певної частоти при передачі по лінії зв'язку.

Загасання A вимірюється в децибелах (dB, дБ) і обчислюється за формулою:

$$A = 10 \lg \left(\frac{P_{вих}}{P_{вх}} \right), \quad (16.1)$$

де $P_{вих}$ та $P_{вх}$ – потужність сигналу відповідно на виході та на вході лінії.

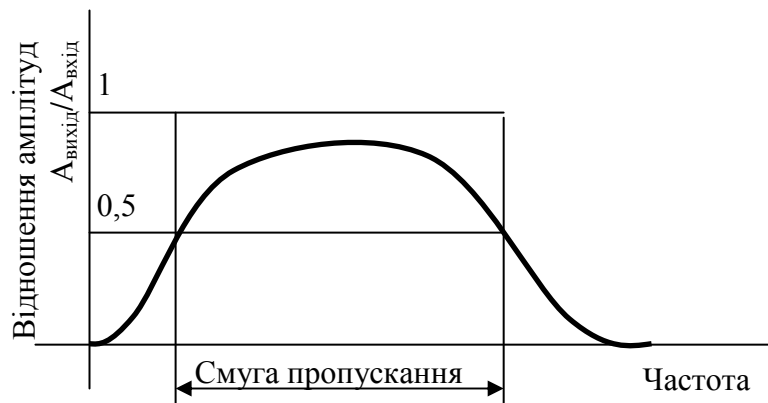


Рисунок 16.1 – Типова АЧХ лінії зв'язку

Для приблизної оцінки спотворення вистачає знати загасання сигналів основної частоти, тобто такої, гармоніка якої має найбільшу амплітуду і потужність. Точніша оцінка можлива при знанні загасання на декількох частотах, близьких до основної. Вплив співвідношення смуги пропускання та ширини спектра на форму сигналу демонструється на рис. 16.2.

Пропускна здатність лінії зв'язку – це її характеристика, що визначає (як і ширина смуги пропускання) максимально можливу швидкість передачі даних по лінії. Вона вимірюється у бітах в секунду (біт/с), а також в похідних одиницях (Кбіт/с, Мбіт/с, Гбіт/с).

Пропускна здатність лінії зв'язку залежить від її характеристик (АЧХ, ширина смуги пропускання, загасання) і від спектра сигналів, який, у свою чергу, залежить від вибраного способу фізичного або лінійного кодування (тобто від подання дискретної інформації у вигляді сигналів). Для одного лінія може мати одну пропускну здатність, а для іншого – іншу.

При кодуванні зазвичай використовується зміна якого-небудь параметра періодичного сигналу (наприклад, частоти, амплітуди або фази синусоїдальних коливань) або ж знак потенціалу послідовності імпульсів. Періодичний сигнал, параметри якого змінюються, називають несучим або несучою частотою, якщо у його ролі використовується синусоїда. Відколи у синусоїди, яка приймається, не міняється жоден з її параметрів (амплітуда, частота або фаза), то вона не несе ніякої інформації.

Кількість змін інформаційного параметра несучого періодичного сигналу за секунду (для синусоїди ця кількість змін амплітуди, частоти або фази) вимірюється у бодах. Тактом роботи передавача називають проміжок часу між сусідніми змінами інформаційного сигналу.

У загальному випадку пропускна здатність лінії у бітах в секунду не збігається з числом бод. Залежно від способу кодування вона може бути вищою, дорівнювати або нижчою.

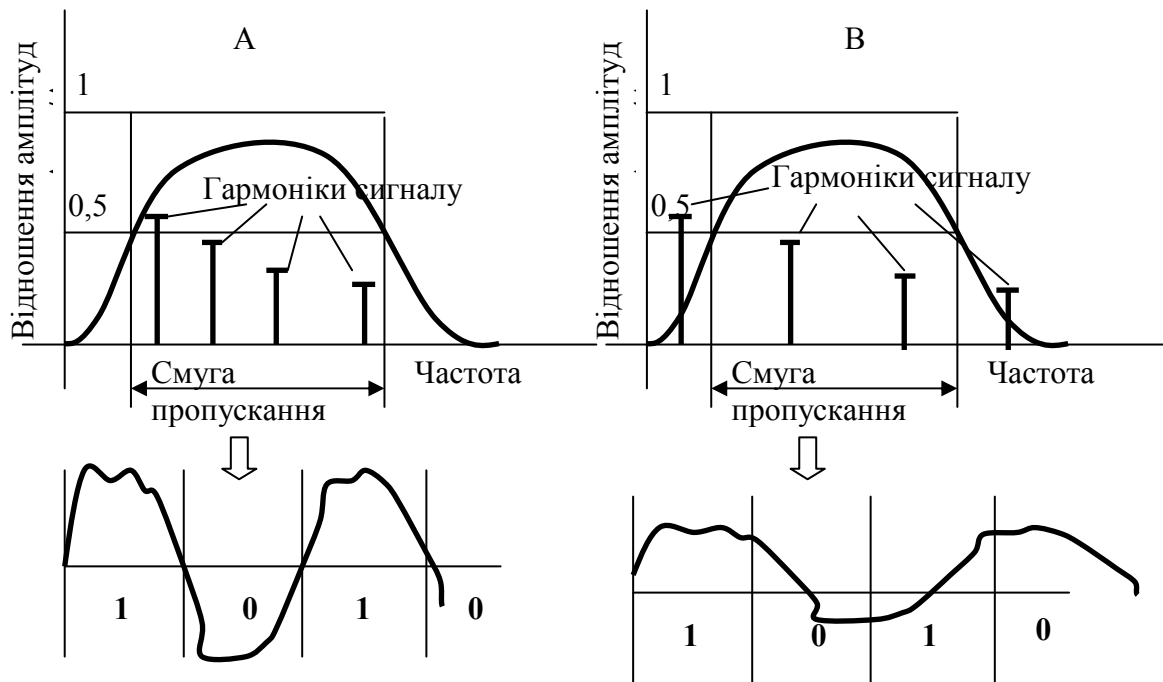


Рисунок 16.2 – Вплив співвідношення смуги пропускання та ширини спектра на форму сигналу

А – Смуга пропускання ширше спектра переданих сигналів. Сигнали передаються з мінімальними спотвореннями; Б – Спектр переданих сигналів ширше смуги пропускання. Сигнали передаються зі значними спотвореннями

Якщо, наприклад, при цьому способі кодування одиничне значення біта представлено імпульсом позитивної полярності, а нульове – імпульсом негативної полярності, то при передачі бітів (серій однойменних бітів немає), що по черзі змінюються, фізичний сигнал за час передачі кожного біта двічі змінює свій стан. Отже, при такому кодуванні пропускна здатність лінії у бітах в два рази нижча, ніж у бодах.

На пропускну здатність впливає не лише фізичне, але і так зване логічне кодування, яке виконується до першого і полягає в заміні початкової послідовності бітів новою, що несе ту саму інформацію, але яка має додаткові властивості (наприклад, можливість для приймальної сторони виявляти помилки в даних або забезпечувати їх конфіденційність шляхом шифрування). Логічне кодування, як правило, супроводжується заміною початкової послідовності бітів довшою, що негативно позначається на часі передачі корисної інформації.

Існує певний зв'язок між пропускну здатністю лінії та її смугою пропускання. При фіксованому способі фізичного кодування вона збільшується з підвищенням частоти несучого періодичного сигналу, оскільки воно супроводжується зростанням інформації, що передається в одиницю часу. Але з підвищенням частоти збільшується також ширина його спектра, який передається із спотвореннями, котрі визначені смугою пропускання лінії. Чим більше невідповідність між смугою пропускання лінії і шириною спектра інформаційних сигналів, тим більше спотворюються сигнали і тим умовніші

помилки в розпізнаванні інформації приймачем. У результаті швидкість передачі інформації виявляється меншою, ніж можна було припустити.

У першому наближенні лінію зв'язку можна розглядати як ідеальний фільтр низьких частот, для якого в смузі $0 \dots \omega_n$ виконуються умови $k(\omega) = \text{const}$, $\varphi(\omega) = \omega T_0$, де $k(\omega)$ – модуль, а $\varphi(\omega)$ – аргумент комплексного коефіцієнта передачі $k(j\omega)$, T_0 – запізнення фронту вихідного сигналу відносно фронту вхідного. При проходженні по лінії зв'язку коротких імпульсів інтервал часу між двома суміжними імпульсами не може бути менше порогу Найквіста, $\Delta t = \frac{1}{2F_n}$, де F_n – ширина смуги пропускання лінії. Якщо сигнал на вході (на початку) лінії має ступінчасту форму

$$a(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ A, & t \geq 0, \end{cases}$$

то на виході (у кінці) лінії цей самий сигнал описується перехідною функцією

$$a(t) = Ak \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega} \frac{\sin \omega(t - T_0)}{\omega} d\omega \right). \quad (16.2)$$

Її вигляд, що описує ступінчастий сигнал на виході лінії, наведено на рис. 16.3, а. Результат розпізнавання сигналу у кінці лінії наведено на рис. 16.3, б.

При проходженні по лінії зв'язку із смугою $\omega_1 \dots \omega_2$ радіоімпульсу тривалістю $\tau \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$ (де ω_0 – частота несучої) огинаюча вихідного сигналу буде такою самою як і для відеоімпульса тривалістю τ на виході фільтра низьких частот з верхньою межею смуги пропускання $\omega_B = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$. Час наростання по огинаючій приблизно становить

$$t_H = \frac{1,6\pi}{\omega_2 - \omega_1}. \quad (16.3)$$

При тривалості такту формування елементарного сигналу Δt швидкість його передачі

$$V = \frac{1}{\Delta t}, \text{ с}^{-1} \text{ (бод)}. \quad (16.4)$$

Клод Шеннон встановив зв'язок між смугою пропускання лінії та її максимально можливою пропускну здатністю незалежно від прийнятого способу фізичного кодування:

$$C = F \log_2(1 + P_c/P_u), \quad (16.5)$$

де C – максимальна пропускна здатність лінії (біт/с); F – ширина смуги пропускання лінії (Гц); P_c – потужність корисного сигналу; P_u – потужність шуму (перешкоди).

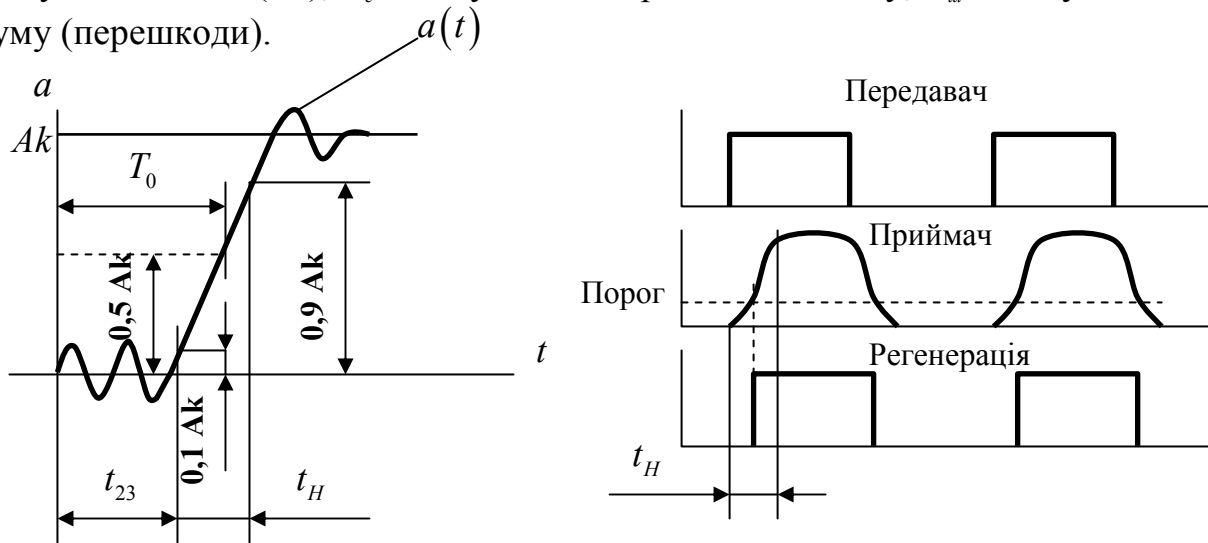


Рисунок 16.3 – Спотворення сигналу лінією зв'язку

Ak – значення вихідного сигналу, що встановилося; t_{23} – тривалість коливальної ділянки (групове запізнювання); t_H – тривалість ділянки монотонного зростання сигналу.

$$\text{Практично з урахуванням межі Найквіста } t_H \approx \frac{0,8}{2F_n} = \frac{0,4\pi}{\omega_n}$$

Як впливає з цього співвідношення, не існує теоретичної межі пропускної здатності лінії з фіксованою смугою пропускання. Проте на практиці підвищити її за рахунок значного збільшення потужності передавача або зменшення потужності шуму на лінії досить складно і дорого. До того ж вплив цих потужностей на пропускну здатність обмежений не прямо пропорційною залежністю, а логарифмічною.

Велике практичне застосування отримало співвідношення, знайдене Найквістом:

$$C = 2F \log_2 M, \quad (16.6)$$

де M – кількість різних станів інформаційного параметра сигналу.

У ньому (використовується також для визначення максимально можливої пропускної здатності лінії зв'язку) явно не враховується наявність шуму на лінії. Проте його вплив побічно відбивається у виборі кількості станів інформаційного сигналу. Наприклад, для підвищення пропускної здатності лінії можна було б при кодуванні даних застосувати не 2 або 4 рівні, а 16. Але якщо амплітуда шуму перевищує різницю між сусідніми шістнадцятьма рівнями, то приймач не зможе стійко розпізнавати дані, що передаються. Тому кількість можливих станів сигналу фактично обмежується співвідношенням потужності сигналу і шуму. За формулою Найквіста визначається граничне значення пропускної здатності каналу для випадку, коли кількість станів інформаційного сигналу вже вибрана з урахуванням можливостей їх стійкого розпізнавання приймачем.

Завадостійкість лінії зв'язку – це її здатність зменшувати на внутрішніх провідниках рівень перешкод, що створюються в зовнішньому середовищі. Вона залежить від типу фізичного середовища каналу зв'язку, а також від засобів, що екранують і пригнічують перешкоди в лінії. Найбільш перешкодостійкими, малочутливими до зовнішнього електромагнітного випромінювання є волоконно-оптичні лінії, найменш – радіолінії, проміжне положення займають кабельні лінії. Зменшення перешкод, обумовлених зовнішніми електромагнітними випромінюваннями, досягається екранізацією і скручуванням провідників.

Перехресні наведення на ближньому кінці лінії зазвичай оцінюються стосовно кабелю, що складається з декількох скручених пар, коли взаємні наведення однієї пари на іншу можуть досягати значних величин і створювати внутрішні перешкоди, порівняно з корисним сигналом.

Недостовірність передачі даних (чи інтенсивність бітових помилок) характеризує ймовірність спотворення кожного біта даних. Їх причинами є перешкоди на лінії, а також обмеженість смуги її пропускання. Тому підвищення достовірності передачі даних досягається підвищенням міри завадостійкості (перешкодостійкості) лінії, зниженням рівня перехресних наведень в кабелі, використанням більше широкосмугових ліній зв'язку.

Внаслідок електричного і магнітного зв'язку між дротами в кабелі частина енергії сигналу, що рухається по одній парі, передається у вигляді перешкоди в іншу цього самого кабелю, як це зображено на рис. 16.4.

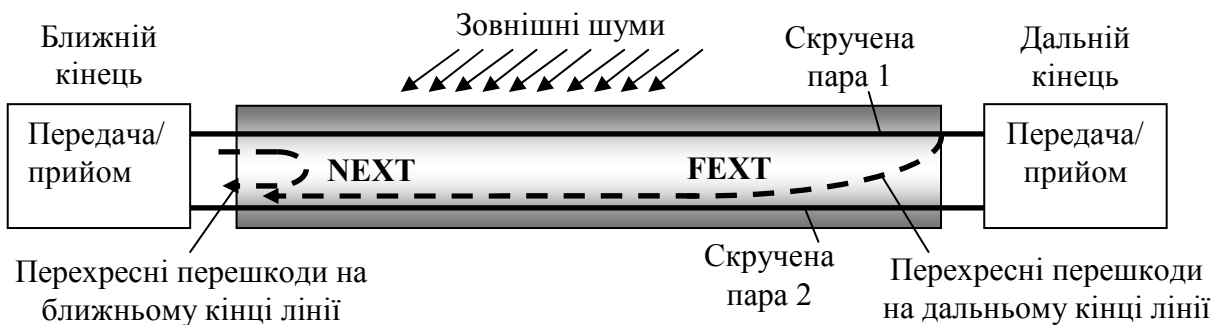


Рисунок 16.4 – Перехресні перешкоди у багатопарному кабелі

У простому випадку лінія зв'язку складається з двох кіл. У першому (скручена пара 1) знаходиться джерело сигналу, яке впливає на друге коло (скручена пара 2). Та сторона, що знаходиться біля джерела, називається ближнім кінцем лінії (NEXT – Near end crosstalk). Протилежний бік другої лінії називається далеким кінцем (FEXT – Far end crosstalk).

Електричний зв'язок виражається відношенням струму I_2 , наведеного в другому колі, до різниці потенціалів, під якою знаходяться дроти першого кола:

$$K_{12} = \frac{I_2}{U_1} = g + j\omega k, \quad (16.7)$$

де g – активний компонент електричного зв'язку, k – ємнісний компонент електричного зв'язку. Перший обумовлений асиметрією провідності між жилами кабелю, другий – асиметрією ємностей між ними і землею.

Магнітний зв'язок виражається відношенням ЕРС, що наводиться в другому колі під дією змінного струму у першому до його величини:

$$M_{12} = \frac{E_2}{I_1} = r_a + j\omega m, \quad (16.8)$$

де r_a – активна складова магнітного зв'язку, m – індуктивна складова магнітного зв'язку. Джерело першої складової – асиметрія магнітних втрат в металі дротів, джерело другої – асиметрія приватних індуктивностей дротів обох пар.

Рівні перешкод визначаються перехідними загасаннями на ближньому і дальньому кінцях кабелю:

$$b_{NEXT} = \ln \left| \frac{4\sqrt{\beta}}{N_{12}\sqrt{1-4\beta l}} \right| \text{ Неп,} \quad (16.9)$$

$$b_{FEXT} = \ln \left| \frac{2}{F_{12}\sqrt{1-4\beta l}} \right| + \beta l \text{ Неп,} \quad (16.10)$$

де $N_{12} = K_{12}^N Z_w + \frac{M_{12}^N}{Z_w}$ – електромагнітний зв'язок на ближньому кінці (показник

NEXT), $F_{12} = K_{12}^F Z_w + \frac{M_{12}^F}{Z_w}$ – електромагнітний зв'язок на дальньому (показник FEXT).

Чим менше значення NEXT, тим краще кабель. Так, для витої пари категорії 5 показник NEXT має бути менший – 27 дБ на частоті 100 МГц.

Показник NEXT зазвичай використовується стосовно кабелю, що складається з декількох витих пар, оскільки в цьому випадку взаємні наведення однієї пари на іншу можуть досягати значних величин. Для одинарного коаксіального кабелю (тобто що складається з однієї екранованої жили) цей показник не має сенсу, а для подвійного він також не застосовується внаслідок високої міри захищеності кожної жили. Оптичні волокна також не створюють помітних перехресних перешкод одне для одного.

У зв'язку з тим, що в деяких нових технологіях використовується передача даних одночасно по декількох витих парах, останнім часом став застосовуватися показник Power SUM, що є модифікацією NEXT. Він відбиває сумарну потужність перехресних наведень від усіх передавальних пар в кабелі.

Для звичайних кабельних ліній зв'язку без додаткових засобів захисту від перешкод достовірність передачі даних складає, як правило, $10^4 \dots 10^6$. Це означає, що при передачі $10^4 \dots 10^6$ бітів буде спотворене значення одного біта.

Дротові виділені лінії

Як електричне коло пара жил кабелю є в загальному випадку лінією з розподіленими параметрами. Первинними (погонними) серед них є активний опір жил лінії – R , Ом/км, індуктивність – L , Гн/км, ємність – C , Ф/км, провідність ізоляції – G , См/км.

Електромагнітний процес поширення сигналу в лінії з розподіленими параметрами описується так званими *телеграфними рівняннями* Хевисайда

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial l} &= -L \frac{\partial i}{\partial t} - iR, \\ \frac{\partial i}{\partial l} &= -C \frac{\partial u}{\partial t} - uG, \end{aligned} \right\} \quad (16.11)$$

де $i(l, t)$ – струм в лінії, $u(l, t)$ – напруга між прямим (фазним) і зворотним (нульовим) дротами лінії, R, L, C – відповідно погонні опір, індуктивність і ємність лінії, G – погонна провідність ізоляції між прямим і зворотним дротами.

За допомогою них описується процес поширення хвиль напруги і струму уздовж лінії. Первинні параметри лінії зв'язку R, L, C, G , строго кажучи, не є константами. Вони залежать від низки чинників і у тому числі від частоти струму в лінії. Залежність первинних параметрів від частоти сигналу демонструється на рис. 16.5. Активний опір лінії включає опір постійному струму R_0 і доданки, які залежно від частоти враховують поверхневий ефект, втрати в екрані, ефект близькості. Індуктивність і ємність залежать від відстані між жилами, їх діаметру, частоти струму. А ємність – ще від діелектричної проникності ізоляції. Провідність між жилами містить постійну складову G_0 і складову втрат на змінному струмі $G_\omega = \omega C \operatorname{tg} \delta$, де δ – кут діелектричних втрат в ізоляції.

Процес поширення синусоїдального сигналу по лінії зв'язку розглянемо на її елементарній ділянці малої протяжності. Для цього в рівняннях Хевисайда перейдемо до кінцевих різниць, припустивши, що

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial l} &= \frac{\Delta u}{\Delta l}, (\Delta l \rightarrow 0), \\ \frac{\partial i}{\partial l} &= \frac{\Delta i}{\Delta l}, (\Delta l \rightarrow 0). \end{aligned} \right\} \quad (16.12)$$

Тоді рівнянням, що описують зміну струму і напруги на цій ділянці, приблизно можна поставити у відповідність схему заміщення (рис. 16.6), що складається з активного опору ділянки $R\Delta l$, його індуктивності $L\Delta l$ і ємності $C\Delta l$, а також провідності між жилами $G\Delta l$

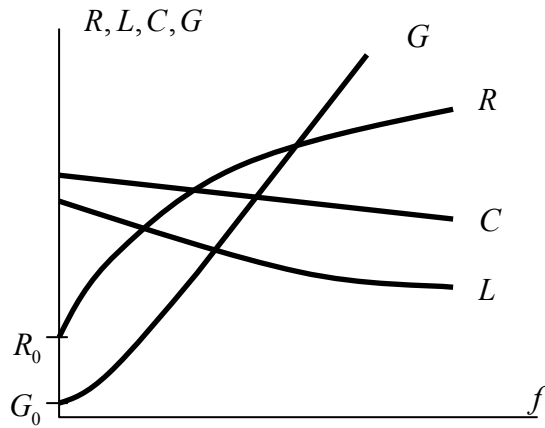


Рисунок 16.5 – Залежність первинних параметрів від частоти сигналу

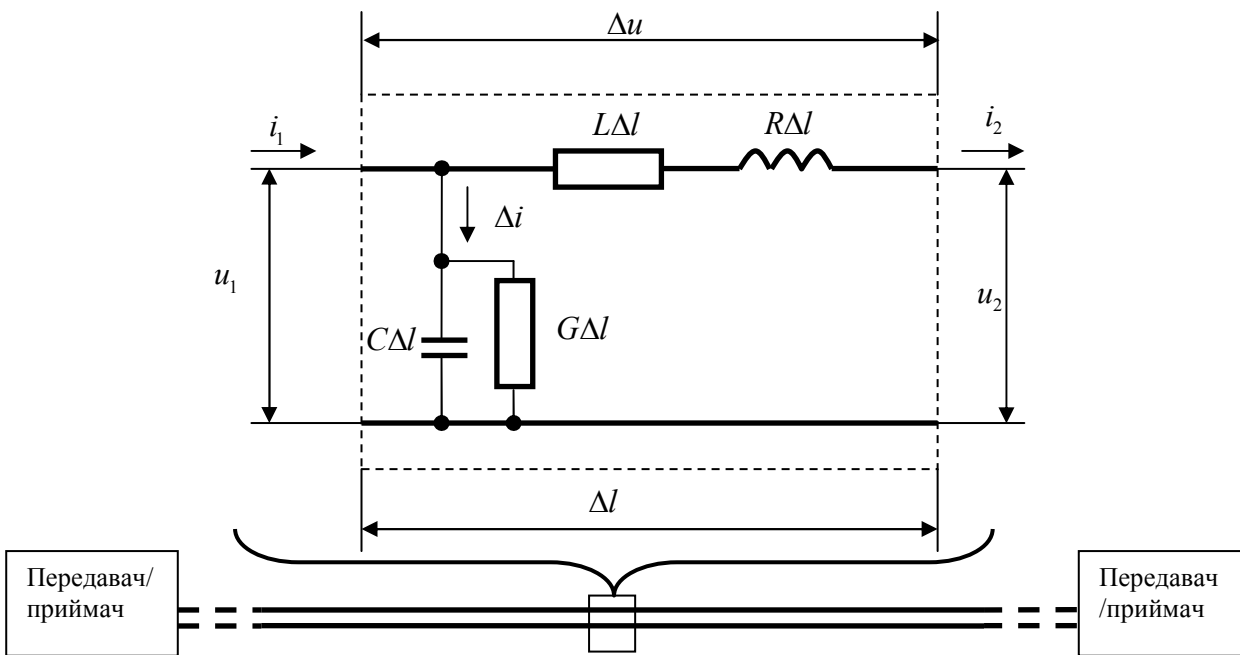


Рисунок 16.6 – Схема заміщення елементарної ділянки дводрової лінії

Рівняння Хевисайда для елементарної ділянки лінії запишемо у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u &= -L\Delta l \frac{di_2}{dt} - i_2 R\Delta l, \\ \Delta i &= -C\Delta l \frac{du_1}{dt} - u_1 G\Delta l. \end{aligned} \right\} \quad (16.13)$$

При синусоїдальних струмах і напрузі для стаціонарного режиму отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta \dot{U}}{\Delta l} &= -(j\omega L + R)\dot{I}_2, \\ \frac{\Delta \dot{I}}{\Delta l} &= -(j\omega C - u_1 G)\dot{U}_1. \end{aligned} \right\} \quad (16.14)$$

Векторну діаграму синусоїдальних струмів і напруги для елементарної ділянки лінії, що відповідає рівнянням (16.14), наведено на рис. 16.7.

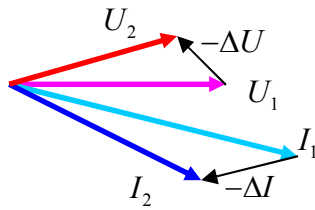


Рисунок 16.7 – Векторна діаграма синусоїдальних струмів і напруги для елементарної ділянки дводрової лінії

Елементарна ділянка лінії характеризується хвилевим опором

$$Z_w = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = |Z_w| \cdot e^{j\varphi}. \quad (16.15)$$

Зміна синусоїдального сигналу за амплітудою і фазою при проходженні цієї ділянки характеризується коефіцієнтом поширення γ :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \beta + j\alpha, \quad (16.16)$$

де β – коефіцієнт загасання, що характеризує експоненціальне зменшення амплітуди сигналу при проходженні по елементарній ділянці, довжина якої умовно дорівнює одиниці, α – коефіцієнт фази, що вказує, на скільки градусів обернеться вектор сигналу при проходженні по елементарній ділянці, довжина якої умовно дорівнює одиниці.

Той факт, що сигнал змінюється за амплітудою і фазою уздовж лінії, свідчить про хвильовий характер його поширення. Хвиля синусоїдального сигналу поширюється уздовж лінії з так званою, фазовою швидкістю:

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{\lambda}{T}, \quad (16.17)$$

де $T = \frac{2\pi}{\omega}$ – період синусоїди сигналу.

Довжина хвилі вимірюється відстанню уздовж лінії між точками, в яких фази сигналу відрізняються на величину, що дорівнює 2π :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\alpha}. \quad (16.18)$$

Поширення хвилі синусоїдального сигналу у довгій лінії зображено на рис. 16.8.

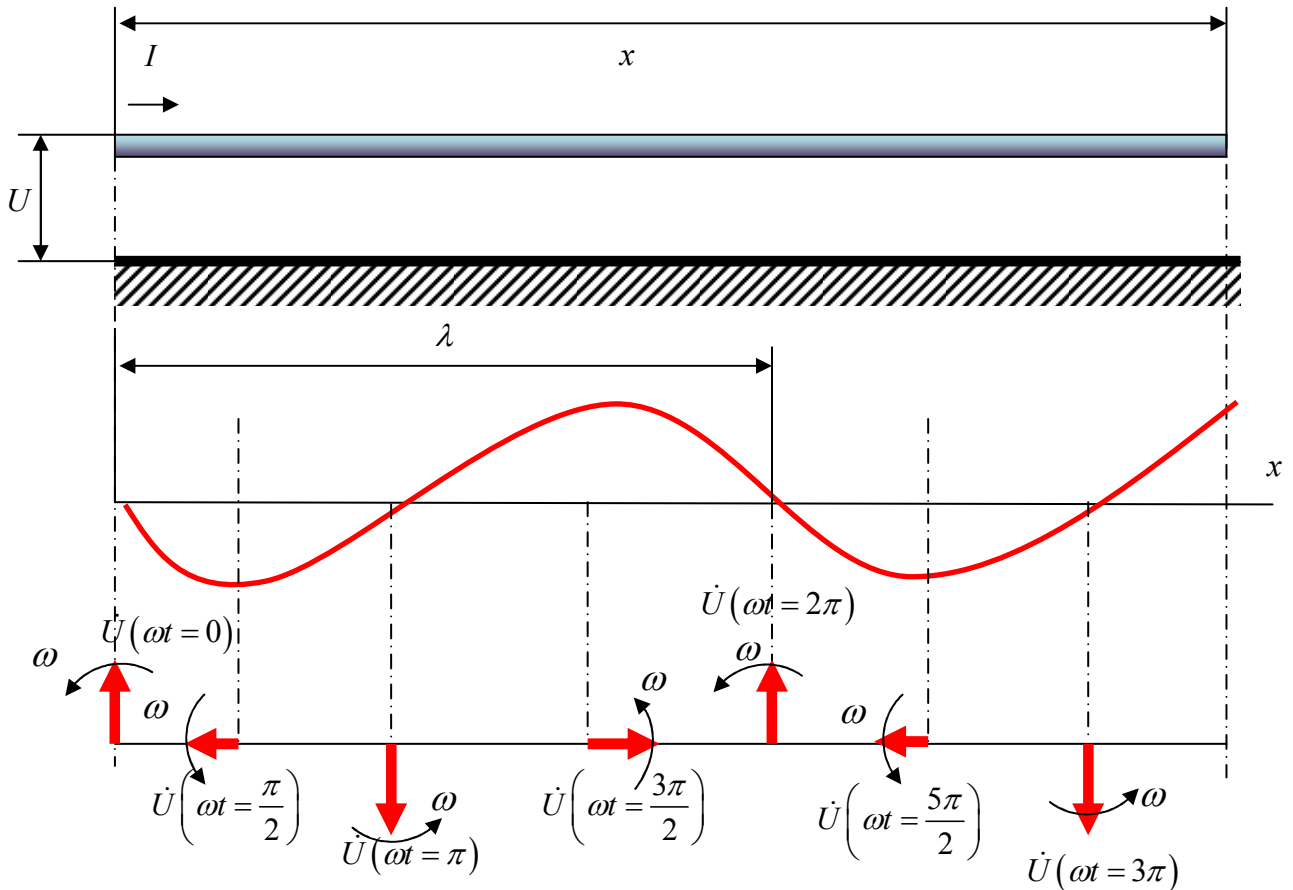


Рисунок 16.8 – Поширення хвилі синусоїдального сигналу у довгій лінії

На відміну від первинних показників хвильовий опір і коефіцієнт поширення називаються вторинними параметрами лінії зв'язку. Розрахункові формули для їх оцінки наведено у табл. 16.1.

Таблиця 16.1 – Розрахункові формули для оцінки вторинних параметрів лінії зв'язку

Співвідношення величин R і ωL	Розрахункові формули			Сфера застосування формул
	β , Неп/км	α , радіан/км	Z_w , Ом	
$R/\omega L > 50$	$\sqrt{\omega C R/2}$	$\sqrt{\omega C R/2}$	$\sqrt{R/\omega C} \cdot e^{-j\pi/4}$	Тональні частоти
$R/\omega L > 5$	$\sqrt{\omega C (R - \omega L)/2}$			
$0,3 < R/\omega L < 5$	$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$		$\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$	Проміжні частоти
$\omega L/R > 3,5$	$\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\omega \sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$	Високі частоти

У загальному випадку вихідний опір джерела сигналу Z_s і опір навантаження Z_l погоджують з хвильовим опором $Z_s = Z_l = Z_w$.

При цьому віддзеркалення сигналу від кінця лінії немає, а втрати його енергії мінімальні. Вхідний опір такого кола дорівнює хвильовому.

Загасання в погодженій лінії

$$b = \ln \left| \frac{U_1}{U_2} \right| = \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right| = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_1}{P_2} \right| = \ln [\exp \{-\beta l\}] = -\beta l \text{ Неп.} \quad (16.19)$$

У інших одиницях виміру формула (16.19) має вигляд

$$b = 20 \cdot \lg \left| \frac{U_1}{U_2} \right| = 20 \cdot \lg \left| \frac{I_1}{I_2} \right| = 10 \cdot \lg \left| \frac{P_1}{P_2} \right| \text{ дБ.} \quad (16.20)$$

Основні параметри коаксіальних кабелів

Електромагнітне поле коаксіальної пари цілком замикається усередині неї самої. Брак дії зовнішнього електромагнітного поля дозволяє його використати в широкій смузі частот – до сотень МГц, а також впливає на високий рівень захищеності від перешкод. Практично коаксіальні кабелі застосовуються на частотах вище 60кГц.

Вторинні параметри коаксіального кабелю

$$Z_w = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \beta = \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right), \quad \alpha = \omega \sqrt{LC}.$$

Найбільше поширення отримали кабелі з хвилевим опором 50 і 75 Ом. Перші застосовуються в комп'ютерних мережах, другі – для передачі ширококутових сигналів типу телевізійних, даних.

На рис. 16.9 наведено два типи коаксіальних кабелів – стандартизований та малогабаритний.

Другі дешевші за перші, але характеризуються великим загасанням – приблизно 0,6 Неп/км проти 0,3 Неп/км на частоті 1 Мгц. Хвилевий опір коаксіального кабелю в робочій смузі частот відхиляється від номінального значення на частки відсотка.

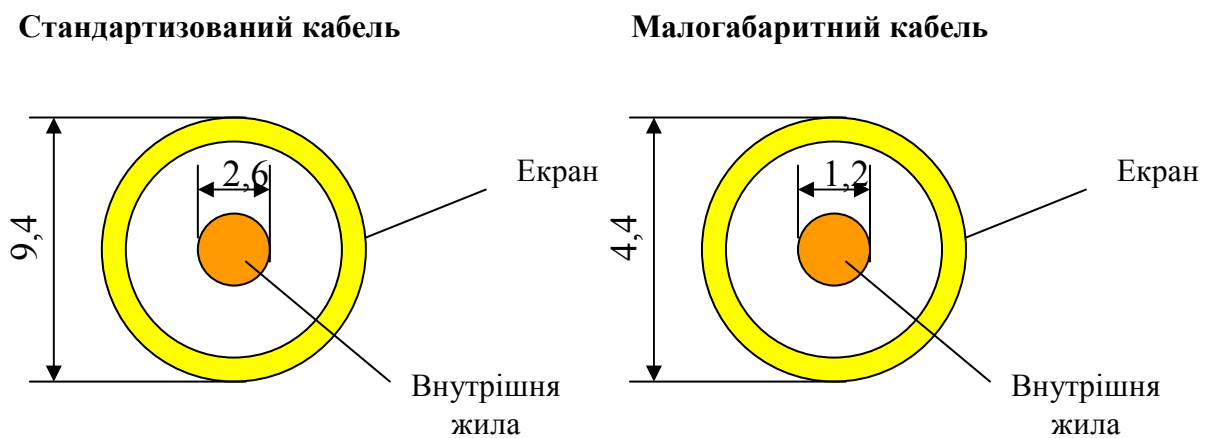


Рисунок 16.9 – Два типи коаксіальних кабелів

Основні параметри волоконно-оптичних кабелів (ВОК)

Класифікація ВОК показана на рис. 16.10.

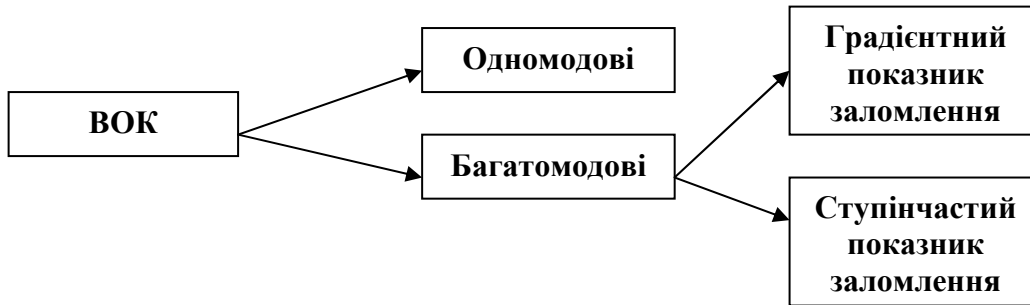


Рисунок 16.10 – Класифікація ВОК

Основні типи оптичних волокон зображено на рис. 16.11

Характер поширення електромагнітної хвилі в хвилеводі визначається хвильовим числом V :

$$V = \frac{\pi d_1}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \quad (16.21)$$

де d_1 – діаметр осердя волокна, λ – довжина хвилі, n_1 – показник переломлення осердя, n_2 – показник переломлення оболонки.

Кількість мод M , що поширюються в ступінчастому оптоволоконі (ОВ), визначається хвильовим числом:

$$M = \frac{V^2}{2}. \quad (16.22)$$

Для волокон з $d_1 \gg \lambda$ кількість мод може складати сотні і тисячі. Якщо ж хвильове число менше величини 2,405, то у волоконі може поширюватися лише одна мода. Проте для забезпечення одномодового режиму роботи ОВ виконання умови $V \leq 2,405$ недостатнє. Потрібно:

$$d_1 \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} = 0,38\lambda. \quad (16.23)$$

Допустимий діапазон різниці показників заломлення $0,001 \leq n_1 - n_2 \leq 0,01$. Для його нижньої межі діаметр волокна вибирається в межах $d_1 = 10 \dots 12$ мкм, для $n_1 - n_2 \approx 0,01$ діаметр $d_1 = 4 \dots 5$ мкм.

У багатомодовому волоконі моди, що поширюються поблизу осі ОВ, називаються нижчими, а моди, що поширюються поблизу поділу осердя – оболонка, – вищими. Перші мають мінімальний час поширення, другі – максимальний. Максимальна розбіжність часу затримки $\Delta\tau_m$ називається *модовою дисперсією* і визначається виразом

$$\Delta\tau_m = (1,5 \dots 2) \frac{n_1 - n_2}{c} L, \quad (16.24)$$

де c – швидкість світла у вакуумі, L – довжина волокна.

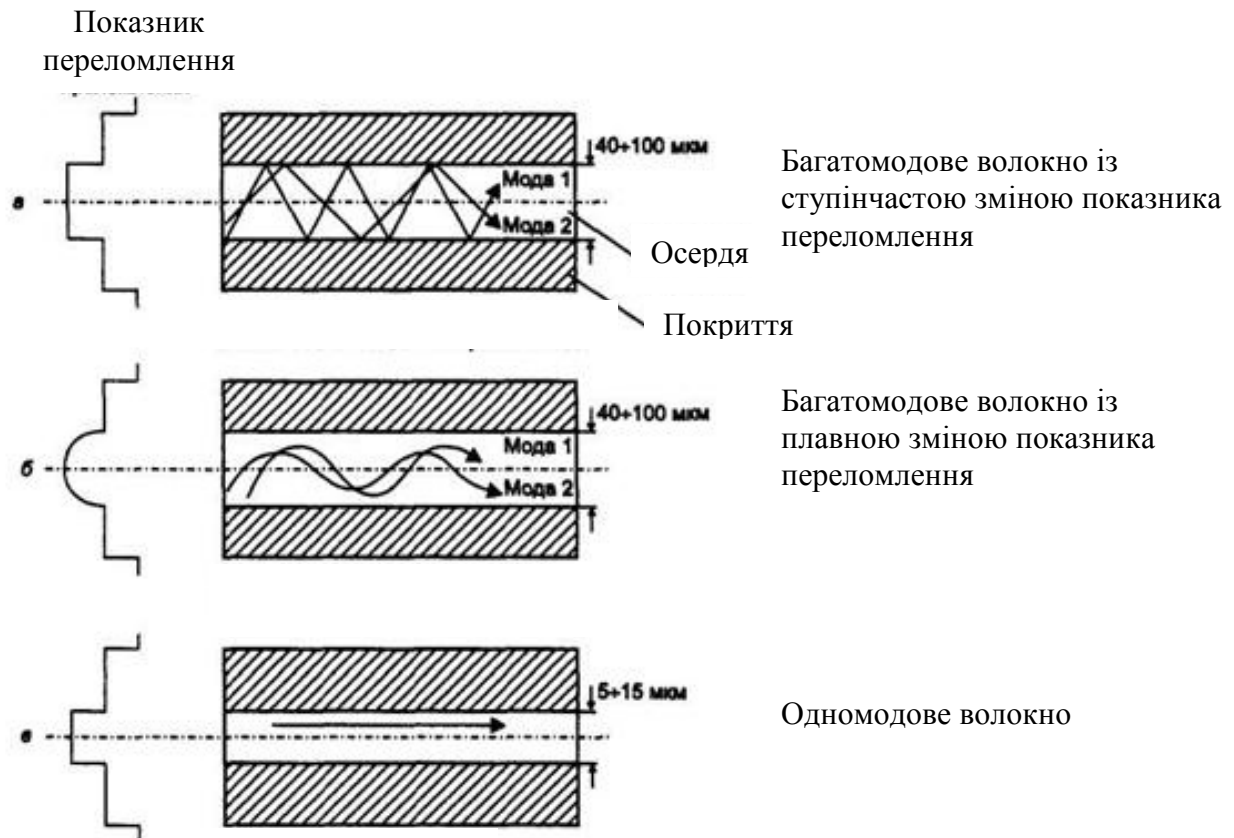


Рисунок 16.11 – Основні типи оптичних волокон

При різниці $n_1 - n_2 \approx 0,05$, $\Delta\tau_m \approx 50$ нс/км. Кілометрова довжина волокна з такою часовою затримкою має смугу пропускання $\Delta F \approx 20$ МГц. Кращі зразки ступінчастих багатомодових волокон – коефіцієнт широкосмуговості не більше 100 МГц/км. Таким чином, у багатомодових ОВ основним показником, що визначає смугу пропускання модулюючих частот, є розбіжність швидкостей поширення мод – модова дисперсія.

Для того, щоб поліпшити частотні характеристики багатомодових ОВ, необхідно зменшувати модову дисперсію. Істотного її зменшення вдалося досягти завдяки створенню волокон, у яких профіль показника переломлення осердя змінюється згідно із законом, близьким до параболи (рис. 16.12).

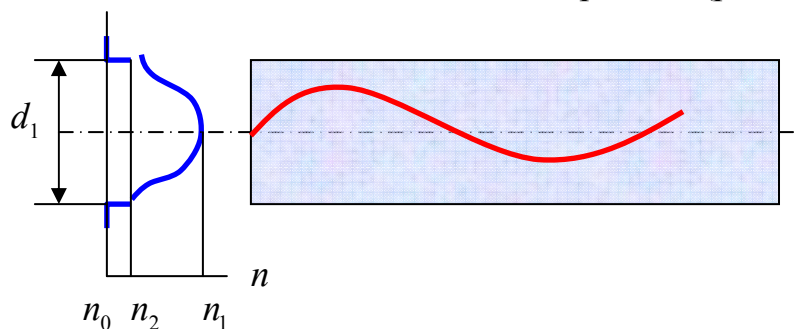


Рисунок 16.12 – Профіль показника переломлення та траєкторія мод у градієнтному оптичному волокні

Якщо в ступінчастому ОВ траєкторія поширення променів має вигляд ламаної, зигзагоподібної лінії, то в градієнтному ОВ вона близька до синусоїди. Оптимальна форма профілю показника переломлення дозволяє отримати мінімальну величину часової затримки, що визначена виразом

$$\Delta\tau_{\max} \approx \frac{n \cdot L}{2c} \Delta^2, \quad (16.25)$$

де $\Delta = n_{1\max} - n_{1\min}$. Ця затримка в $1/\Delta$ раз менше, ніж в ступінчастому ОВ. Кількість модів у градієнтному ОВ

$$M = \frac{V^2}{4}. \quad (16.26)$$

Вона в два рази менша, ніж в ступінчастому ОВ. Завдяки цьому кращі зразки градієнтних багатомодових ОВ мають коефіцієнт широкосмуговості більше 1200...1500 МГц/км.

Для сучасних багатомодових ВОК діаметр осердя має два стандартні розміри 50 і 62,5 мкм. Зовнішній діаметр в обох випадках дорівнює 125 мкм.

Контрольні питання

1. Які існують типи симетричного кабелю?
2. В чому різниця між шириною смуги пропускання та шириною спектра сигналів?
3. Знайдіть співвідношення потужностей сигналу на виході та на вході лінії, що характеризується загасанням – 20 дБ?
4. Чим відрізняється пропускна здатність каналу зв'язку, що представлена одиницями виміру біт/с від пропускної здатності у одиницях виміру бод?
5. Знайдіть відношення потужності корисного сигналу до сигналу шуму в лінії з максимальною пропускною здатністю 10 кбіт/с та шириною смуги пропускання 5 кГц.
6. Що характеризують показники NEXT та FEXT у багатопарному симетричному кабелі?
7. Знайдіть фазову швидкість поширення хвилі синусоїдального сигналу з частотою 3 кГц у лінії з розподіленими ємністю 0,1 мкф/км, індуктивністю 0,1 мГн та розподіленим активним опором 100 Ом/км.
8. Яким буде загасання сигналу (дБ) у лінії довжиною 1,5 км з параметрами, що вказані у питанні 7?
9. Чим відрізняються моди сигналу у багатомодовому оптичному кабелі?
10. Як співвідноситься кількість мод у градієнтному та ступінчастому оптоволоконі?

17. Дротові і бездротові технології передачі сигналів

Частина 2

Передача інформації по силових мережах електропостачання (PLC-технологія). Теоретичні основи широкосмугової PLC-технології. Технічна реалізація принципів вузькосмугових PLC. Проектування і моделювання PLC. Загальні відомості про бездротові технології передачі інформації.

Силова розподілена енергетична мережа давно привертала увагу фахівців в галузі телеметрії і телекерування як потенційне середовище для реалізації каналів зв'язку. PLC (Power Line Communication) – нова телекомунікаційна технологія, що базується на використанні силових електромереж для високошвидкісного інформаційного обміну. Досліди з передачі даних по електромережі велися і раніше, але низька швидкість передачі і перешкодозахищеність були найбільш слабким місцем цієї технології. Проте прогрес не стоїть на місці, і поява потужніших DSP-процесорів (цифрові сигнальні процесори) дала можливість використати складніші способи модуляції сигналу, такі як OFDM модуляція (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), що дозволило значно просунути вперед в реалізації технології PLC. З метою спільного проведення наукових досліджень і практичних випробувань, а також прийняття єдиного стандарту на передачу даних по системах електроживлення декілька великих лідерів на ринку телекомунікацій об'єдналися в альянс, який дістав назву Home Plug Alliance. Поява нових мікросхем, що підтримують стандарт, дозволило збільшити швидкість передачі інформації по мережах PLC до 200...300 Мбіт/с, що забезпечує передачу по силових лініях телевізійних сигналів високої чіткості (HDTV), звукової інформації VoIP і широкосмуговий Інтернет-доступ.

PLC-технологію розділяють на вузькосмугову (з шириною спектра від 9 до 500 кГц) і широкосмугову (ширина спектра до 100 МГц і швидкість передачі даних до 500 Мбіт/с і вище). Друга орієнтована на домашні комп'ютерні мережі, Інтернет, цифрове телебачення, VoIP, IPTV та інші високошвидкісні застосування. Зазвичай, в системах автоматизації, які не вимагають високої швидкості передачі даних, найбільш затребуваною є вузькосмугова технологія.

Високі частоти, що необхідні для високошвидкісних пристроїв, швидко затухають в лінії, що робить можливою передачу сигналу з задовільною якістю без ретрансляторів тільки на відстань до декількох сотень метрів. Тому в системах керування знаходять широке застосування вузькосмугові NB (Narrow Board) системи, що працюють у кілогерцовому діапазоні. До вузькосмугових низькошвидкісних розподілених систем керування і обліку відносяться АСК ТП у цехах і на виробничих територіях, системи життєзабезпечення будівель (ліфти, кондиціонери, вентиляція), складські системи, засоби обліку енергоспоживання, системи охоронної і пожежної сигналізації в дачних селищах, гаражних кооперативах і так далі. До іншого класу пристроїв відносять засоби домашньої автоматики, що дозволяють комплексно керувати побутовими приладами, аж до автоматичного погодженого включення кавоварок і тостерів, а також виводу на телеекран зображення з вхідної

відеокамери. Сюди ж можна віднести локальні мережі для домашніх і малих офісів, розгорнуті в межах невеликої будівлі або окремої квартири.

Застосування цієї технології дозволяє досить просто вирішувати завдання об'єднання приладів і пристроїв у рамках концепції «розумного будинку» з можливістю централізованого керування ними.

Основною перевагою технології безумовно є передача даних по існуючій силовій мережі 0,4 кВ, що скорочує трудовитрати і вартість впровадження системи, оскільки відпадає необхідність прокласти всілякі інформаційні кабелі.

Як і будь-яка технологія, PLC має ряд недоліків:

- розподіл пропускної здатності мережі по електропроводці між усіма елементами: якщо має місце активний обмін інформацією між двома парами адаптерів, то швидкість обміну (для кожної пари) складатиме приблизно половину від сумарної пропускної здатності;

- на стан зв'язку впливають негативно будь-які пристрої з реактивною складовою в навантаженні: бюджетні енергозберігаючі лампи, зарядні пристрої і блоки живлення (призводять до зниження швидкості передачі даних приблизно на 5 %);

- необхідність визначення умов проходження високочастотних сигналів з урахуванням шунтуючої дії навантажень та численних відгалужень в умовах сильно розгалужених мереж електропостачання для кожного проекту окремо;

- застосування ретрансляторів у разі неприпустимого рівня сигналу.

Надійність передачі на фізичному рівні визначається властивостями середовища, способами кодування і декодування інформації. Електричні силові кола не призначені спеціально для створення інформаційних мереж. Для них характерні: нестабільність імпедансу каналу, залежного від характеру навантаження, що вмикається і вимикається, високий рівень перешкод і велике загасання сигналу. Статистичні дослідження показали, що імпеданс більшості силових мереж знаходиться в діапазоні 5...150 Ом. Останнім часом, передусім на транспорті, для створення інформаційної мережі все частіше використовують силові кола постійного струму, які мають імпеданс до декількох Ом переважно ємнісного характеру. Природно, що для узгодження характеристик навантажень вихідних каскадів PLC-передавачів слід враховувати особливості силових кіл. Зниження впливу перешкод, наявних в лінії, на фізичному рівні досягається ефективним застосуванням на приймальному кінці вузькосмугових аналогових і цифрових фільтрів. Підвищення надійності передачі на фізичному рівні багато в чому обумовлене вибором способу модуляції і частотного діапазону, а також застосуванням методів цифрової обробки сигналів і адаптивного керування. За способом модуляції розрізняють дві групи приймачів: одночастотні (SFPLC) і з широким діапазоном частот модуляції (SS, Spread Spectrum). У перших використовується одна несуча частота, яка піддається амплітудній (ASK), частотній (FSK) або фазовій (PSK) модуляції.

Принцип поєднання приймача PLC з силовою електричною мережею.

При передачі інформації по силових колах електроживлення необхідно з одного боку, відокремити частоту несучої від частоти змінного струму в системі електропостачання, з іншого – погоджувати рівні допустимої напруги малопотужної радіоелектронної апаратури приймача з високим (380/220) рівнем напруги в системі електропостачання, а також здійснити гальванічну розв'язку кіл приймача з силовими колами, по яких передається інформація. Для вирішення цієї задачі канали PLC повинні включати спеціальні пристрої сполучення (Power Packet Engine), що здійснюють сполучення кіл приймачів з силовими колами. У простому випадку таким пристроєм може бути використаний конденсатор (рис. 17.1).

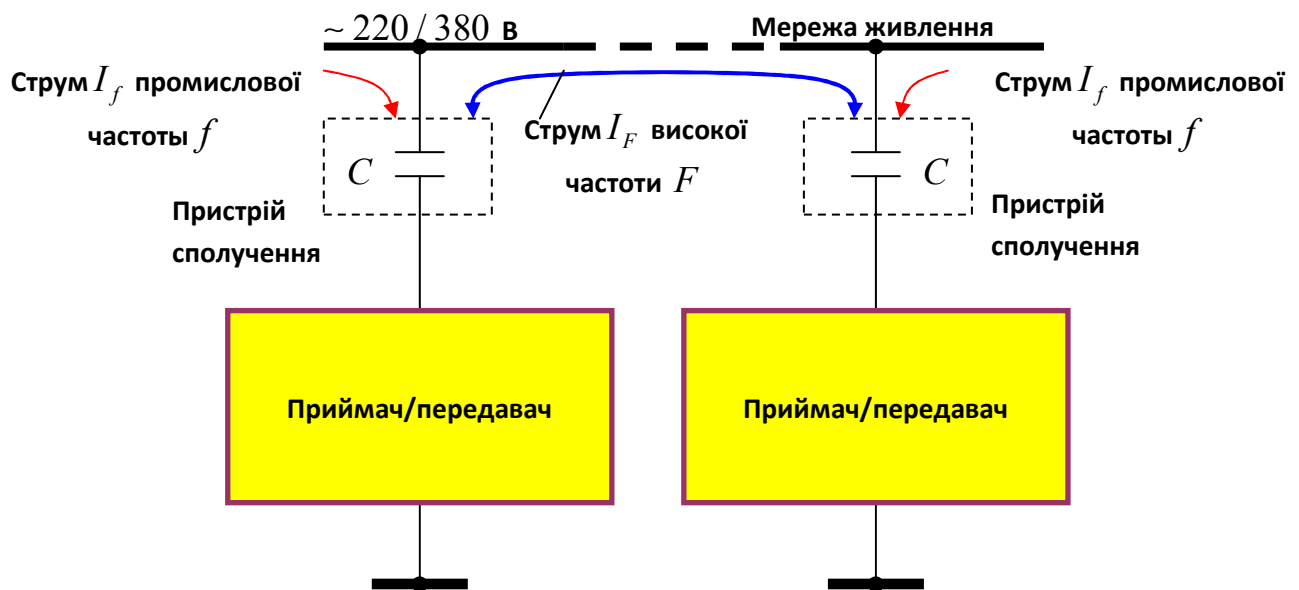


Рисунок 17.1 – Принцип передачі інформації по силових колах електроживлення

Опір x_c конденсатора, що використовується як пристрій сполучення, залежить від частоти $|x_c| = \frac{1}{\omega \cdot C}$. Внаслідок цього приймачі відокремлені від силового кола промислової частоти 50Гц опором $|x_{c50}| = \frac{1}{314 \cdot C}$, а один від одного опором $2|x_{cF}| = \frac{1}{\pi F \cdot C}$.

При несучій частоті 100кГц відношення величин цих опорів складає 1000:1.

Теоретичні основи широкосмугової технології Power Line

Основою технології Power line є застосування частотного розділення сигналу, при якому високошвидкісний потік даних розбивається на декілька

відносно низькошвидкісних потоків, кожен з яких передається на окремій піднесучій частоті, з подальшим їх об'єднанням в один сигнал (рис. 17.2).

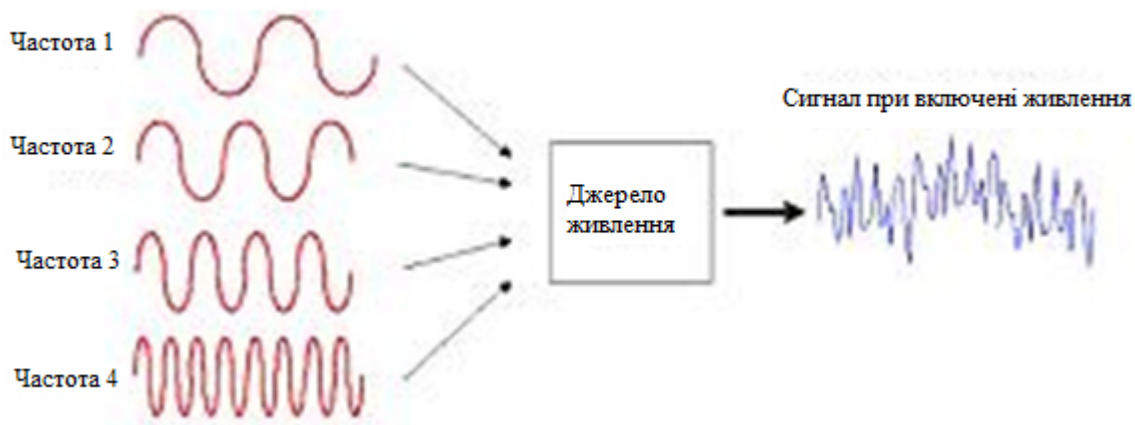


Рисунок 17.2 – Використання частотного розділення сигналу у технології Power Line

При використанні звичайного частотного мультиплексування (FDM-Frequency-Division Multiplexing) (рис. 17.3) захисні інтервали (Guard Band) між піднесучими, необхідні для запобігання взаємному впливу сигналів, досить великі, тому доступний спектр використовується не дуже ефективно.

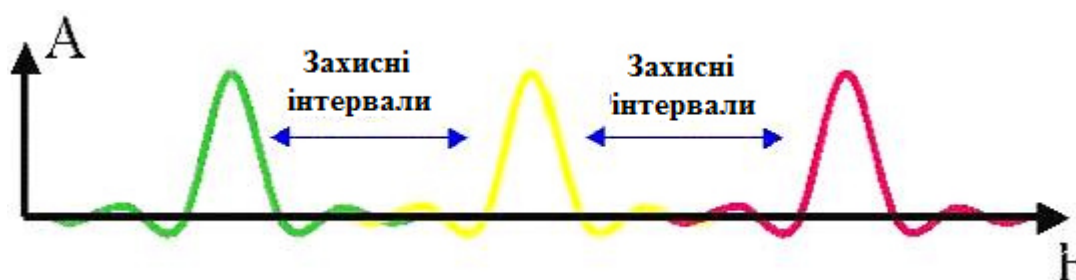


Рисунок 17.3 – Звичайне частотне мультиплексування

При ортогональному (рис. 17.4) частотно-розділеному мультиплексуванні (OFDM) центри піднесучих частот розміщені так, що пік кожного подальшого сигналу збігається з нульовим значенням попередніх. Таке розміщення дозволяє ефективніше використати доступну смугу частот.

Перш ніж окремі піднесучі частоти будуть об'єднані в один сигнал, вони зазнають фазової модуляції, кожна своєю послідовністю бітів (рис. 17.5).

Після цього усі проходять через Power Packet engine і збираються в єдиний інформаційний пакет, який ще називають OFDM – symbol.

Приклад відносної квадратурної фазової маніпуляції (DQPSK-Differential Quadrature Phase Shift Keying) на кожній з 4-х піднесучих частот в діапазоні 4 – 5 МГц наведено на рис. 17.6.

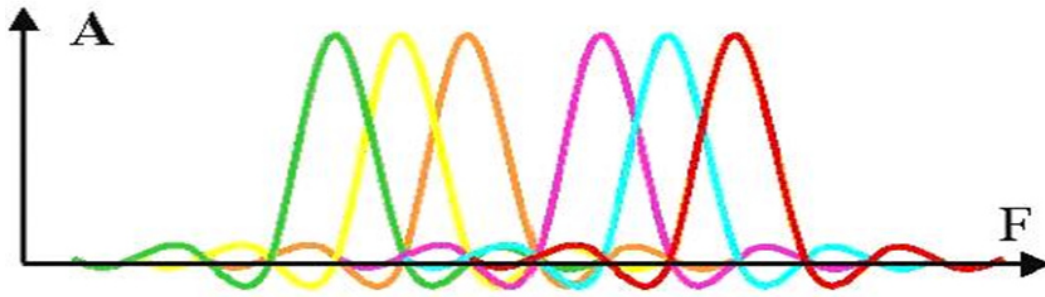


Рисунок 17.4 – Ортогональне частотно-розподілене мультиплексування

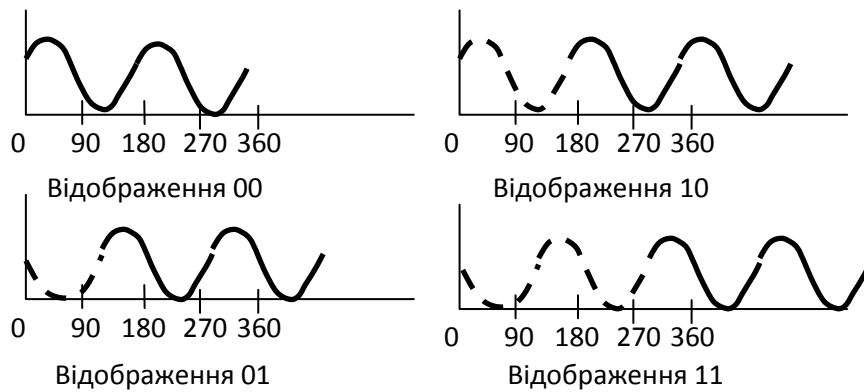


Рисунок 17.5 – Фазова маніпуляція

Реально в широкосмуговій технології Power Line використовуються 84 піднесучі частоти в діапазоні 4-21 МГц.

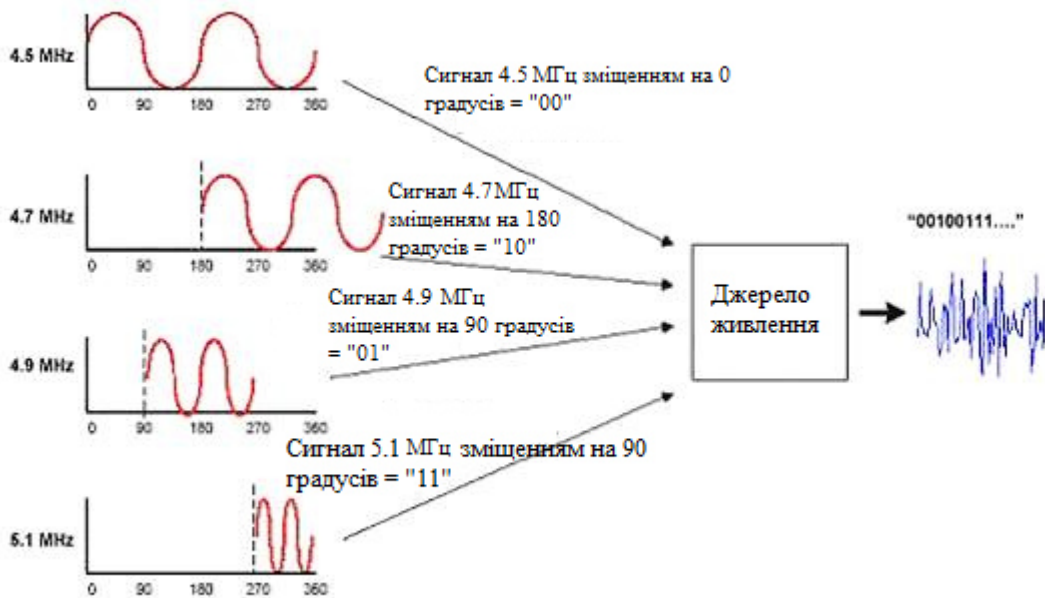


Рисунок 17.6 – Приклад відносної квадратурної фазової маніпуляції у технології PLC

Теоретична швидкість передачі даних при використанні паралельних потоків з одночасною фазовою модуляцією сигналів складає більше 100 Мбіт/с.

Адаптація до фізичного середовища, усунення помилок і вирішення конфліктів

При передачі сигналів по мережі побутового електроживлення можуть виникати великі загасання (рис. 17.7) в передавальній функції на певних частотах, що призведе до втрати даних.

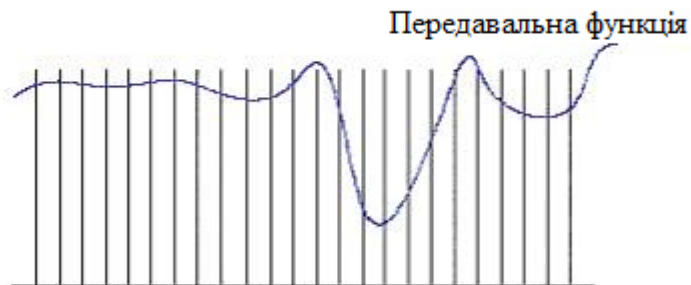


Рисунок 17.7 – Загасання в передавальній функції PLC на певних частотах

У технології Power Line передбачено спеціальний метод вирішення цієї проблеми – динамічне вимкнення і ввімкнення передачі сигналу (dynamically turning off and on data – carrying signals). Його суть полягає в тому, що пристрій здійснює постійний моніторинг каналу передачі з метою виявлення ділянки спектра з перевищенням певного лімітованого значення загасання. У разі виявлення такого факту застосування цих частот на якийсь час припиняється до відновлення нормального значення загасання.

Цей метод робить технологію Powerline максимально гнучкою при використанні в несхожих умовах. Наприклад, в різних країнах існують власні регулюючі правила, згідно з якими частина діапазону частот не може бути застосована. При цьому, у разі Power Line, в цьому діапазоні просто не передаватимуться дані. Ще одним прикладом є випадок, коли деякий пристрій вже використовує частину діапазону. В цьому разі також вимикається передача даних на певних частотах, і два пристрої можуть співіснувати в одному фізичному середовищі.

Іншою серйозною проблемою при передачі даних по побутовій електромережі є імпульсні перешкоди (до 1 мікросекунди), джерелами яких можуть бути галогенові лампи, ввімкнення і вимкнення різних електроприладів і тому подібне.

При використанні попереднього методу система може не встигнути адаптуватися до умов, що швидко змінилися, в результаті частина бітів буде зруйнована і загублена. Для вирішення цієї проблеми використовується двоступінчате (каскадне) завадостійке кодування бітових потоків перед тим, як вони будуть модульовані та потраплять в канал передачі даних. Суть перешкодостійкого кодування полягає в додаванні у початковий інформаційний потік за певними алгоритмами надмірних ("захисних") бітів, які використовуються декодером на приймальному кінці для виявлення і виправлення помилок. Каскадування блокового коду Ріда – Соломона і простого згортального коду, що декодується за алгоритмом Вітербі, дозволяє

виправляти не лише поодинокі помилки, але й їх пакети, забезпечуючи тим самим практично 100 % цілісності даних. Крім того, завадостійке кодування є також способом технічного захисту, що сприяє відносній безпеці інформації в загальному середовищі передачі.

Ще одним проблемним моментом є те, що мережа побутового електроживлення служить загальним середовищем передачі даних, тобто одночасно її можуть здійснювати відразу декілька пристроїв. У такій ситуації для вирішення конфліктів зіткнення трафіка потрібний регулюючий механізм – протокол доступу до середовища. Ним обрано добре відомий Ethernet, який в технології Powerline було розширено шляхом додавання додаткових полів пріоритезації. Така модифікація викликана необхідністю гарантованої смуги пропускання для передачі аудіо і відео через IP, коли величина затримки є критичним параметром. Пакети, що містять зазначані файли в цьому випадку позначаються як "timingcritical", тобто мають найвищий пріоритет при обробці і доступі до середовища передачі.

Приклад функціональної схеми широкосмужової Power Line-модифікації QX-201 фірми Phonex з максимальною швидкістю до 14 Мбіт/с наведено на рис. 17.8. В цій системі відстань між окремими точками невелика, декілька десятків метрів. Як можна бачити з рисунка, точки доступу користувачів всередині будинку з'єднуються через мережу електроживлення, а для доступу до магістральної мережі використовуються один або декілька модемів (кабельних або DSL).

Основним чинником, що стримує розвиток високошвидкісних систем PLC, є відсутність стандартів на широкосмужові PLC-системи, і, як наслідок, великий ризик несумісності з іншими службами, що використовують ті самі або близькі діапазони частот. У 2001 році міжнародний консорціум Home Plug Powerline Alliance затвердив галузевий стандарт для побудови домашніх мереж через лінії побутової електропроводки – специфікацію Home Plug 1.0. Але він регламентує побудову виключно «домашніх» мереж, тобто в межах однієї квартири (котеджу).

Технічна реалізація принципів вузькосмужових PLC

Приймачі з амплітудною модуляцією

При амплітудній модуляції логічній одиниці відповідає наявність сигналу несучої, логічному нулю – його відсутність.

Приймач TDA5051AT. Характерним представником інтегральних схем (IC) приймачів, що підтримують цей тип модуляції, є мікросхема TDA5051AT фірми NXP Semiconductors (Philips). Логічній одиниці відповідає стан високоімпедансного виходу передавача TXOUT, логічний 0 передається пакетом імпульсів несучої частоти. Остання знаходиться в межах 95...148 кГц. Мікросхема дозволяє передавати дані зі швидкістю від 600 до 1200 бод. Вбудований вихідний підсилювач забезпечує роботу на навантаження з імпедансом до 1 Ом (типова – 30 Ом). IC застосовується в недорогих і низькошвидкісних пристроях. Простота модуляції дозволяє реалізувати ASK-

приймач на базі простих універсальних мікроконтролерів. Функціональна схема TDA5051AT показана на рис. 17.9.



Рисунок 17.8 – Функціональна схема PLC-системи модифікації QX-201

Приймачі з частотною маніпуляцією

Частотна (FSK) модуляція використовується в ІС приймачів КР1446ХК1 виробництва ВАТ «Ангстрем» і ST7538/ ST7540 фірми STMicroelectronics. Модуляція вихідного сигналу в цих схемах полягає в тому, що логічному 0 відповідає частота ($f_0 - \Delta f$), а логічній 1 частота ($f_0 + \Delta f$), де f_0 – центральна частота несучої.

Центральна частота f_0 у приймачі КР1446ХК1 може задаватися програмно такою, що дорівнює 66,66; 100 або 133,33 кГц; девіація частоти Δf складає приблизно $\pm 4,6$ кГц. Швидкість передачі може приймати одне з чотирьох можливих значень – 124, 248, 496, 992 біт/с – і задається під час програмування приймача. Для виправлення поодиноких і виявлення подвійних помилок, які можуть виникати при передачі через перешкоди в мережі, використовується завадостійке кодування. Чутливість приймача достатня для передачі з фази на фазу. Потужність вихідного каскаду мікросхеми не перевищує десятка міліват, що вимагає обов'язкового застосування зовнішнього підсилювача потужності. Необхідно також встановлювати зовнішній вузькосмуговий фільтр на вході приймача для зниження впливу перешкод. Ця мікросхема має дуже хороше співвідношення якості – ціна. Головний недолік ІС – низька реальна швидкість передачі інформації.

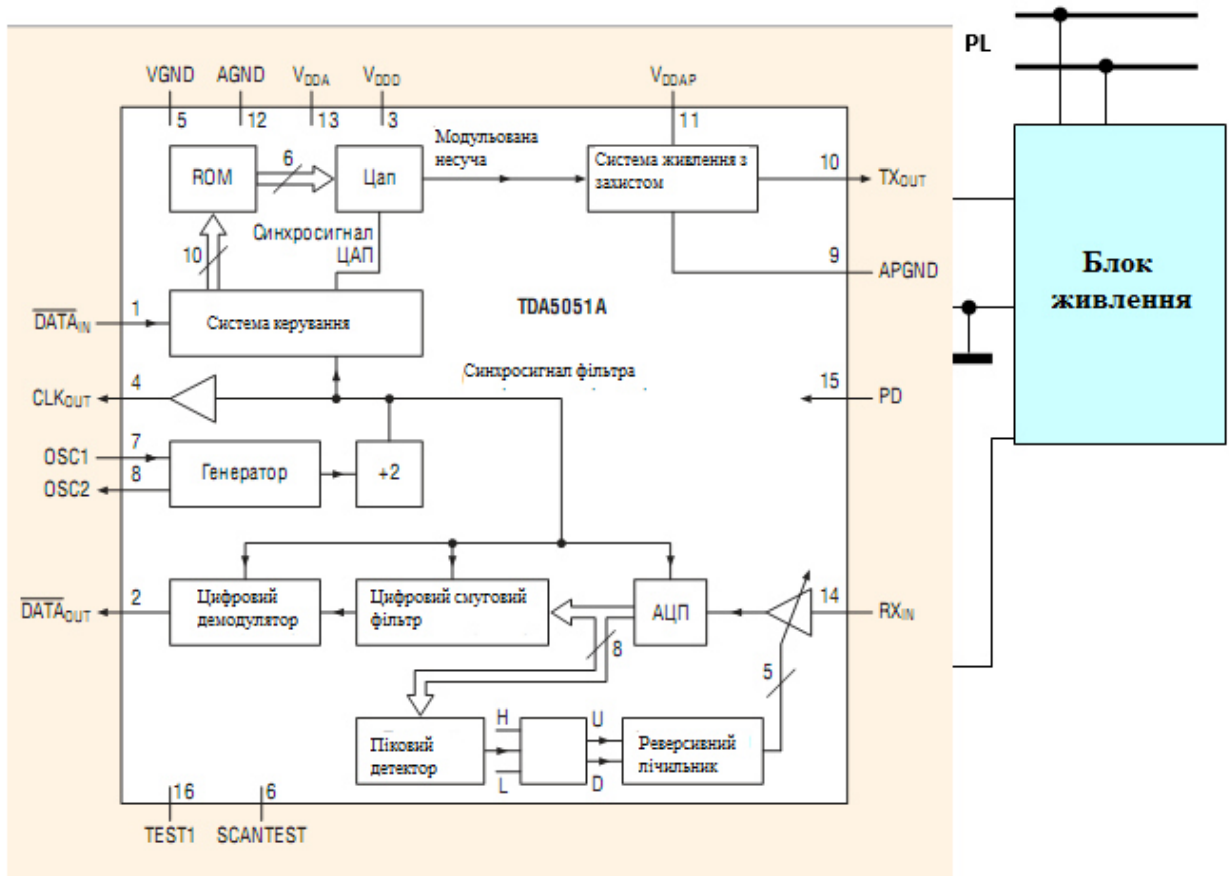


Рисунок 17.9 – Функціональна схема TDA5051AT

Принципову схему вузла PLC на базі KP1446XK1 наведено на рис. 17.10.

Приймач ST7538/ST7540

Для мікросхем ST7538/ST7540 частота f_0 програмується сімома значеннями в діапазоні 60...132,5 кГц. Крім того, програмуються чотири значення швидкості передачі (*Baud rates*), девіація частоти Δf та коефіцієнт девіації $k_d = \Delta f / \text{Baud rates}$. З цього випливає, що значення

$$\Delta f = \begin{cases} \text{Baud rates}, & \text{if } k_d = 1 \\ 0,5 \cdot \text{Baud rates}, & \text{if } k_d = 0,5 \end{cases}$$

Структурна схема приймача PLC модема C2000 фірми Texas Instruments показана на рис. 17.12.

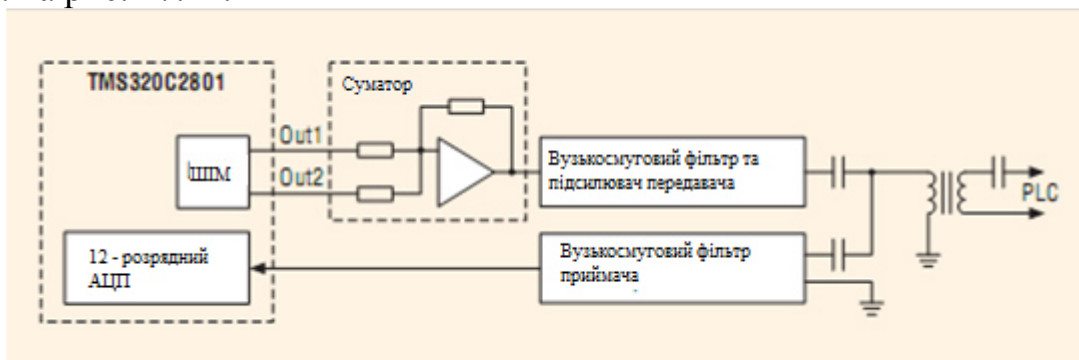


Рисунок 17.12 – Структурна схема приймача PLC модему C2000

У ньому використовується техніка диференціального фазового детектування. На виході корелюючого фільтра DSP виділяється різниця фаз попереднього і знову прийнятого біта. Якщо їх фази збігаються, то і значення прийнятого біта не змінюється; якщо ні, значення знову прийнятого біта інвертується відносно попереднього. Прийом розпочинається з розпізнавання бітів синхронізації (bit sync), що є послідовністю 24 одиниць, які чергуються, і нулів (101010101010101010101010). Дані, як правило, передаються в 11-бітовому форматі, що містить, окрім байта даних, два стартових біта, що чергуються (suffix '0 1'), та біт контролю парності.

Приймачі з розширеним діапазоном частот модуляції (SS)

Суть SS-модуляції (Spread Spectrum) полягає у використанні спектра частот із смугою, що перевищує мінімально необхідне значення, потрібне для передачі інформації, тобто інформаційний сигнал із смугою частот B впродовж часу TS перетвориться в псевдовипадковий сигнал із спектром W ($W \gg B$). Відношення $GM = W/B = WTS$ називають коефіцієнтом розширення смуги пропускання (spreading gain). Значення G в різних пристроях може знаходитися в межах від 4 до 256. При використанні SS-модуляції потужність сигналу розподіляється в широкій смузі частот, і він стає непомітним на фоні перешкод, що підвищує захист інформації від несанкціонованого доступу при передачі по лінії зв'язку. Окрім захисту інформації, SS-модуляція забезпечує більш високий рівень перешкодостійкості. На приймаючій стороні корисна інформація виділяється з шумоподібного сигналу із застосуванням унікальної для нього псевдовипадкової кодової послідовності.

Приймач з SSC-модуляцією

Прикладом приймача, використовуючого SS-модуляцію (чи SSC-модуляцію), є мікросхема типу SSC P485 PL, що забезпечує передачу із швидкістю 9600 біт/с. Фізичний рівень протоколу зв'язку CEBus заснований на технології розширення спектра, запатентованою фірмою Intellon Corp. of Ocala (США). На відміну від традиційної широкосмугової техніки (стрибки частоти або пряме послідовне розширення) в запропонованому методі закон зміни

частоти несучої задається 360 квантованими значеннями, які вибираються так, щоб максимізувати енергію усередині смуги, зберігаючи об'єм позасмугових гармонік на мінімальному рівні. При передачі кожного біта частота несучої впродовж 100 мкс змінюється спочатку від 200 до 400 кГц, а потім від 100 до 200 кГц. Формування службових та інформаційних бітів відбувається по-різному. Кожен пакет даних розпочинається з преамбули, яка формується з застосуванням амплітудної (ASK) модуляції. При ASK-модуляції застосовується поняття SUPERIOR (високого) і INFERIOR (низького) рівнів. Перший характеризується наявністю несучої частоти, що коливається, а INFERIOR – її відсутністю. Дані передаються з застосуванням перешкодостійкої фазової модуляції (PRK), при якій використовується два стани SUPERIOR: SUPERIOR1 і SUPERIOR2, які відрізняються один від одного поворотом фази несучої на 180°.

Проектування і моделювання PLC-систем у багатофункціональних будівлях і спорудах

При створенні систем з передачею інформації по силових лініях не вимагається прокладати лінії зв'язку. Задачею проектування PLC-систем є розміщення устаткування (PL-модемів) в контрольованих вузлах системи електропостачання. На початковому етапі проектування системи ЗППІ місця розташування PL-модемів визначаються відповідно до заданої структури інформаційних потоків. На наступному етапі необхідно перевірити рівні загасання сигналів при передачі повідомлень між усіма вузлами проекрованої мережі. Для здійснення цієї перевірки потрібна математична модель процесу поширення сигналів в мережі Power Line Communication.

Рішення в галузі передачі інформації по високовольтних лініях без відгалужень на ділянці проходження високочастотного сигналу відомі і добре вивчені. Що ж до застосування PL-технологій в умовах сильно розгалужених мереж електропостачання багатофункціональних будівель, то тут вимагається в кожному проекті індивідуально досліджувати умови проходження високочастотних сигналів з урахуванням шунтуючої дії навантажень і численних відгалужень. Метою цих досліджень є визначення параметрів високочастотного сигналу в різних точках заданої мережі електропостачання при заданому місці розташування джерела сигналу. Методологія побудови топологічної структури мережі для передачі інформації по колах електропостачання будівлі повинна спиратися на результати подібних досліджень.

Моделювання процесу поширення сигналів у деревоподібній мережі методом зустрічних інформаційних потоків

Електромагнітний процес поширення сигналу в лінії з розподіленими параметрами описується *телеграфними рівняннями* Хевисайда:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial l} &= -L \frac{\partial i}{\partial t} - iR, \\ \frac{\partial i}{\partial l} &= -C \frac{\partial u}{\partial t} - uG, \end{aligned} \right\} \quad (17.1)$$

де $i(l,t)$ – струм в лінії, $u(l,t)$ – напруга між прямим (фазним) і зворотним (нульовим) дротами лінії, R, L, C – відповідно погонні опір, індуктивність і ємність лінії, G – погонна провідність ізоляції між прямим і зворотним дротами.

Згідно з Хевисайдом, лінія з розподіленими параметрами моделюється колом елементарних чотирьохполюсників. Кожен з них є моделлю нескінченно малої ділянки лінії, на якій розподілені параметри, задані погонними величинами: ємністю, індуктивністю і активним опором. Зважаючи на специфіку мереж електропостачання будівель, зробимо ряд спрощуючих допущень.

1) При побудові моделі елементарної ділянки нехтуватимемо імпедансом зворотного дроту, який є багаторазово заземленою нейтраллю електричної мережі, приблизно враховуючи потенціал нульового дроту усюди нульовим. Внаслідок цього допущення ділянки мережі у першому наближенні можуть бути подані елементарними триполюсниками, як наведено на рис. 17.13.

2) Зважаючи на порівняно малу протяжність ділянок мережі електропостачання будівлі (близько декількох десятків метрів), провідністю ізоляції між дротами лінії нехтуємо.

3) Зважаючи, що на частотах близько 100 кГц, довжина хвилі сигналу $\lambda = \frac{2\pi}{\omega}(LC)^{-1/2}$ в мережах електропостачання має порядок $10^2 \dots 10^3$ м, перевищуючи протяжність ділянок між точками її галуження, нехтуємо спотвореннями сигналу, внаслідок відзеркалень хвилі.

Замінюючи наближено нескінченно малий приріст лінії кінцево малою її ділянкою, перетворимо *телеграфні рівняння* у частинних похідних до вигляду кінцево-різницевих, що описують елементарний триполюсник як

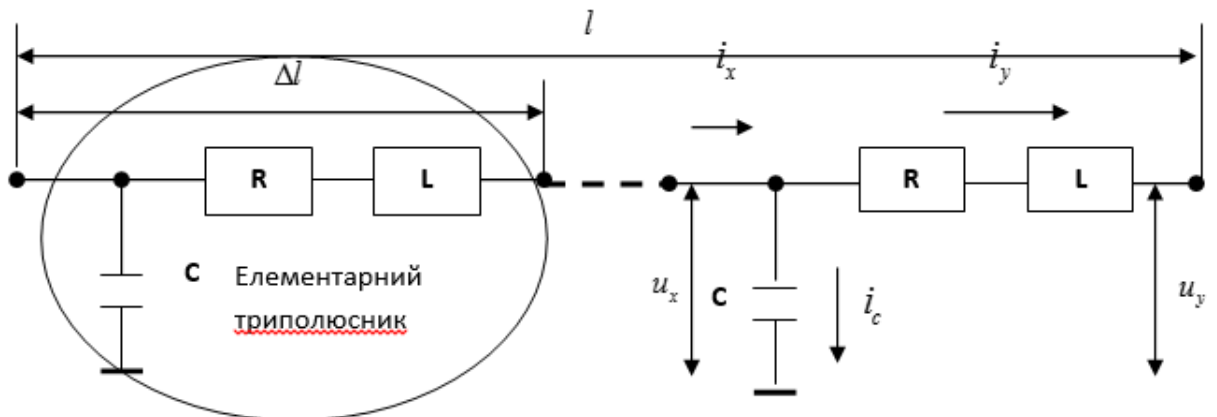


Рисунок 17.13 – Лінія поширення сигналу, що складена з елементарних триполюсників

функціональний модуль, який перетворює вектор вхідних змінних $[u_x(t), i_x(t)]$ у вектор вихідних змінних $[u_y(t), i_y(t)]$.

$$\left. \begin{aligned} u_y &= u_x - i_y R \Delta l - L \Delta l \frac{di_y}{dt}, \\ i_y &= i_x - C \Delta l \frac{du_x}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (17.2)$$

Ці рівняння одержані заміною $\frac{\partial}{\partial l} u(l, t) = \frac{u_y(t) - u_x(t)}{\Delta l}$ та $\frac{\partial}{\partial l} i(l, t) = \frac{i_y(t) - i_x(t)}{\Delta l}$. Це не вносить істотних спотворень в картину поширення сигналу, якщо відношення довжини елементарної ділянки лінії до довжини хвилі, що поширюється по ній, прямує до нуля.

Особливість деревоподібної PL-мережі полягає у тому, що у вузлах її галуження вхідні струми елементарних триполюсників підсумовуються таким чином, що отримуваний сумарний струм дорівнює струму, що рухається з виходу попереднього триполюсника (рис. 17.14).

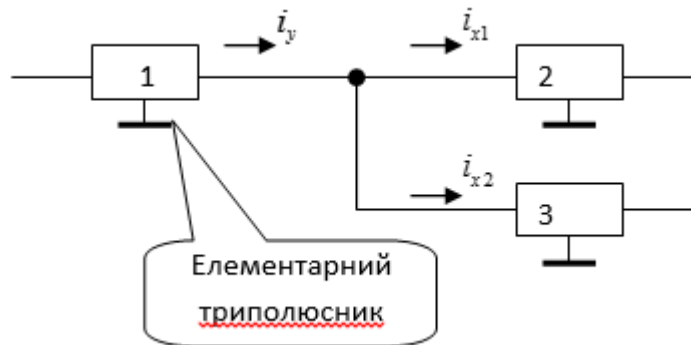


Рисунок 17.14 – Схема вузла деревовидної PL-мережі

У фрагменті кола, яке зображено на рисунку, струм i_y , що рухається з триполюсника №1, розташованого ліворуч від вузла галуження мережі, дорівнює сумі $i_y = i_{x1} + i_{x2}$ струмів, що враховують триполюсники №2 та №3, які містяться праворуч від вузла. При цьому напруга на входах триполюсників №2 та №3 дорівнює напрузі на виході триполюсника №1: $u_{x2} = u_{x3} = u_{y1}$. Отже, враховуючи характер причинно-наслідкових зв'язків у деревоподібній мережі, необхідно при побудові моделі елементарного триполюсника (МЕТ) вхідний струм розглядати як вихідну змінну, а вихідний – як вхідну. При цьому напруга, що подається на елементарний триполюсник з боку вхідного струму, є вхідною, а напруга з боку вихідного струму – вихідною (рис. 17.15).

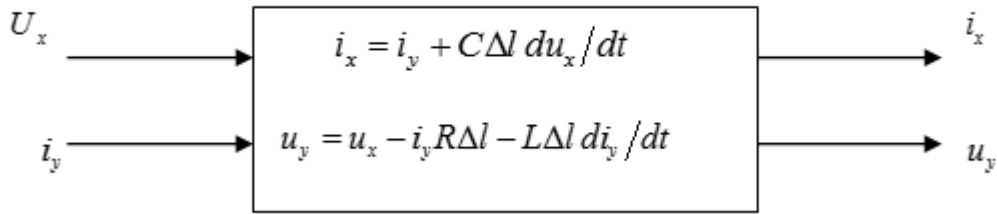


Рисунок 17.15 – Модель елементарного триполюсника

Для отримання замкнутої системи диференціальних рівнянь при моделюванні деревоподібної РL-мережі необхідно врахувати навантаження на кінцевих гілках дерева. У загальному випадку як модель навантаження можна розглядати пасивний двополіусник, що включає індуктивність, ємність та резистор (рис. 17.16).

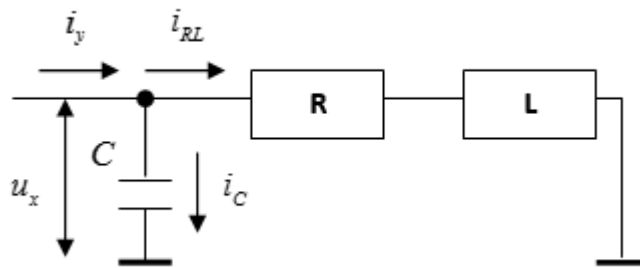


Рисунок 17.16 – Пасивний крайовий двополіусник (навантаження)

Модель крайового двополіусника (МКД) описується системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} i_{RL} &= \frac{1}{R} u_x - \frac{L}{R} \frac{di_{RL}}{dt}, \\ i_C &= C \frac{du_x}{dt}, \\ i_y &= i_{RL} + i_C. \end{aligned} \right\} \quad (17.3)$$

Тут на відміну від попереднього символами R, L, C позначені не погонні, а зосереджені величини.

Приклад математичної моделі довгої лінії з навантаженням у її кінці продемонстровано на рис. 17.17.

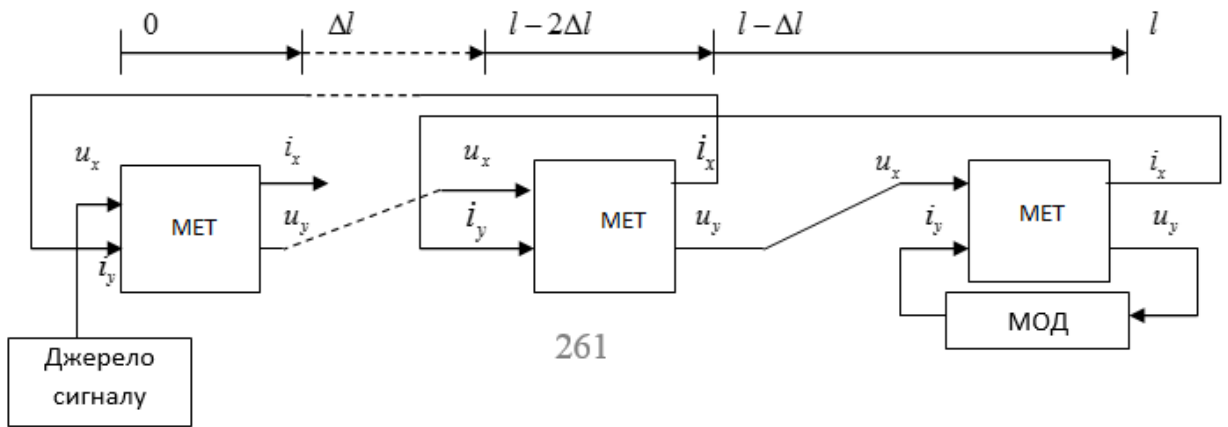


Рисунок 17.17 – Приклад математичної моделі довгої лінії з навантаженням у кінці лінії

Приклад математичної моделі деревоподібної мережі наведено на рис. 17.18.

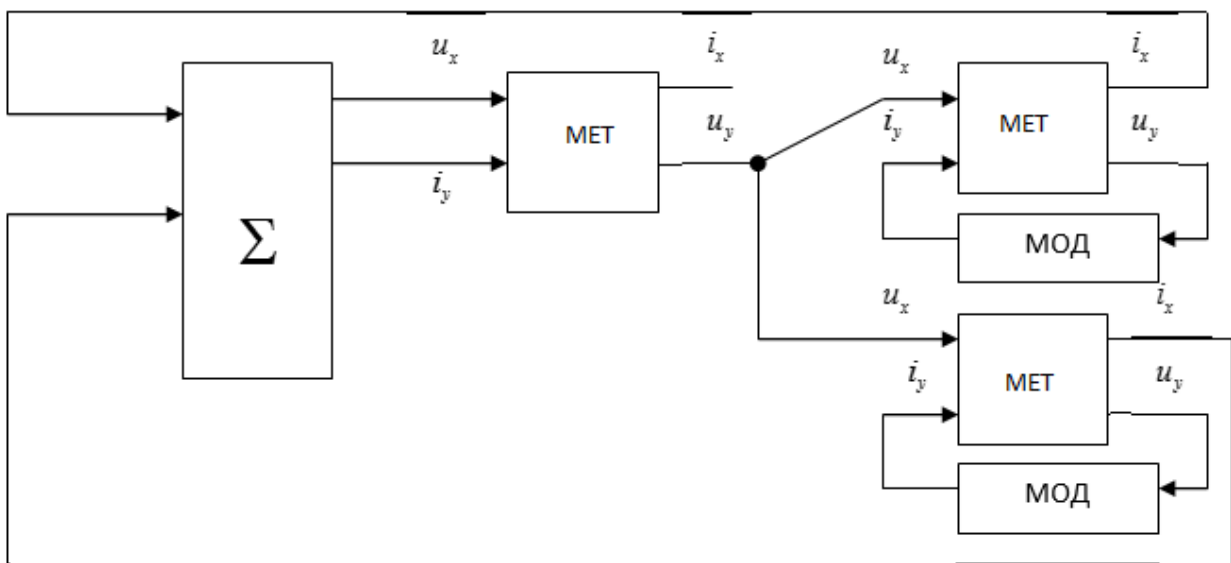


Рисунок 17.18 – Приклад математичної моделі деревоподібної мережі

Варіація дерева мережі при зміні місця розташування джерела сигналів

Цифрова модель розгалуженої РЛ-мережі повинна давати відповіді на питання про параметри високочастотного сигналу в різних точках заданої мережі електропостачання при різному місці розташування його джерела сигналу. Результат моделювання процесу поширення сигналу по мережі електропостачання може свідчити про те, що його параметри в точках прийому забезпечують необхідний рівень надійності проектованого інформаційного каналу. Інакше потрібна ретрансляція. Для того, щоб досліджувати параметри сигналів, що поширюються від різних джерел з різних точок мережі, необхідно відповідним чином перебудовувати структуру моделі.

Нехай, наприклад, мережа електропостачання об'єкта, для якого проектується PLC, задана однолінійною схемою (рис. 17.19).

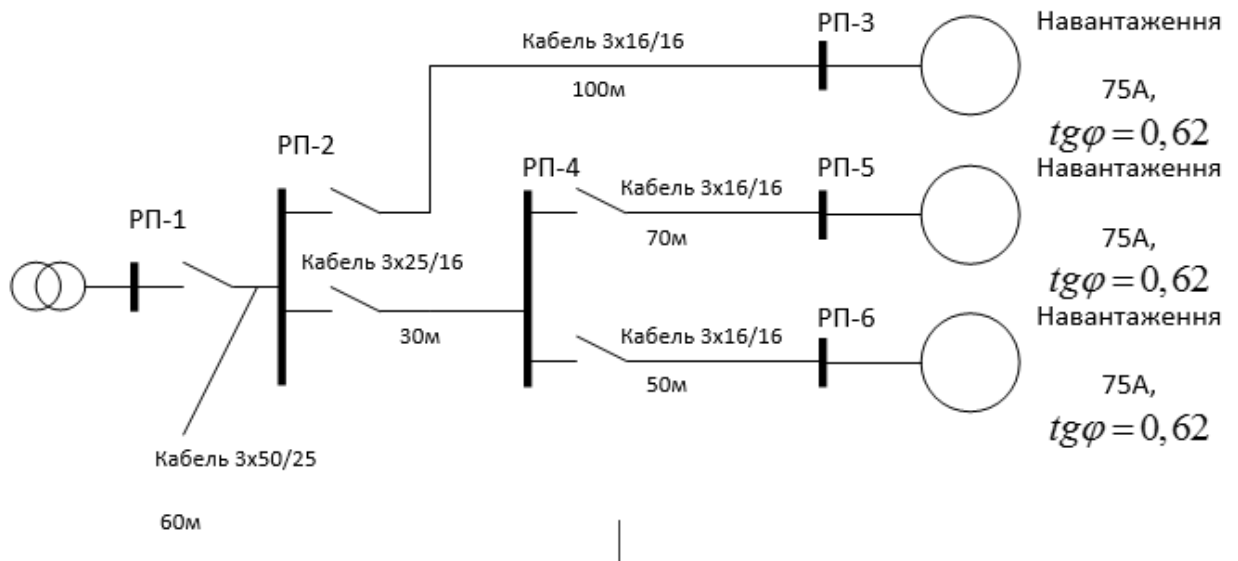


Рисунок 17.19 – Однолінійна схема мережі електропостачання об'єкта, для якого проектується PLC

Початковому дереву мережі поставимо у відповідність анізотропний ациклічний деревоподібний граф (рис. 17.20). Він відображає топологію мережі електропостачання. Модель поширення сигналу, що побудована за початковим деревом, відповідає розміщенню джерела сигналу в кореневому вузлі, звідки починається розподіл енергії в мережі електропостачання.

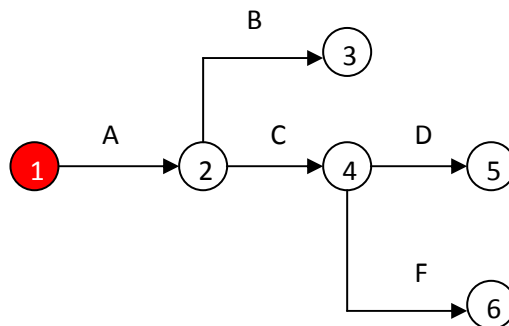
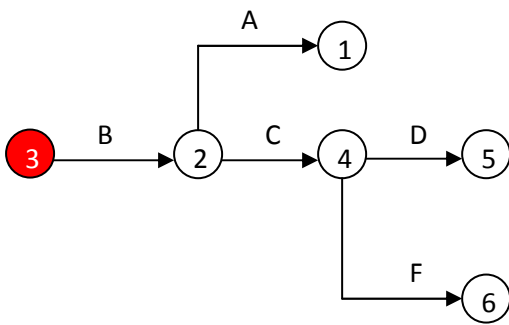


Рисунок 17.20 – Граф PLC, що відповідає розміщенню джерела сигналу у РП-1

Для того, щоб досліджувати поширення сигналу від джерела, розташованого в довільному вузлі мережі, необхідно трансформувати вихідний граф так, щоб його коренем виявився вузол, в якому поміщено джерело сигналу (рис. 17.21). При такій трансформації графа може змінитися спрямованість його ребер, а інцидентність (зв'язність двох будь-яких вершин) залишається без змін.

А. Граф PLC, що відповідає розміщенню джерела сигналу у РП-3



Б. Граф PLC, що відповідає розміщенню джерела сигналу у РП-4

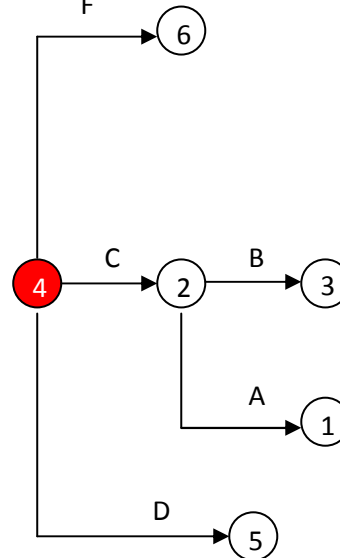


Рисунок 17.21 – Трансформації графа при зміні місця встановлення джерела сигналу

Ребрам графа відповідають ділянки мережі електропостачання, виконані, як правило, кабелями різних марок, довжин і перерізів. У цифровій моделі PLC-мережі кожному ребру графа G_0 ставиться у відповідність модель елементарного триполюсника (МЕТ). Якщо довжина відповідної ділянки співвідноситься з довжиною хвилі, то вона моделюється колом послідовно сполучених МЕТ, кількість яких вибирається такою, щоб розбити ділянку не менше чим на 10 частин. Крайовим вершинам (у цьому прикладі 3,5 і 6) ставляться у відповідність моделі крайових двополюсників (МКД).

Реалізацію моделі у середовищі MATLAB та результат моделювання для випадку, коли джерело сигналу розміщене в РП-3, зображено на рис. 17.22.

Загальні відомості про бездротові технології передачі інформації

На сьогодні існує безліч технологій передачі даних, які не вимагають прокладення спеціальних ліній зв'язку, такі як GSM/GPRS, Wi-MAX, Wi-Fi, 3G, LTE, ZigBee та EnOcean силові мережі PLC.

Сфера застосування Wi-Fi, Wi-MAX, 3G, LTE – надання високошвидкісних сервісів передачі, телекомунікаційних і мультимедійних послуг. У більшості систем автоматизації передача інформації на таких швидкостях не потрібна, а застосування перелічених вище технологій істотно підвищує складність устаткування і програмного забезпечення, а відповідно і собівартість систем в цілому.

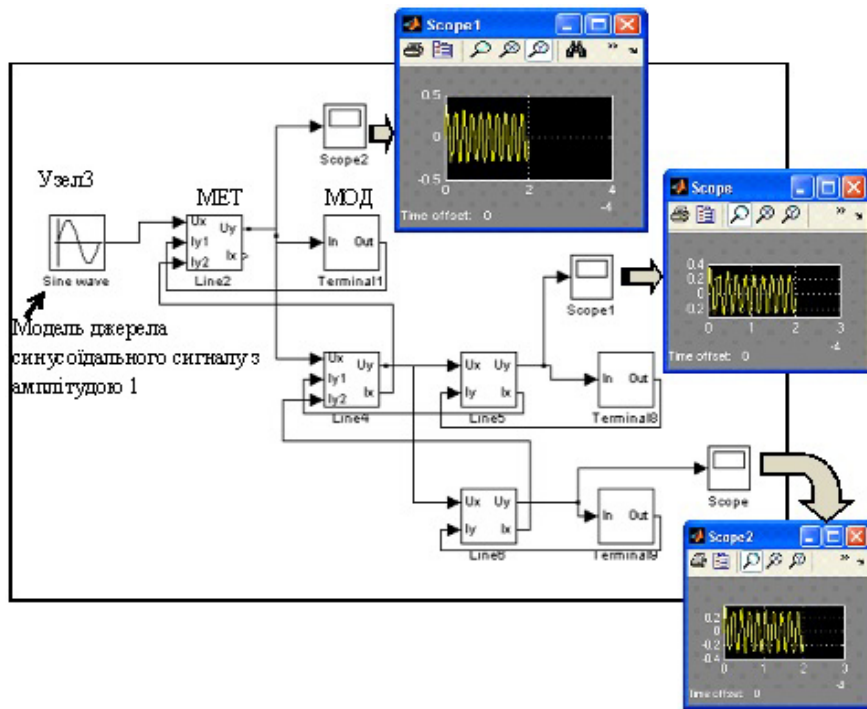


Рисунок 17.22 – Моделювання процесів поширення сигналів у мережі електропостачання

Мережі стільникового зв'язку GSM/GPRS

Передача даних здійснюється за допомогою GSM мережі. При використанні технології GPRS інформація збирається в пакети і передається через неживані в даний момент голосові канали зв'язку. Як правило, GPRS-пакети мають IP-формат, тому адресація пристроїв GPRS здійснюється не за телефонним номером абонента, а за IP-адресою, а тарифікація даних проводиться за об'ємом переданих даних. Технологія GPRS дозволяє використати декілька голосових каналів одночасно, тобто передавати дані із швидкістю набагато більшою, ніж в режимі GSM. Проте багато мобільних операторів використовують пріоритет голосового трафіка перед даними, тому швидкість GPRS-передачі істотно залежить від завантаження мережі в теперішній момент. Типова структура GSM-мережі передачі даних показана на рис. 17.23.

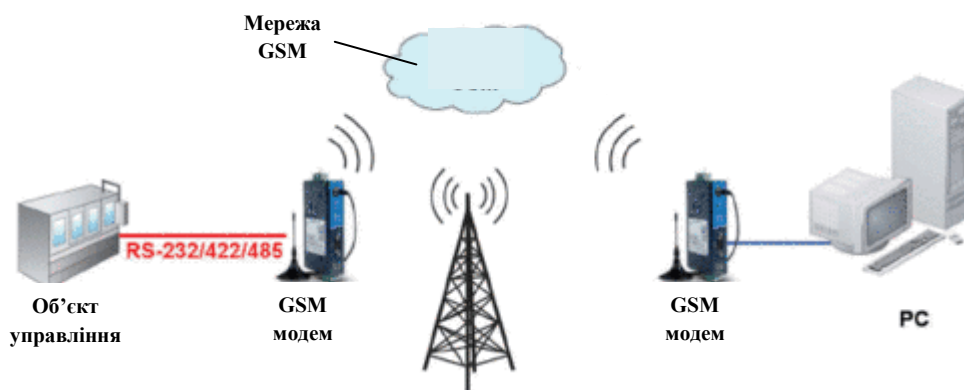


Рисунок 17.23 – Типова структура GSM-мережі передачі даних

Одна з головних переваг GSM полягає у тому, що зв'язок будується на базі вже існуючих стільникових мереж, що покривають сьогодні практично усю територію країни. Мабуть, це єдине рішення з усіх можливих, що не вимагає розгортання власної інфраструктури і дозволяє створювати і обслуговувати розгалужені і протяжні мережі. Так само на ринку представлений великий вибір устаткування.

До недоліків можна віднести стягувану оператором стільникового зв'язку плату за послугу передачі даних (за винятком закритих абонентських груп і деяких тарифних планів), залежність від роботоздатності устаткування оператора стільникового зв'язку, завантаженості мережі. Рівень GSM-сигналу в спецприміщеннях (ТП, РП, підвальні та ін.) часто низький, що вимагає додаткових монтажних заходів з установки зовнішніх антен, що не завжди зручно.

ZigBee – спеціалізований стандарт IEEE 802.15.4, націлений на персональні безпроводні інформаційні мережі в системах комерційної, промислової і домашньої автоматики. На відміну від мереж стільникового зв'язку загального користування, ZigBee, так само як Bluetooth і Wi-Fi, є персональною радіомережею. При цьому, працюючи на достатніх для систем промислової автоматизації швидкостях, ZigBee забезпечує більш високу відстань передачі сигналу (до 4 км в зоні прямої видимості між сусідніми вузлами), низьке енергоспоживання, безпечно і надійну передачу даних.

Основна особливість цієї технології полягає в тому, що вона дозволяє створювати безпроводні мережі з комірчастою (mesh) топологією, тобто з автоматичною ретрансляцією і маршрутизацією даних. Навіть якщо віддалені об'єкти автоматизації «не бачать» керуючий термінал безпосередньо, канал зв'язку буде прокладений через сусідні вузли мережі.

Для гарантування безпеки мережі використовують механізми, що закривають її для додавання нових пристроїв, ідентифікатори мережі, а також алгоритми шифрування. Низьке енергоспоживання ZigBee-модулів – одна з переваг стандарту: при розгортанні мереж великого розміру додаткові витрати на енергоресурси мінімальні.

Допустима потужність щодо персональних радіомереж на основі технології ZigBee (2400-2483,5 Мгц) – 100 мВт для застосування усередині будівель, складських приміщень і виробничих територій. Використати ZigBee (100 мВт) поза приміщеннями дозволено для збору інформації телеметрії у складі автоматизованих систем контролю та обліку ресурсів або систем охорони. Пропускна здатність стандарту є достатньою в сферах його застосування (автоматизація виробництва і логістики, промислова автоматизація технологічних процесів (АСУ ТП), диспетчеризація в системах ЖКГ, комерційний облік енергоресурсів (АСКУЕ), системи сигналізації і безпеки та т. п.

Не дивлячись на велику кількість переваг, є також недоліки повного рішення ZigBee: великий розмір коду, що обмежує пам'ять, яка виділяється на прикладний рівень, невисока продуктивність на 8-розрядних мікропроцесорах і високі вимоги до ОЗУ для повторювачів та маршрутизаторів.

En Ocean – безпроводна технологія, особливістю якої є мінімальне споживання електричної енергії. Датчики і спеціальні контролери не вимагають елементів живлення, оскільки схема їх пристрою дозволяє отримувати ресурси для роботи прямо з довкілля. Для досягнення цієї мети в приладах *En Ocean* використовуються електромагнітні, сонячні і термоелектричні перетворювачі енергії.

Дальність передачі радіосигналу з датчиків складає 300 метрів на відкритому просторі і до 30 метрів в приміщенні. Ця технологія головним чином призначена для автоматизації будівель за типом «розумний будинок» та ефективна у будівлях малої поверховості.

Контрольні питання

1. Яка ширина спектра вузькосмугових та широкосмугових PLC?
2. На які дві групи поділяються широкосмугові приймачі за способом модуляції?
3. Який тип модуляції використовує вузькосмугова мікросхема TDA5051AT?
4. Наведіть приклад вузькосмугового приймача з частотною маніпуляцією.
5. Яку безпроводну технологію передачі даних доцільно використовувати у багатоповерхових будівлях із залізобетонними перекриттями поверхів?

ДОДАТКИ

Д1. Сигнали стандартних послідовних інтерфейсів

Інтерфейс у системах збирання, перетворення та передачі інформації – це спільна межа між функціональними об'єктами, через яку передається інформація згідно із стандартизованими методами і правилами взаємодії (керування, контролю і т.п.) між елементами системи. Вимоги до них, а також до сукупності технічних засобів реалізації інтерфейсу визначаються стандартом. Якщо інформація між функціональними об'єктами передається послідовно (біт за бітом), то інтерфейс, що з'єднує ці об'єкти, називається послідовним. Основні його характеристики – це *режим* та *топологія* зв'язку.

Режими зв'язку

Симплексний – це такий режим зв'язку, за яким передача повідомлень здійснюється в одному напрямку (від одного функціонального вузла до іншого). У зворотному повідомлення не передаються.

Дуплексний – це такий режим зв'язку, за яким передача повідомлень між двома функціональними вузлами відбувається у двох напрямках одночасно та незалежно одне від одного.

Напівдуплексний – це такий режим зв'язку, за яким передача повідомлень між двома функціональними вузлами триває у двох напрямках по чергово (спочатку передаються повідомлення від одного функціонального вузла до іншого, а потім у зворотному напрямку)

Топологія зв'язку

Радіальний інтерфейс – це канал зв'язку, який з'єднує між собою тільки два функціональних вузли.

Магістральний інтерфейс – це канал зв'язку, який з'єднує між собою деяку множину функціональних вузлів таким чином, що обхід всіх вузлів по каналах зв'язку може бути виконано один за одним без жодного розгалуження.

Д1.1. Інтерфейс RS-232

Інтерфейс RS-232 сполучає два пристрої (*радіальний інтерфейс*). Лінія передачі першого з'єднується з лінією прийому другого і навпаки (*повний дуплекс*). Для керування ними використовується програмне підтвердження (автоматичне введення в потік даних відповідних керуючих символів). Можлива організація апаратного підтвердження шляхом організації додаткових RS-232 ліній для забезпечення функцій визначення статусу і керування. Основні технічні характеристики інтерфейсу RS-232 наведено у табл. Д1.1.1, Д1.1.2.

Дані в RS-232C передаються в послідовному коді побайтно. Кожен байт обрамляється стартовим і стоповими бітами. Вони можуть передаватися як в один, так і в інший бік (дуплексний режим).

Таблиця Д1.1.1 – Основні технічні характеристики інтерфейсу RS-232

Стандарт	EIA RS - 232 - C, CCITT V.24
Швидкість передачі	115 Кбит/з (максимум)
Відстань передачі	15 м (максимум)
Характер сигналу	несиметричний за напругою
Кількість драйверів	1
Кількість приймачів	1
Схема з'єднання	повний дуплекс, від точки до точки

Таблиця Д1.1.2 – Сигнали обміну щодо інтерфейсу RS-232C

Найменування	Напрямок	Опис	Контакт (25-контактний з'єднувач)	Контакт (9-контактний з'єднувач)
DCD	IN	Carrie Detect (визначення несучої)	8	1
RXD	IN	Receive Data (дані, що приймаються)	3	2
TXD	OUT	Transmit Data (дані, що передаються)	2	3
DTR	OUT	Data Terminal Ready (готовність терміналу)	20	4
GND	-	System Ground (корпус системи)	7	5
DSR	IN	Data Set Ready (готовність даних)	6	6
RTS	OUT	Request to Send (запит на відправку)	4	7
CTS	IN	Clear to Send (готовність прийому)	5	8
RI	IN	Ring Indicator (індикатор)	22	9

Стандартна схема з'єднання функціональних вузлів інтерфейсом RS-232C наведена на рис. Д1.1.1.

Пристрій (комп'ютер) повинен мати 25-контактний (DB25P) або 9-контактний (DB9P) з'єднувач для підключення кіл RS-232C.

Усі сигнали RS-232C передаються спеціально обраними рівнями, що забезпечує високу завадостійкість зв'язку. Дані передаються в інверсному коді (логічній одиниці відповідає низький рівень, логічному нулю – високий).

Власне дані супроводжуються стартовим бітом, а також бітом парності і одним або двома стоповими бітами. Отримавши стартовий біт, приймач вибирає з лінії біти даних через певні інтервали часу. Дуже важливо, щоб тактові частоти приймача і передавача були однаковими, допустима розбіжність – не більше 10 %. Швидкість передачі по RS-232C може

вибиратися з ряду: 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600, 115200 біт/с.

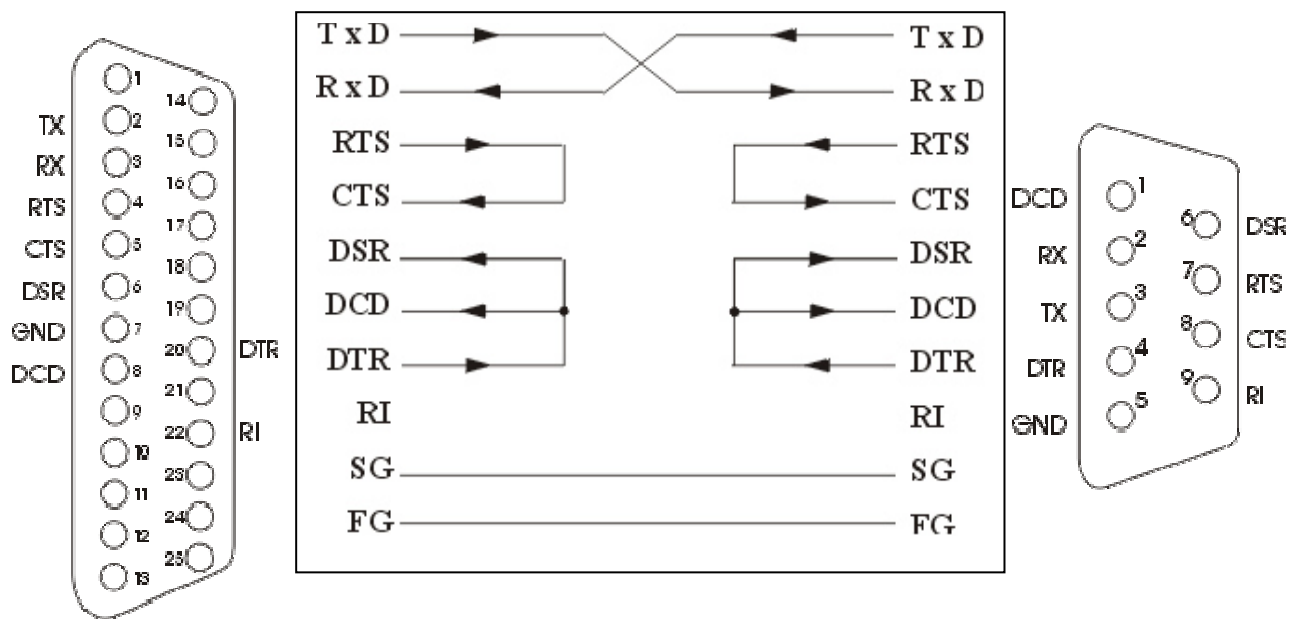


Рисунок Д1.1.1 – Схема з'єднання функціональних вузлів інтерфейсом RS-232C

Для підключення довільного пристрою до комп'ютера через RS-232C зазвичай використовують три- або чотири провідну лінію зв'язку, але можна задіяти і інші сигнали інтерфейсу. На рис. Д1.1.2 зображено формат даних RS-232C.

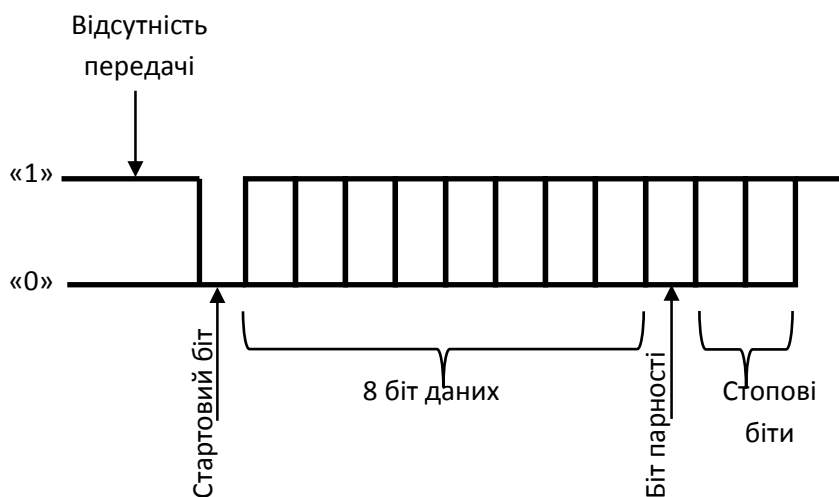


Рисунок Д1.1.2 – Формат даних RS-232C

Рівні сигналів RS-232C на передавальному та приймальному кінцях лінії зв'язку наведено на рис. Д1.1.3.

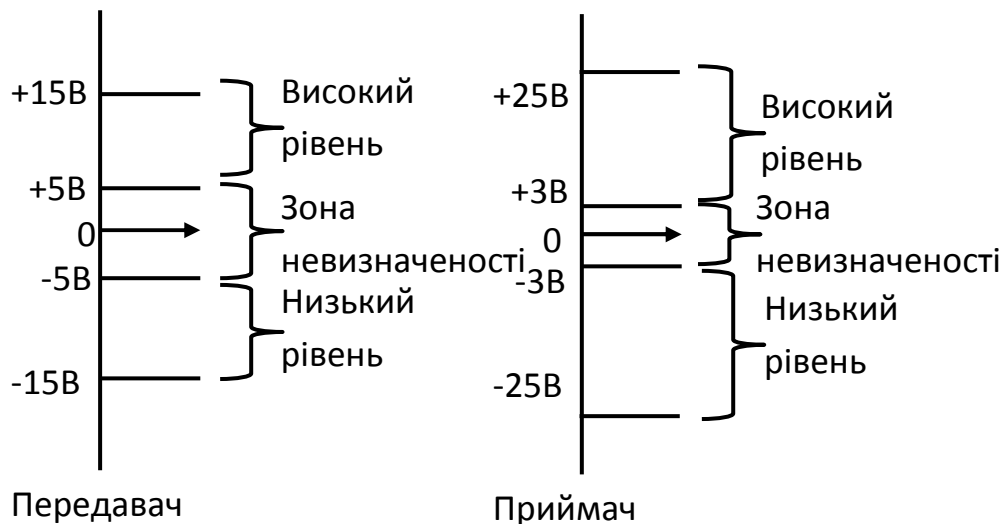


Рисунок Д1.1.3 – Рівні сигналів RS-232C на передавальному та приймальному кінцях лінії зв'язку

Д1.2. Інтерфейс RS-485

Інтерфейс RS-485 забезпечує обмін даними між декількома пристроями по одній двопровідній лінії зв'язку в напівдуплексному режимі.

RS-485 – це номер стандарту, уперше прийнятого Асоціацією електронної промисловості (EIA). Зараз він називається TIA/EIA-485 Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Digital Multipoint Systems (електричні характеристики передавачів і приймачів, використовуваних в балансних цифрових багатоточкових системах).

RS-485 забезпечує передачу даних із швидкістю до 10 Мбіт/с. Максимальна дальність залежить від швидкості: при 10 Мбіт/с максимальна довжина лінії – 120 м, при 100 кбіт/с – 1200 м.

Кількість пристроїв, що підключаються до однієї лінії інтерфейсу, залежить від типу застосованих у пристрої приймачів. Один передавач розрахований на керування 32 стандартними приймачами. Вони випускаються з вхідним опором 1/2, 1/4, 1/8 від стандартного. При їх використанні загальне число пристроїв може бути збільшене відповідно: 64, 128 або 256.

Стандарт не нормує формат інформаційних кадрів і протокол обміну. Найчастіше для передачі байтів даних використовуються ті самі фрейми, що і в інтерфейсі RS-232: стартовий біт, біти даних, біт парності (якщо потрібно), стоповий біт.

Протоколи обміну в більшості систем працюють за принципом «ведучий – ведений». Один пристрій на магістралі є ведучим (master) та ініціює обмін послідовкою запитів веденим пристроям (slave), які розрізняються логічними адресами. Популярним протоколом є Modbus RTU.

Стандартна схема з'єднання функціональних вузлів інтерфейсом RS-485 показана на рис. Д1.2.1. Кращим середовищем передачі сигналу є кабель на

основі крученої пари, його кінці мають бути заглушені термінальними резисторами (зазвичай 120 Ом), мережа прокладена за топологією шини, без відгалужень. Пристрої слід підключати до кабелю дротами мінімальної довжини. Термінальні резистори забезпечують узгодження «відкритого» кінця кабелю з іншою лінією, усуваючи віддзеркалення сигналу.

Номінальний опір резисторів відповідає хвильовому опору кабелю і зазвичай складає 100 – 120 Ом. Наприклад, поширений кабель UTP-5, що використовується для прокладення Ethernet, має імпеданс 100 Ом. Спеціальні кабелі для RS-485 марки Belden 9841-9844 – 120 Ом.

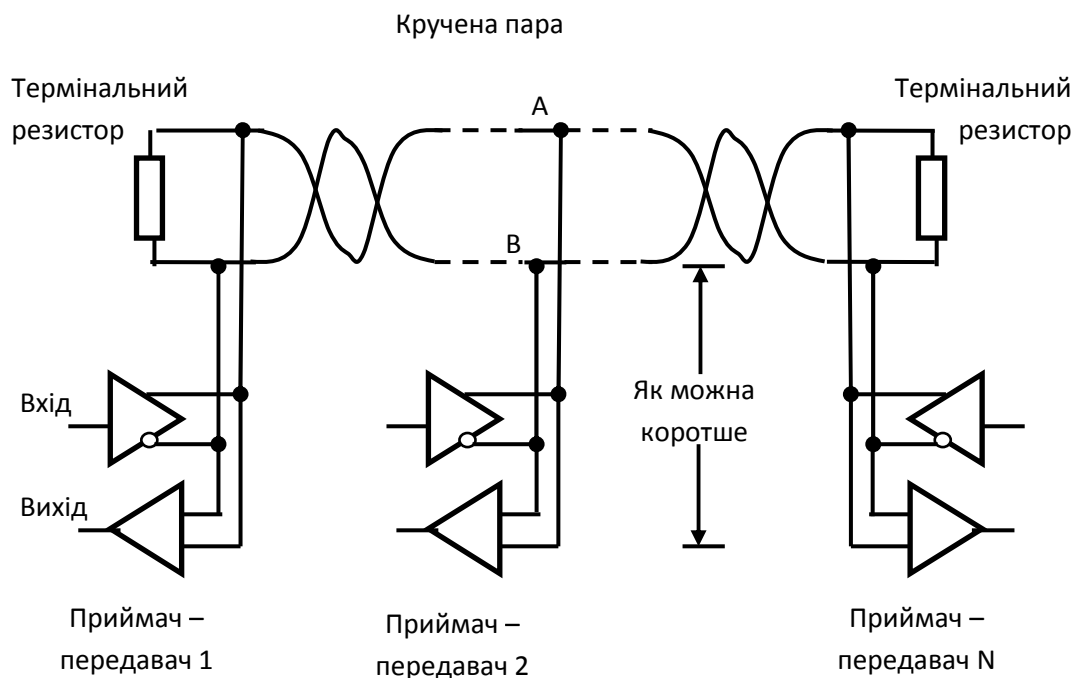


Рисунок Д1.2.1 – Стандартна схема з'єднання функціональних вузлів інтерфейсом RS-485

Інтерфейс RS-485 використовує балансну (диференціальну) схему передачі сигналу. Це означає, що рівні напруги на сигнальних колах A і B міняються в протифазі.

Передавач повинен забезпечувати рівень сигналу 1,5 В при максимальному навантаженні (32 стандартні входи і 2 термінальні резистори) і не більше 6 В на холостому ході. Рівні напруги вимірюються диференційно, один сигнальний дріт відносно іншого (рис. Д1.2.2).

На стороні приймача RS-485 мінімальний рівень сигналу, що приймається, має бути не менше 200 мВ.

Осцилограму сигналів (запит і початок відповіді) при обміні двох контролерів по інтерфейсу RS-485 (коло A відносно кола B) наведено на рис. Д1.2.3.

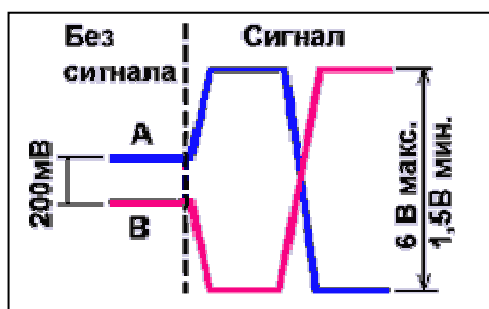


Рисунок Д1.2.2 – Діаграма переключень потенціалів дротів А та В інтерфейсу RS-485

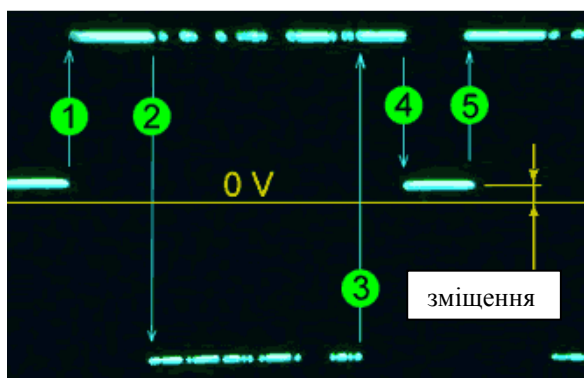


Рисунок Д1.2.3 – Осцилограма сигналів (запит і початок відповіді) при обміні двох контролерів по інтерфейсу RS-485:

- 1 – увімкнення передавача ведучого контролера, після включення витримана пауза;
- 2 – початок передачі даних – стартовий біт першого фрейма (фрейми аналогічні RS-232: стартовий біт, біти даних, біт парності, стоповий біт); 3 – завершення передачі даних – стоповий біт останнього фрейма; 4 – вимкнення передавача; 5 – ввімкнення передавача веденого контролера

При відсутності сигналу на сигнальних колах є невелике зміщення. Воно призначене для захисту приймачів від помилкових спрацьовувань.

Рекомендується створювати зміщення дещо більше 200 мВ (рис. Д1.2.4). При цьому коло А «підтягують» до позитивного полюса джерела, а коло В – до «загального»

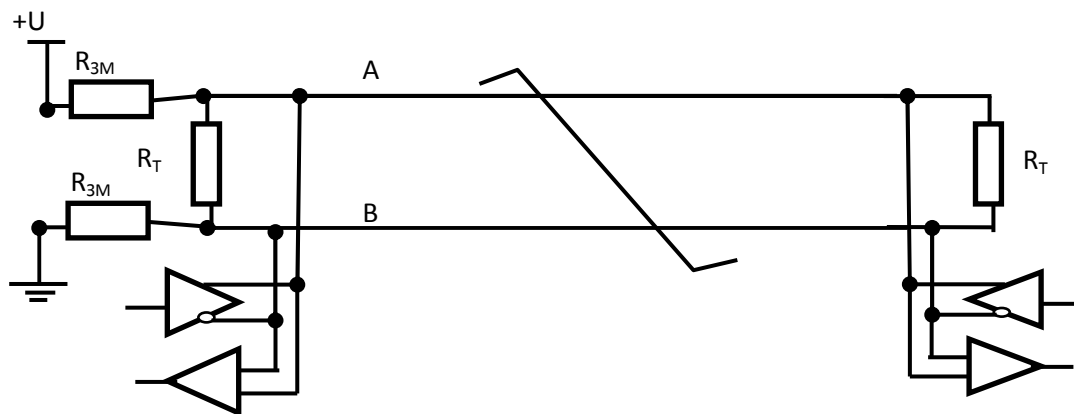


Рисунок Д1.2.4 – Один з варіантів реалізації кола зміщення

Приклад розрахунку резисторів зміщення

Нехай необхідно одержати зміщення $U_{3M}=250\text{мВ}$. Термінальні резистори $R_T=120\text{ Ом}$. Напряга джерела живлення $U=12\text{В}$. Опір паралельно підключених термінальних резисторів $R_T/2=60\text{ Ом}$. Струм зміщення $I=U_{3M}/60=0,25/60=0,0042\text{А}$. Загальний опір кола зміщення $R=U/I=12/0,0042=2857\text{ Ом}$.

Одержуємо $R_{3M}=(2857-60)/2=1398,5\text{ Ом}$.

Обираємо найближчий номінал $1,3\text{ кОм}$.

За наявності зміщення потенціал кола А на холостому ходу позитивний відносно кола В, що може служити орієнтиром при підключенні нового пристрою до кабелю з дротами, які не марковані.

Виконання рекомендацій стандарту RS-485 гарантує нормальну передачу електричних сигналів в будь-яку точку мережі. При недотриманні хоча б однієї з вимог сигнал спотворюється.

Д1.3. Інтерфейс «струмова петля» (Current Loop)

Інтерфейс «струмова петля» використовується для передачі інформації з 1950-х років. Спочатку в ньому використовувався струм 60 мА ; пізніше, з 1962 року, набув поширення інтерфейс із струмом 20 мА , переважно в телетайпних апаратах. У 1980-х роках почала широко застосовуватися «струмова петля» $4..20\text{ мА}$ у різноманітному технологічному устаткуванні, датчиках і виконуючих пристроях засобів автоматизи.

При побудові багатоточкової системи на базі інтерфейсу CL входи і виходи усіх пристроїв включаються послідовно один з одним (рис. Д1.3.1).

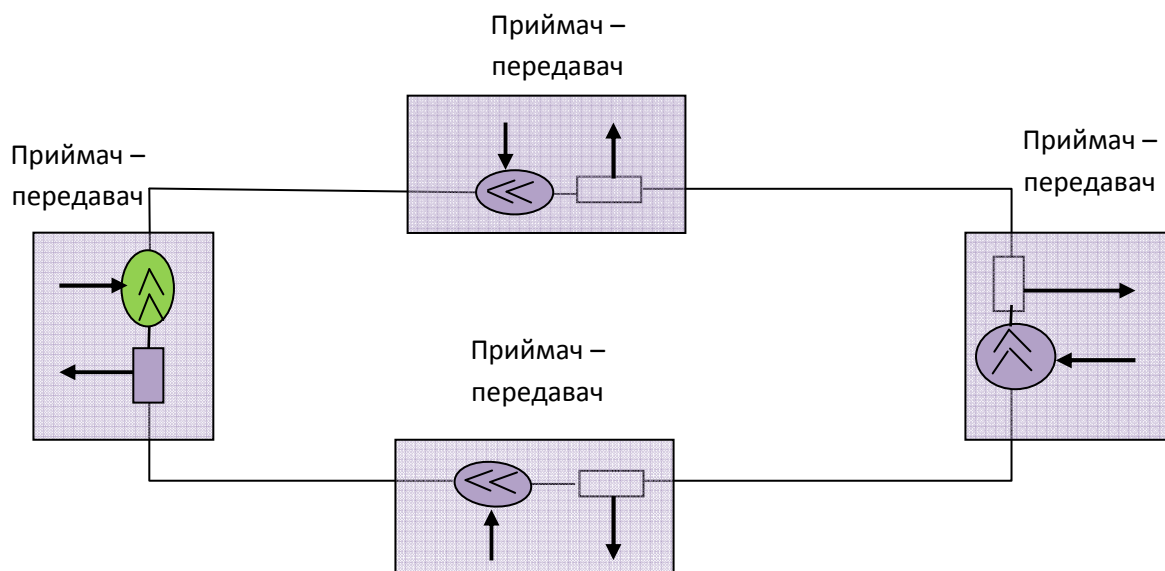


Рисунок Д1.3.1 – Стандартна схема з'єднання функціональних вузлів інтерфейсом «струмова петля»

У передавачі «струмової петлі» використовується не джерело напруги, як в інтерфейсі RS-485, а струму. За визначенням, струм, що виходить з джерела струму, не залежить від параметрів навантаження. Тому в «струмовій петлі» рухається струм, не залежний від опорів кабелю, навантаження та електрорушійної сили індуктивної перешкоди, а також від напруги живлення джерела струму. Струм в петлі може змінитися відносно заданого значення тільки внаслідок витоків кабелю, які дуже малі.

Основним недоліком «струмової петлі» є її принципово низька швидкодія, яка обмежується швидкістю заряду ємності кабелю від джерела струму. Наприклад, при типовій погонній ємності кабелю 75 пФ/м і довжині 1 км ємність кабелю складе 75 нФ. Для заряду такої ємності від джерела струму 20 мА до напруги 5В потрібний час 19 мкс, що відповідає швидкості передачі близько 9 кбіт/с.

У варіанті «4..20 мА» як початок відліку враховано струм 4 мА. Це дозволяє проводити діагностику цілісності кабелю (він має розрив, якщо струм дорівнює нулю) на відміну від варіанту «0..20 мА», де величина «0 мА» може означати не лише нульову величину сигналу, але і обрив кабелю. Другою перевагою рівня відліку 4 мА є можливість подачі енергії датчику для його живлення.

Цифрова «струмова петля» (CL) використовується зазвичай у версії «0..20 мА», оскільки вона реалізується набагато простіше, ніж «4..20 мА». Оскільки при цифровій передачі даних точність передачі логічних рівнів ролі не грає, можна використовувати джерело струму на базі оптронів (рис. Д1.3.2) з невеликим внутрішнім опором і низькою точністю. Так, при стандартному значенні напруги живлення $=24$ В і падінні напруги на вході приймача 0,8 В для отримання струму 20 мА опір має дорівнювати приблизно 1,2 кОм. Опір кабелю перерізом 0,35 кв. мм і завдовжки 1 км дорівнює 97 Ом, що складе лише 10 % від загального опору петлі і їм можна нехтувати. Падіння напруги на діоді оптрона становить 3,3 % від напруги джерела живлення, і його впливом на струм в петлі також можна нехтувати. Тому з достатньою для практики точністю можна вважати, що передавач в цій схемі є джерелом струму.

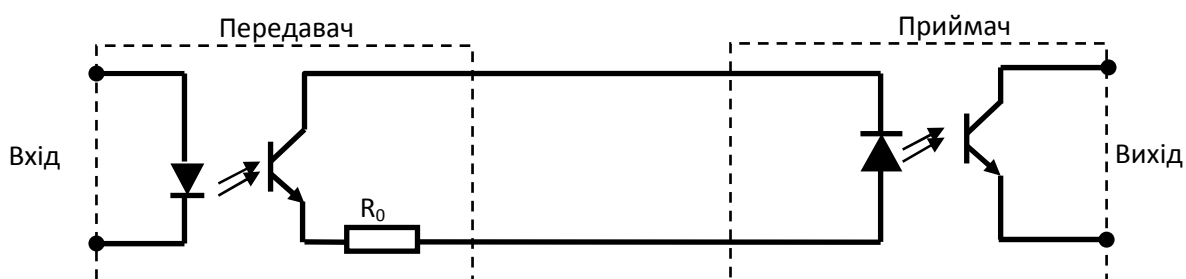


Рисунок Д1.3.2 – Струмова петля на базі оптронів

Протокол обміну для інтерфейсу CL не стандартизовано. Зазвичай застосовуються ті самі протоколи, що й при використанні інтерфейсу RS-485.

Д1.4. Внутрішньосхемний синхронний інтерфейс I²C

Призначення I²C

Шина обміну між мікросхемами Inter-Integrated Circuit (має альтернативні позначення ІІС, I²C, далі спрощено іменується I²C) була розроблена на початку 80-х років компанією Philips для обміну між мікросхемами в блоках телевізорів з метою нарощування можливостей приймачів з одночасним скороченням числа провідників на платах, що сполучають між собою усе зростаюче число ІМС. Завданням появи шини I²C став перехід від паралельної передачі даних, при якій кількість провідників дорівнює розрядності шини, до послідовної передачі даних по трьох дротах. Шина I²C широко використовується в мікросхемах пам'яті, відеопроцесорах, модулях обробки аудіо- та відеосигналів, АЦП і ЦАП, драйверах ЖК-індикаторів, телефонах і багатьох інших пристроях.

Стандарт

Стандарт описано у документі номер 9398 393 40011. Фізичне виконання роз'ємів в ньому не закріплене, оскільки інтерфейс використовується суто для обміну інформацією між елементами, встановленими на одній друкованій платі.

Позначення та підключення пристроїв

Інтерфейс будь-якого пристрою, підключеного до шини I²C, складається з двох транзисторів з відкритим стоком або колектором і двох буферних елементів з високим входним опором. Один з виводів, що має назву SDA (Serial Data Line), призначається для зв'язку з лінією послідовних даних. Другий скорочено називається SCL (Serial Clock Line). Він забезпечує зв'язок з лінією синхронізації. На рис. Д1.4.1 наведена схема підключення пристроїв.

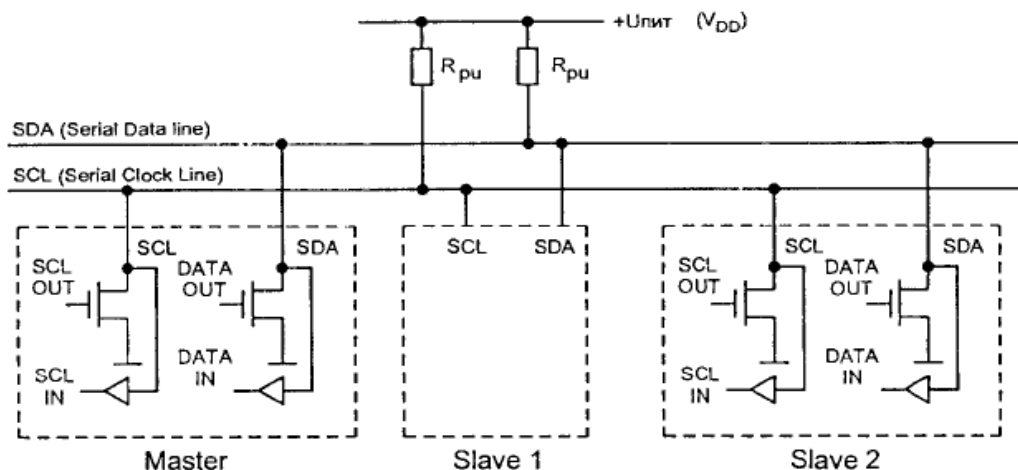


Рисунок Д1.4.1 – Схема підключення пристроїв до шини I²C

По шинах SDA і SCL передаються сигнали, що характеризуються тільки двома електричними станами, – «0» та «1» («низький рівень» і «високий рівень»). Стан, коли обидві лінії (SDA і SCL) встановлено в «1», вважається вільним. Шина у цей момент не зайнята і готова до трансляції даних.

Для забезпечення логічних станів до шини підключаються два зовнішні резистори (pull – up resistors), що «підтягують» лінії до напруги живлення. Їх величина коливається в межах 1..10 кОм.

Основні технічні характеристики шини I²C за специфікацією 1.0 подано в таблиці Д1.4.1.

Таблиця Д1.4.1 – Технічні характеристики шини I²C

Найменування параметра	Значення параметра
Швидкість обміну low speed	не більше 100 кбіт/с
Швидкість обміну fast speed	не більше 400 кбіт/с
Кількість пристроїв (7 бітів), що адресуються	до 128
Сумарна довжина ліній	не більше 4 м
Сумарна паразитна ємність відносно загального дроту	не більше 400 пФ
Вхідна ємність на кожне виведення абонента	не більше 10 пФ

Особливістю цього інтерфейсу є те, що на його елементах може з'явитися висока напруга при значних величинах паразитної індуктивності дротів. Цю ситуацію відображено на рис. Д1.4.2.

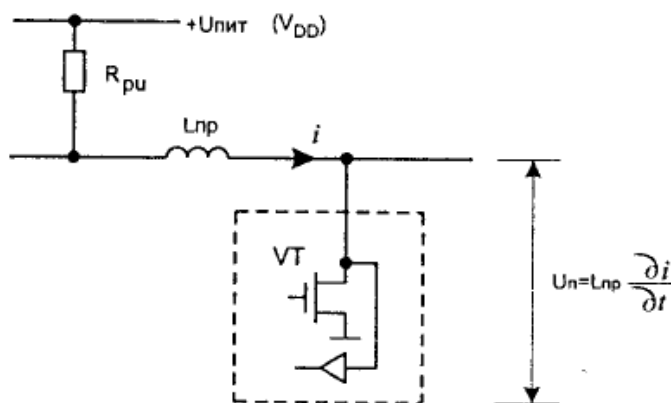


Рисунок Д1.4.2 – Розгорнута схема передавального вузла інтерфейсу

Швидке закриття транзистора VT супроводжується індуктивним викидом на його сток. Сучасні мікросхеми мають діоди між «землею» і відкритим стоком, які захищають транзистор від високої напруги. Можна використовувати захисний діод P6KE6.8 на напругу відкривання 6,1 В при напрузі живлення схеми 5 вольт.

Передача даних будь-якого біта по шині відбувається за умови стробування даних SDA по лінії SCL. Коли пристрій MASTER виставив біт даних на лінію SDA пристрій SLAVE отримає його тільки тоді, коли на лінії SCL станеться перепад сигналу з низького рівня у високий (так званий позитивний перепад). Звідси слідує перше правило організації протоколу шини:

зміна інформації на лінії SDA може бути проведена тільки при нульовому стані лінії SCL.

Шина I²C в неактивному стані має високі рівні сигналів на лініях SDA і SCL. Для розпізнавання початку і кінця передачі в специфікацію шини були введені команди Start і Stop. На рис. Д1.4.3 представлена умова Start, а на рис. Д1.4.4 Stop. У фірмовій документації умова Start має умовне скорочення «S», Stop – «P».

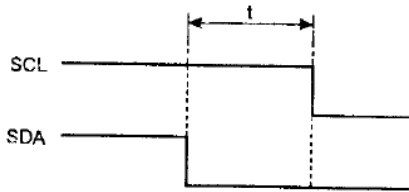


Рисунок Д1.4.3 – Команда Start

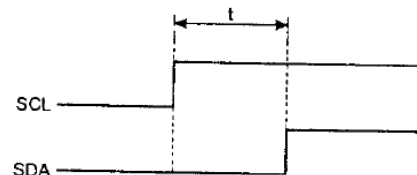


Рисунок Д1.4.4 – Команда Stop

Умова Start утворюється при негативному перепаді сигналу на лінії SDA при одиничному стані лінії SCL.

Команда Stop – при позитивному перепаді лінії SDA при одиничному стані лінії SCL. Ці стани завжди повинні генеруватися master-пристроями.

Передача даних по шині проводиться по 8 біт, після чого прямує сигнал підтвердження (acknowledge), як показано на рис. Д1.4.5.

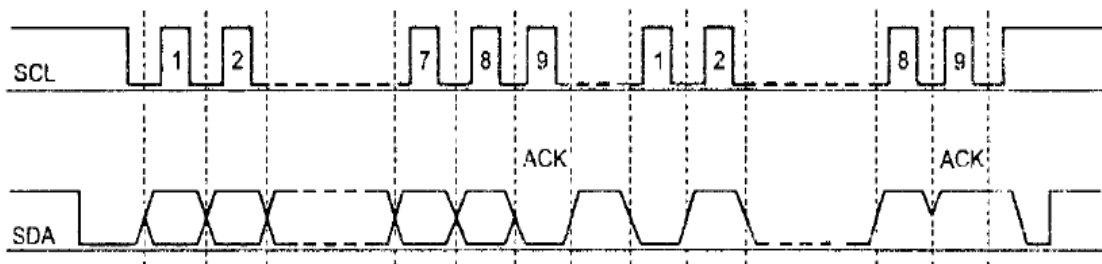


Рисунок Д1.4.5 – Передача даних по шині I²C

Сигнал підтвердження свідчить про те, що дані нормально прийняті і оброблені.

Після виконання команди Start передавач послідовно виставляє на лінії SDA-дані, починаючи із старшого біта і закінчуючи молодшим. Вони стробуються по лінії SCL-імпульсами.

У момент негативного перепаду імпульсу 8 на лінії SCL slave-абонент повинен виставити на лінію SDA нульовий рівень – відкрити транзистор. Тим самим приймач підтверджує нормальний прийом байта. Передавач (master-абонент) повинен виставляти на лінію SDA одиничний рівень. Завдяки тому, що лінія організована за способом «монтажне I», її стан визначатиметься тільки slave-абонентом. Передавач повинен перевірити стан лінії SDA, потім видати дев'ятий стробуючий імпульс, з яким slave-абонент виставить на лінію SDA високий рівень, перевірити виконання цієї операції і

лише потім продовжити передачу. Якщо немає підтвердження нормального прийому (сигнал АСК має високий рівень), передавачу необхідно виконати умову Stop і повторити передачу і так доти, поки не прийде підтвердження.

На рис. Д1.4.6 зображено отримання сигналу АСК при затримці обробки даних в slave-абоненті.

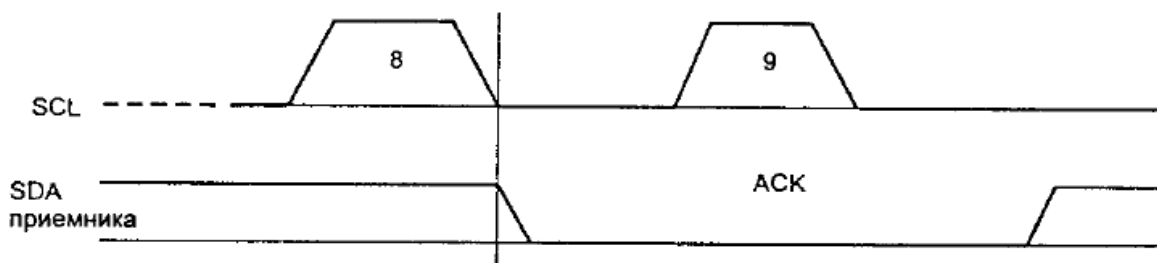


Рисунок Д1.4.6 – Затримка звільнення лінії SDA

Затримка звільнення лінії SDA не свідчить про неправильний обмін інформацією, тому master-абоненту досить дочекатися закінчення АСК і продовжити передачу. У документації стан acknowledge умовно називається буквою «А». Якщо байт, переданий по шині, є останнім в пакеті, master-пристрій замість перевірки сигналу АСК може виставити стан Stop, і slave-абонент повинен звільнити лінію SDA.

Описані стани є цілком достатніми для функціонування шини I²C з поодиноким master-пристроєм. Як правило, master-абонента дуже легко організувати програмним способом, що і використовується багатьма розробниками. Для реалізації режиму multi-master (на шині знаходиться більше ніж один master-пристрій) мають бути реалізовані додаткові стани синхронізації і арбітражу.

Якщо на шині наявні декілька master-пристроїв, усі вони наділені можливістю генерації сигналу SCL. Синхронізація між цими сигналами досягається завдяки функції «монтажне I» на лінії SCL. Таким чином, стан «0» продовжиться до тих пір, поки усі master-пристрої не виставлять на лінії SCL високий рівень, і лінія SCL буде затримана у стані «0» абонентом з найдовшим циклом нульового рівня. Інші абоненти, що вже звільнили лінію, повинні увійти до стану очікування.

Згідно зі специфікацією режиму multi-master передавач може починати передачу даних тільки після того, як переконається, що шина вільна (лінії SDA і SCL мають високий рівень). Але декілька передавачів можуть згенерувати стан Start практично одночасно, тому треба визначити, який пристрій першим виставив команду Start. Лінія SDA виконана також за способом «монтажне I». Протягом процедури передачі усі master-пристрої перевіряють стан лінії SDA. Якщо виявлена невідповідність (виставляється високий рівень, а при перевірці читається низький), передавач, що виставляє високий рівень, відключається.

У момент початку передачі master усі slave-абоненти «слухають» лінію на предмет розпізнавання своєї slave-адреси. Той, що пізнав свою адресу,

продовжує прийом даних і видачу сигналів АСК, інші тільки стежать за моментом видачі сигналу Stop.

Існує 7-бітовий і 10-бітовий формат адресації. В першому випадку, здійснюється передача slave-адреси 7 бітами, а восьмий повинен містити ознаку операції «читання/запис» (R/W). При цьому на шині можуть бути наявні 128 пристроїв з унікальними адресами. Реально пристроїв менше, оскільки деякі адреси зарезервовані під службові функції.

На рис. Д1.4.7 наведено формат передачі даних від master-пристрою до slave-пристрою.



Рисунок Д1.4.7 – Передача даних від master-пристрою до slave-пристрою

Молодший біт slave-адреси пристрою містить ознаку операції читання/запису(R/W). Коли його встановлено у логічний нуль, здійснюватиметься запис в slave-пристрій, коли в логічну одиницю – читання з нього.

При читанні інформації із slave необхідно після останнього байта поставити АСК. Якщо відіслати АСК, то після стопа Master не відпустить лінію. У таблиці Д1.4.2 наведено службові адреси.

Таблиця Д1.4.2 – Службові адреси

Slave – адрес	R/W	Опис службової адреси
0000 000	0	Загальний виклик
0000 000	1	Програмний Start ;
0000 001	X	Зарезервований
0000 010	X	Зарезервований
0000 011	X	Зарезервований
0000 0000 1xx	X	Код режиму Hs - mode
1111 1xx	X	Зарезервований
1111 0xx	X	10-бітова адресація slave

Загальний виклик може адресувати усі пристрої, що підключено до шини I²C. У цьому випадку при отриманні загального виклику пристрої повинні підтверджувати прийом видачею сигналу АСК. Пристрої, які не потребують відомостей, що передаються при загальному виклику, можуть ігнорувати цю

адресу, не виставляючи сигнал АСК. Якщо ж пристрій виконаний так, що обов'язково вимагає даних загального виклику, він поводить себе точно так, як і звичайний slave. Другий байт, що йде за загальним викликом, зазвичай містить інформаційну частину.

Д1.5. Внутрішньосхемний інтерфейс SPI

Призначення SPI

Послідовний периферійний інтерфейс (Serial Peripheral Interface – SPI) є несиметричним, призначеним для передачі даних на невеликі відстані між інтегральними мікросхемами. Він був розроблений фірмою Motorola. Як периферійні пристрої можуть використовуватися прості зсувні регістри, а також складні периферійні інтегральні схеми з вбудованими контролерами керування, наприклад, ЦАП, послідовні пристрої пам'яті типу FLASH або EEPROM.

Стандарт

Загальновизнаного стандарту на інтерфейс SPI немає. Тому властивості підсистеми SPI в мікросхемах різних виробників можуть розрізнятися як набором можливостей, так і їх реалізацією.

Позначення і підключення пристроїв

На рис. Д1.5.1 представлена структурна схема сполучення контролера, який виконує функцію Master і двох периферійних пристроїв Slave з використанням інтерфейсу SPI. У даному прикладі контролер є ведучим пристроєм, він ініціює обмін при передачі інформації між Master і одним із пристроїв Slave.

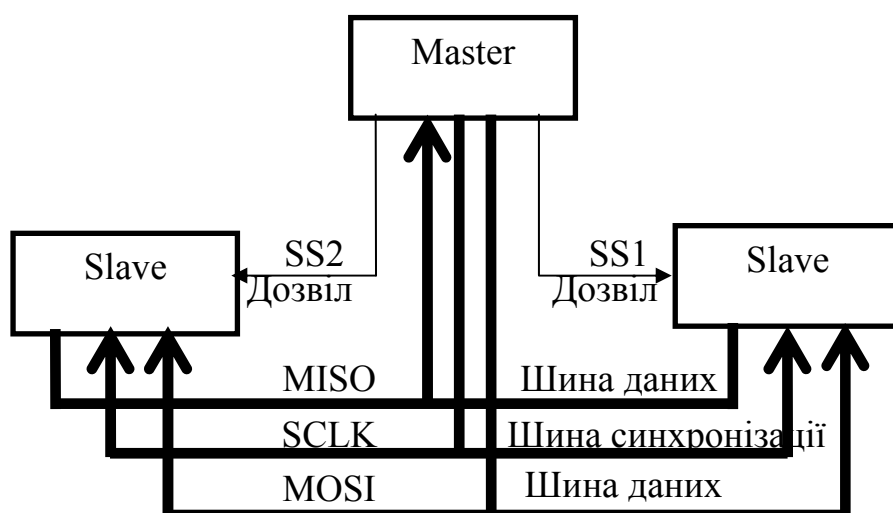


Рисунок Д1.5.1 – Структурна схема SPI-інтерфейсу

SPI-шина має три загальні лінії зв'язку (MISO, MOSI, SCK(SCLK)) і дві вибору веденого пристрою (SS1, SS2), які індивідуальні для кожного периферійного пристрою, такі як:

- 1) MOSI – лінія передачі даних від ведучого до веденого (Master Output Slave Input);
- 2) MISO – лінія передачі даних від веденого до ведучого (Master Input Slave Output);
- 3) SCLK – лінія сигналу стробування даних;
- 4) SS1 та SS2 – лінії сигналів вибору веденого пристрою (в деяких випадках не використовується).

Варіантів назв SPI-виводів інтегральних схем безліч, оскільки залежать від призначення пристрою і можуть розрізнятися у кожному окремому випадку, як це показано у табл. Д1.5.1.

Таблиця Д1.5.1 – Електричні сигнали шини SPI

Основне позначення	Альтернативне позначення	Опис
MOSI	DO, SDO, DIN	Вихід послідовної передачі даних
MISO	DI, SDI, DOUT	Вхід послідовного прийому даних
SCLK	DCLOCK, CLK, SCK	Вихід синхронізації передачі даних
SS	CS	Вихід вибору підпорядкованого

Так, наприклад, в АЦП фірми Analog Devices вивід SCLK носить назву SCK, вивід MISO називається DOUT (оскільки АЦП завжди – ведений), а вивід MOSI називається DIN. Інші позначення можуть трапитись у випадку, наприклад, енергонезалежної пам'яті виробництва Atmel, де MOSI буде просто SI, а MISO – просто SO. Назва виводу /SS характерна лише для апаратної реалізації SPI в мікроконтролерах AVR від Atmel. У інших пристроях найчастіше є звичайний вивід вибору кристала /CS, а іноді спільно з ним і інші виводи, що керують. Наприклад, в пам'яті AT25 Atmel є ще вивід затримки обміну /HOLD. Практично в усіх мікросхемах незалежної пам'яті при цьому є вивід заборони запису /WR. Також АЦП може бути оснащений виводом «готовності даних» з найменуванням, наприклад, DRDY. З цих причин повний алгоритм обміну по інтерфейсу SPI у різних пристроїв може розрізнятися, хоча в його основі завжди лежить послідовний побітовий зсув у кожному такті частоти, що задається «ведучим» на виводі SCK.

Утворена на основі інтерфейсу SPI-мережа відноситься до класу магістрально-радіальних. Лінії передачі даних і лінія синхронізації є прикладом шинної організації, а лінії вибору веденого пристрою – елементом системи радіального типу.

При передачі даних на велику відстань кабель лінії вносить значну затримку до поширення сигналу. Так, при швидкості поширення сигналу, що дорівнює 5 нс/м, затримка у 2-метровому кабелі складе 10 нс. Але дані, що передаються від ведучого пристрою до веденого, мають ту саму затримку, що і

тактовий сигнал. Тому синхронізація між сигналами зберігається в усьому каналі передачі даних. Проте в протилежному напрямі ведений пристрій відправляє дані ведучому тільки тоді, коли до нього дійде передній фронт тактового сигналу. Крім того, ці дані надійдуть до ведучого пристрою із затримкою, що дорівнює затримці в лінії, внаслідок чого сигнал даних від веденого пристрою виявиться розсинхронізованим з тактовим сигналом на величину, яка дорівнює подвоєній затримці поширення сигналу в лінії. Таким чином, загальне відставання даних веденого пристрою від переднього фронту тактового сигналу при довжині лінії зв'язку 2 метри складе 20 нс.

Основні технічні характеристики шини SPI наведено у таблиці Д1.5.2.

Таблиця Д1.5.2 – Технічні характеристики шини SPI

Найменування параметра	Значення параметра
Швидкість обміну	не більше 34 000 кбіт/с
Число пристроїв, що адресуються	до 4
Сумарна довжина ліній	не більш 1м
Сумарна паразитна місткість відносно загального	не більше 20 пФ
Затримка поширення сигналів	не більше 12 нс

Передача даних

Перед початком обміну ведучий пристрій вибирає один ведений пристрій, з яким проводитиметься обмін. Для цього на лінії вибору пристрою SS встановлюється низький активний рівень сигналу. Потім ведучий послідовно виставляє на лінію MOSI вісім бітів інформації, супроводжуючи кожен біт сигналом синхронізації SCLK. Приклад обміну інформацією між двома пристроями показано на рис. Д1.5.2. Ведений пристрій приймає переданий байт інформації і визначає, в якому напрямку проводитиметься подальший обмін. Якщо ведений пристрій повинен приймати інформацію, то ведучий, не знімаючи сигналу вибору веденого SS, продовжить передачу по лінії MOSI. Якщо ведений повинен передавати інформацію, то він активізує лінію MISO і у відповідь на кожен імпульс синхронізації від ведучого виставлятиме один біт інформації. Довжина посилки обміну в загальному випадку не обмежена і може складати навіть не ціле число байтів. Завершення обміну також ініціюється ведучим за допомогою установки в неактивний стан сигналу вибору веденого SS. На час відсутності зв'язку буфери виводів вбудованого контролера SPI (налаштовуються на ввід) переводяться в стан високого імпедансу. Останнє дозволяє уникнути конфліктів на шині SPI. Інакше декілька виводів MISO ведених пристроїв одночасно були б активними, що не дозволило б ведучому провести прийом достовірної інформації. Тільки один з пристроїв системи у кожен момент часу може працювати в ведучому режимі, інші – тільки у веденому. Ведучий формує сигнали на виводах MOSI і SCK, які поступають на однойменні виводи ведених пристроїв.

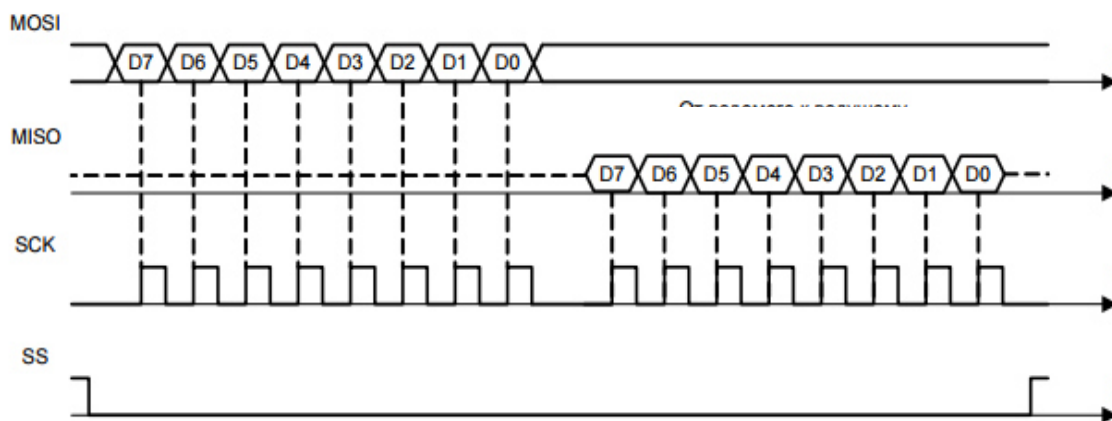


Рисунок Д1.5.2 – Приклад обміну інформацією між двома пристроям

Один з вибраних ведених передає дані через вивід MISO на вивід MOSI ведучого пристрою. Автоматичне керування напрямком передачі виводів MOSI, MISO і SCK дозволяє обійтися без змін в зовнішніх схемах, коли новий пристрій починає працювати в ведучому режимі. Вивід SS вбудованого контролера SPI використовується залежно від того, в якому режимі працює цей пристрій. При роботі у режимі веденого при подачі високого рівня сигналу на вивід SS пристрій ігнорує сигнали SCK і утримує вивід MISO у стані високого імпедансу. Якщо ж у веденому режимі роботи на вивід SS встановлений низький логічний рівень, то буфери ліній MOSI і SCK розгортаються на ввід, лінія MISO – на вивід. При роботі в ведучому режимі вивід SS може бути використано як звичайна лінія виводу. У системах із складною логікою роботи він застосовується як вивід сигналу виявлення помилки для індикації стану шини у випадках, якщо більш ніж один пристрій намагається стати ведучим. Схема керування контролера SPI-інтерфейсу дозволяє вибрати один з двох протоколів обміну і полярність імпульсів синхронізації SCK. При роботі у ведучому режимі можливо також програмно вибрати частоту імпульсів синхронізації.

Протоколи зв'язку SPI

Два біти регістру керування будь-якого контролера SPI-інтерфейсу визначають часову діаграму обміну по шині SPI:

- Біт CPHA призначає протокол обміну.
- Біт CPOL визначає полярність сигналу синхронізації SCK.

Відповідно до комбінації бітів CPHA та CPOL прийнято розрізняти чотири режими роботи інтерфейсу SPI:

- CPHA=0, CPOL = 0 – режим 0,
- CPHA=0, CPOL = 1 – режим 1,
- CPHA=1, CPOL = 0 – режим 2,
- CPHA=1, CPOL = 1 – режим 3.

Вбудований контролер SPI дозволяє програмно налаштувати режим SPI в процесі ініціалізації, тоді як периферійні IC реалізують один або два режими SPI, які визначаються їх технічним описом. Найчастіше це режими 0 та 3. На рис. Д1.5.3 представлені часові діаграми сигналів для протоколу передачі CPHA=0. Для сигналу SCLK подаються дві діаграми, що розрізняються полярністю сигналу. Перша відповідає режиму 0, друга – 1. Діаграми відносяться як до ведучого, так і до веденого пристрою, оскільки виводи MISO і MOSI ведучого сполучені з аналогічними виводами веденого. Сигнал SS подається тільки на ведений. Тому вихід SS у ведучого залишається незадіяним і його діаграма не представлена, але мається на увазі, що вона відповідає неактивному стану. Вбудовані контролери SPI виконані таким чином, що довжина посилки складає один байт, що і показано на часових діаграмах на рис. Д1.5.3.

Початок обміну даного протоколу визначається установкою сигналу вибору веденого SS в активний стан SS=0. При напрямі передачі від ведучого до веденого перший перепад сигналу синхронізації SCLK використовується веденим пристроєм для запам'ятовування чергового біта у внутрішньому регістрі контролера SPI. Ведучий виставляє черговий біт посилки на лінії MOSI по кожному парному фронту сигналу SCLK. При передачі даних від веденого до ведучого старший біт байта, що передається, має бути виставлений веденим на лінію MISO відразу після зміни рівня сигналу SS=0. По першому фронту SCLK рівень сигналу на лінії MISO запам'ятовується у молодшому розряді регістру ведучого пристрою. З цієї причини сигнал на лінії вибору ведучого має бути повернений в неактивний стан SS=1 після передачі кожного байта в будь-якому напрямі. Тоді передача кожного нового байта супроводжуватиметься попередньою установкою SS в нуль.

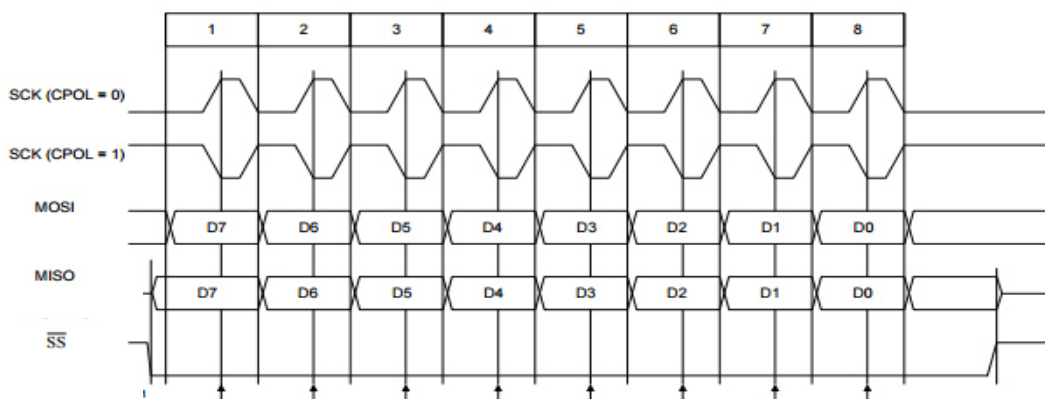


Рисунок Д1.5.3 – Часові діаграми імпульсів шини для режиму 0 та 1

Початок обміну даними для протоколу SPI при опції CPHA=1 визначає перша зміна рівня сигналу на лінії SCK після установки сигналу вибору веденого SS в активний стан SS=0, (рис. Д1.5.4).

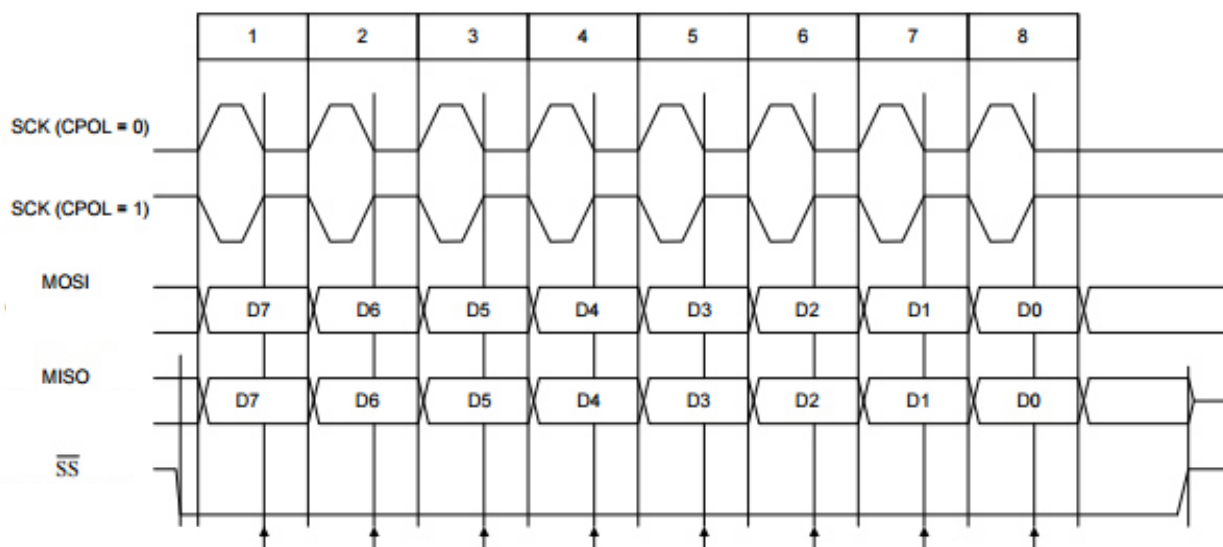


Рисунок Д1.5.4 – Часові діаграми обміну SPI-інтерфейсу у режимах 2 та 3

При передачі даних від ведучого до веденого і у зворотному напрямі усі непарні перепади SCLK викликають видачу чергового біта послідовності з регістру передавача в лінію. Кожен парний перепад використовується для запису цього біта у регістр приймача. Сигнал вибору веденого може залишатися в активному стані протягом передачі декількох байтів інформації. Це дещо спрощує логіку програмного драйвера SPI. Вибір протоколу диктується периферійним пристроєм.

Системні помилки

Передбачено виявлення двох системних помилок в системах, що використовують SPI-стандарт: помилки режиму та запису. Перша виникає при роботі SPI в ведучому режимі, якщо сигнал на виводі SS змінюється з 1 на 0. Це відбувається, коли один з ведених пристроїв намагається стати ведучим. Для буферних пристроїв мікроконтролерів це може призвести до катастрофічних наслідків. В деяких випадках захист не може бути здійснений повною мірою. Наприклад, якщо другий пристрій перейшов у ведучий режим, але не змінив сигнал SS відразу. Або два ведені пристрої намагаються одночасно використовувати лінію MISO. У цьому випадку може бути змагання їх вихідних буферів, але сигналу «помилки системи» не буде і буфери залишаться незахищеними.

Помилка запису виникає при запису до регістру даних у процесі передачі і визначається особливостями логіки вбудованих систем, що реалізують протокол зв'язку у стандарті SPI. Оскільки регістр даних не має буфера для даних, що передаються, запис проводиться безпосередньо у регістр зсуву. Для запобігання спотворенню даних передбачається сигнал помилки запису. Передача даних триває без порушень, але нові дані у регістр не записуються. Ця помилка зазвичай виникає у ведених пристроях, оскільки вони не мають в розпорядженні точної інформації про те, коли ведучий вийде на зв'язок. Він

самоініціює передачу і знає, коли працює його передавач, тому помилка такого роду для нього малоймовірна, хоча вона виявляється так само, як і у веденому пристрої.

Д1.6. Інтерфейс CAN (Controller Area Network)

Призначення інтерфейсу CAN

На початку вісьмидесятих років фірма BOSCH розробила протокол «Control Area Network» (CAN), який був затверджений Міжнародною організацією за стандартами. Перша презентація цієї шини була проведена в 1986 році у місті Детройт на конференції співтовариства інженерів автомобілебудування (SAE).

CAN-протокол отримав всесвітнє визнання як універсальна, ефективна, надійна і економічно прийнятна платформа для майже будь-якого типу зв'язку даних у мобільних системах, машинах, технічному устаткуванні та індустріальній автоматизації. CAN – технологія, що заснована на базі протоколів високого рівня, успішно конкурує на ринку розподілених систем автоматизації. Протокол CAN застосовується в real-time системах для вирішення різних завдань. Зараз розвиваються декілька видів CAN-протоколів високого рівня, таких як CAL, OSEK/VDX, SAE J1939, CANopen, DeviceNet, SDS, CAN-Kingdom, в основі яких лежить канальний протокол CAN2.0 (Bosch). На основі цих протоколів можна вирішувати проблеми, що виникають в real-time системах, які неможливо вирішити за допомогою інших відомих протоколів, скажімо, TCP/IP.

Характеристики інтерфейсу

Характеристики інтерфейсу наведено у табл. Д1.6.1. Максимальне число абонентів, підключених до цього інтерфейсу, фактично визначається здатністю передавача тримати навантаження застосованих приймачів.

Таблиця Д1.6.1 – Характеристики інтерфейсу CAN

Стандарт	ISO 11898
Швидкість передачі	1 Мбіт/с (максимум)
Відстань передачі	1000 м (максимум)
Характер сигналу, лінія передачі	диференціальна напруга, скручена пара
Кількість драйверів	64
Кількість приймачів	64
Схема з'єднання	напівдуплекс, багатоточкова

Наприклад, при використанні трансивера фірми PHILIPS PCA82C250 до лінії можна підключити 110 приймачів. Будь-який приймач здатен реагувати як на один ідентифікатор, так і на декілька. На один ідентифікатор можуть реагувати декілька приймачів.

Протокол CAN має розвинену систему виявлення та сигналізації помилок. Для цих цілей використовується порозрядний контроль, пряме заповнення бітового потоку, перевірка пакету повідомлення CRC-поліномами, контроль форми пакету повідомлень, підтвердження правильного прийому пакету даних. Хемінговий інтервал $d=6$. Система арбітражу протоколу CAN виключає втрату інформації і часу при «зіткненнях» на шині.

Такий інтерфейс легко адаптується до фізичного середовища передачі інформації. Це може бути диференціальний сигнал, оптоволокно, просто відкритий колектор.

Стандарт

Під термінами «CAN-стандарт» або «CAN-протокол» розуміються функціональні можливості, які стандартизовані ISO 11898. Об'єднується фізичний рівень (Physical Layer) і рівень каналу даних (Data Link Layer) відповідно до 7-рівневої OSI моделі. Таким чином, «CAN-стандарт» відповідає рівню мережевого інтерфейсу у 4-рівневій моделі TCP/IP. Проте, практична реалізація навіть дуже простих розподілених систем на базі CAN показує, що окрім сервісів рівня каналу даних, надаються ширші функціональні можливості: передача блоків даних завдовжки більш ніж 8 байтів, підтвердження пересилки даних, розподіл ідентифікаторів, запуск мережі і функції супервізора вузлів. Оскільки ці додаткові функціональні можливості безпосередньо використовуються прикладним процесом, вводиться поняття рівня застосувань (Application Layer) і протоколів високого рівня. Зазвичай їх і називають терміном «CAN-протоколи».

Позначення і підключення пристроїв

Промислова мережа реального часу CAN має загальне середовище передачі даних. Це означає, що усі її вузли одночасно приймають сигнали, що передаються по шині.

У кожного вузла є дві складові. Це власне CAN-контролер, який забезпечує взаємодію з мережею і реалізує протокол, та мікропроцесор (CPU). CAN-контролери з'єднуються за допомогою диференціальної шини, яка має дві лінії, – CAN_H (can-high) та CAN_L (can-low), по яких передаються сигнали.

Логічний нуль реєструється коли на лінії CAN_H сигнал вищий, ніж на CAN_L. Логічна одиниця – у разі, коли потенціали ліній CAN_H і CAN_L однакові. Використання такої диференціальної схеми передачі робить можливою роботу CAN-мережі в дуже складних зовнішніх умовах. Логічний нуль називається домінантним бітом, а логічна одиниця – рецесивним. Ці назви вказують на пріоритет логічного нуля на шині CAN. При одночасній передачі в шину логічного нуля і одиниці, на ній буде зареєстровано тільки логічний нуль (домінантний сигнал), а логічна одиниця буде пригнічена (рецесивний сигнал).

Для з'єднання пристроїв використовують кабель типу кручена пара. На обох її кінцях мають бути погоджувальні резистори, опір яких дорівнює хвилевому опору кабелю. Для збільшення довжини, кількості вузлів або гальванічної розв'язки можуть бути використані повторювачі інтерфейсу,

мережеві мости та шлюзи. Топологія мережі – шинна, максимальна довжина відведення від шини при швидкості передачі 1 Мбіт/с не повинна перевищувати 30 см. Основні вимоги до лінії передачі та її характеристик близькі до RS-485, проте в передавачах CAN є режим керування тривалістю фронтів імпульсів. Її збільшення дозволяє знизити вимоги до узгодження лінії на низьких частотах, збільшити довжину відведень і ослабити випромінювання електромагнітних завад.

Для електричного з'єднання пристроїв з CAN-інтерфейсом стандарт передбачає два варіанти. Перший полягає у застосуванні T-подібних розгалужувачів, які складаються з трьох 9-контактних з'єднувачів D-sub, розташованих в одному корпусі, однойменні контакти яких сполучені між собою. Другий вимагає наявності у кожному CAN-пристрої двох контактів для під'єднання з шиною. Погоджувальний резистор повинен розташовуватися усередині з'єднувача, який підключається до кінця кабелю. Для стандарту CANopen передбачена набагато більша різноманітність варіантів з'єднувачів, у тому числі для RJ10, RJ45 роз'ємний гвинтовий клемник, і ще більше десяти варіантів. Стандарт встановлює наступні швидкості обміну: 1 Мбіт/с, 800 кбіт/с, 500 кбіт/с, 250 кбіт/с, 125 кбіт/с, 50 кбіт/с, 20 кбіт/с. На рис. Д1.6.1 показано підключення чотирьох пристроїв.

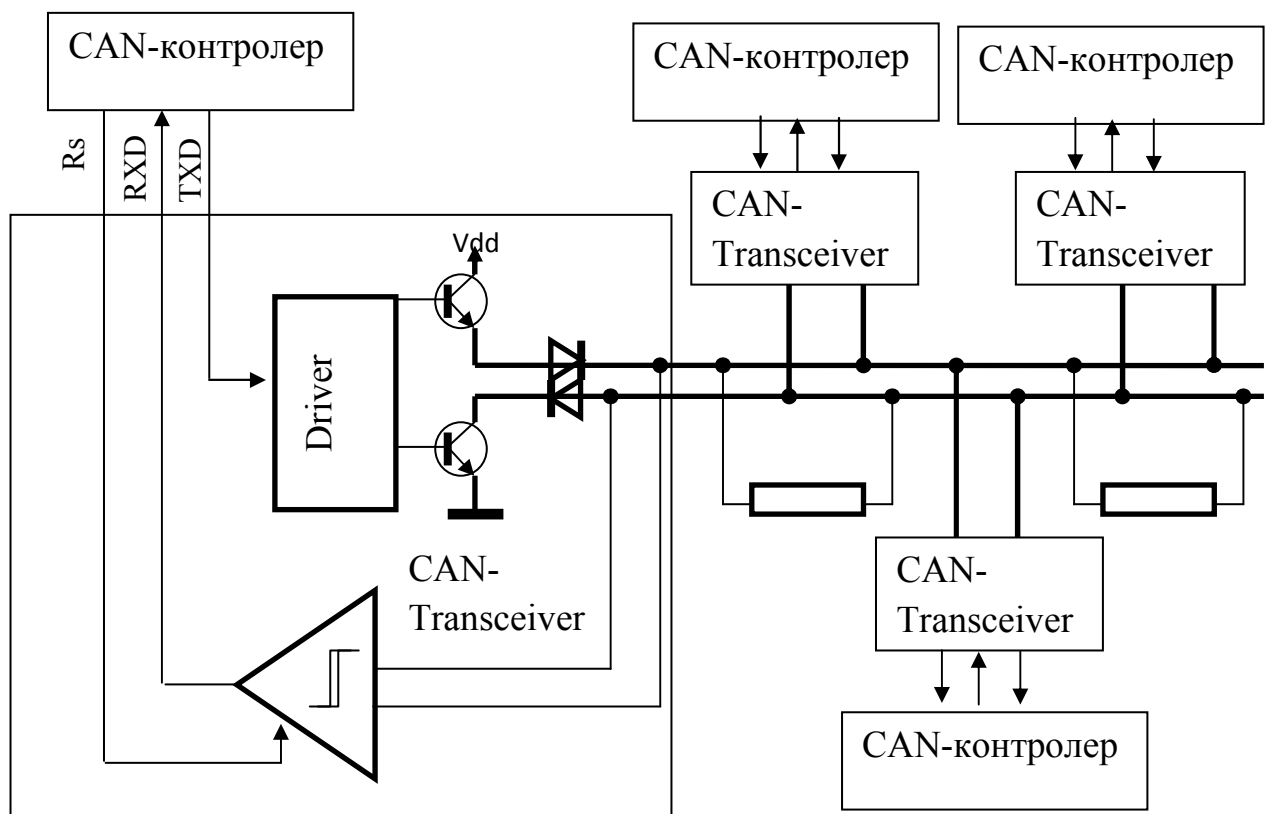


Рисунок Д1.6.1 – Підключення чотирьох пристроїв до CAN-шини

Приймач (трансивер) призначено для сполучення CAN-контролера з фізичною шиною. Він відповідає за прийом та передачу сигналу. Прийом даних

здійснюється за допомогою компаратора, який забезпечує розпізнавання доміантного і рецесивного станів CAN-шини. Передача даних відбувається через передавальний тракт, що містить таймер, схему завдання крутизни сигналу, вузол керування передавачем, вихідний каскад на транзисторах і схему температурного захисту. Таймер призначений для обмеження тривалості доміантного стану. Формувач фронтів обмежує швидкість їх наростання, знижуючи електромагнітне випромінювання, і дозволяє відмовитися від зовнішніх синфазних дроселів.

На вузлі керування передавачем двома транзисторами формується стан на лініях CAN-H та CAN-L. У доміантному стані обидва транзистори відкриті, забезпечуючи на лінії CAN-H високий, а на лінії CAN-L – низький рівень. У разі рецесивного стану відкритий тільки транзистор, що підтягує лінію до плюса живлення.

Схема температурного захисту оберігає мікросхему від виходу з ладу, відключаючи передавач, якщо температура кристала перевищує значення 160°C.

Для абстрагування від середовища передачі інформації специфікація CAN уникає описування двійкових значень як «0» та «1» (рис. Д1.6.2). Замість цього CAN-стандарт визначає два логічні стани: рецесивний (recessive) та доміантний (dominant).

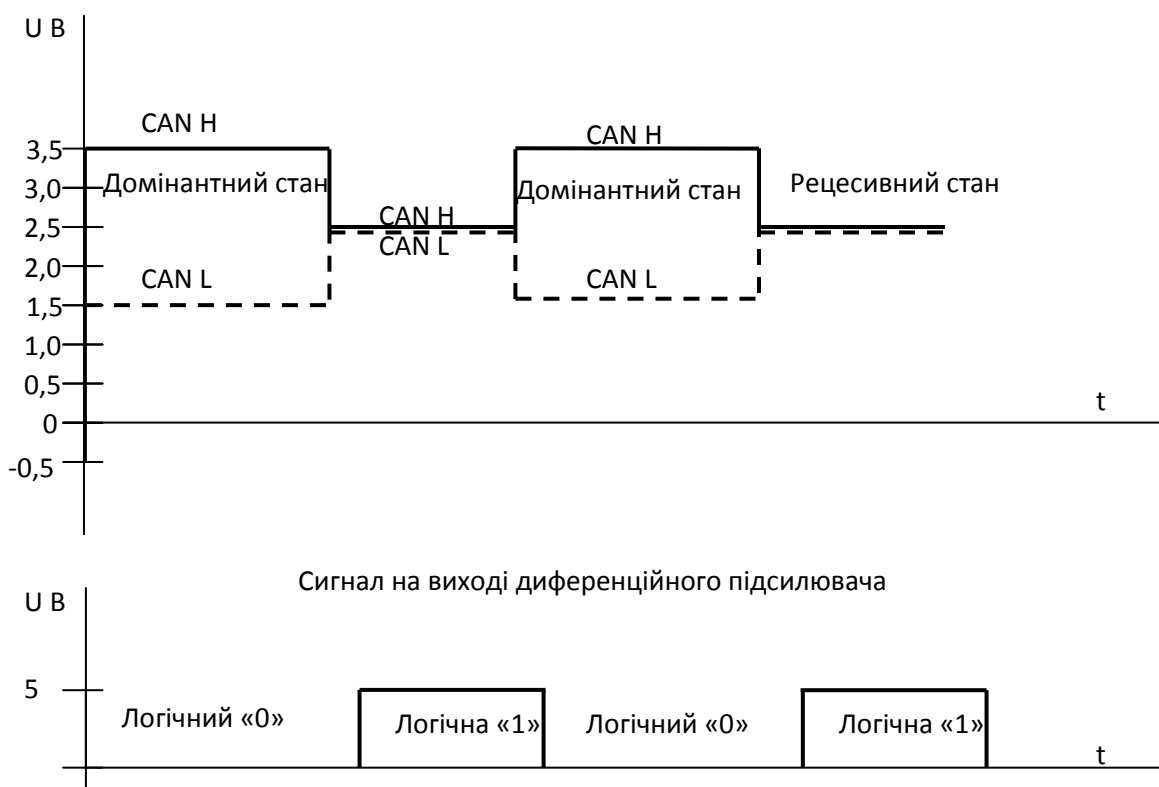


Рисунок Д1.6.2 – Діаграми сигналів CAN-шини

Наприклад, при реалізації фізичного рівня на радіоканалі відсутність сигналу означає рецесивний біт, а наявність – домінантний, тоді як в стандартній реалізації дротяної мережі рецесив трапляється за наявності сигналу, а домінант, відповідно, за відсутності. Стандарт мережі вимагає від «фізичного рівня» фактично єдиної умови: щоб домінантний біт міг подавити рецесивний, але не навпаки. Логічне значення домінантного біта – «0». Логічне значення рецесивного біта – «1».

Швидкість передачі і максимальна відстань

Співвідношення між швидкістю передачі і максимальною довжиною кабелю наведено у табл. Д1.6.2. Обмеження довжини пов'язане з кінцевою швидкістю світла і механізмом побітового арбітражу. Під час арбітражу усі вузли мережі повинні отримувати поточний біт передачі одночасно, тобто сигнал має встигнути поширитися по усьому кабелю за одиничний відлік часу в мережі.

Таблиця Д1.6.2 – Залежність швидкості передачі інформації від відстані

Швидкість передачі	Максимальна довжина мережі
1000кбіт/с	40 м
500 кбіт/с	100 м
250 кбіт/с	200 м
125 кбіт/с	500 м
10 кбіт/с	6000 м

Час поширення сигналу залежить від довжини шини, вхідної затримки компаратора і вихідної затримки формувачів.

Кількість вузлів в мережі CAN теоретично не обмежена. Практично ж максимальна кількість обмежується на рівні 127.

Адресація та протоколи вищого рівня

У CAN не існує явної адресації повідомлень і вузлів. Протокол ніде не вказує, що поле арбітражу (Identification field + RTR) повинне використовуватися як ідентифікатор повідомлення або вузла. Таким чином, ідентифікатори повідомлень і адреси вузлів можуть знаходитися в будь-якому полі повідомлення (арбітражу або даних, чи бути наявним і там, і там). Окрім цього, протокол не забороняє використовувати поле арбітражу для передачі даних.

Заповнення полів арбітражу і даних, а також розподіл адрес вузлів, ідентифікаторів повідомлень і пріоритетів в мережі виконується у так званих протоколах високого рівня. Назва HLP відбиває той факт, що протокол CAN описує тільки два нижчі рівні еталонної мережевої моделі ISO/OSI, а інші

описуються протоколами HLP. Логічну структуру протоколу CAN відображено на рис. Д1.6.3.

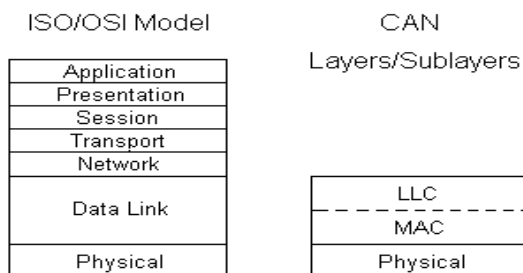


Рисунок Д1.6.3 – Логічна структура протоколу CAN

Існує безліч таких високорівневих протоколів. Найбільш поширені з них це: DeviceNet, CAL/CANopen, SDS, CanKingdom.

Передача даних. CAN 2.0B

Згідно зі специфікацією CAN 2.0B кадри даних діляться на такі: стандартний, розширений, віддаленого запиту (стандартний та розширений). Стандартний кадр даних зображено на рис. Д1.6.4.

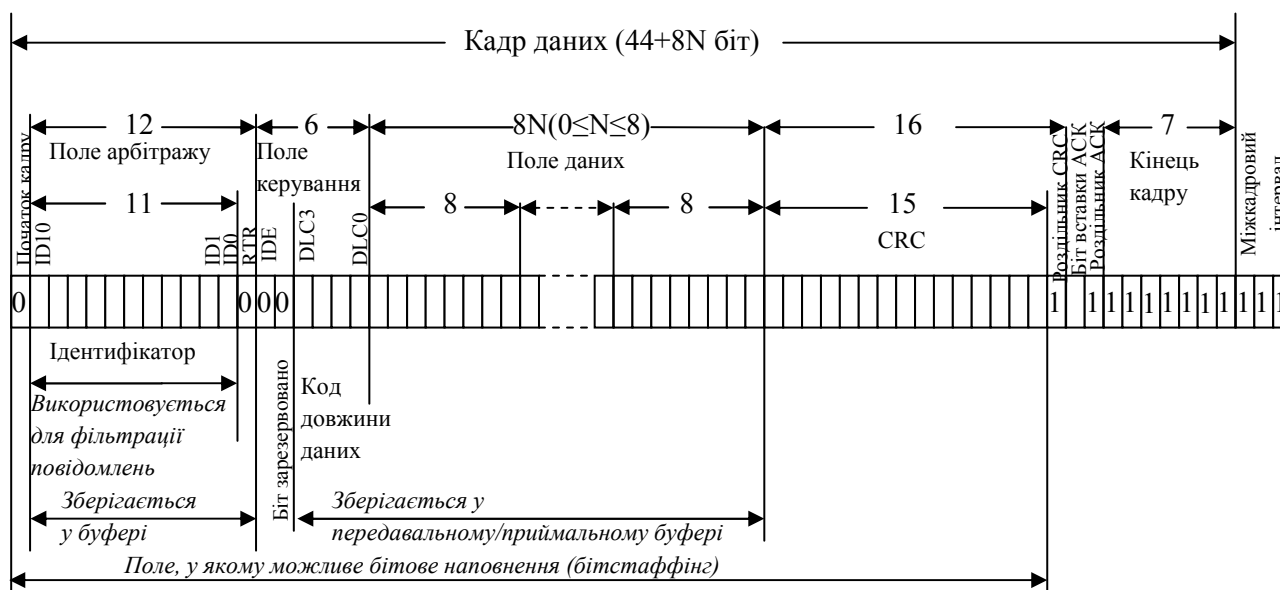


Рисунок Д1.6.4 – Стандартний кадр даних

Стандартний кадр даних починається з біта початку (Start Of Frame – SOF), який є «домінантним» і потрібний для жорсткої синхронізації усіх вузлів. За бітом SOF йде поле арбітражу, що містить 12 бітів: 11-бітовий ідентифікатор та біт віддаленого запиту даних (Remote Transmission Request – RTR). За допомогою біта RTR кадр даних (у якому RTR має значення «домінантного») відрізняється від кадру видаленого запиту (у якому RTR «рецесивний»). За полем арбітражу знаходиться поле керування, що складається з шести бітів. Перший – біт розширеного ідентифікатора (Identifier Extension – IDE), який для

стандартного кадру повинен мати значення «домінантного». Наступний – це нульовий зарезервований біт (Reserved Bit Zero – RB0), який згідно з протоколом CAN є «домінантним». Чотири біти поля керування є кодом довжини даних (Data Length Code – DLC), яким вказується число байтів даних, що містяться у повідомленні. Далі розташовано поле даних, що містить байти даних, які передаються. Його довжина задається бітами DLC (0 – 8 байтів). Поле CRC, що йде за полем даних, використовується для виявлення помилок передачі. Воно складається з 15-бітової послідовності CRC та «рецесивного» біта-роздільника CRC. Останнє – двобітове поле підтвердження (acknowledgement – ACK). Як біт вставки ACK передавальний вузол посилає «рецесивний» біт. Будь-який вузол, що прийняв кадр без помилок, підтверджує правильний прийом передачею у відповідь у цьому полі «домінантного» біта (незалежно від того, чи налагоджений цей вузол на обробку прийнятого повідомлення або ні). «Рецесивний» біт роздільника ACK завершує поле підтвердження, він не може бути перезаписаний «домінантним» бітом.

Формат розширеного кадру даних відрізняється від стандартного лише полем арбітражу, структуру якого представлено на рис. Д1.6.5.

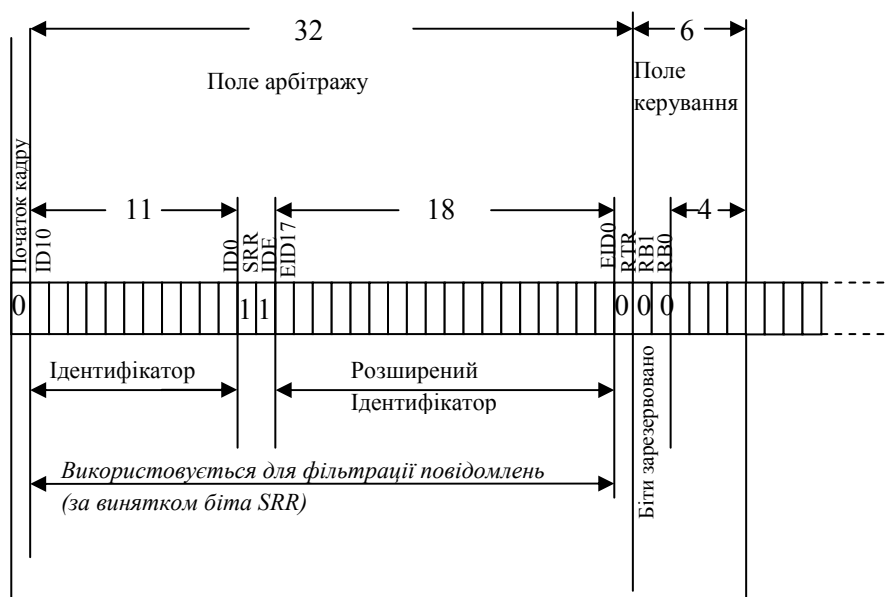


Рисунок Д1.6.5 – Поле арбітражу розширеного кадру даних

У розширеному кадрі даних за бітом SOF знаходиться поле арбітражу, що складається з 32 бітів. Перші 11 – старші у 29-бітовому ідентифікаторі (основний або стандартний ідентифікатор (Base - ID)). Далі – біт-замінник віддаленого запиту (Substitute Remote Request – SRR), що має значення «рецесивного». За SRR прямує біт IDE, який є «рецесивним» і має функцію розширення кадру. Слід зауважити, якщо арбітраж залишається нерозв'язним після передачі перших 11 бітів ідентифікатора, і один з вузлів, залучених до арбітражу, передає стандартний кадр (з 11-бітовим ідентифікатором), то арбітраж виграє стандартний кадр внаслідок установки «домінантного» біта IDE. З тієї ж причини біт SRR у розширеному кадрі теж повинен мати значення

«рецесивного», щоб вузол, який передає стандартний кадр віддаленого запиту, міг встановити «домінантний» біт RTR. За SRR і IDE йдуть ті, що залишилися, 18 бітів ідентифікатора (розширений (Extended ID)) та біт віддаленого запиту передачі (RTR). Такий розподіл ідентифікатора на дві частини (старшу і молодшу) обумовлений необхідністю розташування біта IDE в одній і тій самій позиції і для стандартних, і для розширених кадрів, щоб вузли в межах однієї мережі могли передавати обидва типи кадрів. За полем арбітражу йде 6-бітове поле керування. Перші два біти зарезервовані і є «домінантними». Наступні чотири є кодом довжини даних DLC, який означає число байтів даних, що містяться в повідомленні. Частина кадру, що прямує за полем керування (поле даних, поле CRC, поле підтвердження, кінець кадру і міжкадровий інтервал), побудовані так само, як в стандартному кадрі даних.

Формат кадру віддаленого запиту даних подано на рис. Д1.6.6.

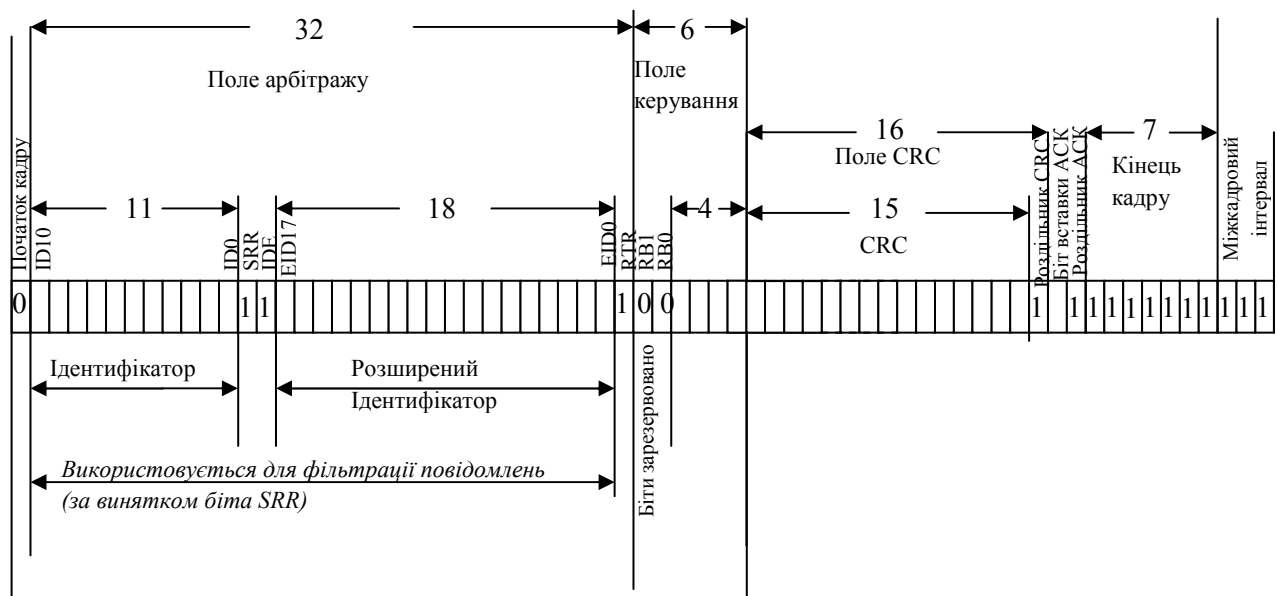


Рисунок Д1.6.6 – Формат кадру віддаленого запиту даних

Для вузла-одержувача є можливість запитати кадр даних у вузла-джерела. Для цього вузол-одержувач посилає кадр віддаленого запиту з ідентифікатором, який відповідає ідентифікатору кадру даних, що запрошується. У відповідь на кадр віддаленого запиту вузол-джерело передасть кадр даних. Між ними існують дві відмінності. Перша стосовно кадру запиту полягає в тому, що біт RTR має значення «рецесивного», а друга – у відсутності поля даних. У разі, коли одночасно передаються кадр даних і кадр віддаленого запиту з однаковими ідентифікаторами, кадр даних виграє арбітраж через «домінантний» біт RTR.

Формат кадру помилки зображено на рис. Д1.6.7.

Кадр помилки формується вузлом, що виявив на шині помилку. Він складається з двох полів – прапорів і роздільника помилки, що йде за ним. Існує два типи прапорів, що видаються залежно від стану вузла, який виявив помилку та події, що згенерувала відповідний кадр помилки. Якщо помилку на шині виявляє вузол, який знаходиться в стані активної помилки, він перериває

передачу поточного повідомлення, виставляючи активний прапор помилки. Цей прапор є послідовністю з шести «домінантних» бітів, яка порушує правило бітового наповнення (бітстаффінга). Усі інші вузли розпізнають виниклу у результаті помилку бітстаффінга і теж починають формувати кадри помилок, які називаються прапорами у відповідь на помилки (error echo flags). Тому в сумі поле прапора помилки включає від шести до дванадцяти послідовних «домінантних» бітів (що сформовані одним або декількома вузлами). Поле роздільника завершує кадр помилки. Після цього, шина повертається в нормальний стан, і перерваний вузол намагається повторити передачу зруйнованого повідомлення. Якщо помилку на шині виявляє вузол, що знаходиться в стані пасивної помилки, він передає пасивний прапор і поле роздільника, що йде за ним. Пасивна мітка помилки складається з шести послідовних «рецесивних» бітів, а сам кадр помилки в цілому складається з 14 «рецесивних» бітів. З цього виходить, що якщо помилка шини виявлена не передавальним вузлом, передача кадру пасивної помилки не змінить стан інших вузлів мережі. Якщо прапор пасивної помилки формує передавальний вузол, тоді це змусить інші вузли формувати кадри помилок внаслідок порушення бітстаффінга. Після передачі кадру помилки, вузол, що знаходиться в стані пасивної помилки, повинен чекати появи на шині шести послідовних «рецесивних» бітів перед спробою відновлення зв'язку з шиною. Роздільник помилки складається з восьми «рецесивних» бітів і дозволяє вузлам повністю відновити зв'язок з шиною після помилки, що сталася.

Кадр перевантаження може формуватися тільки під час міжкадрового інтервалу. Його можна відрізнити від кадру помилки, оскільки останній видається під час передачі повідомлення. Кадр перевантаження складається з двох полів: прапора та роздільника. Прапор перевантаження має шість «домінантних» бітів, за якими йде прапор у відповідь перевантаження, сформований іншими вузлами (як і для прапора помилки, максимальна сумарна довжина мітки перевантаження складає 12 «домінантних» бітів). Роздільник має вісім «рецесивних» бітів. Кадр перевантаження може формуватися вузлом в результаті двох умов:

- 1) Вузол виявляє «домінантний» біт під час міжкадрового інтервалу, що є забороненою умовою.

- 2) Внаслідок внутрішніх умов вузол доки не в змозі почати прийом наступного повідомлення. Він може формувати максимум два послідовні кадри перевантаження, щоб затримати передачу наступного повідомлення.

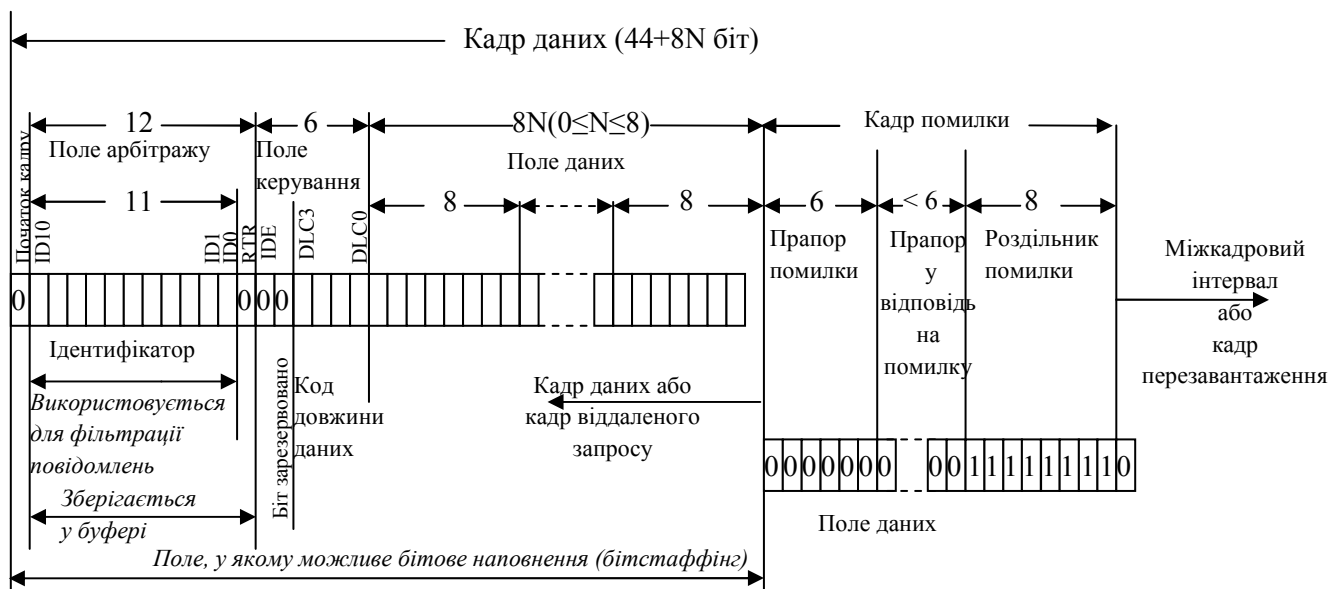


Рисунок Д1.6.7 – Формат кадру помилки

Формат кадру перезавантаження наведено на рис. Д1.6.8.

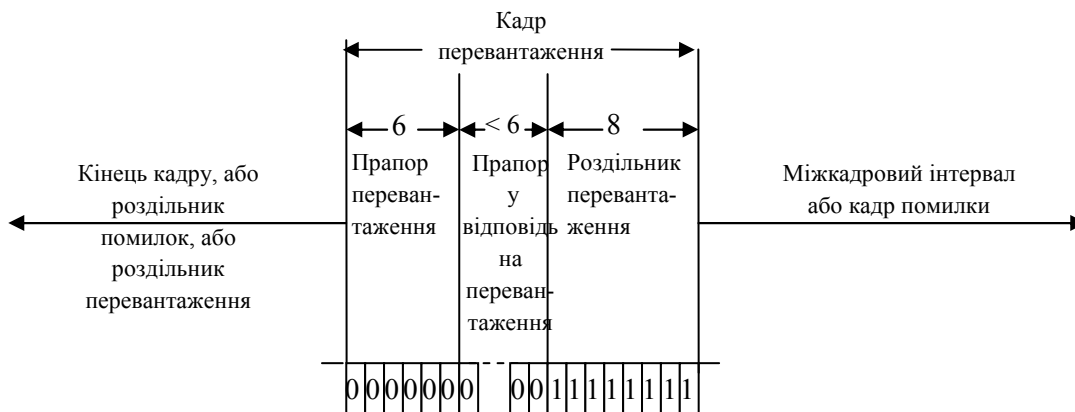


Рисунок Д1.6.8 – Формат кадру перезавантаження

Контроль доступу до середовища передачі

Міжкадровий інтервал відділяє попередній кадр (будь-якого типу) від наступного кадру даних або віддаленого запиту. Міжкадровий простір складається як мінімум з трьох «реcesивних» бітів, які визначають перерву (Intermission) в процесі обміну інформацією по CAN-шині. Вона потрібна для того, щоб у вузлів був час для внутрішньої обробки даних перед початком наступного кадру. Після перерви лінія шини залишається в реcesивному стані (шина вільна), доки не почнеться передача наступного повідомлення. Поле арбітражу CAN-кадру використовується для вирішення колізій доступу до шини методом неструктивного арбітражу. Його суть полягає у наступному. У разі, коли декілька контролерів починають одночасну передачу CAN-кадру в мережу, кожен з них порівнює біт, який збирається передати на шину, з бітом, який намагається передати на шину конкуруючий контролер (рис. Д1.6.9).

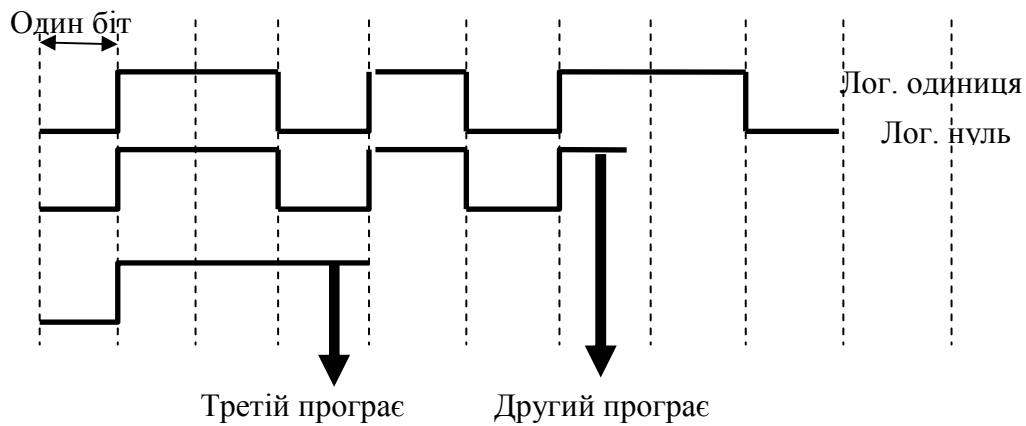


Рисунок Д1.6.9 – Побітовий арбітраж на шині CAN

Якщо їх значення однакові, обидва контролери передають наступний біт. І так відбувається до тих пір, доки значення бітів, що передаються, не виявляться різними. Тепер контролер, що передавав логічний нуль (пріоритетніший сигнал), продовжуватиме передачу, а інший (інші) перерве свою передачу до того часу, доки шина знову не звільниться.

Методи виявлення помилок

Bit monitoring – це коли кожен вузол під час передачі біта в мережу порівнює його значення зі значенням біта, яке з'являється на шині. Якщо вони не збігаються, то вузол генерує помилку *Bit Error*. Під час арбітражу на шині (передача поля арбітражу в шину) цей механізм перевірки помилок відключається.

Bit stuffing – відколи вузол передає послідовно в шину 5 бітів з однаковим значенням, то він додає шостий з протилежним значенням. Приймаючі вузли цей додатковий біт видаляють. Якщо вузол виявляє на шині більше 5 послідовних бітів з однаковим значенням, то він генерує помилку *Stuff Error*.

Frame Check – деякі частини CAN-повідомлення мають однакове значення в усіх типах повідомлень. Протокол CAN точно визначає рівні напруги і момент появи на шині. Якщо формат повідомлень порушується, то вузли формують помилку *Form Error*.

ACKnowledgement Check – кожен вузол, отримавши правильне повідомлення, посилає в мережу доміантний (0) біт. Якщо ж цього не відбувається, то передавальний вузол реєструє помилку *Acknowledgement Error*.

CRC Check – всяке повідомлення CAN містить CRC-суму, і кожен приймаючий вузол підраховує значення CRC для будь-якого отриманого повідомлення. Якщо підраховане значення CRC-суми не збігається зі значенням CRC в тілі повідомлення, приймаючий вузол формує помилку *CRC Error*.

Error confinement – помилка обмеження. Кожен вузол мережі CAN під час роботи намагається виявити одну з п'яти можливих помилок. Якщо вона виявлена, вузол передає в мережу *Error Frame*, руйнуючи тим самим увесь

поточний трафік мережі (передачу і прийом поточного повідомлення). Усі інші вузли виявляють Error Frame і приймають відповідні дії (скидають прийняте повідомлення). Крім того, будь-який вузол має два лічильники помилок: Transmit Error Counter (лічильник помилок передачі) і Receive Error Counter (лічильник помилок прийому). Їх показники збільшуються або зменшуються у відповідно до декількох правил. Вони досить складні, але зводяться до простого принципу: помилка передачі приводить до збільшення Transmit Error лічильника на 8, помилка прийому збільшує показник Receive Error на 1, будь-яка коректна передача/прийом повідомлення зменшують відповідне значення лічильника на 1. Правила обумовлюють, те що на лічильнику помилок передачі передавального вузла дані збільшуються швидше, ніж під час обліку помилок приймаючих вузлів. Це правило відповідає припущенню про велику ймовірність того, що джерелом помилок є передавальний вузол. Якщо, значення хоч би одного з двох лічильників помилок перевищує межу 127, вузол переходить в стан Error Passive. Коли значення хоч би одного з двох лічильників перевищує межу 255, вузол переходить в стан Bus Off. Він знаходиться в стані Error Active у разі виявлення помилки на шині, що передає в мережу Active Error Flags. Вона складається з 6 доміантних бітів, тому усі вузли його реєструють. Вузол в стані Passive Error при виявленні помилки передає в мережу Passive Error Flags. Вона складається з 6 рецесивних бітів, тому інші вузли мережі його не помічають, і Passive Error Flags лише призводить до збільшення Error лічильника вузла. Вузол в стані Bus Off нічого не передає в мережу.

Д2. Вимоги до вірогідності передачі інформації за ГОСТ 26.205

Характеристика	Імовірність події Р, не більше ніж		
	Категорія виробу		
	1	2	3
Імовірність трансформації команди керування	10^{-14}	10^{-10}	10^{-7}
Імовірність трансформації телесигналізації	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}
Імовірність трансформації знака даних або відліку кодового телевимірювання	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}
Імовірність відмови від виконання команди (допускається повторення передачі до п'яти раз)	10^{-10}	10^{-7}	10^{-6}
Імовірність втрати інформації при спорадичній передачі (допускається повторення передачі до п'яти раз)	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}
Імовірність виникнення фальсифікованих сигналів телеуправління, телесигналізації, телевимірювання	10^{-12}	10^{-7}	10^{-4}

Д.3. Додатковий інтеграл ймовірності

$$\Phi c \left(z_0 = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_0}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

Z_H	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	*
0,0	5,000	4,960	4,920	4,880	4,840	4,801	4,761	4,721	4,681	4,641	10^{-1}
0,1	4,602	4,562	4,522	4,483	4,443	4,404	4,364	4,325	4,286	4,247	10^{-1}
0,2	4,207	4,168	4,129	4,090	4,052	4,013	3,974	3,936	3,897	3,859	10^{-1}
0,3	3,821	3,783	3,745	3,707	3,669	3,632	3,594	3,557	3,520	3,483	10^{-1}
0,4	3,446	3,409	3,372	3,336	3,300	3,264	3,228	3,192	3,156	3,121	10^{-1}
0,5	3,085	3,050	3,015	2,981	2,946	2,912	2,877	2,843	2,810	2,776	10^{-1}
0,6	2,743	2,709	2,676	2,643	2,611	2,578	2,546	2,514	2,483	2,451	10^{-1}
0,7	2,420	2,389	2,358	2,327	2,297	2,266	2,236	2,206	2,177	2,148	10^{-1}
0,8	2,119	2,090	2,061	2,033	2,005	1,977	1,949	1,922	1,894	1,867	10^{-1}
0,9	1,841	1,814	1,788	1,762	1,736	1,711	1,685	1,660	1,635	1,611	10^{-1}
1,0	1,587	1,562	1,539	1,515	1,492	1,469	1,446	1,423	1,401	1,379	10^{-1}
1,1	1,357	1,335	1,314	1,292	1,271	1,251	1,230	1,210	1,190	1,170	10^{-1}
1,2	1,151	1,131	1,112	1,093	1,075	1,056	1,038	1,020	1,003	0,9853	10^{-1}
1,3	9,680	9,510	9,342	9,176	9,012	8,851	8,691	8,534	8,379	8,226	10^{-2}
1,4	8,076	7,927	7,780	7,636	7,493	7,353	7,215	7,078	6,944	6,811	10^{-2}
1,5	6,681	6,552	6,426	6,301	6,178	6,057	5,938	5,821	5,705	5,592	10^{-2}
1,6	5,480	5,370	5,262	5,155	5,050	4,947	4,846	4,746	4,648	4,551	10^{-2}
1,7	4,457	4,363	4,272	4,182	4,093	4,006	3,920	3,836	3,754	3,673	10^{-2}
1,8	3,593	3,515	3,438	3,362	3,288	3,216	3,144	3,074	3,005	2,938	10^{-2}
1,9	2,872	2,807	2,743	2,680	2,619	2,559	2,500	2,442	2,385	2,330	10^{-2}
2,0	2,275	2,222	2,169	2,118	2,068	2,018	1,970	1,923	1,876	1,831	10^{-2}
2,1	1,786	1,743	1,700	1,659	1,618	1,578	1,539	1,500	1,463	1,426	10^{-2}
2,2	1,390	1,355	1,321	1,287	1,255	1,222	1,191	1,160	1,130	1,101	10^{-2}
2,3	1,072	1,044	1,017	0,9903	0,9642	0,9387	0,9137	0,8894	0,8656	0,8424	10^{-2}
2,4	8,198	7,976	7,760	7,549	7,344	7,143	6,947	6,756	6,569	6,387	10^{-3}
2,5	6,210	6,037	5,868	5,703	5,543	5,386	5,234	5,085	4,940	4,799	10^{-3}
2,6	4,661	4,527	4,396	4,269	4,145	4,025	3,907	3,793	3,681	3,573	10^{-3}
2,7	3,467	3,364	3,264	3,167	3,072	2,980	2,890	2,803	2,718	2,635	10^{-3}
2,8	2,555	2,477	2,401	2,327	2,256	2,186	2,118	2,052	1,988	1,926	10^{-3}
2,9	1,866	1,807	1,750	1,695	1,641	1,589	1,538	1,489	1,441	1,395	10^{-3}
3,0	1,350	1,306	1,264	1,223	1,183	1,144	1,107	1,070	1,035	1,001	10^{-3}
3,1	9,676	9,354	0,043	8,740	8,447	8,164	7,888	7,622	7,364	7,114	10^{-4}
3,2	6,871	6,637	6,410	6,190	5,976	5,770	5,571	5,377	5,190	5,009	10^{-4}
3,3	4,834	4,665	4,501	4,342	4,189	4,041	3,897	3,758	3,624	3,495	10^{-4}
3,4	3,369	3,248	3,131	3,018	2,909	2,803	2,701	2,602	2,507	2,415	10^{-4}
3,5	2,326	2,241	2,158	2,078	2,001	1,926	1,854	1,785	1,718	1,653	10^{-4}
3,6	1,591	1,531	1,473	1,417	1,363	1,311	1,261	1,213	1,166	1,121	10^{-4}
3,7	1,078	1,036	0,9961	0,9574	0,9201	0,8842	0,8496	0,8162	0,7841	0,7532	10^{-4}
3,8	7,235	6,948	6,673	6,407	6,152	5,906	5,669	5,442	5,223	5,012	10^{-5}
3,9	4,810	4,615	4,427	4,247	4,074	3,908	3,747	3,594	3,446	3,304	10^{-5}
4,0	3,167	3,036	2,910	2,789	2,673	2,561	2,454	2,351	2,252	2,157	10^{-5}
4,1	2,066	1,978	1,894	1,814	1,737	1,662	1,591	1,523	1,458	1,395	10^{-5}
4,2	1,335	1,277	1,222	1,168	1,118	1,069	1,022	0,9774	0,9345	0,8934	10^{-5}
4,3	8,540	8,163	7,801	7,455	7,124	6,807	6,503	6,212	5,934	5,668	10^{-6}

Z_H	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	*
4,4	5,413	5,169	4,935	4,712	4,498	4,294	4,098	3,911	3,732	3,561	10^{-6}
4,5	3,398	3,241	3,092	2,949	2,813	2,682	2,558	2,439	2,325	2,216	10^{-6}
4,6	2,112	2,013	1,919	1,828	1,742	1,660	1,581	1,506	1,434	1,366	10^{-6}
4,7	1,301	1,239	1,179	1,123	1,069	1,017	0,9680	0,9211	0,8765	0,8339	10^{-6}
4,8	7,933	7,547	7,178	6,827	6,492	6,173	5,869	5,580	5,304	5,042	10^{-7}
4,9	4,792	4,554	4,327	4,111	3,906	3,711	3,525	3,348	3,179	3,019	10^{-7}
5,0	2,866	2,722	2,584	2,452	2,328	2,209	2,096	1,980	1,887	1,790	10^{-7}
5,1	1,698	1,611	1,528	1,449	1,374	1,302	1,235	1,170	1,110	1,052	10^{-7}
5,2	9,964	9,442	8,946	8,476	8,029	7,605	7,203	6,821	6,459	6,116	10^{-8}
5,3	5,790	5,481	5,188	4,911	4,648	4,398	4,161	3,937	3,724	3,523	10^{-8}
5,4	3,332	3,151	2,980	2,818	2,664	2,518	2,381	2,250	2,127	2,010	10^{-8}
5,5	1,899	1,794	1,695	1,601	1,512	1,428	1,349	1,274	1,203	1,135	10^{-8}
5,6	1,072	1,012	0,9548	0,9010	0,8502	0,8022	0,7569	0,7140	0,6735	0,6352	10^{-8}
5,7	5,990	5,649	5,326	5,021	4,734	4,462	4,206	3,964	3,735	3,519	10^{-9}
5,8	3,316	3,124	2,942	2,771	2,610	2,458	2,314	2,179	2,051	1,931	10^{-9}
5,9	1,818	1,711	1,610	1,515	1,425	1,341	1,261	1,186	1,116	1,049	10^{-9}
6,0	9,866	9,276	8,721	8,198	7,706	7,242	6,806	6,395	6,009	5,645	10^{-10}
6,1	5,303	4,982	4,679	4,394	4,126	3,874	3,637	3,414	3,205	3,008	10^{-10}
6,2	2,823	2,649	2,486	2,332	2,188	2,052	1,925	1,805	1,693	1,587	10^{-10}
6,3	1,488	1,395	1,308	1,226	1,149	1,076	1,009	0,9451	0,8854	0,8294	10^{-10}
6,4	7,769	7,276	6,814	6,380	5,974	5,592	5,235	4,900	4,586	4,292	10^{-11}
6,5	4,016	3,757	3,515	3,288	3,076	2,877	2,690	2,516	2,352	2,199	10^{-11}
6,6	2,055	1,922	1,796	1,678	1,568	1,465	1,369	1,279	1,195	1,116	10^{-11}
6,7	1,042	0,9731	0,9086	0,8483	0,7919	0,7392	0,6900	0,6439	0,6009	0,5607	10^{-11}
6,8	5,231	4,880	4,552	4,246	3,960	3,692	3,443	3,210	2,993	2,790	10^{-12}
6,9	2,600	2,423	2,258	2,104	1,960	1,826	1,701	1,585	1,476	1,374	10^{-12}
7,0	1,280	1,192	1,109	1,033	0,9612	0,8946	0,8325	0,7747	0,7208	0,6706	10^{-12}
7,1	6,238	5,802	5,396	5,018	4,666	4,339	4,034	3,750	3,486	3,240	10^{-13}
7,2	3,011	2,798	2,599	2,415	2,243	2,084	1,935	1,797	1,669	1,550	10^{-13}
7,3	1,439	1,336	1,240	1,151	1,068	0,9910	0,9195	0,8531	0,7914	0,7341	10^{-13}
7,4	6,809	6,315	5,856	5,430	5,034	4,667	4,326	4,010	3,716	3,444	10^{-14}
7,5	3,191	2,956	2,739	2,537	2,350	2,176	2,015	1,866	1,728	1,600	10^{-14}
7,6	1,481	1,370	1,268	1,174	1,086	1,005	0,9297	0,8600	0,7954	0,7357	10^{-14}
7,7	6,803	6,291	5,816	5,377	4,971	4,595	4,246	3,824	3,626	3,350	10^{-15}
7,8	3,095	2,859	2,641	2,439	2,253	2,080	1,921	1,773	1,637	1,511	10^{-15}
7,9	1,395	1,287	1,188	1,096	1,011	0,9326	0,8602	0,7934	0,7317	0,6747	10^{-15}
8,0	6,221	5,735	5,287	4,874	4,492	4,140	3,815	3,515	3,238	2,983	10^{-16}

Перелік рекомендованої літератури

1. Аналого-цифровые преобразователи. – Режим доступа: [www.URL: http://neo-chaos.narod.ru/useful/adc/adcs.pdf/](http://neo-chaos.narod.ru/useful/adc/adcs.pdf/) – 01.10.2019 г.
2. Болл Стюарт. Р. Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. / Р. Болл Стюарт. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2007. – 360 с.
3. Заславський. О.М. Адаптивна цифрова модель поширення сигналів у довгих лініях та розгалужених PL-мережах / О.М. Заславський, А.В. Сущевський // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. – 2015. – № 1.
4. Теория передачи сигналов: учебник для вузов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. – М.: Связь, 1980. – 288 с.
5. Иванова В.Г. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры: учеб. пособие / В.Г. Иванова, А.И. Тяжев. – Самара: ИУНЛ ПГУТИ, 2008. – 307 с.
6. Иващенко. П.В. Теория помехоустойчивости приема сигналов электросвязи: учеб. пособ. к изучению модуля 3 дисциплины «Теория связи» / П.В. Иващенко, Н.В. Незгазинская. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2012. – 86 с.
7. Измерительные преобразователи. – Режим доступа: [www.URL: http://literaturki.net/obschiy-razdel/metrologiya/745-19izmeritelnye-preobrazovateli/](http://literaturki.net/obschiy-razdel/metrologiya/745-19izmeritelnye-preobrazovateli/)–01.10.2019 г.
8. Исаков. В.Н. Статистическая теория радиотехнических систем. – Режим доступа: [www.URL: http://www.strts-online.narod.ru/](http://www.strts-online.narod.ru/)–01.10.2019 г.
9. Кожевников. В.Л. Основы збирання, обробки і передачі інформації. Теоретичні основи[Текст]: навч. посібник / В.Л. Кожевников, А.В. Кожевников. – 2-ге вид. – Д.: Національний гірничий університет, 2012. – 108 с.
10. Линии связи и каналы передачи данных. Модуль 1: Локальные вычислительные сети. Тема 1.2. Среда и методы передачи данных в вычислительных сетях. 1.2.2. Линии связи и каналы передачи данных. – Режим доступа: [www.URL: http://www.lessons-tva.info/edu/telecom-loc/mlt2_2loc.html/](http://www.lessons-tva.info/edu/telecom-loc/mlt2_2loc.html/)–01.10.2019 г.
11. Кухарчук. В.В. Комп'ютеризована система обліку електричної енергії: монографія / В.В. Кухарчук, О.М. Заславський. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 152 с.
12. Устройства и системы телемеханики. Часть 3. Интерфейсы (электрические характеристики): ГОСТ Р МЭК 870-3-93. –[Введен 01.01.95]. – 27 с. – Режим доступа: [www.URL: http://meganorm.ru/Data2/1/4294818/4294818012.pdf/](http://meganorm.ru/Data2/1/4294818/4294818012.pdf/) – 01.10.2019 г.
13. Отнес. Р. Прикладной анализ временных рядов. Основные методы. / Р. Отнес, Л. Эноксон. – М.: Мир, 1982. – 428 с.
14. Протоколы сотовой связи / RADCOR, Ltd. –1999. – Режим доступа: [www.URL: http://rpm.narod.ru/protocols/Cellular.pdf/](http://rpm.narod.ru/protocols/Cellular.pdf/) – 01.10.2019 г.
15. Сергиенко. А.Б. Аналоговая модуляция. – Режим доступа: [www.URL: http://matlab.exponenta.ru/communication/book3/index.php/](http://matlab.exponenta.ru/communication/book3/index.php/) – 01.10.2019 г.

16. Сергиенко. А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие / А.Б. Сергиенко. – СПб: БХВ-Петербург, 2011 – 768 с.
17. Теория сигналов и цепей / Web-версия учебного пособия. – Режим доступа: [www.URL: http://dee.karelia.ru/files/electro/Ps1.htm/](http://dee.karelia.ru/files/electro/Ps1.htm/) – 01.10.2019 г.
18. Фалько. А.И. Основные особенности сотовых сетей с кодовым разделением каналов. – Режим доступа: [www.URL: http://infosfera.sfo.ru/publications/id/506/](http://infosfera.sfo.ru/publications/id/506/) – 01.12.2018 г.
19. Хакен. Г. Синергетика / Г. Хакен. – М.: Мир, 1980. – 404 с.
20. Хома. В.В. Основи збору, передачі та оброблення інформації: навч. посіб. серія «Дистанційне навчання»/ В.В. Хома. – Л.: Видавництво Нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2007. – 312 с.
21. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи / Новосибирский государственный университет. – 2010. – Режим доступа: [www.URL: http://www.inp.nsk.su/students/radio/2013/TSANI/Lab4.pdf/](http://www.inp.nsk.su/students/radio/2013/TSANI/Lab4.pdf/) – 01.10.2019 г.
22. Цифровая модуляция и демодуляция сигнала / Уральский федеральный университет. – Режим доступа: [www.URL: http://media.ls.urfu.ru/510/1322/2969/](http://media.ls.urfu.ru/510/1322/2969/) – 01.10.2019 г.
23. Шеннон. К. Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон. – М.: Иностранная литература, 1963. – 827 с.
24. Энциклопедия АСУ ТП: 2 Промышленные сети и интерфейсы. – Режим доступа: [www.URL:http://www.bookasutp.ru/Chapter2_1.aspx/](http://www.bookasutp.ru/Chapter2_1.aspx/) – 01.10.2019 г.
25. Ярославский. Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. / Л.П. Ярославский. – М.: Сов. радио, 1979. – 312 с.

ЗМІСТ

Стор.

Передмова	3
ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ	9
1 Вступ до курсу	9
2 Елементи теорії інформаційних потоків	21
ПРИНЦИПИ ЗБИРАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	30
3 Аналогові сигнали	30
4 Дискретні сигнали	47
5 Детерміновані сигнали	63
6 Випадкові та псевдовипадкові сигнали	79
ПРИНЦИПИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ В КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ	95
7 Дискретизація та квантування сигналів	95
8 Відновлення безперервних сигналів за вибірковими дискретними вимірами	105
9 Цифро-аналогове (ЦАП) та аналого-цифрове перетворення (АЦП) інформації	115
10 Модуляція та демодуляція сигналів	137
ПРИНЦИПИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ ПО КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ	159
11 Загальні принципи багатоканального зв'язку в системах	159
12 Передача інформації циклічними кодами з виявленням помилок. Частина 1	175
13 Передача інформації циклічними кодами з виявленням помилок. Частина 2	184
14 Електромагнітна сумісність систем ЗППІ	193
15 Методи забезпечення завадостійкості систем збирання, перетворення та передачі інформації	203
16 Дротові та бездротові технології передачі сигналів. Частина 1	217
17 Дротові і бездротові технології передачі сигналів Частина 2	234
Додатки	255
Д1 Сигнали стандартних послідовних інтерфейсів	255
Д2 Вимоги до вірогідності передачі інформації за ГОСТ 26.205	286
Д3 Додатковий інтеграл ймовірності	287
Перелік рекомендованої літератури	289

Навчальне видання

Заславський Олександр Михайлович
Соснін Костянтин Володимирович
Зибалов Дмитро Сергійович
Славінський Дмитро В'ячеславович
Воскобойник Євген Костянтинович

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ ЗБИРАННЯ,
ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Підручник

Редактор Є.М. Ільченко

Підп. до друку 03.09.2019. Формат 30x42/4.
Папір офсет. Ризографія. Ум. друк. арк. 10,5.
Обл.-вид. арк. 12,3. Тираж 27 пр. Зам.

Підготовлено до друку та видруковано
В Національному технічному університеті
«Дніпровська політехніка»
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004 р.
49005, м. Дніпро, просп. Д.Яворницького, 19.