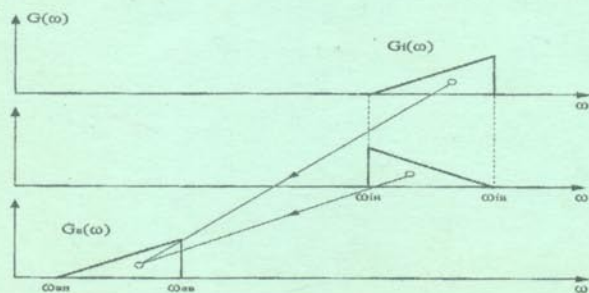
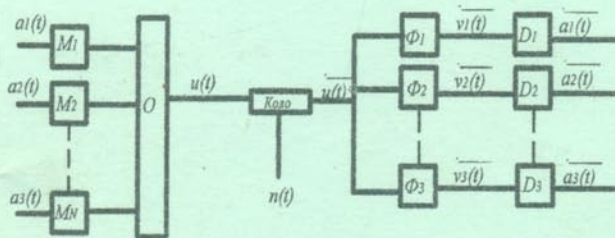


Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, О. В. Стальченко

ОСНОВИ ТЕОРІЇ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, О. В. Стальченко

ОСНОВИ ТЕОРІЇ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Навчальний посібник

Вінниця
ВНТУ
2010

УДК 621.391

ББК 32.811.2

Б21

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол №2 від 29 жовтня 2009р.)

Рецензенти:

Л. Н. Беркман доктор технічних наук, професор

В. А. Лужецький, доктор технічних наук, професор

О. В. Осадчук, доктор технічних наук, професор

Бортник, Г. Г.

Б21 Основи теорії багатоканального зв'язку : навчальний посібник / Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, О. В. Стальченко. Вінниця : ВНТУ, 2010.— 146 с.

Наведено теоретичні основи побудови багатоканальних систем електрозв'язку. Розглянуто основні методи розділення каналів, а саме частотний, часовий та кодовий. Викладені особливості та характеристики цифрових телекомунікаційних систем. Розглянуто узагальнені структури систем та мереж зв'язку.

Призначений для студентів спеціальностей "Телекомунікаційні системи та мережі" і "Технології та засоби телекомунікацій".

УДК 621.391

ББК 32.811.2

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ОЗНАЧЕННЯ	8
1.1 Повідомлення, сигнал, канал, система зв'язку	8
1.2 Узагальнена структура багатоканального зв'язку	10
2 ПЕРВИННІ СИГНАЛИ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ	15
2.1 Загальні характеристики сигналів	15
2.2 Телефонний (мовний) сигнал	20
2.3 Сигнал звукомовлення	25
2.4 Факсимільний сигнал	26
2.5 Телевізійний сигнал	27
2.6 Сигнал передачі даних	29
3 ПЕРЕТВОРЕННЯ НЕПЕРЕРВНИХ СИГНАЛІВ У ДИСКРЕТНІ	32
3.1 Форми подання сигналів	32
3.2 Загальна постановка задачі дискретизації	34
3.3 Способи відновлення неперервного сигналу	36
3.4 Критерії якості відтворення	37
3.5 Методи дискретизації за допомогою вибірок	38
3.6 Рівномірна дискретизація. Теорема Котельникова	40
3.7 Теоретичні та практичні аспекти використання теореми Котельникова	44
3.8 Квантування сигналів	47
3.9 Квантування сигналів при наявності завад	52
3.10 Геометрична форма подання сигналів	56
4 ЧАСТОТНЕ РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ	60
4.1 Основні методи модуляції при частотному розділенні каналів.....	60

4.2 Узагальнена структура багатоканальної системи зв'язку з ЧРК	62
4.3 Вибір методу формування каналних сигналів	66
4.4 Формування односмугових сигналів	72
4.5 Демодуляція односмугових сигналів	78
4.6 Спотворення в групових трактах систем зв'язку з ЧРК	80
5 ЧАСОВЕ РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ	86
5.1 Особливості часового розділення каналів	86
5.2 Вибір виду модуляції при ЧВРК	87
5.3 Перехідні впливи між каналами	94
5.4 Особливості побудови багатоканальних систем зв'язку з ЧВРК	100
6 БАГАТОКАНАЛЬНІ ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	104
6.1 Системи зв'язку на базі імпульсно-кодової модуляції	104
6.2 Диференціальна ІКМ в цифрових системах зв'язку	107
6.3 Дельта-модуляція у цифрових системах зв'язку	114
7 КОДОВЕ РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ	118
7.1 Особливості кодового розділення каналів	118
7.2 Шумоподібні сигнали в системах зв'язку з кодовим розділенням каналів	121
7.3 Завадостійкість систем з КРК	122
7.4 Прихованість систем з КРК	123
7.5 Принцип кодового розділення абонентів	124
7.6 Ефективність ААСЗ	125
7.8 Електромагнітна сумісність	128
8 ПРИНЦИПИ ОРГАНІЗАЦІЇ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ	131
8.1 Основні характеристики каналів зв'язку	131
8.2 Канал зв'язку як чотириполосник	134

8.3 Розв'язувальні пристрої в каналах зв'язку	136
ЛІТЕРАТУРА.....	145

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ААСЗ	Асинхронно-адресна система зв'язку
АІМ	Амплітудноімпульсна модуляція
АМ	Амплітудна модуляція
АЦО	Аналого-цифрове обладнання
ГО	Генераторне обладнання
ГТЧ	Генератор тактових імпульсів
ДІКМ	Диференціальна імпульсно-кодова модуляція
ДМ	Дельта-модуляція
ДП	Диференціальний підсилювач
ДС	Диференціальна система
ІКМ	Імпульсно-кодова модуляція
КОЛТ	Кінцеве обладнання лінійного тракту
КРК	Кодове розділення каналів
МСЕ	Міжнародний союз електрозв'язку
НРП	Необслуговувальний регенераційний пункт
ОБС	Одна бічна смуга
ОМ	Односмугова модуляція
ОРП	Обслуговувальний регенераційний пункт
ПО	Пристрій об'єднання
ПЧ	Перетворювач частоти
СКВ	Сигнали керування і взаємодії
СП	Система передачі
ТЧ	Тональна частота
ФІМ	Фазоімпульсна модуляція
ФІС	Формувач імпульсів синхронізації
ФМ	Фазова модуляція
ФНЧ	Фільтр нижніх частот
ФПЧ	Фільтровий перетворювач частоти
ЧВРК	Часове розділення каналів
ЧІМ	Частотно-імпульсна модуляція
ЧМ	Частотна модуляція
ЧРК	Частотне розділення каналів
ШІМ	Широтно-імпульсна модуляція
ШПС	Шумоподібний сигнал

Передавання інформації від джерела до одержувача є основною задачею телекомунікаційних систем і мереж.

Однією з найголовніших задач при побудові Взаємозв'язаної мереж зв'язку України є ефективне використання систем електрозв'язку. Під системами електрозв'язку слід розуміти сукупність технічних засобів та середовища поширення, що призначені для передавання сигналів електрозв'язку.

Великий об'єм та різноманітність джерел інформації потребують максимального здешевлення каналів та устаткування зв'язку. А високий рівень завад потребують використання спеціальних методів захисту каналів передачі інформації. Тому розвиток систем зв'язку йде у напрямку створення високоефективних багатоканальних телекомунікаційних.

Основною особливістю сучасного етапу розвитку теорії багатоканального електрозв'язку є використання системного підходу до оцінювання ефективності передачі інформації. При цьому підході враховують усі чинники, що впливають на досягнення мети передачі інформації та виконання системою чи мережею зв'язку основних задач. Мету та задачі, що розв'язуються системою електрозв'язку, розглядають з урахуванням їх впливу на інші системи, на навколишнє середовище й особливо на систему більш високого ієрархічного рівня.

Можна визначити одну з двох головних цілей функціонування систем електрозв'язку: забезпечення максимальної кількості переданої інформації при фіксованих витратах і забезпечення необхідної якості передачі при мінімальних витратах. І в тому, і в іншому випадку необхідно оцінити техніко-економічну ефективність системи з урахуванням її надійності та інших чинників, що впливають на якість передачі інформації.

При виборі комплексного показника техніко-економічної ефективності системи враховують те, що він повинен мати прямий зв'язок з її цільовим призначенням, об'єктивно характеризувати основні властивості, бути чутливим до зміни визначальних параметрів системи і поряд з цим повинен бути досить простим, щоб ним можна було користуватися. Труднощі полягають ще й у тому, що не всі цілі системи можна адекватно відобразити в кількісній формі. Наприклад, важко виміряти ступінь задоволення потреб людей у спілкуванні за допомогою засобів зв'язку,

Розробка та дослідження комплексних й інтегральних показників якості передачі інформації - одна з важливих і актуальних проблем. Їй приділяється велика увага, і в цьому напрямку отримані конкретні результати.

Виникнення цілісної теорії електрозв'язку пов'язано з появою в 1948 р. роботи американського ученого К. Шеннона "Математична теорія

зв'язку". Елементи теорії передачі сигналів розглядались в роботах Р. Хартлі, який в 1928 р. запропонував кількісну міру оцінки інформації.

В 1933р. В. О. Котельников запропонував метод подання неперервних сигналів у вигляді дискретних, а в 1946р. розробив теорію оптимального приймання інформації.

Подальший розвиток теорії передачі сигналів знайшов у працях українських вчених А. Г. Зюко та І. В. Кузьміна.

Даний навчальний посібник містить вісім розділів.

Зокрема, перший розділ знайомить читача з основними поняттями та визначеннями в теорії багатоканального електрозв'язку. Другий розділ присвячено аналізу основних параметрів та характеристик первинних сигналів електрозв'язку. У третьому розділі наведено методи перетворення неперервних сигналів у дискретні. В четвертому та п'ятому розділах подано особливості відповідно частотного та часового розділення каналів. В шостому розділі розглянуто основні методи побудови цифрових багатоканальних систем передачі інформації. У сьомому розділі виконано аналіз ефективності систем електрозв'язку на базі кодового розділення каналів. В останньому розділі наведено основні принципи організації каналів зв'язку в багатоканальних системах передачі інформації.

1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ОЗНАЧЕННЯ

1.1 Повідомлення, сигнал, канал, система зв'язку

Зв'язок є процесом передавання повідомлень від джерела до отримувача. Повідомленням називають сукупність відомостей про стан будь-якого матеріального об'єкта. Джерело і адресат повідомлень розділені певним середовищем, в якому джерело створює збурення, які відображають повідомлення та сприймаються адресатом. Сигнал це матеріальний носій повідомлень.

Ці означення цілком ігнорують змістовий склад повідомлень, тобто, увага концентрується лише на описанні більшості станів будь-якого фізичного об'єкта. Однак повнота та детальність відомостей, які необхідно доставити адресату, інакше кажучи, вимоги до якості зв'язку, значною мірою визначаються змістом, який передається повідомленнями, та їх важливістю, з точки зору досягнення деяких цілей.

Сукупність технічних засобів, що забезпечують передачу повідомлень від джерела до адресата, називається каналом зв'язку. Обране для передачі повідомлення і відповідний йому сигнал адресату завчасно невідомі. Тому сигнал, що передається у кожному конкретному випадку, слід розглядати як реалізацію деякого випадкового процесу. Окрім сигналу, що передається, в каналі завжди присутні сторонні збурення різноманітного походження, які впливають на корисний сигнал і заважають точному відтворенню повідомлення адресатом. Ці сторонні збурення називаються завадами.

Для передавання різного роду повідомлень широко застосовуються електричні сигнали – електромагнітні коливання, зміни параметрів яких відображають повідомлення, що передаються. Електричні сигнали мають ряд суттєвих переваг перед сигналами іншої фізичної природи – вони можуть передаватись на досить великі відстані, їх форму можна перетворювати відносно простими технічними засобами, швидкість їх поширення близька до швидкості світла.

Передача повідомлень за допомогою електричних сигналів називається електрозв'язком. Існують різні види електрозв'язку – телефонний, відеотелефонний, телеграфний, передача даних та ін. Комплекс технічних засобів, які забезпечують передачу сигналів електрозв'язку, називається системою електрозв'язку.

Каналом передачі називається сукупність технічних засобів і середовища поширення, які забезпечують передачу електромагнітних сигналів, обмежених за потужністю в певній смузі частот, або з певною швидкістю передачі, а системою передачі називається сукупність технічних засобів, що забезпечують формування каналів передачі.

Джерела повідомлень і відповідні повідомленням сигнали поділяють на дискретні та неперервні. Якщо джерело повідомлень протягом кінцевого проміжку часу може знаходитись у заданому числі станів і, відповідно, багато повідомлень, створюваних за цей час джерелом, є кінцевими, то таке джерело називається дискретним. Дискретним називається, наприклад джерело, що створює повідомлення у вигляді послідовності літер, цифр або взагалі у вигляді послідовності інших символів (знаків), причому число цих символів є скінченним. Кожному із символів можна поставити у відповідність деяке фіксоване значення сигналу, наприклад, певне значення електричної напруги. У цьому випадку сигнал, який відображає дискретне повідомлення, з математичної точки зору являє собою кусково-постійну функцію з скінченним числом рівнів, причому проміжки часу між моментами зміни значення рівня кратні деякому інтервалу t_T , який називається тактовим. Одна з можливих реалізацій дискретного сигналу показана на рисунку 1.1, а.

Неперервним (аналоговим) називається джерело, яке за кінцевий інтервал часу може створити нескінченну кількість повідомлень. Прикладами неперервних повідомлень можуть слугувати мова, музика, зміни температури певного об'єкта, зміна атмосферного тиску і т. і. Неперервні повідомлення та відповідні їм сигнали являють собою неперервні функції часу (рисунок 1.1, б).

Системи передачі дискретних повідомлень називаються дискретними; системи, які використовуються для передачі неперервних повідомлень називаються неперервними або аналоговими.

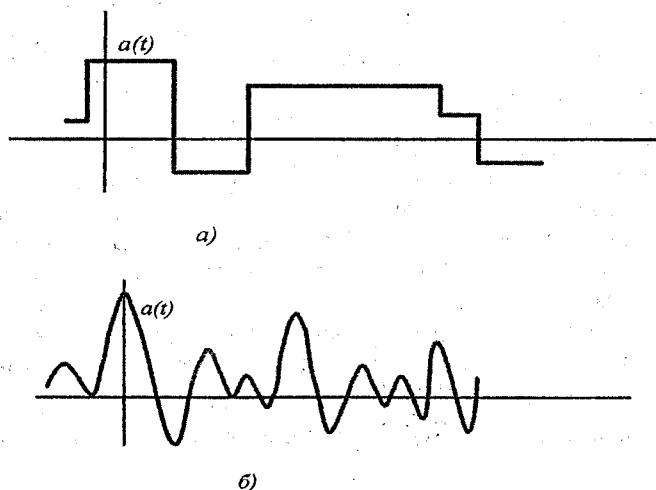


Рисунок 1.1 - Дискретний (а) та аналоговий (б) сигнали

1.2 Узагальнена структура багатоканального зв'язку

Найбільш складною частиною системи електричного зв'язку є лінія передачі. У більшості випадків, в силу технічних та економічних міркувань, виникає необхідність передавати по одному колу одночасно і незалежно велику кількість повідомлень, тобто створювати в одному колі велике число незалежних каналів.

Системою N-канального зв'язку називається сукупність технічних засобів, які забезпечують одночасну та незалежну передачу повідомлень від N джерел до N одержувачів по одному колу зв'язку. До передавача N-канальної системи зв'язку підводяться первинні сигнали від N джерел повідомлень. Ці сигнали піддаються спеціальній обробці та об'єднуються в загальний груповий сигнал, який спрямовується в коло зв'язку. У приймальній частині системи з групового сигналу виділяються індивідуальні сигнали окремих каналів, відповідні до повідомлень, які передаються.

При побудові багатоканальних систем зв'язку однією з основних є задача розділення (селекції сигналів). Відомі в сучасній техніці зв'язку методи розділення сигналів можна розділити на дві групи.

До першої групи відносяться методи, які не потребують перетворення форми первинних сигналів, що надходять на входи каналів N-канальної системи; розділення базується на використанні так званих розв'язувальних 2N-полосників. Їх особливість полягає в тому, що при підключенні джерела енергії до однієї з пар полюсів струми, що виникають у гілках схеми, створюють відмінну від нуля різницю потенціалів тільки в одній парі полюсів, в той час як в усіх інших парах полюсів вона залишається рівною нулю. Прикладом розв'язуючого 2N-полосника (при $N = 2$) може слугувати зрівноважений міст. За допомогою розв'язуючих 2N-полосників можна побудувати апаратуру лише з невеликим числом каналів, тому методи першої групи відіграють допоміжну роль.

Методи другої групи потребують перетворення первинних сигналів, яке полягає в тому, що в передавальній частині системи окремих каналів наділяються деякими заздалегідь обумовленими ознаками, які повинні бути такими, щоб у приймальній частині системи сигнали могли бути розрізнені та розділені.

Структура такої системи N-канального зв'язку подана на рисунку 1.2. Первинні сигнали $a_1(t), a_2(t), \dots, a_N(t)$, що надходять до передавальної частини системи, перетворюються пристроями $M_1, M_2, \dots, M_N$. Сигнали на виходах цих пристроїв $v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t)$ називаються каналними.

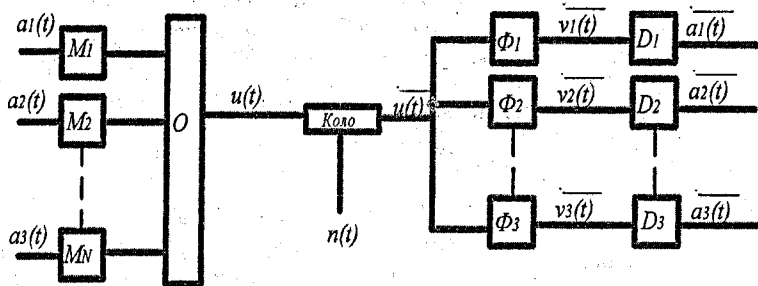


Рисунок 1.2 – Структура багатоканальної системи зв'язку

Для аналітичного опису цього перетворення введемо до розгляду оператори $M_i, i = \overline{1, N}$, що пов'язують вхідні a_i та вихідні $v_i(t)$ сигнали перетворювачів M_i . Тепер можна записати

$$v_i(t) = M_i[a_i(t)]_{i=1}^N. \quad (1.1)$$

У процесі перетворення (1.1) необхідно розв'язати два завдання. По-перше, кожен з каналних сигналів $v_i(t), i = \overline{1, N}$ потрібно наділити сукупністю фізичних ознак (перший індекс — номер ознаки, другий — номер каналу), що відрізняють його від інших каналних сигналів; ці ознаки (або параметри) можна назвати розділовими. По-друге, необхідно сформувати каналні сигнали так, щоб в них містились передані повідомлення, тобто відомості про форму первинних сигналів, що надходять на входи каналів.

Груповий сигнал $u(t)$ є об'єднанням каналних сигналів. Позначимо оператор об'єднання через O . Тоді

$$u(t) = O[v_i(t)]_{i=1}^N. \quad (1.2)$$

Зокрема, груповий сигнал можна отримати підсумовуванням каналних сигналів

$$u(t) = \sum_{i=1}^N v_i(t). \quad (1.3)$$

Такі системи назвемо адитивними. Системи, у яких для формування групового сигналу застосовуються інші операції (не підсумовування), будемо називати комбінаційними. У сучасному багатоканальному зв'язку використовують у більшості випадків адитивні системи.

Груповий сигнал, проходячи через елементи системи передачі, піддається дії спотворень - лінійних і нелінійних. Крім того, на сигнал накладаються завади. Тому сигнал, що надходить на вхід приймальної частини системи, відрізняється від сигналу $u(t)$. Введемо такі позначення: $\tilde{u}(t)$ - сигнал на вході приймальної частини системи, L - оператор, що характеризує лінійні спотворення; Z - оператор, що характеризує нелінійні спотворення; і $n(t)$ - адитивна завада.

Якщо спотворення малі, тобто мале відхилення $\tilde{u}(t)$ від $u(t)$, то коло можна подати у вигляді паралельного з'єднання двох чотириполосників. Один з них вносить тільки лінійні спотворення, тобто характеризується оператором L , інший створює тільки нелінійні спотворення та характеризується оператором Z . Тоді

$$\tilde{u}(t) = L[u(t)] + Z[u(t)] + n(t) \quad (1.4)$$

Оператор L можна подати в такий спосіб. Якщо відомо імпульсну реакцію кола $g_L(t)$, тобто, використовуючи інтеграл Дюмеля, отримаємо

$$L[u(t)] = \int_{-\infty}^t g_L(t-\tau) \cdot u(\tau) d\tau. \quad (1.5)$$

Якщо задана комплексна частотна характеристика (передавальна функція) кола $H_L(\omega)$, то позначаючи спектр групового сигналу через $S_u(i\omega)$, одержимо спектр сигналу на виході ланцюга $\tilde{S}(i\omega) = S_u(i\omega)H_L(i\omega)$. Переходячи від спектра до функції часу, тобто застосовуючи зворотне перетворення Фур'є, знаходимо

$$L[u(t)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_u(i\omega) H_L(i\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.6)$$

Якщо лінійних спотворень немає, то $H_L(\omega) = 1$ та $L[u(t)] = u(t)$.

Вирази (1.5) і (1.6) характеризують систему з постійними параметрами (непараметричну). Якщо параметри системи змінюються в часі, тобто мають місце мультиплікативні завади, то імпульсна реакція має вигляд $g_L(t, \tau)$ а передатна функція $H_L(\omega, \tau)$.

Оператор Z можна подати в різній формі. Однак форма подання, що найчастіше зустрічається, має такий вигляд

$$Z[u(t)] = a_2 u^2(t) + a_3 u^3(t) + \dots = \sum_{n=2}^{\infty} a_n u^n(t). \quad (1.7)$$

При відсутності нелінійних спотворень всі $a_n = 0$ й $Z[u(t)] = 0$.

Перейдемо до опису роботи приймальної частини системи. Позначимо через Φ_i оператори фільтрації та через $\tilde{v}_i(t)$ сигнали на виходах роздільників. З урахуванням цих позначень

$$\tilde{v}_i(t) = \Phi_i[\tilde{u}(t)]. \quad (1.8)$$

Фільтруючі пристрої в приймачі можуть бути як лінійними, так і нелінійними чотириполюсниками, відповідно оператори Φ_i будуть лінійними та нелінійними. Система передачі називається лінійною, чи системою з лінійним розділенням каналів, якщо розділювальні пристрої лінійні; у протилежному випадку система називається нелінійною.

Відновлення первинних сигналів виконується за допомогою пристроїв D_i . Вводячи відповідні оператори й позначаючи через $\tilde{a}_i(t)$ сигнали на виходах каналів, одержуємо

$$\tilde{a}_i(t) = D_i[\tilde{v}_i(t)]. \quad (1.9)$$

Видно, що чим менше сигнал $\tilde{a}_i(t)$ на виході i -го каналу відрізняється від сигналу $a_i(t)$ на його вході, тим вища якість зв'язку. Доцільно ввести деяку числову оцінку якості зв'язку – деякий критерій правильності передачі, що являє собою функціонал від різниці сигналів із входу й виходу каналу,

$$e_i = F[a_i(t) - \tilde{a}_i(t)]. \quad (1.10)$$

Цей критерій, тобто вид функціонала F визначається тими вимогами, які висуваються до передачі даного виду повідомлень. Так, при передачі аналогових (неперервних) повідомлень часто застосовують критерії середньоквадратичного відхилення

$$e_i^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [a_i(t) - \tilde{a}_i(t)]^2 dt, \quad (1.11)$$

де T – тривалість сигналу.

При передачі дискретних повідомлень критерієм правильності звичайно слугує ймовірність помилки $e = p_{\text{пом}}$, тобто ймовірність неправильного відновлення переданого символу. Такі способи оцінювання називаються прямими. Можливий інший підхід до оцінювання якості

зв'язку — за характеристиками та параметрами каналів (частотною, амплітудною, величиною рівня завад і т. і.). Таке оцінювання називається непрямим. Непрямі методи оцінювання більш зручні в експлуатації й тому широко застосовуються на практиці. Прямі методи, як правило, більш зручні в теоретичних дослідженнях.

Тепер можна визначити основні задачі теорії і техніки багатоканального зв'язку. При дослідженні та розробці багатоканальних систем зв'язку зазвичай відомі властивості первинних сигналів, число каналів системи та характеристики лінії зв'язку та завад, тобто оператори, L , Z і статичні характеристики завади $n(t)$. Теорія багатоканального зв'язку повинна вказати клас каналних сигналів, які забезпечують принципову можливість їх розділення, і визначити вид операторів M , O , F і D , тобто властивості перетворювачів передачі, прийому та фільтруючих пристроїв. Задача проектування (розробки) багатоканальної системи полягає в підборі класу каналних сигналів та операторів M , O , F і D , що мінімізують відхилення $\tilde{a}_i(t)$ від $a_i(t)$ з точки зору прийнятого критерію правильності ϵ . Повинні бути також вказані шляхи технічної реалізації відповідних пристроїв.

Контрольні запитання

1. Що таке інформація, повідомлення, сигнал?
2. Дайте означення поняття „детерміновані сигнали”.
3. Що таке математична модель сигналу?
4. Перерахуйте елементарні детерміновані сигнали.
5. Навести класифікацію типів завад за способом їх утворення?
6. Що таке адитивні та мультиплікативні завади?
7. Які існують методи боротьби із завадами в багатоканальних системах зв'язку?
8. Пояснити принцип суперпозиції з точки зору теорії передачі сигналів.
9. Пояснити особливості усіх складових багатоканальної системи електрозв'язку[1-4].

2 ПЕРВИННІ СИГНАЛИ ЕЛЕКТРОВ'ЯЗКУ

2.1 Загальні характеристики сигналів

Первинні сигнали, які відповідають повідомленням різної природи, є випадковими процесами. Тому наведемо деякі поняття та означення з теорії випадкових процесів і теорії інформації, що будуть використані в подальшому.

Випадковим процесом називається функція аргументу t , значення якої є випадковими величинами. Випадкові процеси характеризуються n -вимірними функціями розподілу ймовірностей. Однак багатовимірні функції розподілу ймовірностей практично можуть бути отримані лише в результаті надзвичайно складної та трудомісткої обробки дуже великої кількості реалізацій випадкового процесу. Використання багатовимірних функцій розподілу для розрахунків пов'язане також з необхідністю виконання складних обґрунтувань.

Разом з тим ряд практичних задач можна розв'язувати, знаючи простіші, хоча й менш повні, характеристики випадкового процесу - числові характеристики або середні значення (математичні очікування).

Середнє значення $M[a(t)] = \overline{a(t)}$ випадкового процесу визначається виразом

$$\overline{a(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x w(x, t) dx, \quad (2.1)$$

де $w(x, t)$ одновимірна густина ймовірності, а риска над функцією означає усереднення за множиною.

Аналогічно можна знайти середнє значення квадрата випадкового сигналу:

$$P_{cp} = \overline{a^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 w(x, t) dx. \quad (2.2)$$

Величина P_{cp} має фізичний зміст середньої потужності, що розвиває випадковий сигнал $a(t)$ на резисторі опором 1 Ом у момент часу t . Додатне значення квадратного кореня із цієї величини називається середньоквадратичним значенням випадкового процесу:

$$\sigma(t) = \sqrt{P_{cp}(t)}. \quad (2.3)$$

Дисперсія випадкового процесу є мірою розкиду його значень біля середнього

$$D[a(t)] = \overline{[a(t) - \overline{a(t)}]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x - \overline{a(t)}]^2 w(x, t) dx; \quad (2.4)$$

якщо $\overline{a(t)} = 0$, то $D[a(t)] = P_{\varphi}(t) = \sigma^2(t)$.

Введені вище середні значення приблизно характеризують випадковий процес в окремі моменти часу, але не відображають зв'язок між його значеннями в різні моменти часу. Зв'язок між значеннями $a(t)$ й $\overline{a(t)}$ оцінюється кореляційною функцією

$$B(t_1, t_2) = \overline{[a(t_1)a(t_2)]} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 w(x_1, x_2, t_1, t_2) dx_1 dx_2, \quad (2.5)$$

де $w(x_1, x_2, t_1, t_2)$ - двовимірна густина ймовірності випадкового процесу.

Велике значення в теорії сигналів мають стаціонарні ергодичні випадкові процеси. Стаціонарними називаються випадкові процеси, для яких одновимірна функція розподілу не залежить від часу $w(x, t) = w(x)$, а двовимірна густина ймовірності залежить тільки від різниці $|t_1 - t_2| = \tau$: $w(x_1, x_2, t_1, t_2) = w(x_1, x_2, \tau)$.

З формул (2.1) і (2.2) видно, що середнє та середньоквадратичне значення стаціонарних процесів не залежать від часу, тобто є постійними величинами, а з формули (2.5) – що функція кореляції залежить від τ .

Властивість ергодичності полягає в тому, що середні за множиною з імовірністю «одиниця» були рівні середньому за часом узятим для будь-якої реалізації.

Позначаючи усереднення за часом хвилястою лінією зверху, властивість ергодичності можна записати у вигляді

$$\overline{a(t)} = \tilde{a}(\tilde{t}) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a(t) dt = a; \quad (2.6)$$

$$P_{\varphi} = a^2 = \overline{a^2(t)} = \tilde{a}^2(\tilde{t}) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a^2(t) dt; \quad (2.7)$$

$$B(\tau) = \overline{a(t_1)a(t_2)} = \tilde{a}(\tilde{t}_1)\tilde{a}(\tilde{t}_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a(t)a(t-\tau) dt. \quad (2.8)$$

З виразів (2.7) і (2.8) видно, що при $\tau = 0$, $B(0) = \sigma^2$. За фізичним змістом a - постійна складова процесу, $B(0) = \sigma^2$ - його повна потужність. Якщо $a = 0$, то, як слідує з (2.4), дисперсія дорівнює σ^2 , тобто потужності процесу.

В теорії випадкових процесів вводиться досить важливе поняття енергетичного спектра випадкового процесу, що знаходиться за формулою

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} B(\tau) \cos \omega \tau d\tau, \quad (2.9)$$

тобто функції, що являє собою косинус-перетворення Фур'є кореляційної функції. Можна записати зворотнє косинус-перетворення

$$B(\tau) = \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (2.10)$$

Функція $G(\omega)$ є спектральною густиною середньої потужності процесу, тобто потужністю, зосередженою в нескінченно малій смузі частот $d\omega$. Потужність, зосереджену в заданій смузі частот між ω_1 і ω_2 , визначають інтегруванням функції $G(\omega)$ у відповідних межах:

$$P_{1,2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (2.11)$$

Теорія стаціонарних процесів порівняно проста. Але на практиці доводиться мати справи із процесами нестаціонарними: до них відноситься ряд сигналів зв'язку. Середні значення нестаціонарних процесів, отримані усередненням за множиною, є функціями часу (див. (2.1) — (2.5)). Для усунення цієї залежності потрібно зробити повторне усереднення за часом. Отримані в такий спосіб значення характеризують певний середньостатистичний сигнал; їх можна розглядати як характеристики стаціонарного ергодичного випадкового процесу, лише "у середньому" відповідаючому нестаціонарному процесі. Так, щоб знайти середньостатистичне середнє значення a_{cp} нестаціонарного процесу, необхідно функцію $\overline{a(t)}$, отриману з формули (2.1), усереднити за часом

$$a_{cp} = \overline{a(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T \overline{a(t)} dt. \quad (2.12)$$

Аналогічно розраховуються середня потужність P_{cp} та кореляційна функція $B_{cp}(\tau)$ нестационарного процесу. Середню спектральну густину нестационарного процесу $G_{cp}(\omega)$ можна визначити за формулою (2.9), підставляючи значення середньої кореляційної функції.

Миттєва потужність сигналів зв'язку може приймати різні значення у досить широких межах. Щоб охарактеризувати ці межі, вводять поняття динамічного діапазону та пік-фактора. Динамічний діапазон сигналу в децибелах визначається за виразом

$$D = 10 \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right), \quad (2.13)$$

де $P_{\max}$ - максимальне значення миттєвої потужності;

$P_{\min}$ - мінімальне значення миттєвої потужності.

Під $P_{\max}$ зазвичай розуміють значення миттєвої потужності сигналу, ймовірність перевищення якого досить мала (наприклад, дорівнює 0,01). Величину цієї ймовірності вказують для кожного конкретного сигналу. За мінімальну потужність сигналу можна прийняти величину, що дорівнює допустимій середньоквадратичній похибці.

Пік-фактором сигналу Q називається відношення його максимальної потужності до середньої. У логарифмічних одиницях

$$Q = 10 \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{cp}} \right). \quad (2.14)$$

В деяких випадках динамічний діапазон та пік-фактор визначають не в логарифмічних одиницях, а в абсолютних одиницях («в разях»).

Досить важливим параметром сигналу є також кількість інформації l , яка переноситься ним за одиницю часу (інформаційна ємність сигналу).

Спочатку розглянемо цифрові сигнали, які являють собою послідовності імпульсів з детермінованим тактовим інтервалом, амплітуди яких можуть приймати деяку кінцеву кількість дозволених значень (рівнів).

Введемо такі позначення: l - кількість дозволених рівнів; T_T - період імпульсної послідовності (тактовий інтервал); $F_T = 1/T_T$ - тактова частота, чисельно дорівнює швидкості передачі, тобто числу імпульсів за секунду; p_i - ймовірність появи сигналу з i -м рівнем.

На рисунку 2.1 зображена реалізація такого сигналу при $l=4$.

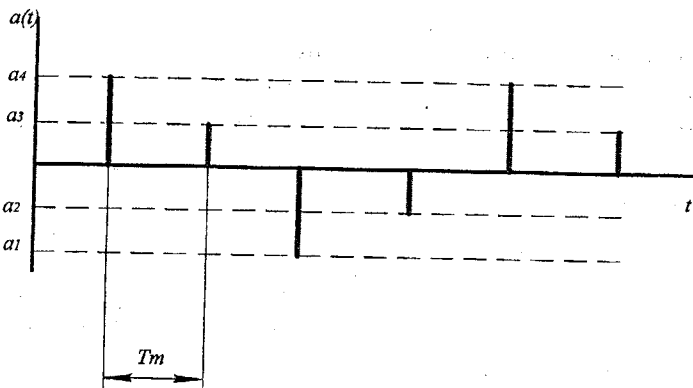


Рисунок 2.1 – Реалізація цифрового сигналу при $l=4$

Нехай імпульси з різними рівнями статистично незалежні. У такому випадку

$$l_y = -F_T \sum_{i=1}^l p_i \log p_i, \quad (2.15)$$

де l_y - кількість інформації, яка міститься у цифровому сигналі.

Якщо імпульси різних рівнів рівномірні, тобто якщо $p_i = 1/l$, то

$$l_y = F_T \log_2 l. \quad (2.16)$$

Формула (2.16) оцінює інформаційну ємність цифрового сигналу зверху.

Перейдемо тепер до аналогових сигналів. При розрахунку середньої кількості інформації l_a , яка переноситься аналоговим сигналом за одиницю часу (секунду), потрібно мати на увазі такі дві принципово важливі обставини.

1. Спектр аналогових первинних сигналів практично зосереджений в деякій обмеженій смузі частот від 0 до F_B . Відповідно до теореми Котельнікова такі сигнали (тобто сигнали з обмеженим спектром) можуть бути подані послідовністю своїх відліків (миттєвих значень), які слідують один за одним через інтервал дискретизації $T_d = \frac{1}{2} F_B$, тобто частотою дискретизації $F_d = 2F_B$.

2. Немає необхідності абсолютно точно відтворювати у адресата

значення відліків первинного сигналу; допустима деяка похибка відтворення, яка визначається характером повідомлення, що передається і необхідною якістю зв'язку, тобто значенням необхідного критерію правильності. Позначимо через $\widetilde{a(t)}$ сигнал, який забезпечує задану якість зв'язку. Тоді допустима похибка $e(t) = a(t) - \widetilde{a(t)}$, а середньоквадратичне відхилення прийнятого сигналу від переданого

$$e^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [a(t) - \widetilde{a(t)}]^2 dt,$$

де T - час передачі сигналу. Функцію $e(t)$ можна розглядати як своєрідну заваду, а середньоквадратичне відхилення e^2 - як середню за час T потужність цієї завади P_e , допустиме значення якої може бути експериментально визначене для повідомлень різного виду.

Враховуючи ці дві обставини, аналоговий сигнал можна замінити цифровим сигналом – послідовністю імпульсів, слідує один за одним з частотою дискретизації $F_d = 2F_B$, і числом дозволених рівнів l_c , що залежить від відношення середньої потужності сигналу P_{cp} до потужності завади P_e . В теорії передачі сигналів доводиться, що

$$l_c = \sqrt{1 + P_{c.cp} / P_e}.$$

Підставляючи цей вираз в (2.16) замість l , знайдемо

$$l_a = F_B \log_2 \left(1 + \frac{P_{c.cp}}{P_e} \right). \quad (2.17)$$

Формула (2.17) оцінює кількість інформації зверху, яка міститься в аналоговому сигналі.

2.2 Телефонний (мовний) сигнал

Звуки мови утворюються в результаті проходження повітряного потоку з легень через голосові зв'язки, порожнини рота та носові порожнини. Частота імпульсів основного тону мови лежить в межах від 50-80 Гц (дуже низький голос – бас) до 200-250 Гц (жіночі та дитячі голоси). Імпульси основного тону містять велике число гармонік (до 40), причому амплітуди гармонік зменшуються із збільшенням частоти зі швидкістю приблизно 12дБ/октаву. При розмові частота основного тону змінюється в значних межах, особливо при переході від голосних звуків до приголосних і навпаки.

Мова є нестаціонарним випадковим процесом. Первинні мовні сигнали, які формуються електроакустичними перетворювачами – мікрофонами, являють собою реалізацію цього нестаціонарного процесу. Статистичні характеристики мовного сигналу одержують усередненням результатів вимірювань як за часом, так і за множиною. Наведемо деякі допущення та означення згідно з рекомендаціями Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ).

Потужність телефонного (мовного) сигналу у всіх ділянках вважається активною. Позначимо через $P_{\text{млф}}$ потужність сигналу одного абонента на опорі навантаження 1 Ом, усереднену за час спостереження T_n . Величина

$$U = \sqrt{P_{\text{млф}}} = \sqrt{\frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} C_{\text{млф}}^2(t) dt} \quad (2.18)$$

називається діючою (середньоквадратичною) напругою сигналу, а величина

$$y = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{млф}}}{P_0} \right) = 20 \lg \left(\frac{U}{U_0} \right) \quad (2.19)$$

називається динамічним рівнем (воломом) сигналу. Тут $P_0 = 1 \text{ мВт}$, $U_0 = 0,775 \text{ В}$ при опорі навантаження 600 Ом.

Відповідно до рекомендацій МСЕ динамічний рівень сигналу (волом) вимірюється спеціальним вольтметром (волюметром), що забезпечує квадратичний закон підсумовування коливань різних частот; час інтегрування приймається рівним 200 мс.

Одна зі специфічних особливостей телефонного зв'язку полягає в тому, що мовний сигнал надходить в канал зв'язку не безперервно. Окремі слова й фрази розділяються паузами різної тривалості. Крім того, при двосторонньому зв'язку кожен з абонентів у середньому розмовляє лише протягом 50% часу заняття каналу. Для кількісної оцінки цієї особливості вводиться поняття коефіцієнта активності телефонного джерела η , що дорівнює відношенню часу, протягом якого потужність сигналу на вході каналу перевищує задане граничне значення, до загального часу заняття каналу для розмови. Як граничний приймають рівень, що дорівнює – 40 дБп0. Дослідження особливостей телефонних сигналів показало, що середня величина коефіцієнта активності η близька до 0,25-0,35. Це значення використовується в розрахунках.

Велика кількість досліджень присвячена вивченню одновимірної функції розподілу миттєвих значень мовного сигналу. Якщо не брати до уваги розподіл миттєвих значень в області пауз, то одновимірна густина ймовірності мови може бути подана у вигляді

$$w(u) = \frac{\eta K_a}{2\Gamma(a)U} \left(K_a \frac{|u|}{U} \right)^{a-1} \cdot e^{-\frac{K_a|u|}{U}} + (1+\eta)\delta(u), \quad (2.20)$$

де η – коефіцієнт активності;

$a > 0$ – параметр, що залежить від якості абонентського тракту, в основному від якості мікрофона, причому для вугільного мікрофона $a \approx 0,2$;

$$K_a = \sqrt{a(a+1)};$$

$\Gamma(a)$ – гамма-функція;

$\delta(u)$ – дельта-функція Дірака.

Одновимірною густиною ймовірності динамічних рівнів (волюмів) різних абонентів близька до нормальної.

$$w(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \cdot e^{-\frac{(y-y_0)^2}{2\sigma_y^2}}. \quad (2.21)$$

Згідно з даними МСЕ середня потужність телефонного сигналу на інтервалах активності становить 38 мкВт в точці з нульовим вимірювальним рівнем. При цьому $y_0 = -10,6$ дБп0; величина середньоквадратичного відхилення волюма становить 4 – 5 дБ. З урахуванням коефіцієнта активності $\eta = 0,25$ середня потужність телефонного сигналу в точці з нульовим вимірювальним рівнем у годину найбільшого навантаження (ГНН) складе $P_{cp} = \eta \cdot 88 = 22$ мкВт. Крім мовних сигналів, у канал надходять сигнали керування - набору номера, виклику і т.і. З урахуванням цих сигналів приймають, що середня потужність телефонного сигналу в точці з нульовим вимірювальним рівнем становить 32 мкВт, що відповідає рівню $P_{cp} = -15$ дБп0. Динамічний діапазон мовного сигналу $D_{\mu} = 35 - 40$ дБ, пік-фактор $Q \approx 14$ дБ. При цьому максимальна потужність, імовірність перевищення якої мала, дорівнює 2220 мкВт (+3,5 дБп0). Енергетичний спектр мовного сигналу показаний на рис. 2.2. Тут $\beta = 10 \lg \left(\frac{\Pi^2(f)}{\Pi_0^2} \right) \Delta f$, де $\Pi^2(f)$ – спектральна густина середнього квадрата звукового тиску; Π_0 – поріг чутності; $\Delta f = 1$ Гц.

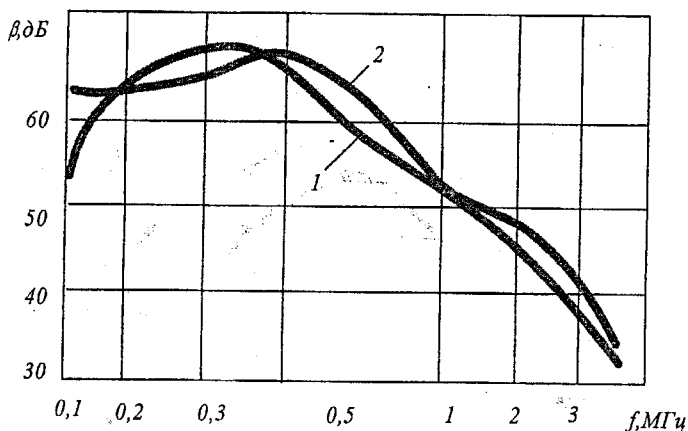


Рисунок 2.2 – Енергетичний спектр мовного сигналу:

1 – українською мовою

2 – англійською мовою

Мова являє собою широкосмуговий процес, частотний спектр якого сягає від 50-100 до 8000-10000 Гц. Однак встановлено, що якість мови є досить прийнятною при обмеженні спектра частотами 300 та 3400 Гц. Ці частоти прийняті МСЕ як межі ефективного спектра мови. При вказаній смузі частот поскладова розбірливість складає близько 90%, розбірливість фраз – більше 99% і зберігається задовільне звучання мови.

Важливим показником якості зв'язку є потужність завад, які надходять на вхід кінцевого апарату. При телефонному зв'язку рівні за потужністю завади різної частоти по-різному впливають на якість зв'язку, внаслідок частотної залежності чутливості вуха. Щоб врахувати це розходження, завади при вимірюваннях пропускають через спеціальний чотириполосник із частотною характеристикою, що відповідає чутливості вуха, який називають зважувальним психометричним фільтром. Потужність завад на виході такого фільтра, називають психометричною. При розрахунках враховують психометричну потужність завад. На рисунку 2.3 подана частотна характеристика психометричного фільтра для телефонного зв'язку (крива 1). Середній за потужністю рівень завад з рівномірним спектром при психометричних вимірюваннях виявляється у смузі частот 0,3-3,4 кГц на 2,5 дБ (або в 1,78 раза) менший, ніж при вимірюванні діючих значень. Значення 2,5 дБ (1,78 раза) називають психометричним коефіцієнтом.

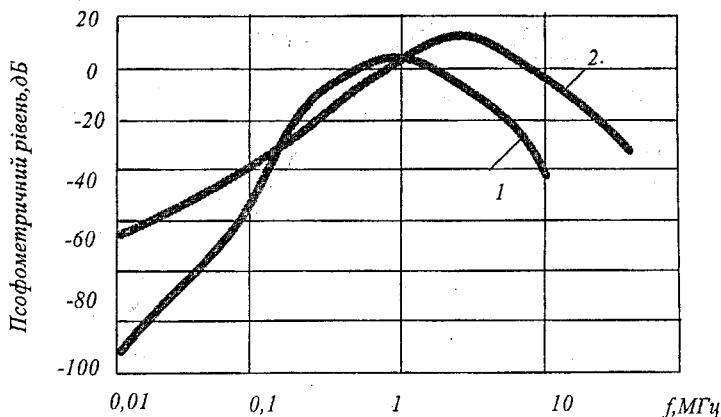


Рисунок 2.3 – Частотні характеристики псофометричних фільтрів:
1 – для телефонного зв'язку;
2 – для мовлення

Вплив шумів на якість телефонного зв'язку характеризується такими даними: при псофометричній потужності шумів, що дорівнює 10000 пВт (в точці з нульовим вимірювальним рівнем), шуми ледь помітні; при потужності 100000 пВт розбірливість ще задовільна; при потужності 10^6 пВт розбірливість мови утруднена і якість зв'язку незадовільна.

Перейдемо тепер до оцінки зверху кількості інформації, що міститься в мовному сигналі. Для цього скористаємося формулою (2.17), яку перепишемо у вигляді

$$I_{\text{м}} = \eta \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{с.сп}}}{P_{\text{ш}}} \right). \quad (2.22)$$

де $\Delta F = 3100$ Гц - ефективна ширина спектра мови;

$P_{\text{с.сп}} = 88$ мкВт - середня потужність мовного сигналу на активних інтервалах;

$\eta = 0,25$ коефіцієнт активності;

$P_{\text{ш}}$ - незважена потужність шумів.

Величину $P_{\text{ш}}$ знайдемо в такий спосіб. Як було зазначено вище, логарифмічна потужність шумів, при яких ще забезпечується задовільна якість зв'язку, дорівнює 100000 пВт; із врахуванням псофометричного коефіцієнта 2,5 дБ незважена потужність шумів становить 178000 пВт. Підставляючи ці значення в (2.22), одержуємо $I_{\text{м}} = 8000$ біт/с.

2.3 Сигнал звукомовлення

Джерелами звуку при передачі програм мовлення зазвичай є музикальні інструменти або голос людини. Первинні електричні сигнали звукомовлення є реалізацією нестационарного випадкового процесу.

Нижче наводиться динамічний діапазон сигналів мовної передачі (в децибелах). При визначенні динамічного діапазону максимальним вважається рівень, ймовірність перевищення якого складає 2%, а мінімальним – рівень, ймовірність перевищення якого дорівнює 98%.

Мова диктора.....	25-35
Художнє читання.....	40-50
Невеликі вокальні та інструментальні ансамблі.....	45-55
Симфонічний оркестр.....	До 65

Значення середньої потужності сигналу мовлення суттєво залежить від інтервалу усереднення. В точці з нульовим вимірювальним рівнем середня потужність сигналу мовлення дорівнює 923 мкВт при усередненні за годину, 223 мкВт – за хвилину і 4500 мкВт – за секунду.

Максимальна потужність сигналу мовлення в точці з нульовим вимірюваним рівнем дорівнює 8000 мкВт.

Енергетичний спектр сигналу мовлення розташований в смузі частот від 15 до 20000 Гц. Однак залежно від вимог до якості відтворення смуга частот, що відводиться для передачі сигналів звукомовлення, може бути обмежена. Для досить високої якості (канали звукомовлення першого класу) ефективна смуга частот повинна складати 0,05-10 кГц з амплітудно-частотними спотвореннями не більше 4,3 дБ на краях відносно залишкового згасання на частоті 0,8 кГц і з нерівномірністю часу розповсюдження 80 мс на частоті 0,05 кГц та 8 мс на частоті 10 кГц відносно мінімального значення часу поширення. Щоб отримати відмінне відтворення програм мовлення, ефективна смуга частот повинна складати 0,03 – 15 кГц (канали вищого класу).

Як і при телефонному зв'язку, потужність завад в каналах звукомовлення оцінюється за допомогою психометричного фільтра. Характеристика психометричного фільтра для звукомовлення подана кривою 2 на рисунку 2.3. При білому шумі психометричний рівень завад виявляється на 6 дБ вище незваженого (ефективного) значення. Відповідно до рекомендацій МСЕ висока якість відтворення програм звукомовлення в смузі частот 0,05 – 10 кГц забезпечується при психометричній потужності завад, яка не перевищує 16000 пВт в точці з нульовим вимірювальним рівнем ($P_{\text{псиф}} = -48$ дБп0). Відповідна цьому значенню незважена потужність допустимих завад $P_n = 4000$ пВт.

Підставляючи в (2.15) $\Delta F = 10000$ Гц, $P_{cp} = 923$ мкВт і $P_n = 4000$ пВт, отримаємо оцінку зверху кількості інформації, що міститься в сигналі звукомовлення: $I_{зм} = 180000$ біт/с.

2.4 Факсимільний сигнал

Факсимільним зв'язком називається передача нерухомих зображень (рисуноків, креслень, фотографій, газетних стрічок і т. і.) каналами електричного зв'язку. Первинні факсимільні сигнали отримують в результаті електроскопічного аналізу, який полягає в перетворенні світлового потоку, що відображається елементарними площинами зображення, в електричні сигнали.

МСЕ рекомендує такі значення параметрів факсимільних апаратів: $M = 120,90$ та 60 об/хв; $D = 70$ мм; і $d = 0,15$ мм. Відповідно до (2.23) одержуємо $f_{рис} = 1465$ Гц при $M = 120$ об/хв;

$$f_{рис} = 1100 \text{ Гц при } M = 90 \text{ об/хв};$$

$$f_{рис} = 732 \text{ Гц при } M = 60 \text{ об/хв};$$

При передачі реальних зображень утворюється первинний сигнал складної форми, енергетичний спектр якого містить частоти від 0 до $f_{рис}$. Залежно від характеру зображень розрізняють штрихові та півтонові. Динамічний діапазон сигналу, що відповідає півтоновому зображенню, становить приблизно $D \approx 25$ дБ.

Дамо оцінку пік-фактора та інформаційної змістовності факсимільних сигналів. Пік-фактор сигналу визначається за виразом

$$D = 20 \lg \left(\frac{U_{\max}}{U_{cp}} \right),$$

де $U_{\max}$ — максимальне;

U_{cp} — середньоквадратичне значення сигналу.

Припустимо, що всі градації яскравості рівномірні, тобто, ймовірність появи i -ї градації $p_i = 1/l$, де l — кількість градацій, що забезпечує високу якість. Пронумеруємо в порядку зростання рівні сигналу, що відповідають різним градаціям яскравості; тоді напруга i -го рівня буде дорівнювати $U_i = \frac{U_{\max} i}{l}$, а середньоквадратичне значення сигналу

$$U_{cp}^2 = \sum_{i=1}^l U_i^2 p_i = \frac{U_{\max}^2}{l^3} \sum_{i=1}^l i^2.$$

Відомо, що $\sum_{i=1}^l i^2 = \frac{l(l+1)(2l+1)}{6}$, тому остаточно

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ср}} &= \frac{U_{\text{max}}}{l} \sqrt{\frac{(l+1)(2l+1)}{6}}, \\ Q &= 20 \lg \frac{l}{\sqrt{\frac{(l+1)(2l+1)}{6}}} \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

При $l = 16$ пік-фактор дорівнює 4,5 дБ.

Інформаційну змістовність факсимільного сигналу визначимо за формулою (2.15), прийнявши $l = 2$ для штрихового зображення, $l = 16$ для півтонового зображення та $F = 2f_{\text{рис}}$. В результаті розрахунків отримаємо:

$I_{\text{факс}} = 2,93 \cdot 10^3$ біт/с для штрихового зображення, при $M = 120$ об/хв і

$I_{\text{факс}} = 1,17 \cdot 10^3$ біт/с для півтонового зображення, при $M = 120$ об/хв.

Наявність завад у каналі призводить до появи точок та забруднень на відтворюваному зображенні. Якість зв'язку виявляється задовільною, якщо різниця між максимальними рівнями факсимільного сигналу та завади дорівнює приблизно 35 дБ.

2.5 Телевізійний сигнал

У телебаченні, як і при факсимільному зв'язку, первинний сигнал формується методом розгортки. Згідно з телевізійним стандартом, прийнятим в Україні, число рядків $z = 625$. Передача рухомих зображень зводиться до послідовної передачі кадрів. За секунду передається $n = 25$ кадрів. Щоб запобігти мерехтінню зображення на екрані приймальної трубки (кінескопа), стандарт передбачає черезрядкову розгортку, при якій вказані 625 рядків передаються у вигляді двох півкадрів (кожний за 1/50 секунди). Перший півкадр – це послідовна передача непарних рядків, другий півкадр – передача парних рядків. Число рядків розгортки за секунду $M = nz = 15625$, час передавання одного рядка $T_p = 64$ мс.

Під час зміни рядків та кадрів промінь розгортки приймальної трубки повинен бути погашеним. Крім того, необхідно здійснити синхронізацію променів приймальної та передавальної трубок. Таким чином, окрім сигналу зображення повинні передаватись допоміжні керувальні імпульси.

Електричний сигнал, який містить в собі сигнал зображення та керувальні імпульси, називається повним телевізійним сигналом.

Спектр телевізійного сигналу (відеосигналу) залежить від характеру зображення, що передається, але структура спектра визначається в основному розгорткою. Аналіз показує, що спектр телевізійного сигналу характеризується наявністю «згустків» енергії в областях, «оточуючих» гармоніки частоти рядків $F_c = 15625$ Гц. Для ілюстрації на рисунку 2.4 показаний спектр відеосигналу, що отриманий при розгортці нерухомого зображення. Він дискретний, містить постійну складову, складові з частотами, кратними F_c та $F_n = 50$ Гц (частота півкадрів), і складові з частотами $mF_c + nF_n$, $m, n = 1, 2, 3$.

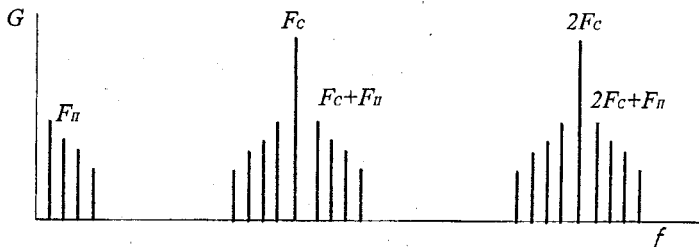


Рисунок 2.4 – Спектр відеосигналу (нерухоме зображення)

Із зростанням частоти енергія спектральних складових відеосигналу зменшується. В результаті експериментальних досліджень встановлено, що для чорно-білих зображень, майже вся потужність відеосигналів зосереджена у смузі частот від 0 до 1,5 МГц, причому основна потужність сигналу зосереджена у смузі 200-300 кГц. Перепад рівнів у всьому спектрі відеочастот сягає 38-40 дБ, причому на ділянці від 0 до 200 кГц зміна рівнів сигналу концентрується у вузьких межах навколо гармонік частоти рядків mF_c . В середині проміжків між сусідніми гармоніками mF_c та $(m+1)F_c$ потужність сигналу дуже мала. Зі збільшенням частоти ці області концентрації енергії «розмиваються». Найвища частота ефективної частини спектра відеосигналу дорівнює 6 МГц.

Відношення сигнал-шум визначається як відношення розмаху сигналу зображення до діючої напруги завади на виході зважувального фільтра. Згідно з рекомендацією МСЕ захищеність телевізійного сигналу від зваженої флуктуаційної завади повинна бути не гірша 57 дБ. Для незваженої завади з рівномірним спектром захищеність повинна бути не гірша 48 дБ. При такому співвідношенні сигнал-шум око розрізняє на екрані кінескопа близько 100 градацій яскравості. Виходячи з цього, а також вважаючи, що усі градації яскравості рівномірні, визначається динамічний діапазон телевізійного сигналу:

$$D = 20 \lg l \approx 40 \text{ дБ};$$

$$Q = 20 \lg \frac{l}{\sqrt{\frac{(l+1)(2l+1)}{6}}} \approx 4,8 \text{ дБ};$$

$$I_{\text{мб}} = 2F_{\text{max}} \log_2 l \approx 80 \cdot 10^6 \text{ біт/с.}$$

2.6 Сигнал передачі даних

Первинні сигнали передачі даних зазвичай мають вигляд двополярних (рисунк 2.5, а) або однополярних (рисунк 2.5, б) прямокутних імпульсів. Тривалість імпульсів визначається швидкістю передавання B , яка вимірюється в бодах (імпульси за секунду). Введемо поняття тактової частоти $F_T = \frac{1}{\tau_l}$, яка чисельно дорівнює швидкості передавання B .

Імовірність появи додатних $p(+A)$ та від'ємних $p(-A)$ імпульсів, а також статистичні зв'язки між імпульсами визначаються властивостями джерела інформації. Часто $p(+A) = p(-A) = 0,5$ і імпульси послідовності статистично незалежні. Енергетичний спектр такого сигналу визначається виразом

$$G(\omega) = A^2 \frac{\tau_l}{\pi} \left(\frac{\sin(\frac{\omega \tau_l}{2})}{\frac{\omega \tau_l}{2}} \right)^2. \quad (2.25)$$

Підставляючи у (2.25) $\omega = 2\pi f$, $\tau_l = \frac{1}{F_T}$ і позначаючи нормований

спектр $G_N(\frac{f}{F_T}) \frac{\pi}{A^2} \frac{l}{\tau_l} = G_N(\frac{f}{F_T})$, отримаємо

$$G_N(\frac{f}{F_T}) = \left[\frac{\sin \pi \frac{f}{F_T}}{\pi \frac{f}{F_T}} \right]^2.$$

Графік нормованого енергетичного спектра сигналу передачі даних показаний на рисунку 2.6. Визначимо мінімальну смугу частот ΔF , необхідну для передачі сигналу. Вираз (2.25) показує, що для неспотвореної передачі послідовності прямокутних імпульсів необхідна нескінченно широка смуга частот, тому що спектральна густина сигналу не

дорівнює нулю у всій смузі частот. Однак треба мати на увазі, що при передачі двійкових сигналів у приймачі немає необхідності відновлювати імпульси без спотворень, тобто зберігати їхню форму. Для відновлення інформації достатньо зафіксувати тільки знак імпульсу при двополярному сигналі або наявність або відсутність імпульсу при однополярному сигналі. Виходячи із цих умов визначимо ΔF .

Нехай на вхід ідеального фільтра низької частоти із частотною характеристикою

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{при } |\omega| < \omega_s, \\ 0 & \text{при } |\omega| > \omega_s. \end{cases} \quad (2.26)$$

подається послідовність із двох прямокутних імпульсів. Знайдемо сигнал на виході фільтра при різних значеннях частоти зрізу $\omega_s = 2\pi f_s$.

Сигнал $a(t)$ можна зобразити аналітично:

$$a(t) = \sigma(t) - \sigma(t - \tau_u) + \sigma(t - 2\tau_u) - \sigma(t - 3\tau_u), \quad (2.27)$$

де $\sigma(t)$ - одиничний стрибок (одинична функція):

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (2.28)$$

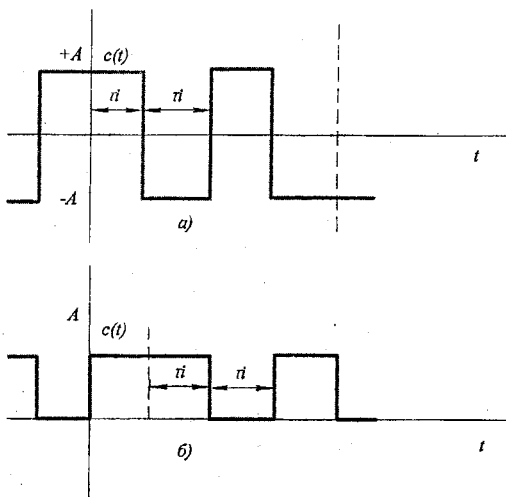


Рисунок 2.5 – Сигнали передачі даних

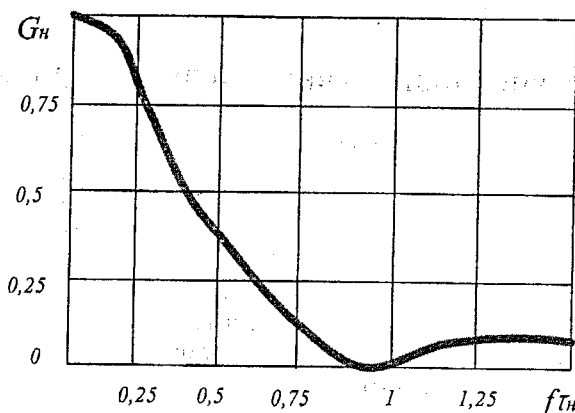


Рисунок 2.6 – Енергетичний спектр двійкового сигналу

Відомо, що сигнал на виході ідеального фільтра з частотною характеристикою (2.26) при подачі на його вхід одиничного стрибка (2.28) визначається за виразом

$$h(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \operatorname{si} \omega_c t. \quad (2.29)$$

Використовуючи принцип суперпозиції, з (2.27) та (2.29) знаходимо сигнал на виході ідеального фільтра:

$$a_2(t) = \frac{1}{\pi} (\operatorname{si} \omega_c t - \operatorname{si} \omega_c (t - \tau_u) + \operatorname{si} \omega_c (t - 2\tau_u) - \operatorname{si} \omega_c (t - 3\tau_u)). \quad (2.30)$$

Таким чином, якщо частотні характеристики каналу зв'язку наближаються до характеристик ідеального фільтра низької частоти, то ефективна смуга частот двійкового сигналу дорівнює $\Delta F = 0,5F_T$. При наявності спотворень в реальних каналах доводиться дещо розширювати смугу частот, яка відводиться для передачі імпульсних сигналів. Часто приймають $\Delta F = F_T = B$.

Контрольні запитання

1. Обґрунтувати смугу частот первинного мовного сигналу.
2. Навести вираз для розрахунку інформаційної спроможності телефонного сигналу.
3. Виконати порівняльний аналіз інформаційної спроможності сигналів звукомовлення першого та вищого класу.
4. Чим визначається гранична частота первинного телевізійного сигналу?
5. Від чого залежить інформаційна спроможність сигналу передачі даних? [4-6].

3.1 Форми подання сигналів

В систему електрозв'язку інформація потрапляє у вигляді сигналів. Як правило вони являють собою неперервно змінні струм або напругу, але можливе також надходження імпульсних сигналів.

Інформацію можна зберігати, передавати і обробляти як у вигляді неперервних, так і у вигляді дискретних сигналів, але на сучасному етапі розвитку електрозв'язку перевагу надають дискретним сигналам. Тому всі сигнали, як правило, перетворюються у дискретні. З цією метою над кожним неперервним сигналом необхідно здійснити операції квантування у часі (дискретизацію) та за рівнем.

Під дискретизацією розуміють перетворення функції неперервного часу в функцію дискретного часу, що подається сукупністю величин, які називаються координатами, за значеннями яких вихідна неперервна функція може бути відновлена із заданою точністю. Роль координат часто виконують миттєві значення функції, що беруться в певні моменти часу. Під квантуванням розуміють перетворення деякої величини з неперервною шкалою значень у величину, що має дискретну шкалу значень. Квантування зводиться до заміни будь-якого миттєвого значення одним з кінцевої множини дозволених значень, що називаються рівнями квантування.

Зміна вигляду сигналу $U(t)$ (рис. 3.1, а) в результаті проведення операції дискретизації показана на рисунку 3.1, б, а в результаті спільного проведення операцій дискретизації та квантування - на рис. 3.1, в.

Число рівнів квантування на рис. 3.1, в дорівнює вісім. Зазвичай їх значно більше. Передача такої множини різних за рівнем імпульсів навіть на невеликі відстані застосовується вкрай рідко. Якщо провести нумерацію рівнів, то їх передача зведеться до передачі чисел. Тоді, виразивши ці числа в будь-якій системі числення, можна обійтися меншою кількістю сигналів, що передаються. Як правило, дискретний сигнал перетворюється у послідовність чисел, виражених у двійковому коді. Кожне дискретне значення сигналу подається в цьому випадку послідовністю сигналів двох рівнів. Наявність або відсутність імпульсу на заданому місці інтерпретується одиницею або нулем у відповідному розряді двійкового числа.

Цифрова форма подання сигналу $U(t)$ (рис. 3.1, а) подана на рисунку 3.1, г. Для восьми рівнів достатньо трьох двійкових розрядів. Імпульси старших розрядів розміщені крайніми справа. Причини переходу до цифрової та дискретної форми подання інформації полягають у тому, що у багатьох випадках інформація передається з метою подальшої обробки засобами цифрової

техніки, в першу чергу ЕОМ, і мікропроцесорами. Рациональне виконання операцій дискретизації та квантування при цьому призводить до значного економічного ефекту як за рахунок зниження витрат на зберігання та обробку отриманої інформації, так і внаслідок скорочення часу обробки інформації, що веде до покращення якості керування.

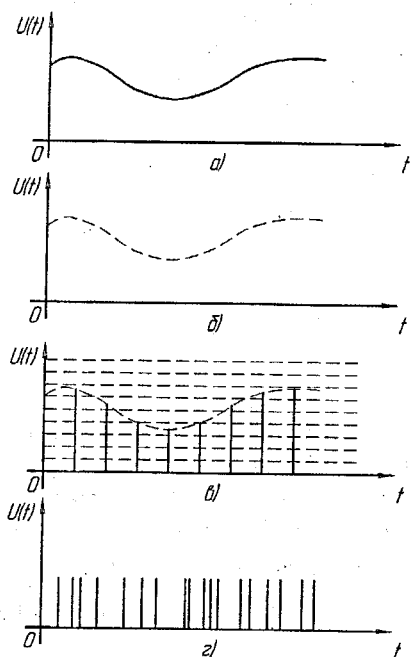


Рисунок 3.1 – Форми подання сигналів

При передачі та обробці інформації в цифровій техніці існує можливість зниження ймовірності помилкового результату до малих значень. Вона виникає тому, що при використанні дискретних сигналів, по-перше, можна застосувати такі методи кодування, які забезпечать виявлення та виправлення помилок, а по-друге, можна уникнути властивого аналоговим сигналам ефекту накопичення спотворень в процесі їх передачі та обробки, оскільки квантований сигнал легко відновити до початкового значення кожного разу, коли величина спотворення наблизиться до половини кванта. Практична реалізація вказаних методів найбільш ефективна при мінімальній кількості рівнів, що дорівнює двом. Подання інформації у цифровій формі полегшує уніфікацію операцій її перетворення на всіх етапах оброблення. Масовість

виготовлення типових вузлів та блоків, простота їх налаштування, відсутність необхідності регулювання в процесі експлуатації дозволяють, у свою чергу, покращити такі техніко-економічні характеристики засобів цифрової техніки, як вартість виготовлення та експлуатації, а також надійність функціонування. Низька вартість і висока надійність інтегральних схем є потужним стимулом подальшого розширення областей застосування цифрових сигналів.

У даному розділі розглядаються лише методи перетворення неперервних сигналів у дискретні.

3.2 Загальна постановка задачі дискретизації

У загальному випадку подання неперервного сигналу $U(t)$ на інтервалі T сукупністю координат $(c_1, c_2, \dots, c_N)$ може бути записано у вигляді

$$c_1, c_2, \dots, c_N = A[U(t)], \quad (3.1)$$

де A - оператор дискретного подання сигналу, що реалізовується пристроєм, який називається дискретизатором.

Аналогічно можна записати і операцію відновлення за сукупністю координат $c_1, c_2, \dots, c_N$ неперервної функції $U^*(t)$, що відображає вихідний сигнал з деякою похибкою наближення $\delta(t) = U(t) - U^*(t)$:

$$U^*(t) = B[(c_1, c_2, \dots, c_N)], \quad (3.2)$$

де B - оператор відновлення, що реалізується пристроєм відновлення сигналу.

Задача дискретизації в математичному плані зводиться до спільного вибору операторів A і B , що забезпечують задану точність відновлення сигналу.

Розглянемо різновиди використовуваних операторів A і B та критерії оцінки точності відновлення сигналу. Широке практичне застосування знайшли лінійні оператори, оскільки їх технічна реалізація є простішою. Для визначення координат сигналу використовується співвідношення

$$c_j = \int_T \xi(t) \cdot U(t) dt = AU(t), \quad (3.3)$$

де $\{\xi(t)\}_{j=1}^N$ - система функцій, які назовемо ваговими.

Відновлювальна функція подається апроксимувальним поліномом

$$U^*(t) = \sum_{j=1}^N c_j \cdot \varphi_j(t) = B(c_1, c_2, \dots, c_N), \quad (3.4)$$

де $\{\varphi_j(t)\}_{j=1}^N$ - система базисних функцій.

При одному і тому самому операторі подання A для відновлення можуть використовуватися різні оператори B . З виразів (3.3) і (3.4) слідує, що добутки $\xi(t) \cdot \varphi(t) dt$ повинні мати розмірність зворотну до часу.

Методи дискретизації в першу чергу поділяють залежно від способу отримання координат сигналу. У випадку, коли як вагові функції використовують базисні функції $[\xi(t) = \varphi_j(t)]$, координати $c_1, c_2, \dots, c_N$ сигналу $U(t)$ отримуються «зваженим» інтегруванням сигналу на деякому інтервалі часу T . При цьому вважається, що базисні функції ортогональні та забезпечують збігання в середньоквадратичному ряді (3.4) до $U(t)$ при $N \rightarrow \infty$, що дає можливість обмежити число координат відповідно до заданої похибки відновлення.

Висуваючи додаткові вимоги до базисних функцій, можна провести дискретизацію різних моделей сигналу. Хоча дискретизації зазнас завжди конкретна реалізація випадкового процесу і, відповідно, детермінована функція, в більшості випадків алгоритм дискретизації обирають незмінним для всієї множини реалізацій і тому він повинен опиратися на характеристики випадкового процесу як моделі сигналу.

Методи дискретизації слід розглядати як з позицій оптимальності для вирішення теоретичних питань електрозв'язку, так і з позицій їх технічної реалізації. В теоретичному плані досить важливі методи дискретизації, що забезпечують мінімальне число координат при заданій похибці відтворення. Їх називають методами оптимальної або граничної дискретизації.

Якщо за модель сигналу прийняти нестационарний випадковий процес як такий, що найбільш повно відображає властивості реального сигналу, некорельованість координат, а відповідно і їх мінімальне число, забезпечують канонічне розкладання цього процесу. Як базисні функції $\varphi_i(t)$ повинні використовуватися координатні функції. Коефіцієнти розкладання c_k будуть невідомими координатами.

Найбільш широкого поширення набули методи дискретизації, при яких сигнал $U(t)$ замінюється сукупністю його миттєвих значень $U(t_i)$, що беруться в певні моменти часу $t_i (i=1, 2, \dots, N)$ і називаються вибірками або відліками. Роль вагових функцій $\xi_i(t)$ у співвідношенні (3.3) в цьому випадку виконують дельта-функції Дірака. Відомо, що координати

$c_1, c_2, \dots, c_N$ являють собою вибірки $U(t_i)[\xi_i(t) = \delta(t - t_i)]$ або різновиди сусідніх вибірок $\Delta U(t_i) = U(t_i) - U(t - t_i)[\xi_i(t) = \delta(t - t_i) - \delta(t - t_{i-1})]$.

Оскільки дельта-функція технічно нереалізовна, то тривалість кожної вибірки кінцева. Відліки беруть не в одній точці, а в деякому інтервалі часу, що залежить від тривалості керувального імпульсу ключового пристрою. Коли тривалість імпульсу значно менша кроку дискретизації, вибірки являють собою короткі імпульси, амплітуди яких пропорційні миттєвим значенням сигналу.

Відрізок часу $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$ між сусідніми вибірками називають кроком дискретизації. Якщо він є постійним протягом всього часу перетворення, то така дискретизація називається рівномірною. Методи рівномірної дискретизації отримали найбільш широке застосування. Вони характеризуються простим алгоритмом, що виключає необхідність фіксувати час відліків, що суттєво спрощує технічну реалізацію. Правда, в цьому випадку невідповідність кроку дискретизації характеру поведінки на окремих ділянках часто призводить до значної надлишковості відліків.

Якщо відрізки часу між вибірками змінюються, наприклад, залежно від швидкості зміни сигналу або за заданою програмою, дискретизацію називають нерівномірною.

В ряді випадків поряд з вибірками $U(t_i)$ як координати сигналу використовують також похідні $U(t)$ в ті ж моменти часу t_i аж до N -го порядку.

Враховуючи теоретичне та практичне значення методів дискретизації з використанням вибірок як координат сигналу, в процесі подальшого розгляду питань дискретизації обмежимося тільки ними.

3.3 Способи відновлення неперервного сигналу

Відновлення сигналу за вибірками можна виконувати як на основі ортогональних, так і неортогональних базисних функцій, які визначають тип апроксимувального полінома і принцип наближення: інтерполяційний, екстраполяційний, комбінований.

При неортогональних поданнях сигналу найбільш часто використовуються степеневі алгебраїчні поліноми вигляду

$$U^*(t) = \sum_{i=0}^N a_i \cdot t^i$$

або

$$U^*(t) = \sum_{i=0}^N a_i \cdot (t - t_0)^i,$$

де a_i - дійсні коефіцієнти.

Якщо координати сигналу подані у вигляді різниці вибірок, то при його відновленні, як правило, спочатку проводять обчислення послідовності вибірок і за ними вже будують апроксимувальний поліном $U^*(t)$. Вибір системи базисних функцій, що містить апроксимувальний поліном $U^*(t)$, визначається вимогою забезпечення простоти технічної реалізації апаратних (програмних) засобів дискретизації та відновлення сигналу.

Якщо базисні функції вибрані таким чином, що значення апроксимувального полінома збігаються зі значеннями вибірок в моменти їх відліку, то такий поліном називається інтерполявальним. З точки зору скорочення числа відліків інтерполяційні методи відновлення сигналу ефективніші, але для їх реалізації необхідна затримка сигналу на інтервал інтерполяції, що в ряді випадків недопустимо. Тому в системах електрозв'язку, що функціонують у режимі реального часу, використовують екстраполяційні методи, які не потребують затримки сигналу при проведенні операцій визначення значень вибірок і відновлення сигналів.

При заміні функції $U(t)$ сукупністю відліків основна задача полягає в тому, щоб на інтервалі перетворення необхідно взяти їх не більше, ніж потребується для відновлення вихідного сигналу із заданою точністю відповідно до обраного критерію якості наближення.

Обмеження на число членів апроксимувального полінома (3.4) зазвичай не дозволяє забезпечувати задану точність відновлення на всьому інтервалі перетворення T . Тому його розбивають на відрізки τ_i , що називаються ділянками апроксимації, і на кожному з них здійснюють відновлення апроксимувальним поліномом (3.4), причому тривалість ділянки апроксимації може бути різною. У випадку використання інтерполяційного методу відновлення багаточленом ненульового степеня на ділянці апроксимації може розміщуватися декілька відліків.

3.4 Критерії якості відтворення

При відомій кінцевій сукупності координат сигналу та обраному способі відтворення повинна забезпечуватися задана точність відновлення сигналу. Залежно від цільового призначення отриманої інформації використовують різні критерії точності наближення $U^*(t)$ до $U(t)$.

Відповідно до критерію рівномірного відтворення, що називається також критерієм найбільшого відхилення, встановлюється абсолютне значення допустимої похибки:

$$\delta_d \geq \delta_m = \max_{t \in \Delta_i} |\delta_u(t)|, \quad (3.7)$$

де δ_m - максимальна похибка наближення;

Δ_i - ділянка апроксимації;

$\delta_u(t) = U(t) - U^*(t)$ - поточна похибка наближення.

Якщо сигнал задано множиною можливих реалізацій, то найбільша допустима похибка Δ_m встановлюється для всієї сукупності реалізацій $U(t)$ і $U^*(t)$:

$$\Delta_m = \sup \{ |\delta_m| \}. \quad (3.8)$$

Такий критерій застосовується, наприклад, у випадках, коли необхідно забезпечити можливість фіксації будь-яких змін вихідного сигналу, включаючи короткочасні викиди, особливо якщо вони відповідають аварійному режиму роботи об'єкта.

Широко використовується також критерій середньоквадратичного наближення:

$$\delta_d \geq \delta = \sqrt{\frac{1}{\Delta_i} \int_{\Delta_i} \delta^2(t) dt}, \quad (3.9)$$

де δ_d - допустима середньоквадратична похибка наближення;

δ - середньоквадратична похибка наближення.

На множині можливих реалізацій сигналу величина δ усереднюється відповідно до їх ймовірностей.

В технічній реалізації нерівномірна дискретизація на основі критерію середньоквадратичного наближення складніша, ніж на базі критерію рівномірного наближення.

Інтегральний критерій наближення визначається співвідношенням

$$\varepsilon_d \geq \varepsilon = \frac{1}{\Delta_i} \int_{\Delta_i} \delta^2(t) dt, \quad (3.10)$$

де ε_d - допустима середня похибка наближення;

ε - середня похибка наближення.

Застосовується також імовірнісний критерій, відповідно до якого задається допустимий рівень p_d величини p - імовірності того, що поточна похибка наближення $\delta(t)$ не перевищить деякого заданого значення δ_0 :

$$p \leq p\{\delta(t)\} \leq \delta_0. \quad (3.11)$$

3.5 Методи дискретизації за допомогою вибірок

При дослідженні методу дискретизації необхідно сформулювати критерій вибору відліків, встановити процедуру відновлення за ним

вихідного сигналу і мати можливість визначити виникаючу при цьому похибку. Розв'язання вказаних задач можливе на базі вибору певної математичної моделі сигналу, що дискретизується.

У випадку визначення величини кроку при рівномірній дискретизації відомо кілька підходів, що відрізняються перш за все тим, яким параметром характеризуються динамічні властивості сигналу.

В теоретичних дослідженнях найбільше поширення набула модель сигналу у вигляді квазістаціонарного випадкового процесу, кожна реалізація котрого являє собою функцію з обмеженим спектром. Величина кроку дискретизації в цьому випадку задається залежно від найвищої частоти спектра. Такий критерій вибору відліків прийнято називати частотним.

При визначенні кроку дискретизації можна орієнтуватися безпосередньо на ступінь некорельованості відліків. Існує підхід, де за модель сигналу прийнятий випадковий процес кінцевої тривалості T , спектр якого відмінний від нуля на всій осі частот. Вважаючи, що $\tau_0 < T$, відліки беруть через інтервал кореляції τ_0 , що визначається за відомою кореляційною функцією сигналу. Такий критерій вибору відліків називається кореляційним. Враховуючи тісний взаємозв'язок спектрального та кореляційного методів аналізу сигналів, його іноді розглядають як різновид частотного критерію. Оскільки використання кореляційного критерію в порівнянні з частотним не спрощує теоретичних досліджень, він не знайшов застосувань в інженерній практиці.

Практичну реалізацію рівномірної дискретизації найчастіше проводять з використанням апроксимувальних багаточленів, в загальному випадку n -го степеня. За математичну модель сигналу приймають стаціонарний випадковий процес, кожна реалізація якого являє собою неперервну функцію $U(t)$, що має $(n+1)$ обмежених похідних. При цьому динамічні властивості сигналу задаються максимальним інтервалом перетворення і модулем $(n+1)$ -ї його похідної, а відліки обирають за критерієм найбільшого відхилення.

При рівномірній дискретизації крок вибирають, виходячи з максимальних значень динамічних характеристик сигналу, тому на багатьох ділянках дискретизації, де миттєві значення сигналу різко не змінюються, він виявляється завищеним, що призводить до надлишковості відліків.

Ефективне усунення надлишковості відліків забезпечують методи адаптивної нерівномірної дискретизації. Тривалість кроків дискретизації в цьому випадку тісно пов'язані з поточними значеннями реалізації сигналів.

3.6 Рівномірна дискретизація. Теорема Котельникова

Розглянемо дискретизацію за частотним критерієм. Правило вибору граничного кроку при рівномірній дискретизації з використанням моделі сигналу з обмеженим спектром в найбільш чіткій формі сформульовано і доведено академіком В. О. Котельниковим у вигляді теореми, що у вітчизняній літературі отримала його ім'я. Спочатку, не торкаючись питання про адекватність обраної моделі реальному сигналу, розглянемо суть і доведення теореми.

Теорема Котельникова встановлює принципову можливість повного відновлення детермінованої функції з обмеженим спектром за її відліками і вказує граничне значення інтервалу часу між відліками, при якому таке відновлення ще можливе. Вона формулюється таким чином: функція $U(t)$, що допускає перетворення Фур'є і має неперервний спектр, обмежений смугою частот від 0 до $F_c = \omega_c / (2 \cdot \pi)$, повністю визначається дискретним рядом своїх миттєвих значень, відрахованих через інтервали часу

$$\Delta t = 1 / (2 \cdot F_c). \quad (3.12)$$

Фізичний зміст теореми виявляється при розгляді зв'язку між формою функції і шириною її спектра. Лише у випадку, коли спектр функції безмежний, її значення у як завгодно близькі моменти часу можуть змінюватися довільно (кореляційний зв'язок між ними відсутній). Скорочення високочастотної частини спектра до граничної ω_c рівнозначне усуненню з часової функції викидів, які могли бути сформовані цими високочастотними складовими (рис. 3.2, а). При менших граничних частотах ω_2 (рис. 3.2, б) і ω_2 (рис. 3.2, в) маємо більш згладжені функції часу. Оскільки значення цих функцій в моменти часу $U(t_1)$ і $U(t_1 + \Delta t)$ в межах деякого інтервалу Δt не можуть змінюватися істотно, можна обмежитися значеннями функції, що взяті через інтервали Δt (відліками).

Доведення. Нехай функції $U(t)$, що описує передаваний сигнал, відповідає спектральна характеристика $S(j \cdot \omega)$, причому

$$S(j \cdot \omega) = 0 \text{ при } |\omega| > \omega_c, \quad (3.13)$$

де ω_c – найбільша частота спектра $U(t)$.

Використовуючи зворотне перетворення Фур'є, з урахуванням співвідношення (3.13), запишемо:

$$U(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} S(j \cdot \omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} d\omega. \quad (3.14)$$

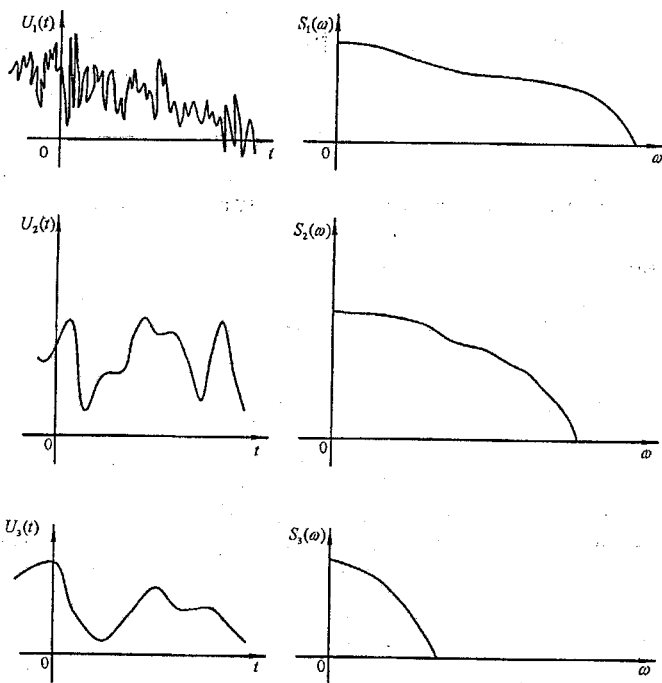


Рисунок 3.2 – Часове та частотне подання сигналів

Для моментів часу $t_n = n \cdot \Delta t = n \cdot \pi / \omega_c$, де n - будь-яке ціле число, функція $U(t)$ приймає значення

$$U(t) = U(n \cdot \pi / \omega_c) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\omega_c}^{\omega_c} S(j \cdot \omega) \cdot e^{j \frac{n \cdot \pi}{\omega_c} \omega} d\omega. \quad (3.15)$$

Функцію $S(j \cdot \omega)$ на інтервалі існування від $-\omega_c$ до $+\omega_c$ можна розкласти в ряд Фур'є за частотами, періодично продовжуючи її з періодом $2 \cdot \omega_c$ (рис. 3.3)

$$S(j \cdot \omega) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}_n \cdot e^{j \frac{n \cdot \pi}{\omega_c} \omega} d\omega,$$

де

$$\bar{A} = \frac{1}{\omega} \cdot \int_{-\omega_c}^{\omega_c} S(j \cdot \omega) \cdot e^{-j \frac{n \cdot \pi}{\omega_c} \omega} d\omega. \quad (3.16)$$

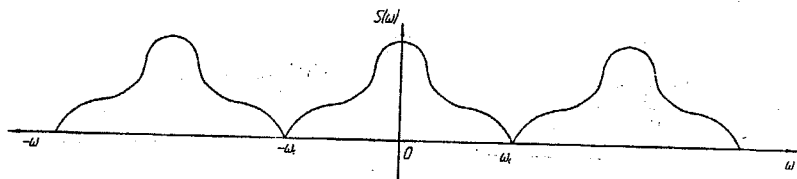


Рисунок 3.3 – Періодичність розкладання ряду Фур'є

Порівнюючи (3.15) і (3.16), знайдемо

$$\bar{A}_n = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_c} \cdot U\left(-\frac{n \cdot \pi}{\omega_c}\right) = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_c} \cdot U(-n \cdot \Delta t).$$

Виразимо тепер $S(j \cdot \omega)$ через відліки вихідної функції:

$$S(j \cdot \omega) = \frac{\pi}{\omega_c} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(-n \cdot \Delta t) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot n \cdot \Delta t}.$$

Оскільки підсумовування проводиться як за додатними, так і за від'ємними числами n , знак перед n можна змінити на протилежний

$$S(j \cdot \omega) = \frac{\pi}{\omega_c} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot n \cdot \Delta t}.$$

Підставивши це значення в (3.14), визначимо значення вихідної функції в будь-який момент часу:

$$U(t) = \frac{1}{2 \cdot \omega_c} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} \left\{ \frac{\pi}{\omega_c} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-j \frac{n \cdot \pi}{\omega_c} \omega} \right\} \cdot e^{j \omega t} d\omega. \quad (3.17)$$

Враховуючи збіжність ряду Фур'є, змінимо порядок підсумовування та інтегрування:

$$U(t) = \frac{1}{2 \cdot \omega_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n \cdot \Delta t) \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j \omega (t - n \cdot \Delta t)} \cdot d\omega.$$

В отриманому виразі обчислюємо інтеграл:

$$\int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j \omega (t - n \cdot \Delta t)} dt = \frac{1}{j \cdot (t - n \cdot \Delta t)} \cdot e^{j \omega (t - n \cdot \Delta t)} \Big|_{-\omega_c}^{\omega_c} = \frac{2 \cdot \sin \omega_c (t - n \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - n \cdot \Delta t)}.$$

Підставивши результат у формулу (3.18), нарешті отримаємо

$$S(j \cdot \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n \cdot \Delta t) \cdot \frac{\sin \omega_c (t - n \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - n \cdot \Delta t)}. \quad (3.19)$$

Отже, функція $U(t)$ виражена через її дискретні значення, що взяті в моменти часу $t_n = n \cdot \Delta t = n \cdot \pi / \omega_c$.

Оскільки при будь-яких цілих k і n справедливі співвідношення

тоді

$$\omega_c(k \cdot \Delta t - n \cdot \Delta t) = (k - n) \cdot \omega_c \cdot \Delta t = (k - n) \cdot \pi,$$

$$\frac{\sin \omega_c(t - n \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - n \cdot \Delta t)} = \begin{cases} 1 & \text{при } t = n \cdot \Delta t \\ 0 & \text{при } t = k \cdot \Delta t, k \neq n \end{cases} \quad (3.20)$$

Завдяки цій властивості значення функції $U(t)$ в моменти часу $t_n = n \cdot \Delta t$ являють собою щось інше, ніж її відліки.

Подання функції $U(t)$ у вигляді ряду (3.19) (ряду Котельникова) є окремим випадком розкладання базисних функцій. Роль коефіцієнтів C_k виконують відліки $U(n \cdot \Delta t)$ функції $U(t)$. Базисними є функції вигляду

$$\psi_n(t) = \frac{\sin \omega_c(t - n \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - n \cdot \Delta t)}. \quad (3.21)$$

Вони називаються функціями відліків.

Графіки цих функцій при $n=0$ і $n=1$ наведені на рис 3.4. Кожна функція $\psi_n(t)$ має необмежену тривалість в часі і досягає свого найбільшого значення, що дорівнює одиниці, в момент часу $t_n = n \cdot \pi / \omega_c$. Відносно цього моменту вона симетрична. У моменти часу $t_n = k \cdot \pi / \omega_c$, де $k \neq n$ функція перетворюється в нуль. Всі функції ортогональні між собою на безмежно великому проміжку часу, що легко перевіряється шляхом обчислення інтегралу:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_c(t - n \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - n \cdot \Delta t)} \cdot \frac{\sin \omega_c(t - k \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - k \cdot \Delta t)} dt = \begin{cases} \pi / \omega_c, & k = 0, \\ 0, & k \neq n \end{cases} \quad (3.22)$$

Кожну функцію відліків можна розглядати як реакцію (відгук) ідеального фільтра нижніх частот з граничною частотою F_c на дельта-імпульс, що приходить в момент часу $t_n = n \cdot \Delta t$ і має площу, яка дорівнює $U(n \cdot \Delta t)$.

Теорема Котельникова поширюється на неперервний в середньоквадратичному сенсі стаціонарний випадковий процес з обмеженим енергетичним спектром ($S_n(\omega) = 0$ при $|\omega_n| > \omega_n = 2 \cdot \pi \cdot F_n$).

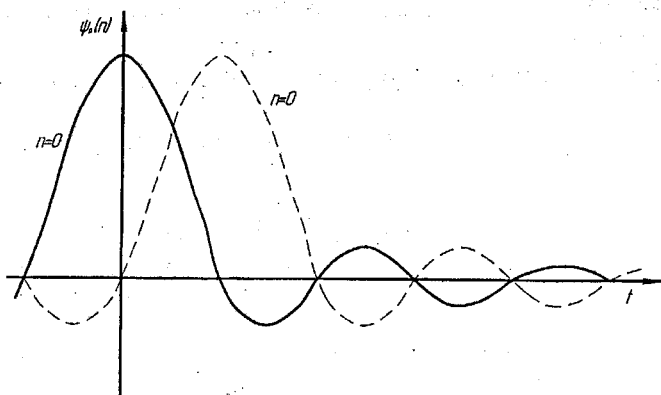


Рисунок 3.4 – Функції відліків

Такий процес подається сумою квазідетермінованих процесів, де роль ортогональних детермінованих функцій виконують функції відліків, а випадкових коефіцієнтів – величини вибірок:

$$U(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n \cdot \Delta t) \cdot \frac{\sin \omega_c(t - n \cdot \Delta t)}{\omega_c \cdot (t - n \cdot \Delta t)} \quad (3.23)$$

де $\Delta t = \pi / \omega_n = 1 / (2 \cdot F_n)$.

Таким чином, при вказаних обмеженнях випадковий процес повністю визначається скінченною множиною випадкових величин – координат процесу.

3.7 Теоретичні та практичні аспекти використання теореми Котельникова

Співвідношення (3.19) і (3.23), як і інші розкладання функції, мають перш за все теоретичне значення і використовуються при розв'язанні різних задач аналізу та синтезу систем зв'язку. Зокрема вони дозволили підійти до питання передачі неперервних і дискретних сигналів з єдиних позицій.

При цьому ми оперуємо з математичними абстракціями. Нескінченно протяжну в часі функцію (а лише така може мати обмежений спектр) подаємо сумою нескінченного числа нескінченно протяжних у часі складових функцій (функцій відліків).

Процедура теоретичного відновлення конкретної реалізації $U(t)$ за її відліками полягає у тому, що на передавальній частині системи у неперервній функції $U(t)$ через інтервали часу Δt визначаються миттєві значення $U(n \cdot \Delta t)$ і передаються в канал зв'язку у вигляді δ -імпульсів з амплітудами A_n і нескінченно малими тривалостями τ , що мають площу $A_n \cdot \tau$. На приймальній стороні така послідовність імпульсів пропускається через ідеальний фільтр нижніх частот, у якого частота зрізу дорівнює F_c . При тривалій передачі сигнал на виході фільтра буде достатньо точно відтворювати переданий неперервний сигнал $U(t)$.

Однак використання теореми для реальних сигналів, так само як і спроби організувати на її основі технічний спосіб дискретної передачі неперервних сигналів, наштовхується на ряд принципових труднощів.

По-перше, реальний сигнал має кінцеву тривалість T і відповідно, при поданні його в частотній області має нескінченний спектр.

Однак в силу властивостей реальних джерел сигналів і обмеженості смуги пропускання реальних каналів спектр сигналу з тим чи іншим ступенем точності можна вважати обмеженим деякою граничною частотою F_m . Зазвичай вона визначається на основі енергетичного критерію. Спектр обмежується смугою частот від 0 до F_m , в якій сконцентрована переважна частина енергії сигналу (80-95%). Таке обмеження спектра призводить до спотворень сигналу. Відносна точність відтворення сигналу γ може бути визначена з відношення

$$\gamma = \frac{\int_0^{\omega_c} S^2(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} S^2(\omega) d\omega} = \frac{P_s(\omega)}{P_c(\omega)},$$

де $P_s(\omega)$ - енергія відкинутих високочастотних складових

$P_c(\omega)$ - повна енергія сигналу.

Таким чином, відновлення обмеженого в часі сигналу за відліками, отриманими згідно з теоремою Котельникова при умові штучного обмеження спектра сигналу, можливе лише приблизно. Похибка виникає не лише за рахунок штучного обмеження спектра, але і за рахунок кінцевого числа відліків в інтервалі часу T , кількість яких відповідно до теореми буде дорівнювати $2 \cdot F_c \cdot T$. Ця складова є наслідком нехтування внеском нескінченного числа функцій відліків, що відповідають вибіркам за межами інтервалу T (рис. 3.5).

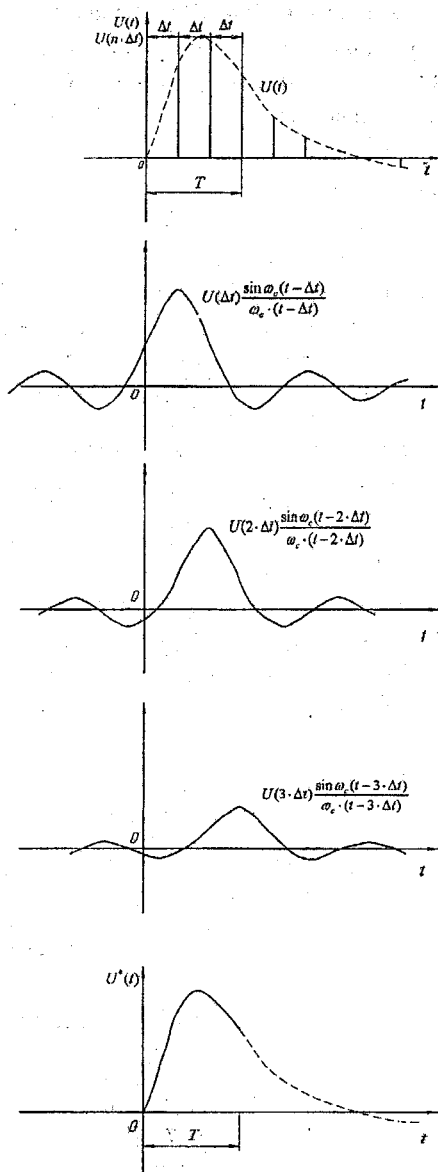


Рисунок 3.5 – Відтворення неперервного сигналу за його дискретними відліками

Модель сигналу з обмеженим спектром має ще одну теоретичну незручність. Вона не може відображувати основні властивості сигналу – здатність переносити інформацію. Причина – можливість теоретичного передбачення поведінки функції з обмеженим спектром на всій осі часу, якщо вона точно відома на нескінченно малому відрізку часу.

Вказані принципові труднощі усуваються, якщо розглядати теорему Котельникова як наближену для функцій з необмеженим спектром.

По-друге, запропонована процедура відновлення вносить досить істотну додаткову похибку. Вона виникає, тому що неможливо забезпечити створення імпульсів нескінченно малої тривалості та здійснити їх передавання реальними каналами зв'язку. Крім того, максимум вихідного сигналу, що відповідає реакції ідеального фільтра нижніх частот, запізнюється на час, що прямує у нескінченність. За кінцевий час T (рис. 3.5) кожна функція відліку, а відповідно і їх сума, що являє собою вихідний неперервний сигнал, будуть сформовані лише наближено.

Сумарна похибка, що виникає при достатній складності засобів технічної реалізації вказаного способу передачі, робить його малоприсадибним для практичного застосування при відновленні сигналу навіть у випадку відсутності завад у каналі зв'язку.

3.8 Квантування сигналів

Оскільки математичною моделлю неперервного сигналу є випадковий процес $U(t)$, миттєве значення сигналу $U(t) = U(t_i)$ являє собою випадкову величину. Діапазон її зміни, що називається неперервною шкалою миттєвих значень сигналу, обмежений значеннями $U_{\min}$ і $U_{\max}$, що відображує умову фізичної реалізованості сигналу. Неперервну шкалу миттєвих значень $U = U_{\max} - U_{\min}$ сигналу розбивають на n інтервалів, що називаються кроками квантування. Границями кроків квантування є значення $U_0 = U_{\min}$, $U_1, \dots, U_{n-1}, U_n = U_{\max}$. Через велику кількість миттєвих значень, що належать i -му кроку квантування ($U_{i-1} \leq U \leq U_i$), лише одне значення U'_i є розв'язним (i -й крок квантування). Будь-яке інше значення з вказаних множин округлюється до U'_i . Сукупність величин $U'_i (i=1, 2, \dots, n)$ утворює дискретну шкалу рівнів квантування. Якщо ця шкала рівномірна, тобто різниця значень $\Delta U'_i = U'_i - U'_{i-1}$ постійна у межах неперервної шкали миттєвих значень сигналу U , квантування називається рівномірним. Якщо постійність $\Delta U'_i$

не дотримується – квантування нерівномірне. Завдяки простоті технічної реалізації рівномірне квантування отримало найбільше поширення.

В результаті заміни миттєвого значення U відповідним рівнем квантування U_i виникає похибка $\delta = U - U_i$, яку називають похибкою квантування. Ця похибка є випадковою величиною. Найчастіше потрібно знати її найбільше значення $\delta_M = \max|\delta_i|$ і середньоквадратичне відхилення σ у всьому діапазоні зміни миттєвих значень сигналу. Використовуються також зведені значення цих величин:

$$\begin{aligned}\delta_{M0} &= \frac{\delta_M}{(U_{\max} - U_{\min})}, \\ \sigma_0 &= \frac{\sigma}{(U_{\max} - U_{\min})}.\end{aligned}\tag{3.24}$$

З позицій мінімізації можливої похибки квантування неперервну шкалу миттєвих значень сигналу доцільно розбити на n однакових кроків квантування $\Delta = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{n}$ і рівні квантування розмістити в середині кожного кроку (рис. 3.6). При цьому максимальна похибка квантування не перевищує $0,5 \cdot \Delta$. Якщо кожен рівень квантування обраний рівним нижній (верхній) границі кроку квантування, максимальна похибка квантування зростає до величини Δ .

Середньоквадратичне відхилення похибки квантування для i -го кроку σ_i залежить не тільки від кроку Δ , і розміщення в ньому i -го рівня квантування, але і від закону розподілу миттєвих значень сигналу в межах цього кроку:

$$\sigma_i = \sqrt{\int_{U_{i-1}}^{U_i} (U - U_i)^2 \cdot p(U) dU},\tag{3.25}$$

де $p(U)$ - функція густини ймовірності миттєвих значень сигналу U .

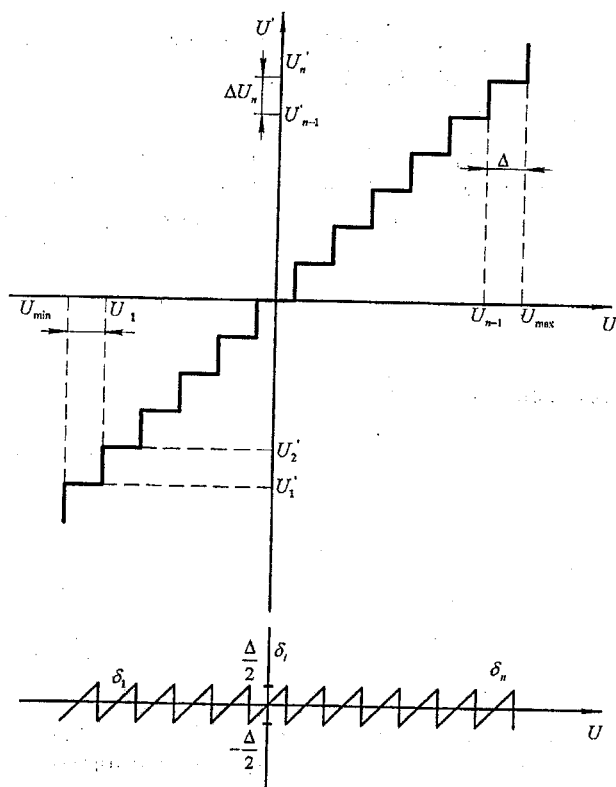


Рисунок 3.6 – Процес утворення похибки квантування

Вважаючи кроки квантування малими в порівнянні з діапазоном зміни сигналу, густину $p(U)$ у межах i -го кроку можна прийняти постійною і рівною деякому середньому значенню, наприклад $p(U'_i)$. За таких умов мінімальна середньоквадратична похибка σ_i досягається при розміщенні рівня квантування в середині кроку:

$$\sigma_i = \sqrt{p(U'_i) \cdot \int_{-\frac{\Delta_i}{2}}^{\frac{\Delta_i}{2}} \delta_i^2 \cdot d\delta_i} = \sqrt{p(U'_i) \cdot \frac{\Delta_i^3}{12}}. \quad (3.26)$$

Перетворивши підкореневий вираз до вигляду

$$\sigma_i^2 = [p(U'_i) \cdot \Delta_i] \cdot \frac{\Delta_i^2}{12}, \quad (3.27)$$

відмічаємо, що дисперсія похибки квантування на i -му кроці квантування дорівнює $\Delta_i^2 / 12$ для рівномірно розподіленого на цьому кроці сигналу, помноженій на ймовірність $p(U_i') \cdot \Delta_i$ попадання миттєвого значення сигналу в межі даного кроку. Дисперсія повної похибки квантування σ^2 для всієї неперервної шкали миттєвих значень сигналу визначається як математичне сподівання дисперсій $\Delta_i^2 / 12$ на окремих кроках квантування:

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 = \frac{1}{12} \cdot \sum_{i=1}^n p(U_i') \cdot \Delta_i^3. \quad (3.28)$$

При однакових кроках квантування ($\Delta_i = \Delta$)

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \sum_{i=1}^n p(U_i') \cdot \Delta. \quad (3.29)$$

З урахуванням $\sum_{i=1}^n p(U_i') \cdot \Delta = 1$, отримаємо

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (3.30)$$

Таким чином, при квантуванні з постійним кроком і розміщенні рівнів квантування в середині кроку (рівномірне квантування) середньоквадратична похибка квантування як для рівномірного, так і для довільного розподілу миттєвих значень сигналу однакова:

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{2 \cdot \sqrt{3}}. \quad (3.31)$$

Проаналізуємо шум квантування. При квантуванні сигналу за рівнем випадковий процес замінюється ступінчастою залежністю $U'(t)$. Змінну в часі похибку квантування $\sigma(t)$, що також являє собою випадковий процес, називають шумом квантування:

$$\sigma(t) = U(t) - U'(t). \quad (3.32)$$

Зберігаючи раніше введені припущення (про малий крок квантування і рівномірність розподілу у ньому миттєвих значень сигналу) і вважаючи випадкові процеси $U(t)$ і $\sigma(t)$ ергодичними,

середньоквадратичну похибку рівномірного квантування σ можна визначити за реалізацією $\sigma_1(t)$ (рис. 3.7). В межах кожного кроку квантування Δ залежність $\sigma_1(t)$ замінюється прямою $t \cdot \operatorname{tg} \beta$, де β - змінний кут нахилу прямої.

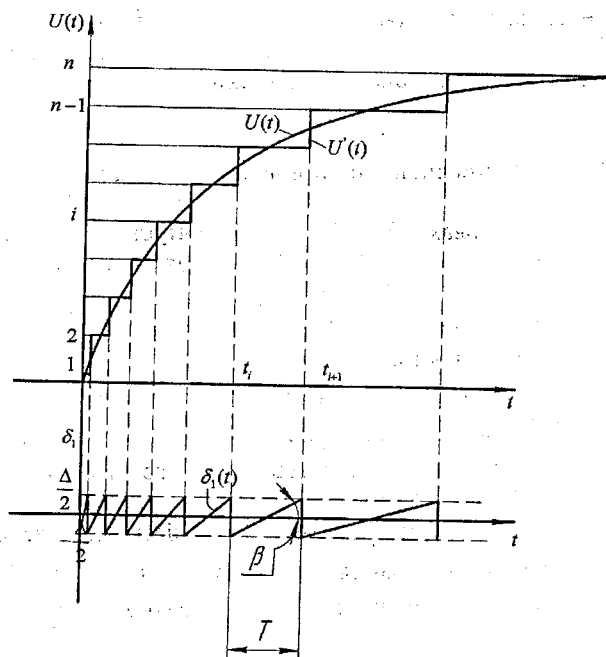


Рисунок 3.7 – Процес виникнення шумів квантування

При розміщенні рівнів квантування в середині кожного кроку математичне сподівання похибки квантування дорівнює нулю, а її середньоквадратичне значення визначається за виразом

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (t \cdot \operatorname{tg} \beta)^2 dt}. \quad (3.33)$$

Враховуючи, що $\operatorname{tg} \beta = \Delta / T$, можна отримати $\sigma = \Delta / 2 \cdot \sqrt{3}$, що відповідає раніше одержаному значенню (див. (3.31)).

При заданій допустимій середньоквадратичній похибці квантування та відсутності завад число рівнів квантування знаходимо зі співвідношення

$$n = \frac{(U_{\max} - U_{\min})}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot \sigma}. \quad (3.34)$$

Однак при нерівномірному законі розподілу миттєвих значень сигналу, квантування з постійним кроком не є оптимальним за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки σ . Квантуючи ділянки з менш імовірними значеннями сигналу з великим кроком, вказане значення середньоквадратичної похибки можна зменшити.

3.9 Квантування сигналів при наявності завад

В реальних умовах на сигнал, що квантується, завжди діє завада. Тому доцільно мінімальний крок квантування вибирати з урахуванням імовірнісних характеристик цієї завади.

Зробимо припущення, що завада адитивна. Тоді миттєве значення сигналу U , що порівнюється з U_i і потрапляло раніше в i -тий крок квантування, в результаті дії завади прийме значення $U + \xi$ і може бути поставлено у відповідність іншому рівню квантування U_k . Такий результат призведе до спотворення інформації і його ймовірність має не перевищувати певного значення.

Позначимо через $p_i(k)$ умовну ймовірність зіставлення значення сигналу U з рівнем квантування U_k замість рівня U_i при умові, що U належить i -тому кроку квантування. При наявності завад $p_i(k) > 0$, а $p_i(i) < 1$.

Повна ймовірність того, що величина $U + \xi$ залишиться в межах i -того кроку квантування дорівнює

$$p_i = p_i(i) \cdot \int_{U_{i-1}}^{U_i} p(u) du. \quad (3.35)$$

Ймовірність p_i можна знайти також, використовуючи густину ймовірності $f(U, \xi)$ системи двох випадкових величин U і ξ :

$$p_i = \iint_S f(U, \xi) du d\xi, \quad (3.36)$$

де S - область інтегрування.

Оскільки нами враховуються миттєві значення сигналу, що належать i -му кроку квантування, границями інтегрування за U є значення U_i і U_{i-1} . Верхня $\xi_{\max}$ і нижня $\xi_{\min}$ границі інтегрування за ξ визначаються з

умови, що алгебраїчна сума сигналу та завади не повинна вийти за межі i -го кроку квантування.

$$U + \xi_{\max} = U_i, \quad U + \xi_{\min} = U_{i-1}. \quad (3.37)$$

Звідки маємо

$$\xi_{\max} = U_i - U, \quad \xi_{\min} = U_{i-1} - U. \quad (3.38)$$

Таким чином, область інтегрування являє собою паралелограм ABCD (рис. 3.8).

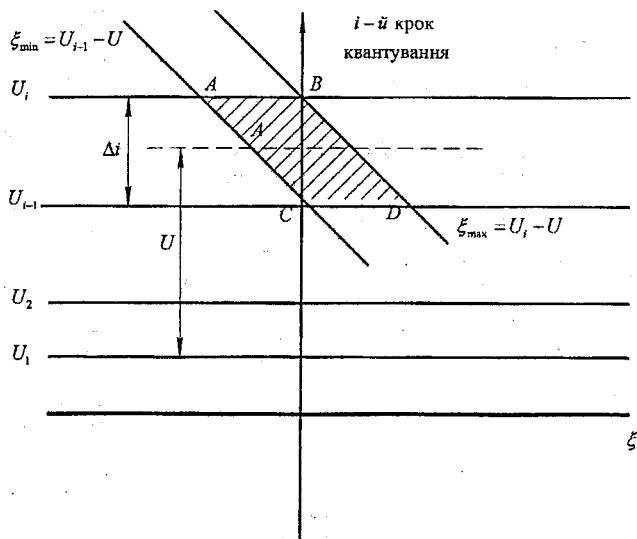


Рисунок 3.8 – Область інтегрування на i -му кроці квантування

Вважаючи заваду некорельованою з сигналом, запишемо:

$$p_i(i) = \frac{\int_{U_{i-1}}^{U_i} \int_{\xi_{\min}}^{\xi_{\max}} p(u) \cdot p(\xi) \cdot du d\xi}{\int_{U_{i-1}}^{U_i} p(u) \cdot du}, \quad (3.39)$$

де $p(\xi)$ – густина розподілу завади.

Обмежимося далі лише випадком рівномірного квантування сигналу, миттєві значення якого в діапазоні від $U_{\min}$ до $U_{\max}$ розподілені рівномірно:

$$p(u) = \frac{1}{U_{\max} - U_{\min}}. \quad (3.40)$$

Методику визначення $p_i(i)$ розглянемо при дії завади, що розподіляється за законом рівномірної густини, а потім перейдемо до більш важливого випадку дії завади з нормальним законом розподілу.

Отже,

$$p(\xi) = \frac{1}{a},$$

де $a/2$ - амплітуда завади, що симетрична відносно миттєвого значення сигналу.

При вказаних умовах результати розрахунку інваріантні відносно кроку квантування і залежать від співвідношення a і $\Delta = \Delta_i$.

Визначимо $p_i(i)$ при $a < \Delta$. Область інтегрування (рис. 3.9) розбиваємо на окремі ділянки і проставляємо межі інтегрування з урахуванням того, що знаменник виразу (3.39) дорівнює $\Delta / U_{\max} - U_{\min}$.

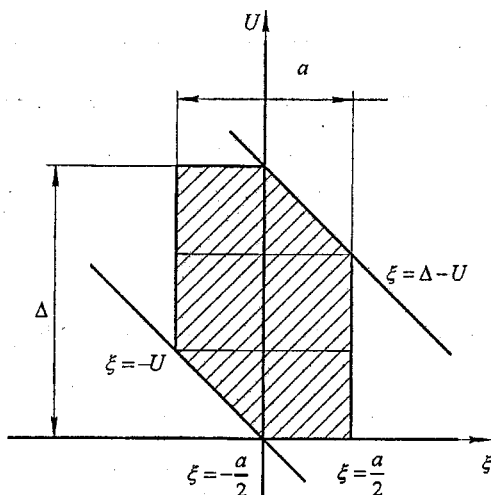


Рисунок 3.9 – Нормована область інтегрування на i -му кроці квантування

Тоді

$$\begin{aligned}
 p_i(i) = & \int_0^{\Delta} \frac{1}{\Delta} \int_{\xi_{\min}}^{\xi_{\max}} \frac{1}{a} \cdot d\xi dU = \int_0^{a/2} \frac{1}{\Delta} \int_{-U}^{a/2} \frac{1}{a} \cdot d\xi dU + \\
 & + \int_{a/2}^{\Delta-a/2} \frac{1}{\Delta} \int_{-a/2}^{a/2} \frac{1}{a} \cdot d\xi dU + \\
 & + \int_{\Delta-a/2}^{\Delta} \frac{1}{\Delta} \int_{-a/2}^{-U} \frac{1}{a} \cdot d\xi dU = 1 - \frac{a}{4 \cdot \Delta}
 \end{aligned} \quad (3.41)$$

Побудувавши області інтегрування, таким же чином можна знайти $p_i(i)$ при $\Delta < a < 2 \cdot \Delta$ і $a > 2 \cdot \Delta$:

$$\begin{aligned}
 p_i(i) &= 1 - a / (4 \cdot \Delta) \text{ при } \Delta < a \leq 2 \cdot \Delta; \\
 p_i(i) &= \Delta / a \text{ при } a \geq 2 \cdot \Delta.
 \end{aligned} \quad (3.42)$$

На рисунку 3.10 поданий графік $p_i(i) = f(a/\Delta)$, з якого слідує, що Δ недоцільно обирати менше a , оскільки при $a/\Delta > 1$ різко зростає імовірність неправильного квантування сигналу.

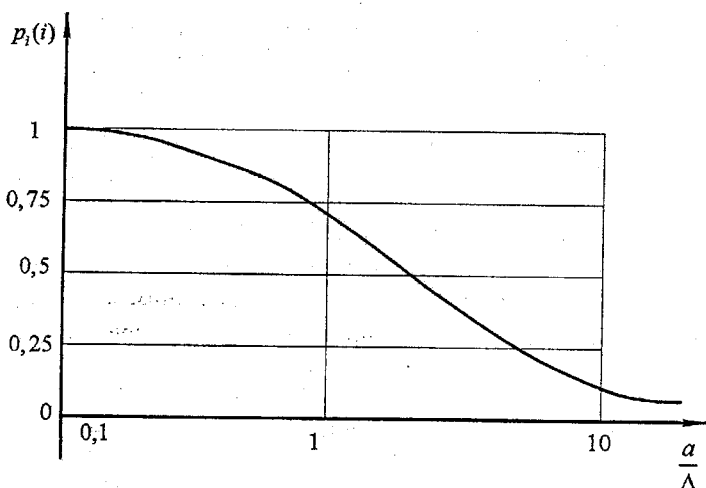


Рисунок 3.10 – Графік залежності $p_i(i) = f\left(\frac{a}{\Delta}\right)$

Аналогічно розраховують залежність $p_i(i) = f(\sigma_n / \Delta)$ (рис. 3.11) для випадку дії на сигнал завади, що розподілена за випадковим нормальним законом:

$$p(\xi) = \frac{1}{\sigma_n \cdot \sqrt{2}} \cdot e^{\frac{-\xi^2}{2\sigma_n^2}}, \quad (3.42)$$

де σ_n - середньоквадратичне відхилення похибки ξ .

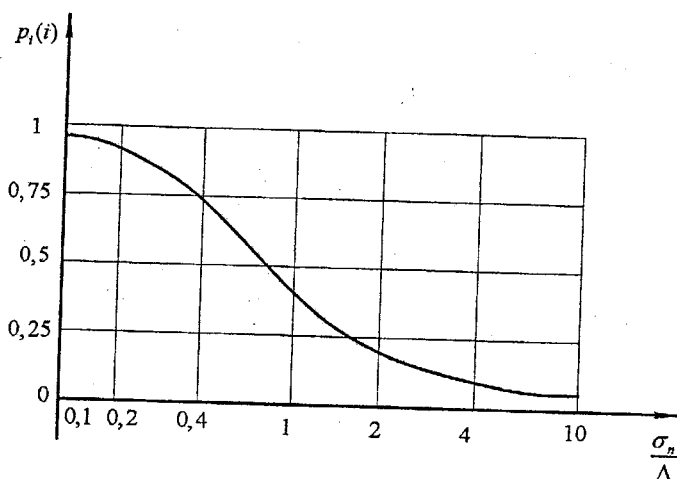


Рисунок 3.11 – Графік залежності $p_i(i) = f(\frac{\sigma_n}{\Delta})$

Порівняння графіків на рис. 3.10 і 3.11 показує, що за ймовірністю правильного квантування $p_i(i)$ дія завади з нормальним законом розподілу еквівалентна дії рівномірно розподіленої завади при співвідношенні $a = 3 \cdot \sigma_n$.

3.10 Геометрична форма подання сигналів

Відповідно до узагальненої теорії сигналів при вибраній сукупності ортонормованих функцій $\psi_k (I \leq k \leq N)$ сигнал $U(t)$ на обмеженому інтервалі часу T повністю визначається сукупністю безрозмірних коефіцієнтів $c_1, \dots, c_k, \dots, c_N$. Ці коефіцієнти можна розглядати як координати точки в геометричному просторі з N взаємно

перпендикулярними осями, що позначаються як $\psi_1, \dots, \psi_k, \dots, \psi_N$. Такий багатовимірний простір прийнято називати простором сигналів.

Якщо кожне з сукупності чисел $c_1, \dots, c_k, \dots, c_N$ помножити на орт відповідної осі, то отримаємо координати вектора сигналу $U(t)$ в N -вимірному векторному евклідовому просторі сигналів. При цьому довжина l (норма $\|U\|$) вектора, який проведений з початку координат до точки, що зображує сигнал,

$$\|U\| = l = \sqrt{\sum_{k=1}^N c_k^2}. \quad (3.43)$$

Відстань d між двома точками простору з координатами $c_1, \dots, c_k, \dots, c_N$ і $c'_1, \dots, c'_k, \dots, c'_N$ визначаємо за формулою:

$$d = \sqrt{\sum_{k=1}^N (c_k - c'_k)^2}. \quad (3.44)$$

При геометричному поданні неперервного сигналу $U_c(t)$ з обмеженим спектром F_c на інтервалі часу T_c як координати використовується сукупність $N = 2 \cdot F_c \cdot T_c$ відліків, які отримують відповідно до теореми Котельникова. Число вимірювань сигналу зазвичай виявляється дуже великим.

Якщо сигнал має розмірність напруги (або струму), то квадрат довжини вектора визначає питому енергію сигналу (що виділяється на резисторі з опором 1 Ом).

Виразимо її через відліки функції $U_c(t)$:

$$W = \int_0^T U_c^2(t) dt \approx \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=1}^{2 \cdot F_c \cdot T_c} U_c(k \cdot \Delta t) \cdot \frac{\sin 2 \cdot \pi \cdot F_c \cdot (t - k \cdot \Delta t)}{2 \cdot \pi \cdot F_c \cdot (t - k \cdot \Delta t)} \right]^2 dt.$$

Неперервні сигнали $U(t)$ подаються у гільбертовому просторі. Він має нескінченне число вимірювань і може відображати всі неперервні функції часу, що задані на певному інтервалі $[0, T]$. Довжину l_r вектора (норма) в цьому просторі знаходять за формулою

$$l_r = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt}. \quad (3.45)$$

Для відстані між векторами $U(t)$ і $V(t)$ відповідно маємо:

$$d_r(U, V) = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [U(t) - V(t)]^2 dt}. \quad (3.46)$$

Завади, як і раніше, зображають випадковими векторами.

Для геометричного відображення дискретних сигналів, що отримують шляхом дискретизації та квантування за рівнем, використовують дискретні лінійні векторні простори. Розмірність простору відповідає кількості відліків. Координати сигналу приймають скінченне число різних значень, що кратні величині кванту Δ . Тому кінці векторів сигналів розміщуються у вершинах правильної точкової решітки. Окремим випадком такої решітки є, наприклад, N -вимірний одиничний куб, що дозволяє подати сукупність комбінацій двійкового коду в просторі Хемінга.

При проходженні каналом зв'язку сигнали піддають перетворенню (дискретизації, модуляції і т. і.). Тому використовуються подання сигналів у різних просторах (просторі повідомлень; просторі переданих сигналів; просторі модульованих сигналів, просторі сигналів, що приймаються). Перетворення сигналів при цьому розглядається як відображення одних векторних просторів іншими.

Геометричні подання сигналів мають досить суттєве значення при розв'язанні задач теорії багатоканального електрозв'язку. Вони дозволяють наглядно відобразити процеси впливу завади на сигнал, що передається, сприяють аналізу шляхів усунення наслідків такого впливу, полегшують формування та запам'ятовування простих фундаментальних співвідношень між основними параметрами сигналу та каналу.

Контрольні запитання

1. В чому суть процесів дискретизації і квантування?
2. Охарактеризуйте переваги дискретної і цифрової передачі інформації.
3. Сформулюйте загальну постановку задачі дискретизації.
4. Які є основні методи отримання координат сигналу?
5. Порівняйте інтерполяційні і екстраполяційні методи відновлення сигналу.
6. Що розуміють під середньоквадратичним критерієм відновлення сигналу?
7. Сформулюйте теорему Котельникова.

8. Поясніть фізично можливість заміни неперервної функції з обмеженим спектром сукупністю відліків.

9. Які теоретичні незручності використання функції з обмеженим спектром як моделі сигналу?

10. В чому полягають труднощі технічної реалізації способу передачі неперервних сигналів за критерієм найбільшого відхилення?

11. Яка процедура рівномірної дискретизації за критерієм найбільшого відхилення?

12. Вкажіть переваги та недоліки адаптивної дискретизації.

13. Запишіть рівняння для середньоквадратичної похибки рівномірного квантування.

14. Що таке шум квантування?

15. Як розрахувати крок квантування сигналу при наявності завад?

16. Які сукупності координат сигналу використовуються при його геометричному поданні?

17. Запишіть відношення для визначення відстані між кінцями векторів, що зображують сигнали в евклідовому та гільбертовому просторах.

18. Яка практична значимість геометричного подання сигналів?

[7-10].

4.1 Основні методи модуляції при частотному розділенні каналів

При частотному розділенні каналів (ЧРК) за кожним каналом закріплюється цілком визначений спектр частот, тобто каналні сигнали таких систем відрізняються за частотою. Чим вужчу смугу частот будуть займати каналні сигнали, тим більше число каналів можна організувати в лінії зв'язку. Ця особливість покладена в основу вибору методу формування каналних сигналів. Крім того, вибраний метод повинен забезпечувати необхідну завадозахищеність.

Формування каналних сигналів в системах передачі з ЧРК можна здійснювати методами амплітудної (АМ), частотної (ЧМ) або фазової (ФМ) модуляції. Для синусоїдального модулюючого коливання $U_0 \cos \Omega t$ вираз для АМ буде мати вигляд

$$U_{AM}(t) = U_0 [1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega t), \quad (4.1)$$

де $m = \Delta U / U_0$ – коефіцієнт глибини модуляції;

U_0 – амплітуда носійного коливання.

Вираз для ЧМ сигналу має такий вигляд

$$U_{ЧМ}(t) = U_0 \cos[\omega t + m_f \cos(\Omega t + \varphi_\Omega + \pi/2)], \quad (4.2)$$

де $m_f = \omega_d / \Omega$ – індекс частотної модуляції.

ФМ коливання описується виразом

$$U_{ФМ}(t) = U_0 \cos[\omega t + \varphi_0 + m_\varphi \cos(\Omega t + \varphi_\Omega)], \quad (4.3)$$

де m_φ – індекс фазової модуляції.

Вирази (4.1) – (4.3) можна записати у вигляді суми гармонічних складових:

$$U_0 \cos(\omega t) + \frac{m}{2} U_0 \cos[(\omega - \Omega)t] + \frac{m}{2} U_0 \cos[(\omega + \Omega)t], \quad (4.4)$$

$$U_{ЧМ}(t) = U_0 \left\{ I_0(m_f) \cos(\omega t + \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_f) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_\Omega)] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_f) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_\Omega)] \right\}, \quad (4.5)$$

$$U_{\phi M} = U_{\omega} \left\{ I_0(m_{\phi}) \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_{\phi}) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2 + \varphi_{\omega})] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_{\phi}) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2) + \varphi_{\omega}] \right\}, \quad (4.6)$$

де $I_k(m_f)$, $I_k(m_{\phi})$ – функції Бесселя k -го порядку першого роду.

Як видно з (4.4) АМ-коливання має дискретний спектр, який містить коливання несучої частоти ω та двох бічних частот $(\omega \pm \Omega)$. Модульовані коливання при ЧМ і ФМ згідно з (4.5) та (4.6) відрізняються тільки початковими фазами та індексами модуляції. На відміну від АМ-сигналів коливання з ЧМ і ФМ мають нескінченний ряд бічних складових спектра. Тому, незважаючи на низьку завадозахищеність, з метою отримання мінімальної смуги частот каналного сигналу, в провідних системах передачі з ЧРК використовується АМ. Використання АМ дозволяє виконати передачу однієї бічної смуги (ОБС). АМ з ОБС характеризується більшою завадостійкістю, ніж ЧМ або ФМ з малими індексами модуляції та дозволяє формувати каналні сигнали мінімальної ширини.

В радіорелейних і супутникових системах зв'язку, які характеризуються підвищеним рівнем завад, використовуються ЧМ або ФМ з індексами модуляції більшими одиниці. В таких системах ЧМ використовується для модуляції групового сигналу, формування якого виконується за допомогою АМ з ОБС.

З виразу (4.4) видно, що вхідний сигнал системи передачі міститься тільки в бічних смугах частот, тому для його відновлення не обов'язково передавати по каналу весь спектр АМ-коливань. Враховуючи це, формування АМ сигналів можна здійснювати шляхом передачі:

- двох бічних смуг частот і несучої;
- однієї бічної смуги частот і несучої;
- однієї бічної смуги частот без несучої.

Передача однієї бічної смуги частот забезпечує найменшу ширину спектра каналного сигналу, яка дорівнює ширині спектра модульованого сигналу. Ця обставина дозволяє найбільш економно використовувати лінійний спектр частот системи зв'язку, тобто створює умови для організації більшого числа каналів у порівнянні з іншими методами передачі АМ. Для цього методу передачі в результаті модуляції виконується переміщення сигналу по шкалі частот. Подавлення несучої дає можливість при заданій потужності підсилювачів збільшити потужність корисної бічної смуги частот і тим самим підвищити завадозахищеність системи передачі. Недоліком методу передачі з ОБС є ускладнення кінцевого обладнання багатоканальної системи передачі (СП) з ЧРК.

4.2 Узагальнена структура багатоканальної системи зв'язку з ЧРК

На рисунку 4.1 зображена структура N-канальної системи з ЧРК та плани частот (спектральні діаграми) в її характерних точках. Як несучі в СП з ЧРК використовуються гармонічні (синусоїдальні) коливання з різними частотами $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ (коливання несучих частот); каналні сигнали формуються в результаті модуляції одного з параметрів носіїв первинними сигналами $\alpha_n(t)$. В даному випадку можлива частотна або фазова модуляція. Частоти $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ вибирають так, щоб спектри каналних сигналів $\nu_1(t), \nu_2(t), \dots, \nu_N(t)$ не перекривались. Груповий сигнал $u(t)$, який надходить у лінійний тракт системи, є сума каналних сигналів: $u(t) = \nu_1(t) + \nu_2(t) + \dots + \nu_N(t)$.

При передачі лінійним трактом сигнал $u(t)$ набуває лінійних та нелінійних спотворень і на нього накладається завада $n(t)$. В результаті в приймальну частину системи потрапляє спотворений сигнал $\tilde{u}(t)$, який відрізняється від сигналу $u(t)$, сформованого в передавальній частині системи.

Розділення каналних сигналів, тобто виділення з групового сигналу каналних сигналів, виконується смуговими роздільними фільтрами $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$. Первинні сигнали відновлюються демодуляторами $D_1, D_2, \dots, D_N$. Фільтри нижніх частот, які встановлені на виходах демодуляторів, подавляють високочастотні продукти демодуляції.

Розділення сигналів, які передаються різними каналами, на приймальній частині системи зв'язку здійснюється за допомогою смугових фільтрів. Внаслідок неідеальності характеристик згасання останніх, частину смуги частот необхідно відводити на розфільтрування між каналами, щоб запобігти взаємному впливу спектрів частот сусідніх каналів.

При побудові апаратури багатоканальної системи передачі з ЧРК використовується багаторазове перетворення частоти. Воно полягає в тому, що вхідні сигнали декілька разів перемішуються по шкалі частот, перш ніж передаються в лінію зв'язку. На приймальній частині виконується зворотне перетворення по осі частот.

Умову роздільності каналних сигналів СП з ЧРК можна записати у вигляді:

$$G_n(\omega) \begin{cases} \neq \text{при } \omega_n' < \omega < \omega_n'', \\ = \text{при } \omega < \omega_n', \omega < \omega_n'', \end{cases} \quad (4.7)$$

де $G_n(\omega)$ – енергетичний спектр n-го каналного сигналу;

ω_n' і ω_n'' – межі смуги частот, які відводяться в лінійному тракту для n-го каналного сигналу.

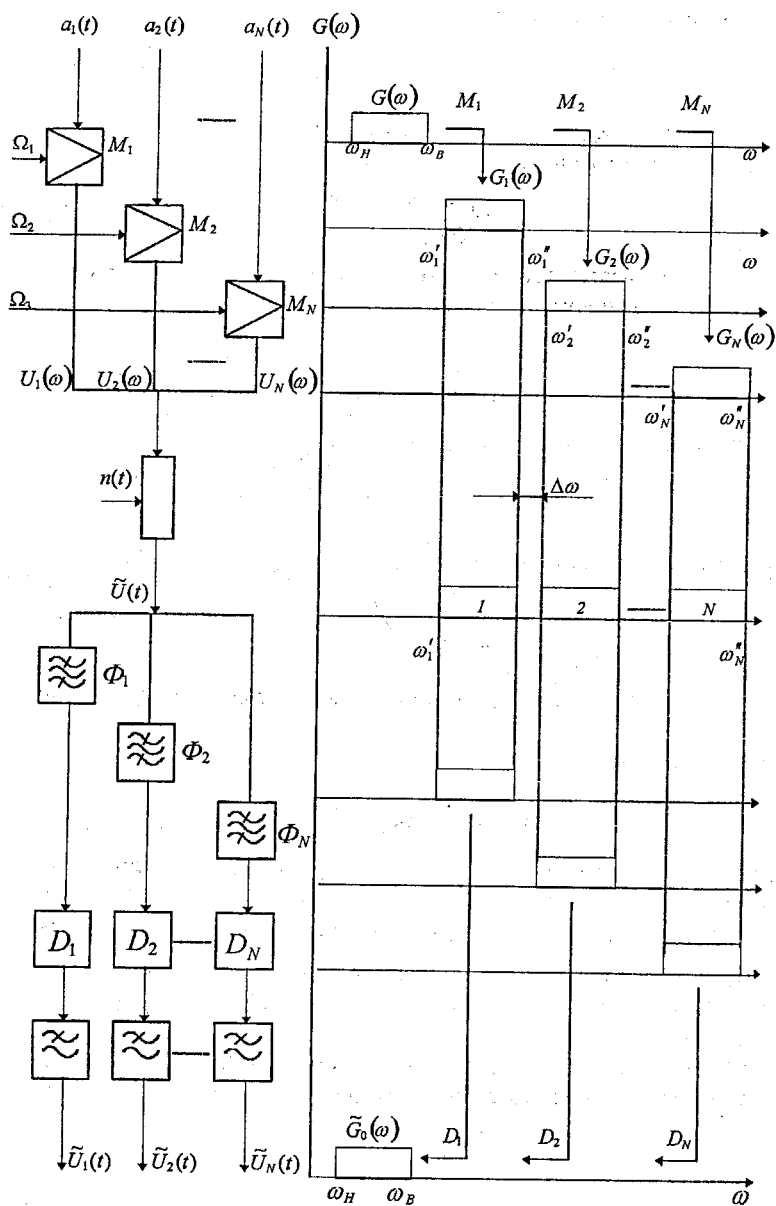


Рисунок 4.1 – Узагальнена структура багатоканальної системи зв'язку з ЧРК

З (4.7) слідує, що в СП з ЧРК каналні сигнали є ортогональними. Щоб довести це, розглянемо інтеграл

$$I_{in} = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) v_n(t) dt, \quad (4.8)$$

в якому $v_i(t)$ і $v_n(t)$ - деякі реалізації сигналів i -го та n -го каналів. Як відомо, умова ортогональності полягає в тому, що

$$I_{in} = \begin{cases} A_i \neq 0 \text{ при } i = n, \\ 0 \text{ при } i \neq n, \end{cases} \quad (4.9)$$

Щоб показати, що для каналних сигналів СП з ЧРК дана умова виконується, запишемо для одного з сигналів вираз прямого і оберненого перетворення Фур'є:

$$S_n(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} v_n(t) e^{-i\omega t} dt; \quad v_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

Перепишемо тепер інтеграл (4.8) у вигляді

$$I_{in} = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) e^{i\omega t} d\omega \right] dt,$$

звідки, змінюючи порядок інтегрування, отримаємо

$$I_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) e^{i\omega t} dt.$$

Але $\int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) e^{i\omega t} dt = S_i^*(i\omega)$ - спряжений комплексний спектр i -го каналного сигналу. Таким чином,

$$I_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) d\omega S_i^*(i\omega) d\omega.$$

Звідси згідно з умовою (4.7) витікає справедливості виразу (4.9), що і говорить про ортогональність каналних сигналів СП з ЧРК.

Ширина частотного спектра групового сигналу $\Delta\omega_{\Sigma}$ визначається числом каналів в системі передачі, шириною спектра каналних сигналів, а також частотними характеристиками згасання смугових роздільних фільтрів $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$.

На рисунку 4.2 подані плани частот $(n-1)$, n і $(n+1)$ -го каналів і частотна характеристика згасання n -го роздільного фільтра.

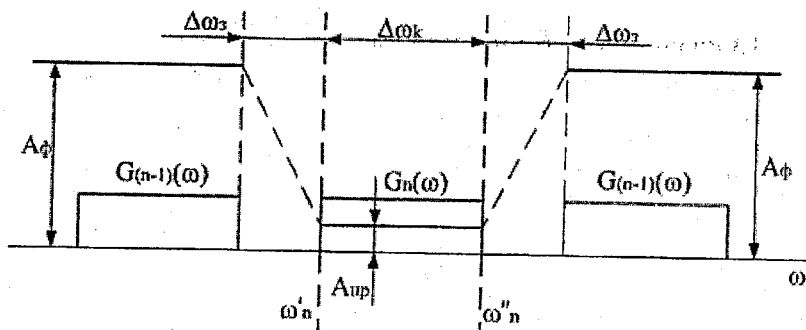


Рисунок 4.2 – Спектри $(n-1)$, n і $(n+1)$ -го каналних сигналів і частотна характеристика n -го роздільного фільтра

Через $G_{n-1}(\omega)$, $G_n(\omega)$ та $G_{n+1}(\omega)$ позначені енергетичні спектри $(n-1)$, n і $(n+1)$ -го каналних сигналів, відповідно. Між смугою пропускання фільтра Φ , в межах якої його згасання не перевищує деякого значення A_{np} і діапазонами ефективною затримки, в яких згасання повинно бути не менше величини A_ϕ , існує перехідна область (смуга розфільтровування). Тому між смугами частот, які відводяться для передачі каналних сигналів, необхідно передбачити захисні інтервали $\Delta\omega_3$, величини яких повинні бути не менші смуг розфільтровування роздільних фільтрів. При цій умові ширина частот групового сигналу визначається формулою:

$$\Delta\omega_\Sigma = \sum_{n=1}^N \Delta\omega_n + \sum_{n=1}^{N-1} \Delta\omega_{3n}, \quad (4.10)$$

де $\Delta\omega_n = \omega''_n - \omega'_n$ – смуга частот n -го каналу.

Якщо смуги частот всіх каналів однакові, тобто $\Delta\omega_n = \Delta\omega_{n+1} = \Delta\omega_k$, а також однакові всі захисні інтервали, тобто $\Delta\omega_{3n} = \Delta\omega_{3n+1} = \Delta\omega_3$, то при великій кількості каналів N :

$$\Delta\omega_\Sigma = N \cdot (\Delta\omega_k + \Delta\omega_3). \quad (4.11)$$

Внаслідок того, що згасання затримки роздільних фільтрів має скінченну величину, повне розділення каналних сигналів неможливе. Це є одною з причин появи міжканальних перехідних завад. Так, на вході демодулятора n -го каналу, крім корисного каналного сигналу, спектр якого збігається зі смугою пропускання n -го роздільного фільтра, з'являються послаблені сигнали всіх інших каналів. Ці сигнали після демодуляції попадуть на вихід n -го каналу у вигляді міжканальних завад, характер і рівень яких визначається якістю роздільних фільтрів і видом модуляції. Знаючи рівень міжканальних завад і величину захисних інтервалів $\Delta\omega_3$, можна сформулювати вимоги до роздільних фільтрів.

4.3 Вибір методу формування каналних сигналів

Як було відмічено в попередньому підрозділі 4.1, для формування каналних сигналів в системі з ЧРК гармонічні носії модулюються первинними сигналами за амплітудою, частотою або фазою. Спектр модульованих коливань, тобто каналних сигналів, містить несучу частоту і дві бічні смуги частот. При амплітудній модуляції смуга частот каналних сигналів $\Delta f_k = 2 \cdot F_B$, де F_B – верхня гранична частота первинного сигналу. При частотній модуляції $\Delta f_k \approx 2 \cdot (m_p + 1)$, де m_p – індекс модуляції, при чому завадостійкість системи передачі тим вища, чим більше значення цього імпульсу. Фазова модуляція для передачі аналогових сигналів зазвичай не застосовується, оскільки для досягнення однакової з ЧМ завадостійкості потрібна більш широка смуга частот і, крім того, демодуляція ФМ коливань технічно складніша, ніж демодуляція ЧМ коливань.

Відомо, що при АМ для відновлення на приймальній частині первинного сигналу (демодуляції) каналні сигнали не обов'язково мають містити всі спектральні компоненти АМ коливань. Коливання несучої частоти не переносить даних про первинний сигнал, тому його можна не передавати в приймальну частину апаратури, тобто, можна передавати дві бічні смуги частот без несучого коливання (ДБС-БН). Сигнал ДБС-БН отримується в результаті балансної модуляції БМ.

Враховуючи, що кожна із бічних смуг (верхня – ВБ і нижня – НБ) переносить повну інформацію про первинний сигнал, одна з них може бути подавлена і спектр каналного сигналу буде містити одну із бічних смуг частот ОБС. Операцію формування сигналу, в спектрі якого міститься тільки одна з бічних смуг АМ коливання, називають односмуговою модуляцією (ОМ) або перетворенням частоти (ПЧ), а сам сигнал – односмуговим.

На рисунку 4.3 подані спектральні діаграми, які відповідають перерахованим видам каналних сигналів.

Таким чином, завдання вибору методу формування каналних сигналів в СП з ЧРК зводиться до порівняння АМ, БМ, ОМ і ЧМ.

Розглянемо систему передачі з N-ідентичними каналами, в лінійному тракті якої відсутні спотворення, але має місце флуктуаційна завада $n(t)$. Припустимо, що операції модуляції, демодуляції та розділення каналних сигналів здійснюються ідеально. На підставі останнього припущення прийемо $\Delta f_s = 0$. Смугу частот, що відводиться в лінійному тракті для передачі групового сигналу, позначимо через Δf_Σ ; припустимо, що вона фіксована, тобто не залежить від виду модуляції. Припустимо також, що фіксовано середнє значення потужності групового сигналу $P_{c\Sigma}$.

Видом модуляції визначається два важливі показники системи передачі: її завадостійкість і число каналів. Введемо такий критерій оцінки виду модуляції, щоб були враховані ці показники.

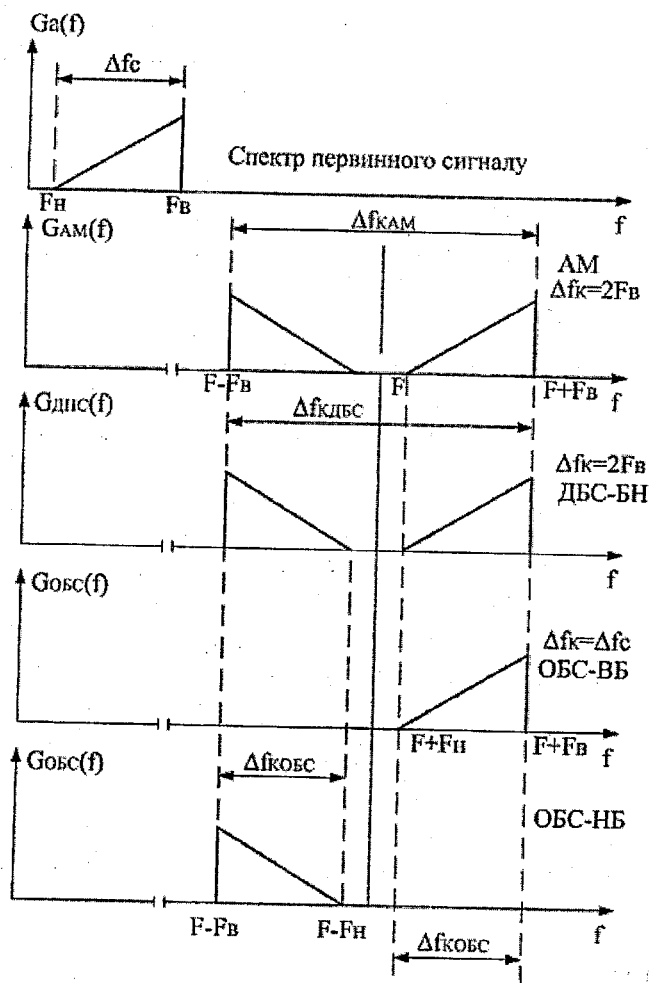


Рисунок 4.3 – Спектри сигналів при АМ, ДБС-БН і ОБС

Позначимо через $P_{скл}$ і $P_{Пкл}$ відповідно середні потужності каналного сигналу і завади на виході роздільного фільтра одного з каналів (тобто на вході демодулятора), а через $P_{свих}$ і $P_{Пвих}$ - потужності сигналу та

завади на виході каналу (тобто на виході демодулятора). Тоді співвідношення

$$\gamma = \frac{q_{кл}}{q_{квих}}, \quad (4.12)$$

де $q_{кл} = \frac{P_{скл}}{P_{пкл}}$ і $q_{квих} = \frac{P_{сквих}}{P_{пквих}}$, буде характеризувати завадостійкість системи передачі.

При прийнятих допущеннях величина $q_{кл}$ не залежить від виду модуляції. Дійсно, $P_{скл} = \frac{P_{с\Sigma}}{N} = P_{с\Sigma} \frac{\Delta f_k}{\Delta f_\Sigma}$ і $P_{пкл} = G_0 \cdot \Delta f_k$, де G_0 - енергетичний спектр флуктуаційної завади. Таким чином, $q_{кл} = \frac{P_{скл}}{P_{пкл}} = \frac{P_{с\Sigma}}{G_0 \cdot \Delta f_\Sigma}$ не залежить від Δf_k , тобто від виду модуляції.

Ширина каналної смуги частот залежить від прийнятого методу модуляції. Кількість каналів буде максимальною при односмуговій модуляції, оскільки в цьому випадку $\Delta f_k = \Delta f_c$, де Δf_c - ширина спектра первинного сигналу. Позначимо через $N_{обс}$ кількість каналів в системі передавання з ОМ; відношення $\frac{N}{N_{обс}}$ буде характеризувати ступінь зменшення числа каналів при використанні методів модуляції, які відрізняються від односмугової модуляції.

Як критерій оцінювання виду модуляції приймемо величину, яка включає в себе як відношення $\frac{N}{N_{обс}}$, так і показник завадостійкості γ :

$$\gamma' = \gamma \frac{N}{N_{обс}}. \quad (4.13)$$

Враховуючи, що $N = \frac{\Delta f_\Sigma}{\Delta f_k}$, а $N_{обс} = \frac{\Delta f_\Sigma}{\Delta f_c}$, тоді можна записати

$$\gamma' = \gamma \frac{\Delta f_c}{\Delta f_k}. \quad (4.14)$$

Найкращим будемо вважати вид модуляції, при якому значення γ максимальне.

Для розрахунку коефіцієнтів γ' , відповідних видам модуляції, що порівнюються, користуємося формулами завадостійкості із курсу теорії електрозв'язку, які наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри видів модуляцій

Вид модуляції	γ	Δf_c
АМ	$\frac{2 \cdot m_a^2}{k_n + m_a}$	$2 \cdot F_B$
БМ	2	$2 \cdot F_B$
ОМ	1	Δf_c
ЧМ	$\frac{6 \cdot m_q^3}{k_n^2}$	$\approx 2 \cdot (m_q + 1)$

В таблиці 4.1 прийняті такі позначення:

m_a - глибина амплітудної модуляції;

$k_n = \frac{U_{c\max}}{U_{c\text{ср}}}$ - пік-фактор первинного (модульовального) сигналу,

де $U_{c\max}$ - максимальне (пікове) значення напруги сигналу;

$U_{c\text{ср}}$ - середньоквадратичне значення напруги сигналу;

m_q - індекс частотної модуляції;

F_B - верхня гранична частота спектра первинного сигналу;

Δf_c - смуга частот спектра первинного сигналу.

Розрахунок γ' проведемо для телефонного та дискретного сигналів.

Величину пік-фактора при телефонному зв'язку знайдемо з таких міркувань. Як відомо, пік-фактор телефонного сигналу в логарифмічних одиницях дорівнює приблизно 15дБ. Однак мовні сигнали поступають на входи каналів системи передачі по абонентських і з'єднувальних лініях, згасання яких може приймати різні значення від 0 до 15дБ. При цьому під пік-фактором варто розуміти величину, яка визначається відношенням пікової напруги телефонного сигналу, який отримується від абонента, що розміщується в безпосередній близькості від входу каналу, до середньоквадратичної напруги сигналу, який надходить від найбільш віддаленого абонента. В цих умовах в логарифмічних одиницях пік-фактор $Q \approx 30\text{дБ}$, а величина k_n визначається за формулою $k_n = 10^{0,05Q} = 10^{1,5} \approx 32$.

Величини F_B і Δf_c для телефонного сигналу дорівнюють 3400 Гц і 3100 Гц, відповідно. Результати розрахунку коефіцієнта γ' при $m_a=1$ і $m_q=10$ для телефонного сигналу наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Завадостійкість телефонного зв'язку

Вид модуляції	γ	$\frac{\Delta f_c}{\Delta f_k}$	γ'
АМ	$6,5 \cdot 10^{-2}$	0,46	$3 \cdot 10^{-2}$
БМ	2	0,46	0,91
ОМ	1	1	1,00
ЧМ	5,9	$4,2 \cdot 10^{-2}$	0,25

Таким чином, при передачі телефонних сигналів система з ОМ за критерієм γ' виявляється найкращою. Система з АМ за критерієм γ' суттєво гірша систем з БМ та ОМ. Для системи з ЧМ розрахунок був виконаний при $m_q=10$.

Однак, як відомо, завадостійкість систем передачі з ЧМ тим вища, чим більший індекс модуляції m_q . Тому викликає інтерес розрахунок залежності коефіцієнта γ від індексу модуляції m_q . Результати цього розрахунку для телефонного сигналу при $k_n=32$ наведені в таблиці 4.3, з якої видно, що за критерієм γ' система з ЧМ є рівноцінною системі ОМ при $m_q \approx 20$.

Таблиця 4.3 – Завадостійкість ЧМ телефонного зв'язку

m_q	$\frac{\Delta f_c}{\Delta f_k}$	γ
5	$7,7 \cdot 10^{-2}$	0,06
10	$4,2 \cdot 10^{-2}$	0,25
15	$2,9 \cdot 10^{-2}$	0,58
20	$2,2 \cdot 10^{-2}$	1,03

Отже, при передачі телефонних повідомлень частотну модуляцію доцільно застосовувати тільки в тих випадках, коли багатоканальна система передачі працює в умовах значних звад, причому необхідна якість зв'язку досягається ціною суттєвого зменшення кількості каналів.

Проведемо тепер аналогічний розрахунок для дискретного сигналу. Дискретний канал електрозв'язку являє собою випадкову послідовність імпульсів і пауз з детермінованим тактовим інтервалом (рисунк 4.4).

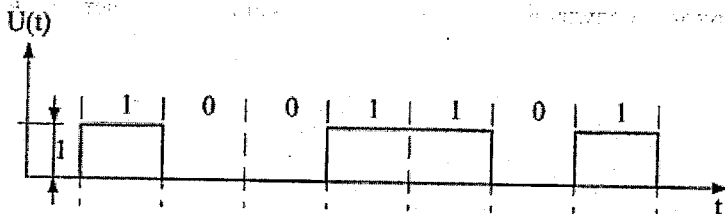


Рисунок 4.4 – Дискретний сигнал електрозв'язку

Припустимо, що імпульси і паузи рівномірні, тобто $p(1) = p(0) = 0,5$ де $p(1)$ і $p(0)$ - відповідно ймовірності символів "1" і "0". Тоді середньоквадратична напруга дискретного сигналу дорівнює приблизно 0,7 і $k_n \approx 1,4$. Прийmemo, що $\Delta f_c = F_B$, $m_a = 1$ і $m_q = 1,5$. Результати розрахунків наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Завадостійкість для дискретного сигналу

Вид модуляції	γ	$\frac{N}{N_{обс}}$	γ'
АМ	0,8	0,5	0,4
БМ	2,0	0,5	1,0
ОМ	1,0	1,0	1,0
ЧМ	10	0,2	2

Як видно, навіть при малому індексі модуляції для дискретного сигналу найкращі результати в плані критерію γ' дає ЧМ.

Таким чином, розрахунки показують, що величина γ' , а відповідно, і вибір виду модуляції залежать від пік-фактора (або динамічного діапазону)

первинного сигналу. При великому пік-факторі найкращою за критерієм γ' виявляється ОМ. Канали передачі багатоканальних систем повинні бути універсальними, тобто повинні забезпечувати передачу повідомлень різноманітної природи, в тому числі і телефонних, пік-фактор яких великий. В лінійних трактах сучасних систем забезпечується висока захищеність сигналів від завад. В цих умовах оптимальною виявляється односмугова модуляція, при якій у фіксованій смузі частот лінійного тракту виходить максимальне число каналів при достатньо високій завадостійкості.

4.4 Формування односмугових сигналів

У попередньому підрозділі "односмуговим" був названий сигнал, отриманий виділенням однієї з бічних смуг (верхньої або нижньої) із спектра модульованого за амплітудою гармонічного коливання. В основу цього означення покладена схема формування односмугового сигналу, яка складається із амплітудного модулятора і смугового фільтра. У зв'язку з цим складається неправильне уявлення, що такий спосіб єдиний. Крім того, наведене вище означення не розкриває всіх властивостей односмугових сигналів. Тому було б корисним дати означення односмугового сигналу, яке не пов'язане з амплітудною модуляцією і не базується на будь-якій конкретній схемі його формування.

Розглянемо деякий сигнал $x(t)$, який будемо називати початковим, зі спектром $S_{x(i\omega)}$, зосередженим в смузі частот від ω_{xH} до $\omega_{x\Phi}$ (рисунок 4.5, а). Односмуговим назовемо сигнал $y(t)$ зі спектром $S_{y(i\omega)}$, який лежить в смузі частот $\omega_{yH} \leq \omega \leq \omega_{y\Phi}$ і отримується із сигналу $x(t)$ зміщенням його спектра вгору по осі частот на величину Ω , а також сигнал $z(t)$ зі спектром $S_{z(i\omega)}$, $\omega_{zH} \leq \omega \leq \omega_{z\Phi}$, який отриманий зміщенням спектра $S_{x(i\omega)}$ вниз по осі частот (рисунок 4.5, б). При описаному зміщенні спектра зберігається порядок слідування спектральних складових початкового сигналу $x(t)$. Можливе також зміщення спектра, при якому відбувається інверсія спектральних складових початкового сигналу; відповідні сигнали і їх спектри позначимо через $y_u(t)$, $S_{y_u(i\omega)}$, $z_u(t)$ і $S_{z_u(i\omega)}$ (рисунок 4.5, в).

На рисунку 4.5 через ω_{x0} , ω_{y0} і ω_{z0} позначені центральні частоти спектрів початкового та перетворених сигналів:

$$\omega_{x0} = 0,5(\omega_{xH} + \omega_{x\Phi}), \quad \omega_{y0} = 0,5(\omega_{yH} + \omega_{y\Phi}), \quad \omega_{z0} = 0,5(\omega_{zH} + \omega_{z\Phi}).$$

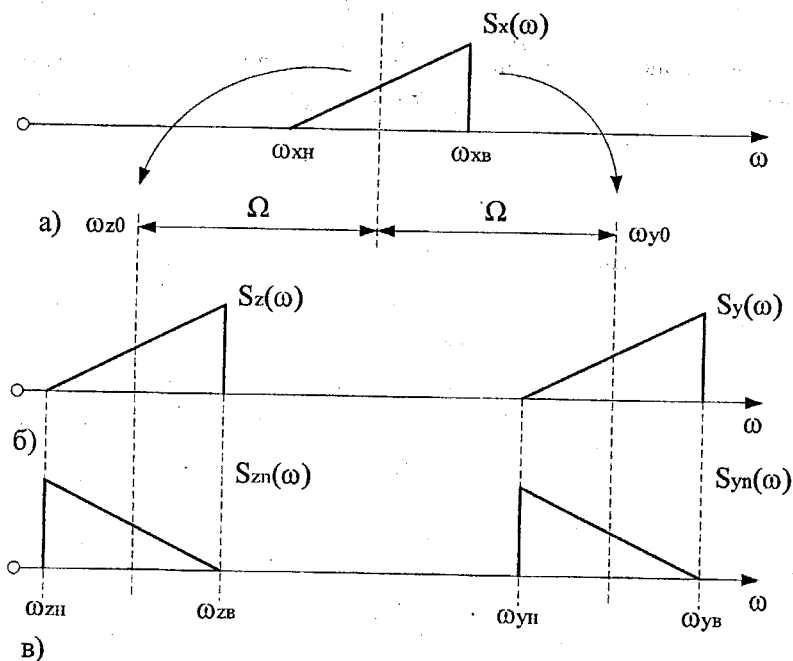


Рисунок 4.5 – Зміщення спектра сигналу

Отже, односмуговим є сигнал, спектр якого відрізняється від спектра початкового сигналу зміщенням вверх або вниз по осі частот без інверсії або з інверсією спектральних складових. Операцію зміщення спектра (тобто операцію формування односмугового сигналу) називають перетворенням частоти. Спектри односмугових сигналів виражаються через спектр початкового сигналу формулами:

$$\left. \begin{aligned} S_y(i\omega) &= S_x[i(\omega - \Omega)], \\ S_z(i\omega) &= S_x[i(\omega + \Omega)], \\ S_{yH}(i\omega) &= S_x[i(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)], \\ S_{zH}(i\omega) &= S_x[i(2\omega_{x0} - \Omega - \omega)]. \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Встановимо зв'язок між початковим сигналом $x(t)$ і сигналами, отриманими в результаті перетворення частоти, тобто виразимо сигнал $y(t)$, $z(t)$, $y_u(t)$ і $z_u(t)$ через $x(t)$. Скористаємося для цього поняттям комплексного (аналітичного) сигналу.

Відомо, що комплексний сигнал $\overline{x(t)}$, який відповідає реальному сигналу $x(t)$, можна записати у вигляді:

$$\overline{x(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yn}}^{\omega_{xn}} S_x(i\omega) e^{i\omega t} d\omega = X(t) e^{i\theta_x(t)}, \quad (4.16)$$

де $X(t)$ – обвідна сигналу;

$\theta_x(t)$ – фаза сигналу $x(t)$.

Реальний сигнал $x(t)$ являє собою реальну частину комплексного сигналу:

$$x(t) = \operatorname{Re} \overline{x(t)} = X(t) \cos \theta_x(t);$$

а уявна частина комплексного сигналу:

$$\theta_x(t) = \operatorname{Im} \overline{x(t)} = X(t) \sin \theta_x(t)$$

називається квадратурним сигналом, який відрізняється від сигналу $x(t)$

зсувом фаз всіх спектральних складових на кут $\frac{\pi}{2}$.

Реальному сигналу $y(t)$, який отримується в результаті зміщення спектра початкового сигналу вгору по осі частот, відповідає комплексний сигнал:

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yn}}^{\omega_{xn}} S_y(i\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (4.17)$$

Оскільки $S_y(i\omega) = S_x[i(\omega - \Omega)]$, то

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yn}}^{\omega_{xn}} S_x[i(\omega - \Omega)] e^{i\omega t} d\omega. \quad (4.18)$$

Замінімо в інтегралі змінну $\xi = \omega - \Omega$. Тоді $\omega = \xi + \Omega$, $d\omega = d\xi$, при $\omega = \omega_{yn}$, $\xi_n = \omega_{yn} - \Omega = \omega_{xn}$ і при $\omega = \omega_{xn}$, $\xi_s = \omega_{xn} - \Omega = \omega_{ys}$. Таким чином,

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{\pi} e^{i\Omega t} \int_{\omega_{xn}}^{\omega_{ys}} S_x(i\xi) e^{i\xi t} d\xi,$$

звідки

$$\begin{aligned} \overline{y(t)} &= e^{i\Omega t} X(t) e^{i\theta_x(t)} = X(t) e^{i[\theta_x(t) + \Omega t]} \\ y(t) &= X(t) \cos[\theta_x(t) + \Omega t], \end{aligned} \quad (4.19)$$

тобто, односмуговий сигнал $y(t)$ виражений через обвідну $\theta_x(t)$ початкового сигналу і зміщення спектра (частоту перетворення) Ω .

При зміщенні спектра вниз по осі частот $S_z(i\omega) = S_x \cdot [i(\omega + \Omega)]$ і

$$\overline{z(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{zn}}^{\omega_{xn}} S_x(i\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{\pi} e^{i\Omega t} \int_{\omega_{zn}}^{\omega_{xn}} S_x \cdot [i(\omega + \Omega)] e^{i\omega t} d\omega.$$

Виконуючи заміну змінної за формулою $\xi = \omega + \Omega$ отримаємо аналогічно попередньому:

$$\overline{z(t)} = X(t) e^{i[\theta_x(t) - \Omega t]}.$$

$$z(t) = X(t) \cos[\theta_x(t) - \Omega t]. \quad (4.20)$$

У випадку зміщення вверх і інверсії спектра $S_{y_n(i\omega)} = S_x \cdot [i(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)]$ і:

$$\overline{y_n(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yn}}^{\omega_{yn}} S_x [i(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)] e^{i\omega t} d\omega. \quad (4.21)$$

Приймаючи $\xi = 2\omega_{x0} + \Omega - \omega$, отримаємо з формули (4.21):

$$\overline{y_n(t)} = \frac{1}{\pi} e^{i(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)t} \int_{\omega_{zn}}^{\omega_{xn}} S_x(i\xi) e^{-i\xi t} d\xi. \quad (4.22)$$

Порівнюючи вирази (4.22) і (4.15), отримаємо:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{zn}}^{\omega_{xn}} S_x(i\xi) e^{-i\xi t} d\xi &= X(t) e^{-i\theta_x(t)} \\ \overline{y_n(t)} &= X(t) e^{i[(2\omega_{x0} + \Omega)t - \theta_x(t)]}, \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$y_n(t) = X(t) \cos[(2\omega_{x0} + \Omega)t - \theta_x(t)].$$

При зміщенні вниз та інверсії спектра $S_{zn}(i\omega) = S_x \cdot [i(2\omega_{x0} - \Omega - \omega)]$, після аналогічних викладок маємо:

$$z_n(t) = X(t) \cos[(2\omega_{x0} - \Omega)t - \theta_x(t)]. \quad (4.24)$$

Структура фільтрового перетворювача частоти (ФПЧ) наведена на рисунку 4.6. У ФПЧ як правило використовують балансні модулятори (М). Ідеальний балансний модулятор являє собою помножувач модулюючого сигналу і несучого коливання. Приймаючи, що модулюючим є первинний сигнал i -го каналу $a_i(t)$, а несуче коливання $u_i = \cos \Omega_i t$, отримаємо вираз для сигналу на виході модулятора: $s_m(t) = a_i(t) \cos \Omega_i t$. Виражаючи первинний сигнал $a_i(t)$ через його обвідну $A_i(t)$ і фазу $\theta_{a_i}(t)$, маємо:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= A_i(t) \cos \theta_{a_i}(t) \cos \Omega_i t = 0,5 A_i(t) \cos[\theta_{a_i}(t) + \Omega_i t] + \\ &+ 0,5 A_i(t) \cos[\Omega_i t - \theta_{a_i}(t)]. \end{aligned}$$

Таким чином, сигнал $s_m(t)$ на виході модулятора М є сумою сигналів зі спектрами, зсунутими вверх по осі частот з інверсією і без інверсії – суму сигналів верхньої і нижньої бічних смуг. Виділяючи сигнал однієї з бічних смуг смуговим фільтром, отримаємо відповідний односмуговий сигнал $v_i(t)$. Індекс i відповідає номеру каналу, для якого формується каналний односмуговий сигнал. Смуговий фільтр на виході модулятора називається каналним фільтром КФ i -го каналу.

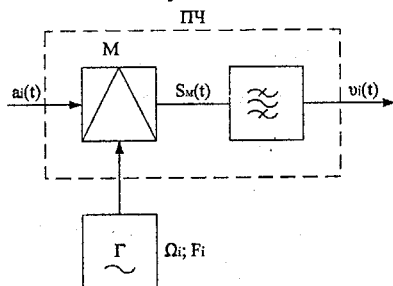


Рисунок 4.6 – Структура фільтрового перетворювача частоти

Канальні фільтри є найбільш складним і дорогим вузлом фільтрових перетворювачів частоти. Визначимо, які основні вимоги ставляться до них.

При побудові систем передачі з ЧРК проміжки між несучими частотами вибирають так, щоб було забезпечено найбільш ефективне використання смуги частот лінійного тракту. В сучасних системах зв'язку з ЧРК прийнято, що різниця між носійними частотами сусідніх каналів $F_{i+1} - F_i = 4 \kappa \Gamma \zeta$. При фільтровому методі формування односмугових сигналів це призводить до того, що бічна смуга частот, яка подавляється одного каналу майже повністю збігається з корисною бічною смугою частот іншого каналу.

На рисунку 4.7 як приклад показано плани частот i -го та $(i+1)$ -го каналів, при умові, що в лінійний тракт передаються верхні бічні смуги частот. Штриховою лінією показані бічні смуги частот, що подавляються. Видно, що нижня бічна смуга частот $(i+1)$ -го каналу майже повністю збігається зі смугою частот, в якій передається i -й каналний сигнал. Очевидно, що при неповному подавленні непотрібної бічної смуги частот виникнуть перехідні завади між каналами, причому рівень цих завад буде тим менший, чим більше згасання каналних фільтрів в смугах затримки.

Позначимо через $A_{зпер}$ мінімально допустиму захищеність від міжканальних завад, які виникають внаслідок неповного подавлення непотрібної бічної смуги частот. Зберігаючи для каналних фільтрів позначення, які прийняті на рисунку 4.7, отримаємо: $A_{зпер} = A_\phi - A_{пр}$.

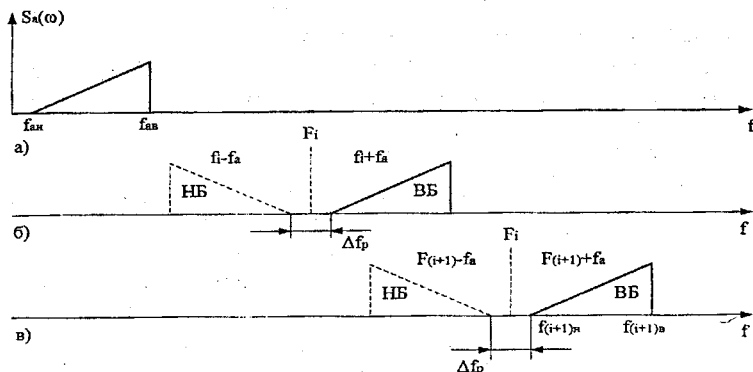


Рисунок 4.7 – Первинний сигнал (а) і плани частот i -го (б) та $(i+1)$ -го (в) каналів

Необхідна захищеність має бути отримана при смузі розфільтрування Δf_p , яка дорівнює проміжку між мінімальною частотою верхньої бічної смуги частот і максимальною частотою нижньої бічної смуги частот. Очевидно, $\Delta f_p = 2 \cdot f_{ан}$ (див рисунок 4.7).

Для каналів тональної частоти (ТЧ) $f_{ан} = 0,3 \text{ кГц}$, $f_{ав} = 3,4 \text{ кГц}$ і $\Delta f_p = 0,6 \text{ кГц}$. В результаті аналізу СП з ЧРК встановлено, що захищеність від перехідних завад між каналами ТЧ має бути не меншою 60дБ. Відповідно, згасання каналних фільтрів в смузі затримки не менше, ніж на 60дБ має бути більшим згасання в смузі пропускання.

Якість зв'язку по каналах ТЧ значною мірою визначається частотними характеристиками їх залишкового згасання і групового часу розповсюдження. Як видно зі структури системи з ЧРК (див. рисунок 4.1), ці характеристики визначаються в основному якістю каналних фільтрів. Тому допустиму нерівномірність частотної характеристики згасання каналних фільтрів можна визначити, виходячи з вимог до частотної характеристики залишкового згасання каналу ТЧ. У складному каналі кількість каскадно включених каналних фільтрів досягає 20 при нерівномірності частотної характеристики згасання одного фільтра $\Delta A_\phi \leq 0,5 \text{ дБ}$. Добротність резонансних контурів, які входять в каналні фільтри, орієнтовно можна оцінити за формулою:

$$Q = (4,9 - 2,16 \Delta A_\phi) \frac{A_{зпер}}{\rho} \cdot 10^{-2}, \quad (4.25)$$

де $\rho = \frac{\Delta f_p}{F_i}$ - відносна смуга розфільтрування фільтра i -го каналу.

Очевидно, що чим більше каналів в системі передачі, тим вищою повинна бути несуча частота каналу, який розташований у верхній частині діапазону частот групового сигналу, і тим меншою буде ρ .

Розрахунки згідно з (4.25) показують, що у смузі частот до 30 кГц ($\rho \leq 0,02$) можна застосовувати LC-фільтри. В системі передачі з більш широкою смугою частот, тобто з більшою кількістю каналів, необхідно застосовувати відносно дорогі фільтри з високодобротними резонаторами.

Недоліком фільтрового методу формування односмугових сигналів за схемою, поданою на рисунку 4.6, є необхідність використання різнотипних каналних фільтрів за числом каналів системи. При великій кількості каналів це підвищує вартість і ускладнює виробництво і експлуатацію апаратури. Вказані недоліки можна подолати при використанні методу багатократного перетворення частоти.

4.5 Демодуляція односмугових сигналів

Демодуляція односмугових каналних сигналів, тобто відновлення первинних сигналів на приймальній частині системи зв'язку $D_i\{v_i(t)\} = a_i(t)$, полягає у перетворенні частоти (зміщення спектрів) каналних сигналів зі смуг частот $\omega_{in} - \omega_{is}$, $i=1, N$, в діапазон частот $\omega_{an} - \omega_{as}$. Спектри каналних сигналів можуть бути як прямими, так і інверсними (рисунк 4.8).

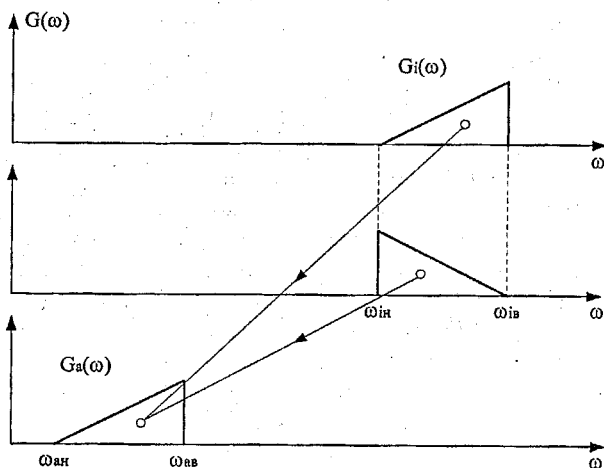


Рисунок 4.8 – Спектри при демодуляції односмугових сигналів

У більшості випадків при цьому використовується фільтровий метод перетворення частоти (рисунк 4.9). Опорна напруга $g_i(t)$ повинна збігатися з віртуальною несучою частотою перетворювача частоти ПЧ, даного каналу на передачі, тобто:

$$g_i(t) = \cos \Omega_i(t); \quad (4.26)$$

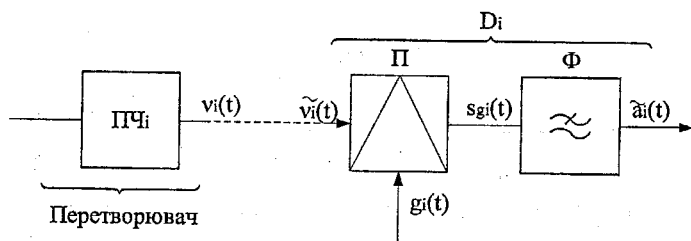


Рисунок 4.9 – Структурна схема демодулятора односмугового сигналу

Фільтр нижніх частот Φ пропускає спектр первинного сигналу і подавляє високочастотні складові сигналу $s_{gi}(t) = v_i(t)g_i(t)$, який отримується на виході помножувача Π . На практиці, як правило, генераторне обладнання приймальної частини системи передавання є автономним і не синхронізується з генераторним обладнанням передавальної частини. Тому умова (4.26) не виконується і

$$g_i(t) = \cos[(\Omega_i + \Omega)t]. \quad (4.27)$$

З'ясуємо, до чого приводить ця обставина. Припустимо, що на передавальній частині системи частота перетворюється без інверсії спектра і в тракті передавання відсутні спотворення і завади. Тоді

$$\tilde{v}_i(t) = v_i(t) = A(t) \cos[\Omega_i t + \theta_a(t)]$$

і, враховуючи умову (4.27), маємо:

$$s_{ig}(t) = A(t) \cos[\Omega_i t + \theta_a(t)] \cos(\Omega_i + \Delta\Omega)t,$$

звідки:

$$s_{ig}(t) = 0,5 A(t) \cos[\theta_a(t) - \Delta\Omega t] + 0,5 A(t) \cos[(2\Omega_i + \Delta\Omega)t + \theta_a(t)]. \quad (4.28)$$

У виразі (4.28), в результаті несинхронності несучого і опорного коливань в системах передачі з ОБС спектр відновленого сигналу зміщується на $\frac{\Delta\Omega}{2\pi}$ Гц. Це явище називають зсувом частот в каналі передавання. Рисунок 4.10 ілюструє явище зсуву частот.

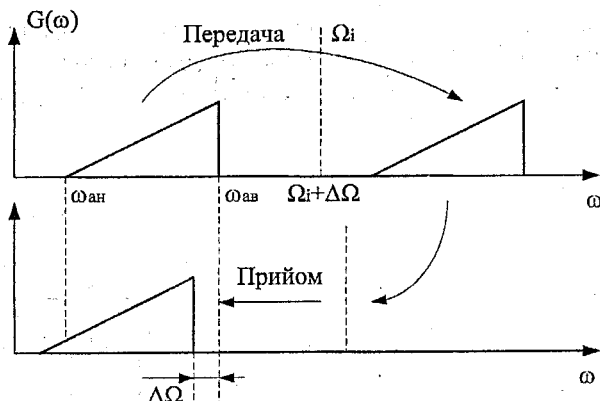


Рисунок 4.10 – Зсув частот при демодуляції односмугового сигналу

Зміщення всіх складових спектра сигналу на $\frac{\Delta\Omega}{2\pi}$ Гц призводить до

спотворень, які знижують якість зв'язку. Однак, якщо зсув частот не перевищує деякого нормованого значення, ці спотворення виявляються допустимими. Так, при телефонному зв'язку абоненти практично не помічають зсуву частот до 10-20 Гц. При передаванні програм художнього мовлення допускається зсув частот, який не перевищує 2 Гц. Таким чином, в системах передавання з ОБС розходження частот Δf генераторного обладнання передавальної і приймальної частини не повинно перевищувати деякого заданого значення. Оскільки канали передавання є універсальними і можуть бути використані для передачі повідомлень, які не допускають великого зсуву частот (наприклад, факсимільних), то на практиці приймають $\Delta f = \pm 1$ Гц. Ця норма ставить досить високі вимоги до стабільності частот генераторного обладнання систем передавання.

Аналіз процесу демодуляції односмугового сигналу був виконаний при передачі верхньої бічної смути частот (без інверсії спектра) і умові, що частота опорної напруги на приймальній частині більша несучої частоти передавача. Однак, очевидно, що у всіх інших випадках також буде мати місце зсув частот, значення якого визначається лише абсолютним значенням Δf . Тому отримані висновки мають загальний характер.

4.6 Спотворення в групових трактах систем зв'язку з ЧРК

При передачі по груповому тракту багатоканальний сигнал зазнає лінійних (амплітудно- та фазочастотних) і нелінійних спотворень і на нього накладаються завади. Як було показано в підрозділі 4.4, максимальна завадостійкість системи передавання при флуктуаційних

завадах забезпечується тоді, коли каналні сигнали ортогональні. В системах передавання з ЧРК ця умова виконується, тому що спектри каналних сигналів не перекриваються, що забезпечує можливість їх розділення частотними смуговими фільтрами (каналними фільтрами). Однак спотворення в груповому тракті можуть порушити ортогональність каналних сигналів, а отже і умову їх роздільності, в результаті чого з'являються міжканальні завади.

Розглянемо з цієї точки зору вплив лінійних і нелінійних спотворень в групових трактах на якість зв'язку в системах передавання з ЧРК. Для аналізу будемо вважати, що завади в тракті відсутні, тобто $p(t)=0$. Вплив на якість зв'язку лінійних і нелінійних спотворень розглянемо окремо.

Якщо в тракті є тільки лінійні спотворення, то груповий сигнал дорівнює:

$$u(t) = L[u(t)] = L\left[\sum_{n=1}^N u_n(t)\right]. \quad (4.29)$$

Перейдемо від функцій часу до частотного спектра. Спектр багатоканального сигналу на вході групового тракту $S_u(i\omega) = \sum_{n=1}^N S_n(i\omega)$, де $S_n(i\omega)$ - спектри каналних сигналів, для яких виконуються умови роздільності за частотою:

$$\left. \begin{aligned} S_n(i\omega) &\neq 0 \text{ при } \omega_{n1} \leq \omega \leq \omega_{n2}, \\ S_n(i\omega) &= 0 \text{ при } \omega < \omega_{n1}, \omega > \omega_{n2}, \\ \omega_{(n+1)1} &> \omega_{n2}, \end{aligned} \right\}, \quad (4.30)$$

де ω_{n1} і ω_{n2} - відповідно нижня та верхня межі спектра n -го каналного сигналу.

Позначимо через $H_{ГР}(i\omega) = H_{ГР}(\omega)e^{iB_{ГР}(\omega)}$ передатну функцію (комплексну частотну характеристику) групового тракту. Тут $H_{ГР}(\omega)$ і $B_{ГР}(\omega)$ - амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики групового тракту, відповідно.

Спектр сигналу на виході групового тракту:

$$\tilde{s}_u(i\omega) = S_u(i\omega)H_{ГР}(i\omega) = \sum_{n=1}^N S_n(i\omega)H_{ГР}(i\omega). \quad (4.31)$$

Спектри каналних сигналів на виході групового тракту мають вигляд:

$$\tilde{s}_n(i\omega) = S_n(i\omega)H_{ГР}(i\omega). \quad (4.32)$$

Позначимо через $S_n(\omega)$ амплітудний і через $\varphi_n(\omega)$ фазовий спектри n -го каналного сигналу. Тоді:

$$S_n(i\omega) = S_n(\omega) e^{i\varphi_n(\omega)} \quad (4.33)$$

та

$$\tilde{S}_n(i\omega) = S_n(\omega) H_{ГР}(\omega) e^{i[\varphi_n(\omega) + B_{ГР}(\omega)]} \quad (4.34)$$

Очевидно, що для спектра $\tilde{S}_n(i\omega)$ також виконуються умови (4.30).

Таким чином, спектри каналних сигналів на виході групового тракту не перекриваються, тому вони можуть бути розділені частотними фільтрами. Таким чином, лінійні спотворення багатоканального сигналу в системах з ЧРК не призводять до міжканальних переходів.

З виразу (4.34) випливає, що лінійні спотворення в груповому тракті призводять до змін амплітудних і фазових спектрів каналних сигналів, тобто, спотворюється форма кожного каналного сигналу окремо. Як правило, ці спотворення в окремих каналах невеликі, тому що у широкосмуговому груповому тракті в межах вузької смуги частот каналу амплітудно-частотна характеристика $H_{ГР}(\omega)$ практично постійна, а фазо-частотна характеристика $B_{ГР}(\omega)$ лінійна.

Однак, амплітудно-частотні спотворення в груповому тракті можуть призвести до погіршення умов передачі в деяких каналах системи. Так, відомо, що згасання в кабелі, які входять в лінійні тракти багатоканальних систем передачі, зростає з частотою. Тому в каналах, які розміщені в верхній частині лінійного діапазону частот, рівень приймання та захищеність від завад лінійного тракту будуть нижчими, ніж відповідні параметри низькочастотних каналів. Крім того, в процесі експлуатації частотна характеристика згасання лінійного тракту не залишається постійною – в основному внаслідок температурних змін згасання пар кабелю. Це також може призвести до погіршення захищеності та нестабільності залишкового згасання каналів.

Перейдемо до питання про вплив на якість зв'язку нелінійних спотворень багатоканального сигналу. Припускаючи, що лінійні спотворення відсутні, маємо: $L[u(t)] = a_1 u(t)$, де a_1 - постійна, яка характеризує посилення або послаблення багатоканального сигналу в груповому тракті. Тоді:

$$u(t) = a_1 u(t) + Z[u(t)], \quad (4.35)$$

де

$$Z[u(t)] = \sum_{k=2}^{\infty} a_k u^k(t) - \quad (4.36)$$

продукти нелінійних спотворень.

Зазвичай нелінійність групових трактів мала і для них виконуються умови $a_3 u^3(t) \leq a_2 u^2(t)$, $a_4 u^4(t) \leq a_3 u^3(t)$ тощо. Тому в більшості випадків можна вважати, що:

$$Z[u(t)] \approx a_2 u^2(t) + a_3 u^3(t). \quad (4.37)$$

Доданки $\epsilon_{2n}(t) = a_2 u^2(t)$ та $\epsilon_{3n}(t) = a_3 u^3(t)$ називаються продуктами нелінійних спотворень другого та третього порядків, відповідно. Проаналізуємо особливості спектра продуктів нелінійних спотворень.

Спочатку припустимо, що сигнал є тільки в одному i -му каналі N -канальної системи передач (рисунок 4.11, а), причому:

$$v_i(t) = U_x \cos \omega_x t + U_y \cos \omega_y t + U_z \cos \omega_z t. \quad (4.38)$$

У виразі (4.38) частоти ω_x , ω_y і ω_z можуть приймати будь-які значення в межах від $\omega_{in} = 2\pi f_{in}$ до $\omega_{is} = 2\pi F_{is}$. Після тригонометричних перетворень можна визначити спектральний склад і амплітуди продуктів нелінійності другого порядку (квадрат вхідного сигналу) містить другі гармоніки всіх частотних складових вхідного сигналу, тобто, складові з частотами вигляду $2\omega_x$ і комбінаційні частоти $\omega_x \pm \omega_y$ (рисунок 4.11, б). Спектр продуктів нелінійності третього порядку містить треті гармоніки складових вхідного сигналу $3\omega_x$ і комбінаційні частоти вигляду $\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z$ (рисунок 4.11, в), де $f = \frac{\omega}{2\pi}$.

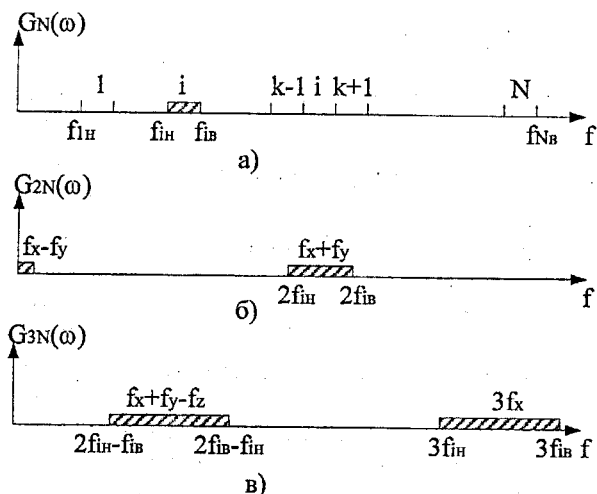
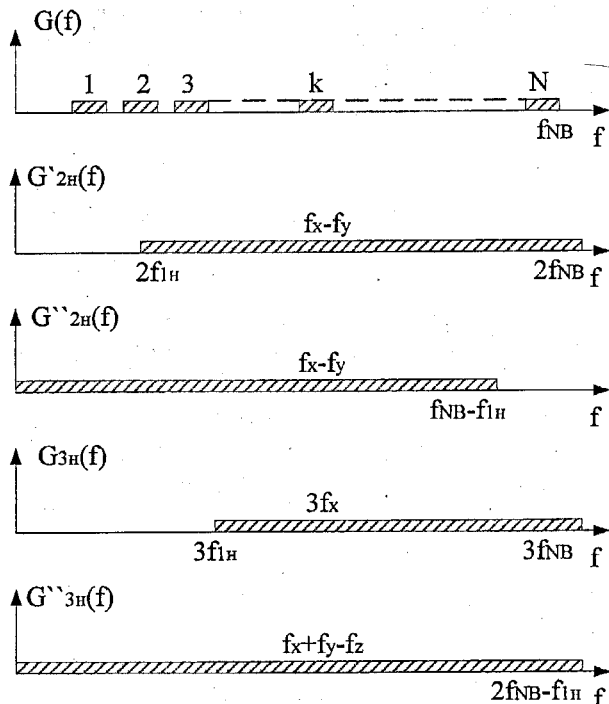


Рисунок 4.11 – Спектри продуктів нелінійності i -го каналу

З рисунку 4.11 видно, що спектральні складові продуктів нелінійності i -го каналу потрапляють в інші канали, що призводить до появи перехідних завад між каналами системи передачі.

Якщо сигнали передаються по всіх каналах системи (рисуюнок 4.12, а), то продукти нелінійних спотворень створюють завади у всьому діапазоні частот групового тракту (рисуюнок 4.12, б-д).



Рисуюнок 4.12 – Спектри продуктів нелінійності групового сигналу

Таким чином, нелінійні спотворення багатоканального сигналу в системах передавання з ЧРК призводять до міжканальних переходів, які можуть проявлятися або як розбірливі перехідні розмови, або як завади, близькі до флуктуаційних.

Контрольні запитання

1. Яку операцію називають модуляцією коливань?
2. Які існують різновиди амплітудної модуляції?
3. Які недоліки та переваги АМ у порівнянні з ЧМ і ФМ?
4. Навести можливі методи формування каналних АМ сигналів, їх переваги та недоліки.
5. Вказати основні особливості ФМ та ЧМ сигналів. В чому подібність та відмінність між цими сигналами?

6. Чому при передачі неперервних повідомлень перевага надається ЧМ, а не ФМ-сигналам?
7. Як визначити ефективну ширину спектра для АМ, ЧМ та ФМ сигналів?
8. Особливості формування односмугових сигналів в багатоканальних системах з ЧРК.
9. Пояснити принципи побудови багатоканальних систем зв'язку з ЧРК.
10. В чому полягає індивідуальний і груповий спосіб побудови багатоканальних систем зв'язку?
11. Навести основні вимоги до генераторного обладнання систем зв'язку з ЧРК.
12. Виділити в узагальненій структурі БСП з ЧРК індивідуальне та групове обладнання.
13. Чому в провідних системах зв'язку при формуванні каналних сигналів використовується АМ, а в радіорелейних - ЧМ?
14. Що станеться, якщо згасання у смузі затримання каналного смугового фільтра буде недостатнім?
15. Виконати порівняльний аналіз лінійних і нелінійних спотворень у груповому тракті систем зв'язку з ЧРК.
16. Навести переваги та недоліки багатоканальних систем передачі з ЧРК [4, 5, 11].

5.1 Особливості часового розділення каналів

У системах з часовим розділенням каналів (ЧвРК) коло зв'язку на короткі проміжки часу періодично підключається до джерела та приймача сигналів кожного каналу, тобто відрізки сигналу, що належать даному каналу, передаються в ті проміжки часу, коли коло вільне від передачі сигналів інших каналів. Розглянемо цей метод на прикладі двоканальної системи зв'язку, спрощена структура якого зображена на рис 5.1.

На рис. 5.1, а показаний стан схеми, коли ключі K_1 і K'_1 замкнуті і коло зв'язку сполучає джерело D_1 з приймачем Π_1 . Це відбувається періодично в проміжки часу $0 < t < \tau_i$, $T < t < T + \tau_i$ і так далі На рис. 5.1, б показані первинний сигнал першого джерела $a_1(t)$ (t) та імпульси на виході ключа K_1 – каналний сигнал першого каналу $v_1(t)$.

При $\tau_i < t < T$, $T + \tau_i < t < 2T$ джерело і приймач першого каналу відключені від кола і його можна використовувати для передачі сигналів другого каналу. Побудуємо схему так, щоб ключі K_1 і K'_2 були замкнуті в проміжках часу $nT + \tau_i < t < nT + \tau_i + \tau_i$, $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ У ці проміжки часу коло зв'язку сполучатиме джерело D_1 з приймачем Π_2 . На рис. 5.1, в зображені первинний сигнал другого джерела (штрихова лінія) і імпульси на виході ключа K_2 – сигнал $v_2(t)$. Груповий сигнал $u(t) = v_1(t) + v_2(t)$ (рис.5.1, г).

Роботою ключів керують періодичні послідовності імпульсів від спеціального генераторного устаткування. Для правильного з'єднання джерел з приймачами ключі на кінцях кола повинні працювати синхронно та синфазно.

З розглянутого прикладу видно, що в системах з ЧвРК первинні сигнали піддаються квантуванню за часом (дискретизація), тобто система з ЧвРК є імпульсною. Імпульси, які керують роботою квантувальних K і розділовальних K' ключів в системі з ЧвРК, можуть розглядатися як переносники $r_i(t)$, а ключі – як помножувачі. Канальні сигнали подаються у вигляді $v_i(t) = a_i(t) r_i(t)$, тобто операція квантування за часом може розглядатися як модуляція за амплітудою імпульсного переносника, тобто амплітудно-імпульсна модуляція. Як розділовий параметр в даному випадку виступають проміжки часу, що не перекриваються, вони відводяться для передачі каналних сигналів на інтервалі дискретизації T_d .

Легко встановити, що каналні сигнали в системі з ЧВРК ортогональні. Дійсно, інтеграл $\int_0^{T_x} v_i(t)v_j(t)dt$ відмінний від 0 тільки при $i = j$, оскільки при $i \neq j$ в тих проміжках часу, коли $v_i(t) \neq 0$, $v_j(t) = 0$.

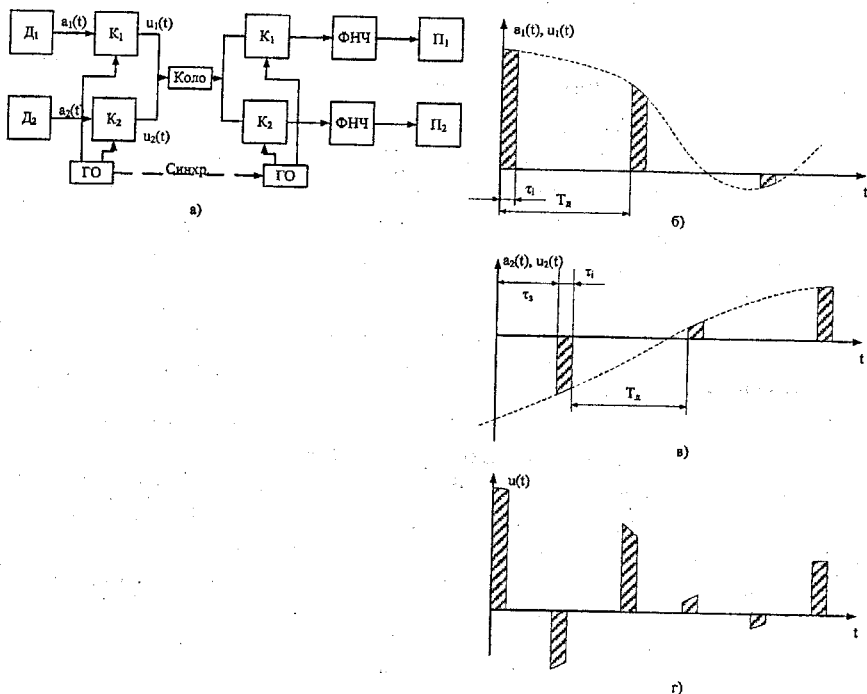


Рисунок 5.1 – Принцип часового розділення каналів

5.2 Вибір виду модуляції при ЧВРК

У лінійному тракті СП з ЧВРК для передачі каналних сигналів можуть бути використані, окрім АІМ, такі види імпульсної модуляції: широтно-імпульсна (ШІМ), фазоімпульсна (ФІМ), частотно-імпульсна модуляції (ЧІМ).

Щоб обґрунтувати вибір виду модуляції для систем зв'язку з часовим розділенням каналів (імпульсних систем), порівняємо

завадостійкість приймання при АІМ, ШІМ і ФІМ. Для цього введемо, так званий, критерій оцінки виду модуляції.

Нехай у приймальному пристрої відбувається розділення каналних сигналів та їх демодуляція. На вхід приймального пристрою надходить груповий сигнал $u(t)$ (сукупність модульованих носіїв) і завада $n(t)$, тобто вхідним сигналом є сумарна напрута сигналу та завади

$$\tilde{u}(t) = u(t) + n(t). \quad (5.1)$$

Завада є випадковим процесом; припустимо, що цей процес стаціонарний і відомо його середньоквадратичне значення σ_n . Постійна складова завади (середнє значення) дорівнює нулю.

Нехай $U_{\max}$ – максимальне значення сигналу $u(t)$. Співвідношення між напругою сигналу та завади на вході приймача характеризується параметром

$$q_n = \frac{U_{\max}}{\sigma_n}, \quad (5.2)$$

який називають відношенням сигнал-завада.

На виходах каналів повинні бути отримані первинні сигнали $a(t)$; проте разом з корисним сигналом приймач перетворює і вхідну заваду. Крім того, внаслідок недосконалості розділювальних пристроїв виникають перехідні впливи. Тому вираз для сигналу на виходах каналів запишемо у вигляді

$$\tilde{a}(t) = a(t) + \varepsilon(t) + \eta(t), \quad (5.3)$$

де $\varepsilon(t)$ – перетворена приймачем вхідна завада;

$n(t)$; $\eta(t)$ – функція, що характеризує перехідні впливи між каналами.

Розглянемо завади $\varepsilon(t)$ і $\eta(t)$ окремо.

Нехай $\sigma_{\text{вих}}$ середньоквадратичне значення завади $\varepsilon(t)$, а $A_{\max}$ – максимальне значення корисного сигналу $a(t)$.

Параметр

$$q_{\text{вих}} = \frac{A_{\max}}{\sigma_{\text{вих}}} \quad (5.4)$$

є відношенням сигнал-завада на виході каналу, а відношення

$$\gamma = \frac{q_z}{q_{\text{вих}}} \quad (5.5)$$

характеризує завадостійкість системи. Очевидно, чим більше значення γ , тим більш завадостійка система зв'язку.

Якість розділення каналних сигналів можна охарактеризувати аналогічним чином відношенням напруги корисного сигналу $a(t)$ до напруги перехідної завади $\eta(t)$.

У ряді випадків (зокрема, при оцінці якості телефонних каналів) користуються поняттям захищеності

$$A_{\text{зах}} = 10 \lg \frac{P_c}{P_z} = P_c - P_z, \quad (5.6)$$

де P_c та P_z – відповідно потужності корисного сигналу та завади;

P_c та P_z – рівні корисного сигналу та завади.

Скористаємося введеними означеннями для оцінки завадостійкості при АІМ, ІШМ і ФІМ.

На рис. 5.2 схематично зображені демодулятори імпульсних сигналів. При АІМ і ІШМ демодуляція проводиться фільтром нижніх частот (рис. 5.2, а); при ФІМ заздалегідь перетворюють фазоімпульсну модуляцію в піротну за допомогою схеми ФІМ-ІШМ (рис. 5.2, б).

Розглянемо випадок, коли $n(t)$ – флуктуаційна завада (білий шум), тобто $n(t)$ – стаціонарний випадковий процес з нульовим середнім значенням і густиною ймовірності миттєвих напруг

$$w(x) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma_n^2}. \quad (5.7)$$

Потужність завади дорівнює дисперсії σ_n^2 , ефективна (середньоквадратична) напруга завади дорівнює σ_n . Домовимося вважати максимальною (піковою) напругою завади, таку напругу $U_{\text{з max}}$, вірогідність перевищення якої достатньо мала. Про значення цієї вірогідності домовляються при розрахунку. Наприклад, вірогідність перевищення білим шумом напруги $U = 5\sigma$ дорівнює $6,0 \cdot 10^{-7}$.

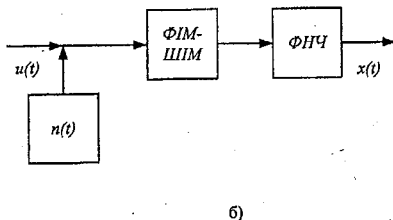
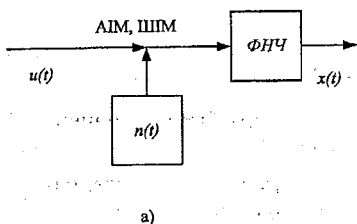


Рисунок 5.2 – Демодуляція імпульсних сигналів

Звернемося тепер до характеристик корисного сигналу. До цих пір вважали, що сигнал $u(t)$ є послідовністю прямокутних імпульсів. Насправді прагнуть формувати імпульси, форма яких близька до дзвоноподібних імпульсів

$$u(t) = U_{\max} e^{-\beta^2 t^2}, \quad (5.8)$$

у яких енергія спектра зосереджена у вузькій смузі частот. Крім того, через перехідні процеси в тракті передачі фронти імпульсів "розмиваються". В результаті імпульси, що надходять на демодулятор, мають вигляд, показаний на рис. 5.3. Важливим параметром таких імпульсів є крутість фронту $S_\phi = du(t)/dt$. Очевидно, можна знайти таку точку, в якій крутість фронту максимальна (точка a на рис. 5.3).

З метою спрощення розрахунків заміномо складні за формою входні імпульси трапецеїдальними з висотою U_M і тривалістю фронту τ_ϕ (рис.

5.4). Для такого імпульсу $S_\phi = A_{\max} / \tau_\phi$.

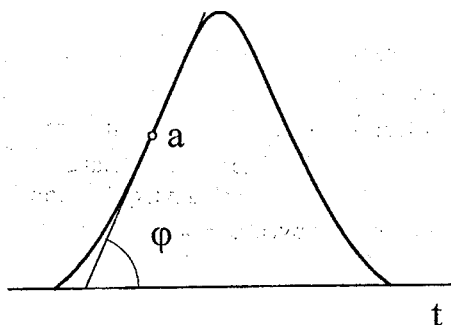


Рисунок 5.3 – Приблизна форма імпульсу

More

(5.9)

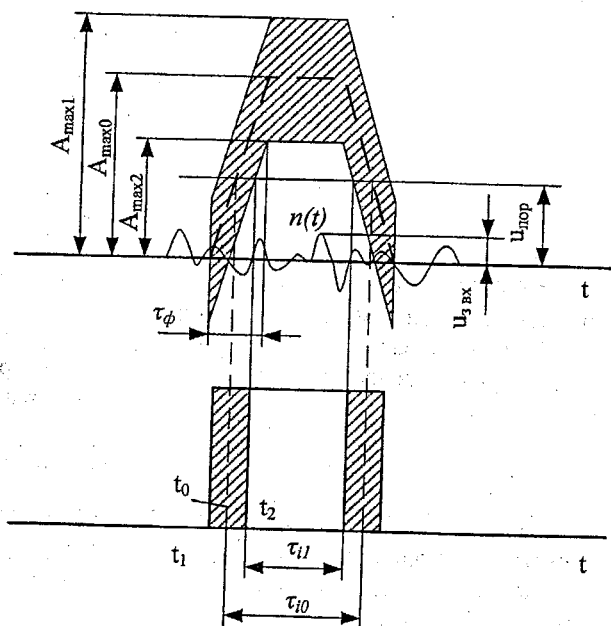


Рисунок 5.4 – Принцип розрахунку завадостійкості різних видів імпульсної модуляції

На рис. 5.4 штриховою лінією зображені один з імпульсів сигналу і одна з реалізацій завади $n(t)$.

Всі можливі значення вхідного сигналу $\tilde{y}(t)$ лежать у середині заштрихованої області, верхня межа якої отримана підсумовуванням ординат неспотвореного сигналу з величиною $U_{\max}$, а нижня межа — відніманням цієї ж величини з неспотвореного сигналу. Таким чином, внаслідок накладення завади $n(t)$ на корисний сигнал з'являється паразитна модуляція імпульсів за амплітудою, фазою і тривалістю.

При АІМ сигнал $a(t)$ виділяється фільтром нижніх частот і його амплітуда визначається виразом

$$A_{\max} = kmU_{\max}, \quad (5.10)$$

де k – коефіцієнт пропорційності;

m – глибина модуляції.

Оскільки сигнал і завада підсумовуються, то вершини імпульсів на вході приймача повністю відтворюють форму завади $p(t)$. Тому середньоквадратична напруга завади на виході каналу буде

$$\sigma_{\text{вих}} = k\sigma_{\text{л}}, \quad (5.11)$$

а відповідно до формул (5.2), (5.4), (5.10), (5.11), $q_{\text{вих АІМ}} = mq_{\text{л}}$ і формули (5.5),

$$\gamma_{\text{АІМ}} = m. \quad (5.12)$$

Оскільки при АІМ $m < 1$, то в цьому випадку відношення сигнал-завада на виході демодулятора гірше, ніж на вході.

При ІШМ і ФІМ сигнал на виході приймача пропорційний зсуву фронту вхідного імпульсу при модуляції $\Delta\tau$. У приймачах ІШМ і ФІМ перед детектуванням відбувається формування сигналу за допомогою порогових пристроїв – обмежувачів або електронних реле. Припустимо, що формування здійснює електронне реле з напругою спрацьовування $U_{\text{пор}} = U_{\max}/2$ (рис. 5.4). Припустимо, що напруга спрацьовування та відпускання реле близька одна до одної. Сигнал, який в цьому випадку формується електронним реле, зображений в нижній частині рис. 5.4. Через дію завади фронти імпульсів відхиляються від положень, визначених модуляцією, і знаходяться в заштрихованих областях; максимальне відхилення фронту завадою складає $\Delta\tau_{\text{п}} = t_1 - t_0 = t_0 - t_2$.

З геометричних міркувань зрозуміло, що середньоквадратичне відхилення

$$\Delta\tau_{\text{ск}} = \sigma_{\text{л}} \frac{\tau_{\phi}}{U_{\max}} = \frac{\sigma_{\phi}}{S_{\phi}}. \quad (5.13)$$

Середньоквадратична напруга завади на виходах демодуляторів ІШМ і ФІМ

$$\sigma_{\text{вих}} = k\Delta\tau_{\text{ск}} = k \frac{\tau_{\phi}}{U_{\max}} = k \frac{\sigma_{\text{л}}}{S_{\phi}}. \quad (5.14)$$

Максимальна напруга корисного сигналу на виходах демодуляторів ШІМ і ФІМ пропорційна максимальному корисному (тобто отриманому в результаті модуляції) відхиленню фронту

$$A_{\max \text{ вих}} = k \Delta \tau_{\max}. \quad (5.15)$$

З виразів (5.11), (5.14) і (5.15) отримаємо

$$q_{\text{вих}} = q_{\text{л}} \frac{\Delta \tau_{\max}}{\tau_{\phi}} = \frac{\Delta \tau_{\max}}{\sigma_{\text{л}}} S_{\phi}. \quad (5.16)$$

Таким чином, чим більша при ШІМ і ФІМ крутість фронту імпульсу, тим краще відношення сигнал-завада на виході демодулятора. Звідси можна зробити висновок, що рівень спрацьовування порогової схеми в демодуляторах ШІМ і ФІМ слід вибирати рівним миттєвому значенню вхідної напруги, при якій крутість імпульсу максимальна (точка *a* на рис. 5.3).

З виразів (5.5) і (5.15), маючи на увазі, що $S_{\phi} = A_{\max} / \tau_{\phi}$, отримаємо

$$\gamma_{\text{ШІМ, ФІМ}} = \Delta \tau_{\max} / \tau_{\phi}. \quad (5.17)$$

Отже, якщо $\Delta \tau_{\phi} < \Delta \tau_{\max}$, то $\gamma_{\text{ШІМ, ФІМ}} > 1$, тобто відношення сигнал-завада на виході приймача краще, ніж на вході.

Отже, системи з ШІМ і ФІМ характеризуються більшою завадостійкістю, ніж системи з АІМ. Тому АІМ для зв'язку безпосередньо не застосовується, хоча і використовується як проміжна операція при отриманні та детектуванні імпульсних послідовностей, що модулюються за шириною або за фазою.

Порівняємо тепер між собою ШІМ і ФІМ. При однаковій смузі пропускання тракту передавання та однаковій формі фронту імпульсу завадостійкість ШІМ і ФІМ однакова. Проте при ШІМ середня потужність сигналу більша, ніж при ФІМ, оскільки для забезпечення можливості модуляції ширини імпульсів середню тривалість імпульсів при ШІМ доводиться брати більшою, ніж при ФІМ. Отже, при збереженні середньої потужності сигналу перехід до ФІМ дає можливість збільшити амплітуди імпульсів і тим самим поліпшити відношення сигнал-завада на вході приймача.

Необхідно також мати на увазі, що при ШІМ ширина смуги пропускання тракту передачі повинна забезпечувати достатньо малі спотворення найбільш короткого імпульсу, тобто вона виявляється ширшою, ніж потрібний для імпульсу середньої тривалості. При ФІМ

тривалість всіх імпульсів однакова, що дозволяє вибрати оптимальну ширину смуги пропускання, яка забезпечує найбільш високу завадостійкість.

Таким чином, ФІМ характеризується рядом переваг у порівнянні з іншими видами імпульсної модуляції (АІМ і ШІМ), завдяки чому вона застосовується майже у всіх типах апаратури імпульсного зв'язку.

5.3 Перехідні впливи між каналами

У розділі 4 було показано, що умовою можливості розділення каналних сигналів є їх ортогональність. Якщо в процесі передавання вказана умова порушується, то з'являються перехідні завади між каналами. Розглянемо з цієї точки зору багатоканальну систему з часовим розділенням каналів.

На рис. 5.5 показана послідовність каналних імпульсів N -канальної системи з часовим розділенням каналів, відповідна одному періоду дискретизації початкових сигналів $a(t)$. Умова належності деякого сигналу $v(t)$ до множини $V(t)$ сигналів k -го каналу записується у вигляді

$$v_k(t) \in V_k, \text{ якщо } v_k(t) = 0 \text{ при } t < t_k' \text{ і } t < t_k'. \quad (5.18)$$

Якщо в системі з'явиться будь-який сигнал $\eta(t)$, такий що $\eta(t) \neq 0$ при $t_k < t < t_k'$ і $t_{k+1} < t < t_{k+1}'$, то після демодуляції на виходах k - і $k+1$ -го каналів з'явиться деяка напруга.

Груповий сигнал $u(t) = \sum v_k(t)$ проходить через тракт передачі, який може вносити нелінійні спотворення, обмежувати спектр сигналу і в смузі пропускання вносити частотні спотворення. Безінерційний нелінійний чотириполосник (амплітудний обмежувач, електронне реле) змінює форму сигналу, що може бути причиною спотворень каналних сигналів: наприклад, обмеження по максимуму при АІМ призводить до спотворень в каналах. Проте в силу безінерційності такий чотириполосник не може змінити проміжок часу, в межах якого сигнал відмінний від нуля. Тому нелінійні спотворення в тракті передачі групового сигналу не можуть порушити умови (5.18) при будь-якому значенні k від 1 до N . Отже, на відміну від багатоканальних систем з частотним розділенням каналів нелінійні спотворення групового сигналу багатоканальних систем з часовим розділенням не призводять до появи взаємних перехідних завад між каналами.

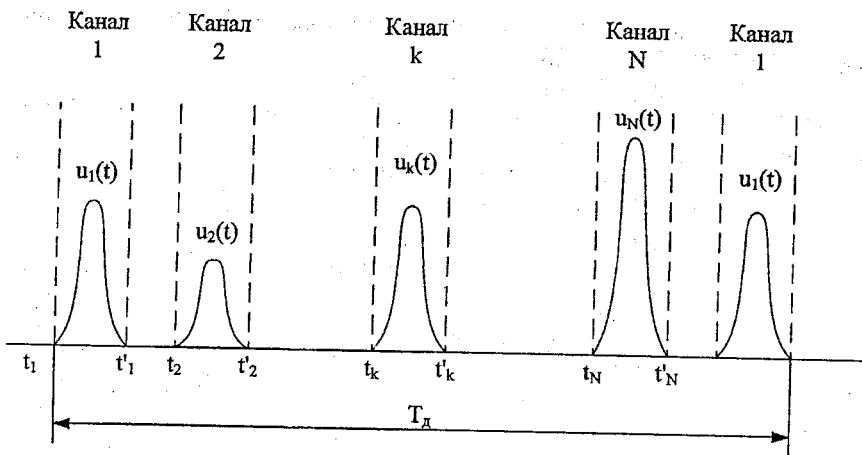


Рисунок 5.5 – Послідовність каналних імпульсів

Розглянемо тепер передачу імпульсних сигналів через лінійний чотириполосник, що обмежує спектр сигналу та вносить амплітудно-частотні і фазочастотні спотворення. При подачі імпульсу на вхід такого чотириполосника виникають перехідні процеси, тривалість яких може бути достатньо велика (теоретично – нескінченна). Тому, якщо сигнал k -го каналу на вході лінійного чотириполосника задовольняє умову (5.18), то може статись, що вихідний сигнал відмінний від нуля також і в проміжку часу, відведеному для $(k+1)$ -го каналу; в цьому випадку з'являються перехідні завади з k -го в $(k+1)$ -й канал.

Отже, взаємні перехідні завади між каналами систем з часовим розділенням з'являються внаслідок обмеження смуги пропускання групового тракту, нерівномірності його амплітудно-частотної та нелінійності фазочастотної характеристик.

Слід зазначити, що при нелінійності фазочастотної характеристики тракту перехідні процеси особливо сильно затягуються, тому у ряді випадків необхідно коригувати фазові характеристики групових елементів імпульсних систем зв'язку.

Прийнята така класифікація перехідних завод в системах з часовим розділенням каналів:

- завади першого роду, обмеження смуги пропускання, що виникають в результаті, радіо- і відеотракту з боку високих частот через частотні спотворення у верхній частині діапазону;

- завади другого роду, що виникають через частотні спотворення відеотракту в області низьких частот.

З'ясуємо механізм виникнення вказаних перешкод. При цьому розглянемо випадок ФІМ, яка, як найбільш завадостійка переважно застосовується при часовому розділенні каналів.

Проаналізуємо перехідні завади першого роду. На рис. 5.6 показані імпульси k -го і $(k+1)$ -го каналів. Внаслідок обмеження смуги пропускання тракту і частот спотворень фронти імпульсів "розмиваються". На рис. 5.6 штриховою лінією показано положення імпульсів за відсутності модуляції. З рисунка видно, що імпульси k -го і $(k+1)$ -го каналів частково перекриваються, що призводить до зсуву їх фронтів, тобто до появи міжканальних перехідних завад.

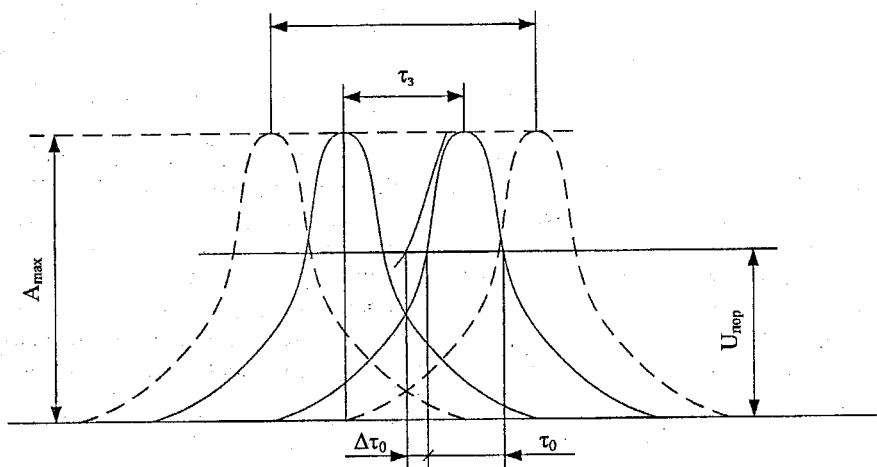


Рисунок 5.6 – Перехідні завади першого роду

З теорії лінійних електричних кіл відомо, що чим вужча смуга частот тракту, тим довше тривають перехідні процеси при передачі імпульсів і тим більше "розмиваються" фронти імпульсів, тобто тим менша їх крутість S_{ϕ} . Отже, явище перекриття сусідніх імпульсів і перехідні завади між каналами будуть тим помітніші, чим вужча смуга частот тракту передачі. В той же час величина перехідних завад залежить від інтервалу τ , який змінюється при ФІМ. Найбільшими перехідні завади будуть в той момент, коли імпульс k -го каналу зсувається вправо на інтервал $\Delta\tau_{\max}$, а імпульс $(k+1)$ -го каналу вліво. Це положення імпульсів показане на рис. 5.6 суцільними лініями. Інтервал τ_3 , що залишається між імпульсами при їх найбільшому зближенні, називається захисним. Таким чином величина

перехідних завад залежить від ширини смуги частот тракту передачі $\Delta F_{\text{пер}}$ і захисного інтервалу τ_z .

Положення фронтів імпульсів, як було показано, фіксується пороговим пристроєм, рівень спрацювання якого відповідає точці з максимальною крутістю фронту $S_{\phi \text{max}}$. Позначимо тривалість імпульсу на цьому рівні через τ_0 і часовий зсув фронту імпульсу через перехідні завади через $\Delta \tau_0$. Для кількісної оцінки перехідних завад першого роду вводиться величина захищеності каналу, дБ:

$$A_{31} = 20 \lg \left(\frac{2\Delta \tau_{\text{max}}}{\Delta \tau_0} \right). \quad (5.19)$$

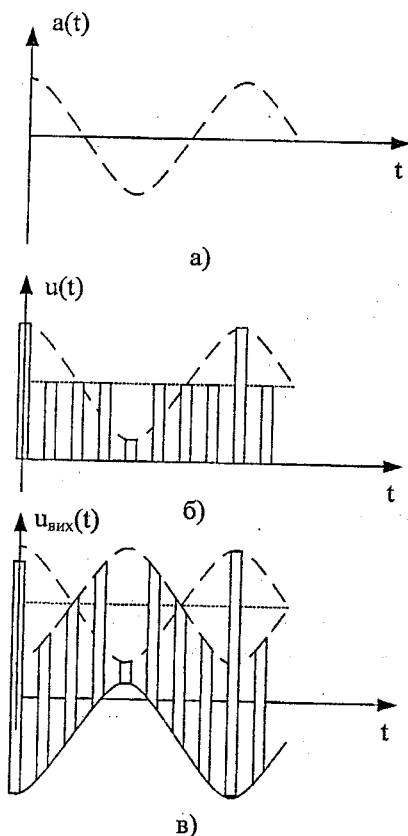


Рисунок 5.7 – Перехідні завади другого роду

Розрахунки показують, що при формі імпульсів, близькій до дзвоноподібної, $\Delta F_{пер} \approx \frac{2}{\tau_0}$ і $\tau_s = \frac{3\Delta\tau_{max}}{2}$ перехідні завади першого роду не перевершують допустимого значення ($A_{s1} \geq 60 \dots 70$ дБ). Тут під $\Delta F_{пер}$ розуміється ширина відеотракту.

Розглянемо перехідні завади другого роду. Для з'ясування механізму виникнення перехідних перешкод другого роду розглянемо послідовність імпульсів, що модулюються за амплітудою. У деяких системах з ФІМ такі послідовності формуються в перетворювачах ФІМ-АІМ при демодуляції.

На рис. 5.7 поданий груповий АІМ сигнал двоканальної системи, в якій імпульси першого каналу модульовані сигналом $a_1(t) = A_{max} \cos \omega_a t$ (рис. 5.7, а); у другому каналі модуляція відсутня. Нехай $f_a = \frac{\omega_a}{2\pi} = \frac{F_n}{n}$, де n – ціле число і $F_n = \frac{1}{T_n}$ – частота дискретизації каналних сигналів. Тоді груповий сигнал $u(t)$ – це парна періодична функція з періодом $T_a = \frac{1}{f_a}$. Подано $u(t)$ у вигляді ряду Фур'є

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos k \omega_a t. \quad (5.20)$$

Розглянемо проходження сигналу $u(t)$ через чотириполосник з коефіцієнтом передачі $H(j\omega)$, еквівалентним відеотракту системи. Амплітудно-частотна характеристика відеотракту завжди має "завал" на низьких частотах, тобто $H_{нч} < H_0$, де $H_{нч}$ і H_0 – модулі $H(j\omega)$ на низьких і середніх частотах, відповідно; фазовий зсув на низьких частотах більший, ніж на середніх. На рис. 5.8 (як приклад) показаний вигляд частотних характеристик відеопідсилювача.

Припустимо, що $H_0 = 1$. Тоді після проходження через відеотракт низькочастотні складові сигналу $u(t)$ будуть послаблені. Для наочності припустимо, що ослаблюється лише перша гармоніка сигналу $u(t)$. Напряга сигналу на виході відеотракту

$$u_{вих}(t) = U_0 + k_1 U_1 \cos \omega_a t + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos k \omega_a t, \quad (5.21)$$

де $k_1 < 1$.

Вираз (5.21) подамо у вигляді

$$u_{\text{вих}}(t) = U_0 + U_1 \cos \omega_a t + \sum_{k=2}^{\infty} U_k \cos k \omega_a t - (1 - k_1) U_1 \cos \omega_a t$$

або

$$u_{\text{вих}}(t) = u(t) - (1 - k_1) U_1 \cos \omega_a t \quad (5.22)$$

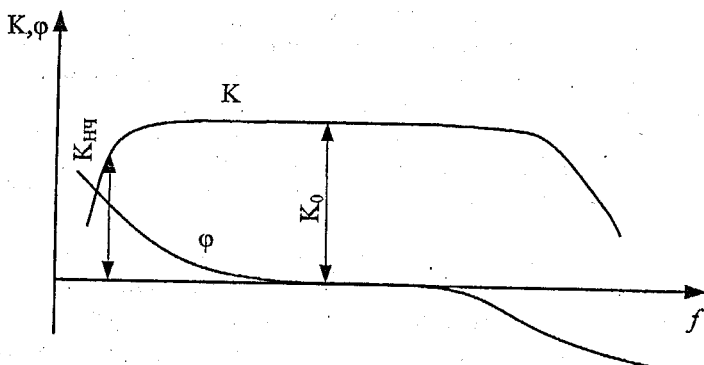


Рисунок 5.8 – Частотні характеристики відеотракту

На рис. 5.7 показаний $u_{\text{вих}}(t)$. Як впливає з цього рисунка і формули (5.22), в результаті ослаблення першої гармоніки сигналу $u(t)$ в другому каналі системи з'явилася амплітудна модуляція імпульсів, тобто в другому каналі з'являється завада, величина якої залежить від характеру сигналу в першому каналі. Напруга завади $\eta_n(t) = (1 - k_1) U_1 \cos \omega_a t \neq 0$ на всіх проміжках часу, відведених для передачі каналних сигналів. Тому в багатоканальній системі з часовим розділенням перехідні завади другого роду з'являються у всіх каналах. В реальних умовах, коли модуляція відбувається складнішими сигналами $a(t)$ у всіх каналах системи, завада може виявитися досить значною. Необхідним значенням захищеності від перехідних завод другого роду значною мірою визначаються вимоги до частотної характеристики відеотракту в області низьких частот.

Можна показати, що перехідні завади другого роду мають місце також при ШІМ і ФІМ. Розрахунки показують, що при ФІМ захищеність від перехідних завод другого роду вища, ніж при АІМ і ШІМ.

Наведені вище міркування мали якісний характер. Точніший і докладніший аналіз систем передачі з імпульсною модуляцією можна знайти в спеціальній літературі.

5.4 Особливості побудови багатоканальних систем зв'язку з ЧВРК

На рис. 5.9 наведена спрощена структура, що демонструє принципи побудови апаратури з часовим розділенням каналів. Розглянемо призначення та функції її вузлів, вважаючи, що апаратура призначена для передачі телефонних сигналів.

Розмовні струми абонентів через диференціальні пристрої, що розділяють напрями передачі і прийому, потрапляють в гілках передачі на фільтри нижніх частот з частотою зрізу 3,4 кГц, що формують сигнали з практично обмеженим спектром. З виходів цих фільтрів сигнали надходять на входи каналних амплітудноімпульсних модуляторів, за допомогою яких неперервні мовні сигнали перетворюються в послідовності відліків. На модулятори подаються керуючі імпульсні послідовності – імпульсні носії, що виробляються генераторним обладнанням (ГО).

До складу генераторного устаткування входить генератор імпульсів ГІ, що виробляє періодичну послідовність прямокутних імпульсів з частотою $F_d = 8000$ Гц. Тривалість цих імпульсів залежить від числа каналів в системі і може бути порядку часток мікросекунди. Від ГІ імпульси надходять на розподільник імпульсів каналів РІК, з якого вони в задані моменти часу подаються на каналні модулятори. Оскільки ФІМ найбільш завадостійка, то перетворювачі АІМ-ФІМ здійснюють перетворення імпульсних сигналів, що модулюються за амплітудою, в сигнали, що модулюються за фазою.

Виходи всіх каналних перетворювачів АІМ-ФІМ об'єднуються, і формується груповий сигнал ФІМ. На пристрій об'єднання ПО подається також сигнал синхронізації, що формується спеціальною схемою ФІС. Синхросигнал відрізняється від каналних сигналів певними ознаками, що дозволяють виділити його в приймальній частині апаратури.

Якщо апаратура призначена для ущільнення симетричних кабельних ліній, то відеоімпульси після ПО можна направити в лінію без додаткових перетворень, забезпечивши лише необхідний рівень передачі. Це пояснюється тим, що частотні характеристики симетричного кабелю нагадують характеристики ФНЧ, тобто лінія пропускає низькочастотну частину спектра, а в ділянці високих частот діапазон передачі обмежений монотонним збільшенням згасання.

При використанні ліній з властивостями смугового фільтра, до яких належать радіолінії, хвилеводи та лінії світлового діапазону (лазерні), а також коаксіальних ліній, в яких недоцільна передача частот нижче 100-300 кГц, необхідний другий ступінь модуляції високочастотних коливань.

На рис. 5.9 наведена структура радіорелейної апаратури, то в цьому випадку імпульсний сигнал після ПО подається на вхід передавача (Пер) апаратури радіорелейного зв'язку. У радіорелейному зв'язку як другий

ступінь модуляції радіочастотних коливань широко застосовуються амплітудна і частотна модуляції. Поєднання першого і другого ступенів модуляції визначає, таким чином, різновид передачі повідомлень при імпульсному радіозв'язку, а саме АІМ-АМ, ФІМ-АМ, ФІМ-ЧМ та ін.

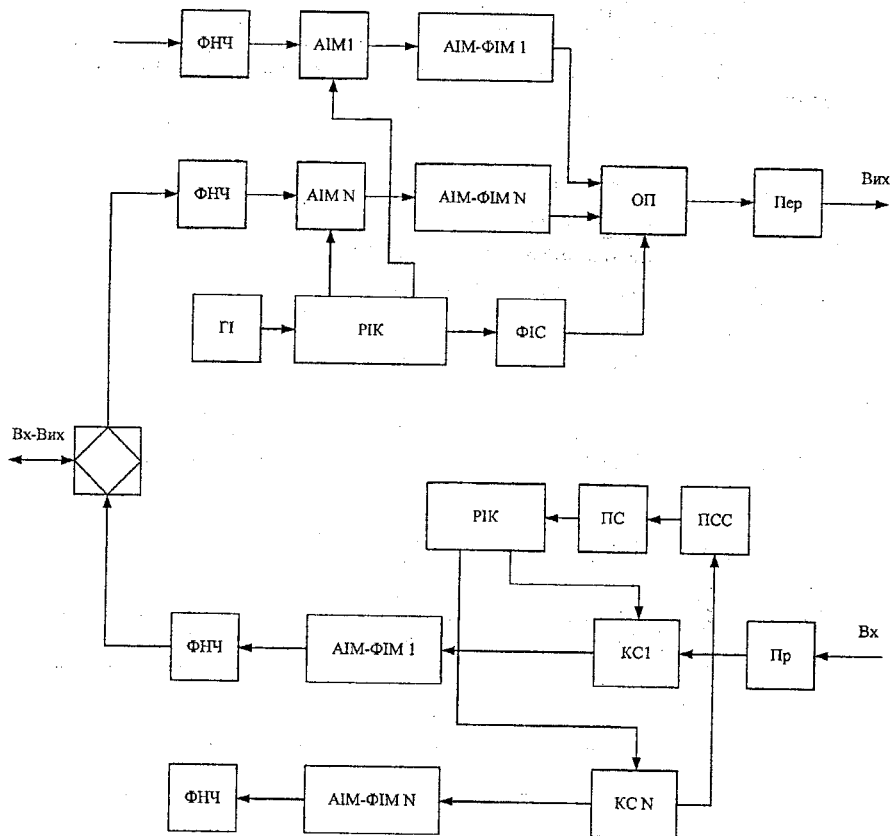


Рисунок 5.9 – Структура апаратури з часовим розділенням каналів

З виходу приймального пристрою (Пр), радіорелейної апаратури груповий сигнал ФІМ надходить на каналні часові селектори (ключі) КС, імпульси, що по черзі відкриваються і пропускають імпульси, які відносяться тільки до даного каналу. Далі здійснюється перетворення ФІМ-АІМ. Відновлення неперервних сигналів проводиться фільтрами нижніх частот з частотою зрізання 3,4 кГц.

Роботою каналних селекторів і перетворювачів ФІМ-АІМ керує приймальна частина генераторного устаткування. Синхроімпульси виділяються спеціальним приймачем ПСІ і надходять у пристрій синхронізації ПС і РІК, де генеруються всі необхідні напруги керування.

Визначимо тепер число каналів, яке можна отримати в системі з ФІМ. На рис. 5.10 показана послідовність імпульсів при багатоканальній передачі з ФІМ. З рисунка видно, що

$$T_d = (2\Delta\tau_{\max} + \tau_s)N, \quad (5.23)$$

де N – число каналів;

τ_s – захисний інтервал;

$\Delta\tau_{\max}$ – максимальний зсув (девіація) імпульсів.

При цьому вважаємо, що тривалість імпульсів мала в порівнянні з τ_s

і $\Delta\tau_{\max}$.

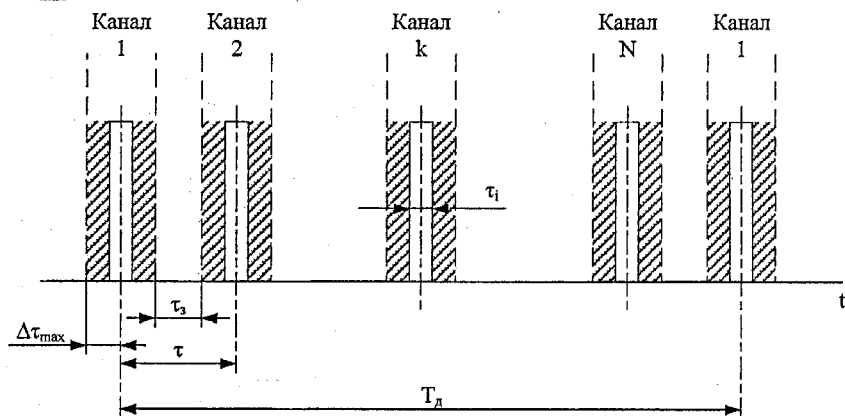


Рисунок 5.10 – Цикл передавання при ФІМ

З формули (5.23) отримуємо

$$N = \frac{T_d}{(2\Delta\tau_{\max} + \tau_s)}, \quad (5.24)$$

звідки максимальна девіація імпульсів при заданому числі каналів

$$\Delta \tau_{\max} = \frac{T_d}{2N} - \frac{\tau_z}{2}. \quad (5.25)$$

Як було вказано раніше, приймають $\tau_z = \frac{2}{3} \Delta \tau_{\max}$, тому $\Delta \tau_{\max} = \frac{2 T_d}{7 N}$.

Враховуючи, що при телефонній передачі $T_d = 125$ мкс, отримаємо при $N=6$ $\Delta \tau_{\max} = 8$ мкс, $N=12$ $\Delta \tau_{\max} = 3$ мкс і при $N=24$ $\Delta \tau_{\max} = 8$ мкс. Завадостійкість системи з ФІМ тим вища, чим більше $\Delta \tau_{\max}$, тому в системах з ФІМ-АМ зазвичай обмежуються 24 каналами, а в більш завадостійкій системі ФІМ-ЧМ – 48 каналами. Тому в імпульсних системах з часовим розділенням число каналів обмежене і не перевищує 48 каналів.

Контрольні запитання

1. Обґрунтувати розділовий параметр в системах зв'язку з ЧВРК.
2. Довести ортогональність каналних сигналів у системах зв'язку з ЧВРК.
3. Порівняльний аналіз ШІМ і ФІМ при їх використанні в імпульсних системах зв'язку.
4. Чому АІМ використовується лише як проміжна модуляція в системах зв'язку з ЧВРК?
5. Пояснити принцип утворення групового сигналу в системах зв'язку з ЧВРК.
6. Які причини виникнення перехідних завад між каналами в системах з ЧВРК?
7. До чого приводять нелінійні спотворення групового сигналу в системах з ЧВРК? [5 - 7].

6.1 Системи зв'язку на базі імпульсно-кової модуляції

В цифрових системах передачі з ЧВРК використовується імпульсно-кова модуляція (ІКМ). В системах з ІКМ для кодування використовують двійковий код (рис. 6.1). При цьому всі кодові групи складаються з рівної кількості двійкових символів, кожний з яких може приймати значення "0" чи "1". Вид кодової групи відповідає номеру рівня квантування, записаному в двійковій системі числення і визначається виразом

$$\sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i} = N, \quad (6.1)$$

де N - номер рівня квантування;

n - кількість розрядів кодової групи;

i - кодовий символ i -ого розряду ($i = 0$ або 1).

Часовий інтервал, який розділяє сусідні кодові групи одного каналу, називається циклом передачі. Із означення виходить, що цикл передачі дорівнює періоду дискретизації ($T_{\text{ц}} = T_{\text{д}}$). Тоді часовий інтервал між двома сусідніми кодовими групами (канальний інтервал)

$$T_k = T_{\text{ц}} / k, \quad (6.2)$$

де k - кількість канальних інтервалів.

Часовий інтервал між кодовими символами

$$T_c = T_k / n = T_{\text{ц}} / kn. \quad (6.3)$$

Таким чином, чим більша кількість організованих каналів, тим вища тактова частота сигналу, який передається через лінійний тракт.

Для правильного декодування і поканального розділення групового сигналу необхідно визначити початок циклу передачі. З цієї метою один канальний інтервал (або його частина) відводиться для передачі спеціальної кодової групи - синхросигналу, який відрізняється від інших кодових груп постійністю своєї структури (поєднання імпульсів і пропусків). В той же час структура інших кодових груп змінюється в залежності від зміни амплітуд вхідних сигналів. Тому число канальних інтервалів в циклі передачі перевищує кількість організованих каналів.

До складу апаратури ІКМ-30 входить аналого-цифрове обладнання (АЦО), кінцеве обладнання лінійного тракту (КОЛТ), необслуговувані та обслуговувані регенераційні пункти (НРП) та (ОРП) і комплект контрольно-експлуатаційних пристроїв. Схема організації зв'язку за допомогою апаратури ІКМ-30 показана на рисунку 6.2.

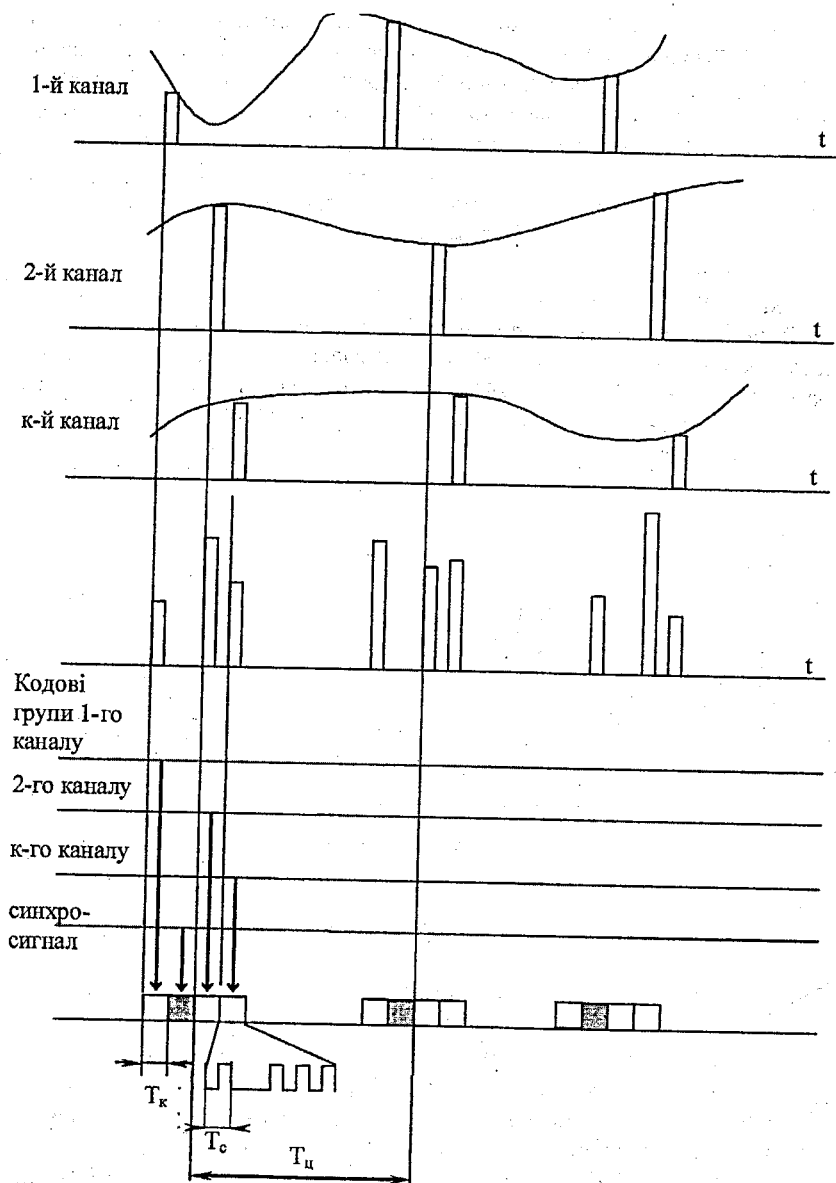


Рисунок 6.1 – Часове групування в системі ЧВРК-ІКМ

Аналого-цифрове обладнання призначене для аналого-цифрового та цифроаналогового перетворення 30 телефонних сигналів, формування і розподілення групового цифрового потоку зі швидкістю 2048 кбіт/с, введення та виведення дискретної інформації та з'єднання за допомогою узгоджувальних пристроїв апаратури ІКМ-30 з АТС. АЦО складається з індивідуального та групового обладнання. Індивідуальне обладнання містить пристрої, кожен з яких обробляє сигнали, які відповідають тільки одному каналу ТЧ, а пристрої групового обладнання обробляють сигнали всіх 30 каналів.

В індивідуальному обладнанні здійснюється узгодження входу та виходу кожного каналу апаратури ІКМ-30 з апаратурою АТС, дискретизація аналогових сигналів в передавальній частині обладнання АЦО та відновлення вихідного сигналу із послідовності відліків у приймальній частині обладнання АЦО.

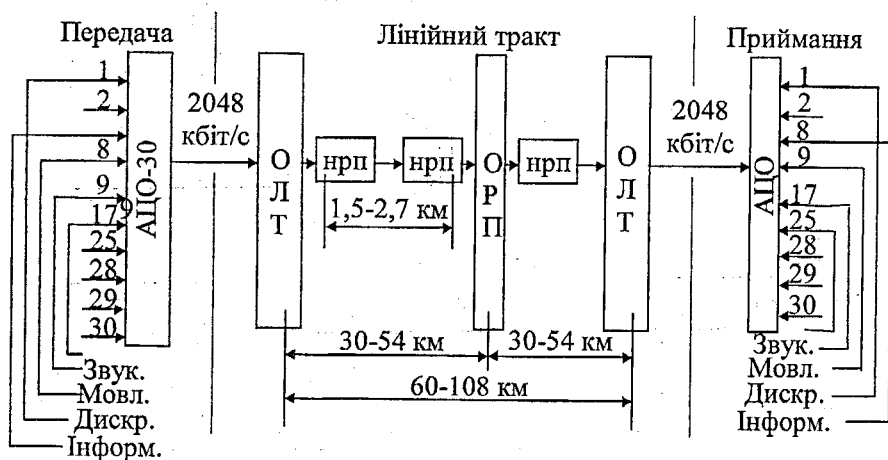


Рисунок 6.2 – Схема організації передавання сигналів з використанням системи ІКМ-30

В груповому обладнанні здійснюється аналого-цифрове та цифроаналогове перетворення сигналів ТЧ (відповідно в передавальній та приймальній частинах обладнання АЦО). В ІКМ-30 використовується кодер, який перетворює груповий АІМ-сигнал відповідно до закону компандування $A=87.6/13$ в цифровий сигнал та кодує у 8-розрядний симетричний двійковий код.

В приймальній частині обладнання АЦО здійснюються зворотні перетворення - груповий сигнал перетворюється в однополярний двійковий сигнал, який потім декодується декодером. В пристрої

розділення груповий сигнал поділяється між відповідними приймачами, в яких відновлюється вихідна форма переданих сигналів.

Цикл передачі відповідає Рекомендаціям МСЕ G.73 і складається з 32 каналних інтервалів (КІ0—КІ31, рисунок 6.3). 30 каналних інтервалів призначено для передачі інформації (30 сигналів ТЧ), один - для передачі сигналу циклової синхронізації, один - для передачі сигналів керування і взаємодії (СКВ) приладів АТС та надциклового синхросигналу. Кожний каналний інтервал складається з восьми розрядів: Р1—Р8. Частота циклів передачі дорівнює частоті дискретизації: $F_{\text{ц}} = F_{\text{д}} = 8\text{кГц}$ ($T_{\text{ц}} = 125\text{мкс}$); частота каналних інтервалів відповідно до виразу (6.2) дорівнює: $F_{\text{к}} = F_{\text{цк}} = 256\text{кГц}$ ($T_{\text{к}} = 4\text{мкс}$); а частота надходження символів у циклі передачі (тактова частота лінійного сигналу) відповідно до виразу (6.3) дорівнює: $F_{\text{с}} = F_{\text{м}} = F_{\text{узн}} = 2048\text{кГц}$ ($T_{\text{с}} = 0.5\text{мкс}$).

Цифровий синхросигнал передається в КІ0 в парних циклах на позиціях Р2—Р8 і має вигляд 0011011, а в непарних циклах на позиції Р2 передається 1. Позиція Р1 в КІ0 призначена для передачі дискретної інформації. При цьому КІ8 може відводитись для передачі дискретної інформації. В каналному інтервалі КІ16 на позиціях Р1, Р2 і Р5, Р6 передаються по два СКВ для кожного сигналу ТЧ. В 16-му циклі на позиціях Р1 - Р4 передається надцикловий синхросигнал, який визначає часове положення СКВ. Частота слідування надциклів $F_{\text{нц}} = F_{\text{ц}}/16 = 500\text{ Гц}$.

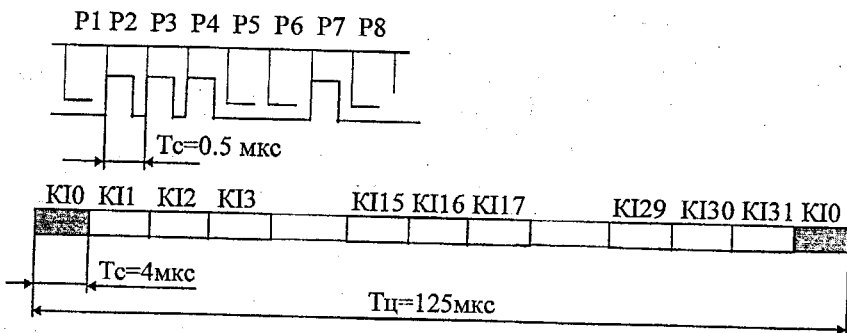


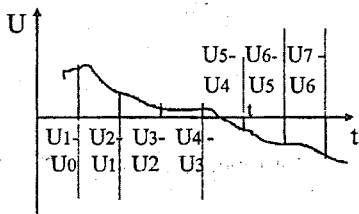
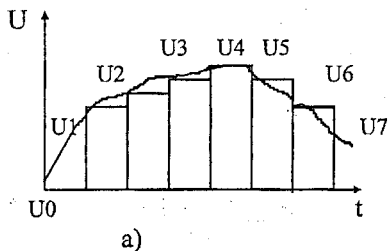
Рисунок 6.3 – Структура циклу передачі в системі ІКМ-30

6.2 Диференціальна ІКМ в цифрових системах зв'язку

В цифрових системах передачі з ІКМ квантуванню та кодуванню підлягають дискретні у часі відліки неперервного сигналу, взяті з урахуванням умови теореми Котельникова. Однак існують інші методи передачі квантованих вибірок сигналу в закодованому вигляді.

Як відомо, для мовного сигналу більш імовірні низькочастотні складові спектра. Це означає, що миттєві значення дискретних відліків у сусідніх точках дискретизації мало відрізняються одне від одного. Тому можна замість кодування з подальшою передачею відліків передавати по тракту зв'язку кодовані значення різниці сусідніх відліків, за якими на приймальній стороні відновлюється вхідний сигнал. Такий метод перетворення називається диференціальною імпульсно-кодовою модуляцією (ДІКМ).

На рис.6.4, а показані дискретні відліки неперервного сигналу, при квантуванні і кодуванні яких отримують цифровий ІКМ сигнал, а на рис.6.4, б – амплітудні значення різниць двох сусідніх відліків. Здійснюючи квантування і кодування різниць сусідніх відліків, отримують цифровий ДІКМ сигнал. Як видно із рисунків, амплітуди різниць відліків менші амплітуд самих відліків, тому при однаковому кроці квантування кількість розрядів кодової групи при ДІКМ менша, ніж при ІКМ. Зменшення кількості розрядів у кодовій групі при ДІКМ знижує швидкість передачі цифрового потоку і, виходячи з цього, зменшує необхідну смугу частот лінії передачі. Якщо ж смуга частот лінії передачі і швидкість цифрового потоку визначаються параметрами ІКМ, то застосування ДІКМ дозволяє зменшити помилку квантування в порівнянні з ІКМ за рахунок зменшення кроку квантування.



б)

Рисунок 6.4 - Принцип утворення ДІКМ

В наш час відомо багато варіантів технічної реалізації ДКМ. Найбільш широке розповсюдження отримала структура кодера ДКМ зі зворотним зв'язком, яка подана на рис. 6.5. У цій схемі оцінюється не різниця між двома сусідніми відліками сигналу, що передається, а різниця між значенням даного відліку і квантованим значенням попереднього відліку, що дозволяє зменшити помилку квантування. Часові діаграми, які пояснюють принцип функціонування такого кодера, показані на рис. 6.6.

Кодер ДКМ складається з таких блоків: фільтра нижніх частот (ФНЧ), який обмежує спектр частот вхідного сигналу частотою F_v ; диференціального (різницевого) підсилювача (ДП), який підсилює різницю двох сигналів, що поступають на його входи; дискретизатора (ДС), який здійснює дискретизацію різницевого сигналу; кодера ІКМ, який здійснює квантування і кодування різницевого сигналу; декодера ІКМ, в якому кодові групи перетворюються у дискретні відліки різницевого сигналу; інтегратора (Інт), який перетворює амплітудні відліки сигналу, які поступають на його вхід у ступінчасту функцію.

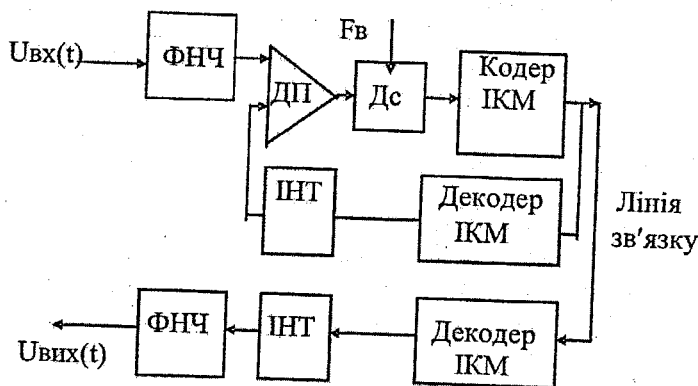


Рисунок 6.5 - Структура кодера ДКМ

Розглянемо принцип роботи кодера. В початковий момент часу t_1 напруга на виході інтегратора відсутня і на виході підсилювача напруга відповідає неперервному сигналу. Дискретний відлік з амплітудою U_1 квантується і кодується в кодері ІКМ і потім через декодер поступає на інтегратор ІНТ, який запам'ятовує його амплітуду до моменту часу t_2 . В цей момент часу напруга на неінвертуючому вході ДП (1) дорівнює напрузі аналогового сигналу U_2 , а на інвертуючому вході (2) – напрузі на виході інтегратора U_1 . На виході різницевого підсилювача отримуємо різницю напруг $\Delta U_1 = U_2 - U_1$.

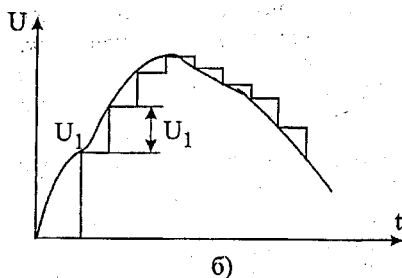
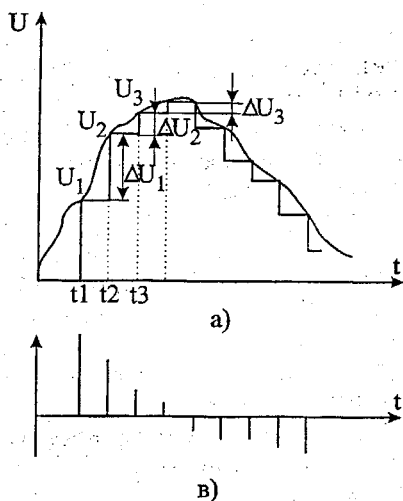


Рисунок 6.6 – Часові діаграми формування ДІКМ сигналу

Після квантування та кодування цієї різниці в лінію надходить кодова група, яка відповідає різниці двох сусідніх відліків. По колу зворотного зв'язку через декодер амплітуда відліку U_2 поступає на інтегратор і запам'ятовується в ньому до моменту часу t_3 . В цей момент часу знову відбувається визначення різниці ΔU_2 , її квантування та кодування. Коли напруга на виході інтегратора (в момент t_4) більша напруги аналогового сигналу, різниця на виході ДІП буде від'ємною. Після квантування, кодування і декодування на виході інтегратора спостерігається негативний стрибок напруги ΔU_3 на величину цієї різниці.

Декодер ДІКМ складається із декодера ІКМ, інтегратора і ФНЧ. На виході декодера ІКМ отримують сигнал, який відповідає різниці сусідніх відліків. Ці відліки інтегратор перетворює в ступінчасту напругу, а ФНЧ згладжує її, внаслідок чого знову отримують неперервний сигнал.

Отже, при ДІКМ кодується не значення відліків сигналу, а різниця сусідніх відліків. Квантування і кодування різниці дозволяє зменшити кількість рівнів квантування різниць відліків у порівнянні з необхідною кількістю рівнів при квантуванні самих відліків. Таким чином, зменшується розрядність коду і, виходячи з цього, кількість інформаційних символів, що передаються по каналу передачі за одиницю часу. В ДІКМ системах, звичайно, використовується лінійне передбачення, коли значення сигналу формується як зважена сума попередніх відліків сигналу

$$u^*(t) = \sum_{i=1}^k c_i u(t-iT), \quad (6.4)$$

де $u^*(t)$ – передбачене значення сигналу в момент часу t ;

$u_{\text{вх}}(t-iT)$ – відлік сигналу в момент $t-iT$, попередній до моменту t на i тактових інтервалів;

c_i – коефіцієнти передбачення, які показують, з якою вагою враховуються відліки сигналу.

У випадку передбачення сигналу за одним відліком

$$u^*(t) = cu_{\text{вх}}(t-T). \quad (6.5)$$

Різницевий сигнал

$$u_p(t) = u_{\text{вх}}(t) - u^*(t) = u_{\text{вх}}(t) - cu(t-T). \quad (6.6)$$

Дисперсія різницевого сигналу

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 + c^2 \sigma_c^2 - 2R(T)\sigma_c^2 c, \quad (6.7)$$

де $R(T)$ – значення нормованої функції кореляції сигналу, яке характеризує статистичний зв'язок між значеннями сигналу, зсувеними на інтервал дискретизації T ;

σ_c^2 – дисперсія сигналу.

Як вже зазначалося, система передачі виявляється тим ефективнішою, чим менше значення різницевого сигналу. Тому знайдемо те значення коефіцієнта передбачення c , при якому σ_p^2 мінімальне. Взявши похідну $d\sigma_p^2/dc$ і прирівнявши її до нуля, визначаємо, що $c_{\text{опт}} = R(T)$. В цьому випадку

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 [1 - R(T)]. \quad (6.8)$$

Дисперсія σ_p^2 при будь-якому ненульовому значенні $R(T)$.

Різновидом різницевих методів передачі є ДІКМ, при якій коефіцієнт передбачення $c=1$. Фізично це означає, що як передбачене значення сигналу в i -й тактовий момент приймається відлік сигналу в попередній $(i-1)$ -й момент. В цьому випадку дисперсія різницевого сигналу

$$\sigma_{p, \text{дікм}}^2 = 2\sigma_c^2 [1 - R(T)]. \quad (6.9)$$

Дисперсія $\sigma_{p, \text{дікм}}^2 < \sigma_c^2$ при $R(T) > 0,5$.

Оцінимо відношення сигнал/шум в різницевих системах, вважаючи, що основним джерелом похибок є шум квантування. Це справедливо в тих випадках, коли відсутні перевантаження за крутістю, тобто коли найбільша крутість сигналу s менша граничної крутості копії S_n . Крутість

$$S_n = /u_p /_{max} T = \delta N / T = \delta N F \delta, \quad (6.10)$$

де $/u_p /_{max}$ — максимальне значення різницевого сигналу, пов'язане з σ_p співвідношенням:

$$/u_p /_{max} = k_p \sigma_p,$$

де k_p — пік-фактор різницевого сигналу.

Якщо при різницевих методах шкала квантування містить не менше чотирьох рівнів, то значення шуму квантування в тактові моменти виявляються некорельованими (навіть при корельованих відліках сигналів) і для оцінювання відношення сигнал/шум можна використовувати вирази, отримані для ІКМ, замінивши у них дисперсію сигналу на дисперсію різниці. Отримуємо в разі оптимального передбачення

$$(P_c/P_{\kappa\delta})_{opt} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{1-R^2(T)} \quad (6.11)$$

і для ДІКМ

$$(P_c/P_{\kappa\delta})_{ДІКМ} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{2[1-R(T)]} \quad (6.12)$$

Якщо додатково врахувати зміну відношення сигнал/шум внаслідок фільтрації частини шуму при $F\delta < F\delta/2$, то отримуємо

$$(P_c/P_{\kappa\delta})_{opt} = \frac{3N^2}{2k_p^2} \frac{1}{1-R^2(T)} \frac{F_\delta}{F_\delta}, \quad (6.13)$$

$$(P_c/P_{\kappa\delta})_{ДІКМ} = \frac{3N^2}{4k_p^2} \frac{1}{1-R(T)} \frac{F_\delta}{F_\delta}. \quad (6.14)$$

Відношення сигнал/шум тим більше, чим більша кореляція між відліками сигналу. При відсутності кореляції між відліками сигналів система з оптимальним передбаченням не має переваг перед ІКМ, а ДІКМ забезпечує відношення $P_c/P_{\kappa\delta}$ у два рази гірше, ніж ІКМ. При $R(T)=0.5$ відношення $P_c/P_{\kappa\delta}$ при ДІКМ і ІКМ рівні. При $R(T)>0.5$ ДІКМ має перевагу перед ІКМ. Отже, різницева система з оптимальним передбаченням виявляється більш ефективною, ніж проста ДІКМ. Проте для реалізації оптимального передбачення необхідно знати кореляційну функцію сигналу. Крім того, передбачувач, побудований в розрахунку на передачу сигналу одного виду, виявиться неефективним при передачі інших

сигналів. При ДІКМ не використовуються апріорні відомості про сигнал і перебудова передбачувача при передачі різних сигналів не потребується.

При передачі деяких сигналів різницеві системи мають перевагу над ІКМ і при переході від ІКМ до різницевих методів можна отримати значний вииграш. Знайдемо кореляційні функції перетворюваних сигналів. Припустимо, що сигнал має рівномірний спектр у межах від 0 до ω_b . Такому спектру відповідає нормована кореляційна функція

$$R(\tau) = [\sin(\omega_b \tau)] / (\omega_b \tau). \quad (6.15)$$

При $\omega_b = 2\omega_b$ $R(\tau) = (\sin \pi) / \pi = 0$ і використання різницевих методів для кодування таких сигналів неефективне. Величина $R(T) > 0$ у сигналів, енергетичний спектр яких має підйом в області низьких частот. Для мовного сигналу $R(\tau)$ описується виразом

$$R(\tau) = e^{-1140|\tau|} \cos 2980\tau \quad (6.16)$$

Для телефонного сигналу при частоті дискретизації $F_d = 8 \text{ кГц}$ із виразу (6.16) отримуємо $R(T) = 0.8$. Підставивши це значення у (9.11), бачимо, що вииграш у відношенні сигнал/шум у порівнянні з ІКМ при використанні оптимального передбачення становить близько трьох разів (менше 5 дБ) і при ДІКМ 2,5 раза (близько 4 дБ). Цей вииграш вимагає ускладнення апаратури передачі телефонних сигналів.

При передачі сигналів звукового мовлення, які мають таку ж кореляційну функцію $F_d = 32 \text{ кГц}$. Аналогічні розрахунки показують, що у цьому випадку вииграш від застосування різницевих методів складає більше 15 дБ. Це дозволяє зменшити кількість розрядів у кодовій групі на два-три.

Ще більшим виявляється вииграш при передачі відеосигналів, основна енергія яких зосереджена в області низьких частот. Вважають, що використання ДІКМ при передачі телевізійних сигналів дозволяє з урахуванням особливостей сприйняття відеосигналів зменшити кількість розрядів у кодовій групі з семи-дев'яти до чотирьох-п'яти.

Найбільшим спотворенням квантування при ДІКМ підлягають різницеві сигнали малої величини. Для зменшення цих спотворень можна застосувати нерівномірне квантування, при якому крок квантування зростає зі збільшенням значення різницевого сигналу. Такий метод різницевого кодування називається адаптивною диференціальною ІКМ (АДІКМ), тому що при цьому відбувається адаптація величини кроку квантування до параметрів кодованого сигналу.

6.3 Дельта-модуляція у цифрових системах зв'язку

При розгляді ІКМ і ДІКМ передбачалося, що період дискретизації обрано відповідно до теореми Котельникова (теорема відліків) і є сталим. З другого боку було з'ясовано, що деякі переваги, які дає використання ДІКМ ґрунтуються на тому, що сусідні відліки дискретизованого сигналу з більшою імовірністю мало відрізняються один від одного. Остання дає можливість зменшити розрядність коду, відображуючого різниці відліків, що передаються.

При достатньо малому періоді дискретизації сигналу різниця між сусідніми відліками може бути такою, що за кожний цикл в тракт зв'язку можна передавати символ 0, якщо $\Delta^{(n)}u < \varepsilon$ або символ 1, якщо $\Delta^{(n)}u > \varepsilon$. Таку модуляцію, яка зображає сигнал у вигляді однорозрядного коду, називають класичною дельта-модуляцією (ДМ). Практично ДМ може бути реалізована в системі, структурна схема якої зображена на рисунку 6.7. Сигнал класичної ДМ є послідовністю символів 1 і 0, які відображають знак приросту вхідного аналогового сигналу в даній точці дискретизації відносно значення апроксимованої напруги, відтвореної з вихідного імпульсного сигналу.

Вхідний аналоговий сигнал $u(t)$, обмежений за спектром частот та за рівнем, в моменти часу, визначені генератором тактової частоти (ГТЧ), подається на один з входів схеми віднімання (СР), на другий вхід якої надходить апроксимована напруга $u^*(t)$, яка функціонально пов'язана з вихідною дельта-модульованою послідовністю імпульсів.

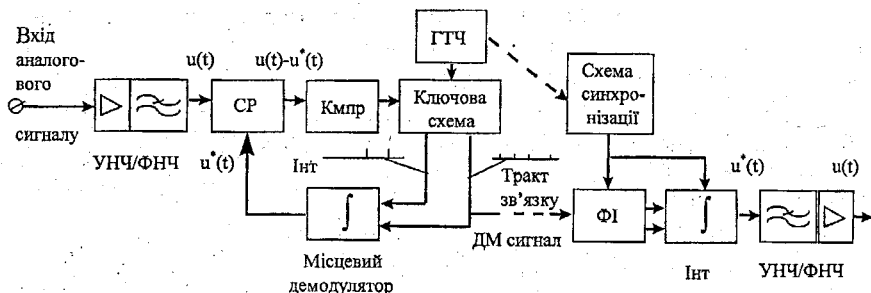


Рисунок 6.7 – Структура системи передачі на основі ДМ

Сигнал різниці $u(t) - u^*(t)$ подається на компаратор (Кмпр), на виході формується послідовність імпульсів прямокутної форми. При цьому імпульсам відповідають інтервали часу, протягом яких вхідний сигнал перевищує апроксимовану напругу, а паузам – інтервали часу, протягом яких вхідний сигнал менший за апроксимовану напругу (рис. 6.8).

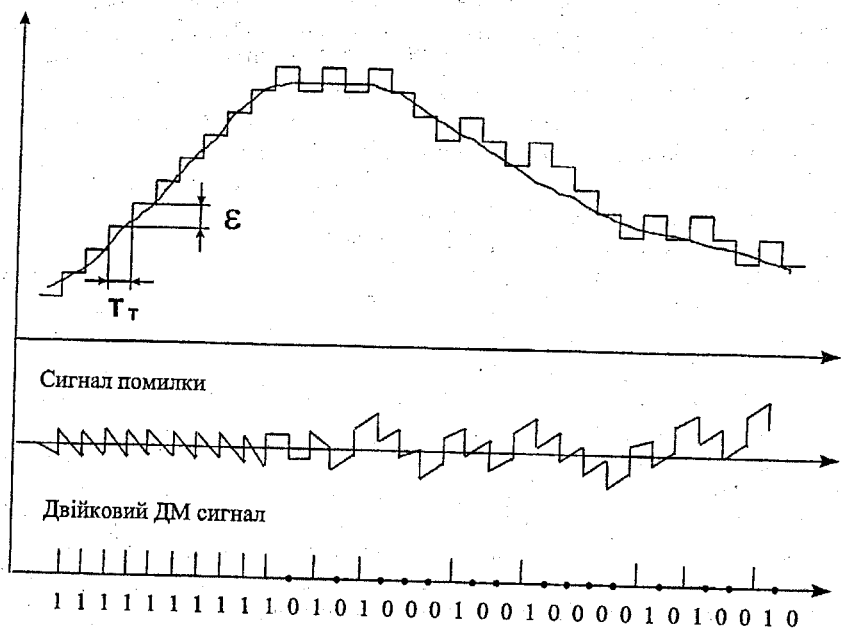


Рисунок 6.8 –Часові діаграми ДМ

Сигнал з виходу компаратора керує ключовою схемою, на вхід якої підімкнено генератор імпульсів. Ключова схема має два протифазних входи. В залежності від сигналу керування імпульси задавального (тактового) генератора потрапляють на той чи інший вихід ключової схеми. Отже, імпульсні послідовності на цих виходах інвертовані одна відносно одної за символами (символу 1(0) в одній з них відповідає символ 0(1) в іншій). Одна з цих послідовностей подається на місцевий демодулятор і в тракт зв'язку, а інша – тільки на місцевий демодулятор. В схемі дельта-модулятора передбачено, що сигналу різниці позитивної полярності відповідають, наприклад, символи 1 в інформаційній послідовності на виході модулятора та підвищення апроксимованої напруги на виході місцевого демодулятора; а негативної полярності – символи 0 та зменшення апроксимованої напруги. При цьому кожний символ 1 підвищує, а кожний символ 0, навпаки, зменшує апроксимовану напругу на один крок квантування. Тому характерною особливістю апроксимованої напруги при класичній ДМ, наприклад, на відміну від ДКМ є обов'язкова зміна рівня на один крок в кожній точці дискретизації. Оскільки формування ДМ сигналу здійснюється в результаті порівняння вхідного аналогового сигналу та апроксимованої напруги в

точках дискретизації, то форма останньої між цими точками для роботи модулятора несуттєва. Основною характеристикою апроксимованої напруги в даному випадку є величина кроку квантування, тобто величина приросту цієї напруги.

На приймальній частині з послідовності ДМ-імпульсів, спотвореній в загальному випадку, необхідно відтворити аналоговий сигнал, який після додаткового фільтрування та підсилювання потрапляє до абонента. Тут форма апроксимованої напруги дуже суттєва. Вона визначається схемою інтегратора демодулятора та тривалістю керуючих імпульсів, синтезованих з прийнятого ДМ-сигналу за допомогою опорної напруги тактової частоти, формування якої здійснюється системою синхронізації приймальної частини апаратури. Розбіжності у формі сигналу, що передається, та апроксимованої напруги, яка формується на приймальній частині, визначають сигнал помилки. Компоненти сигналу помилки, що потрапляють в смугу частот сигналу, також як і при ІКМ, приводять до появи шуму квантування.

Як видно зі структури (рис. 6.7), дельта-модулятор містить замкнуте коло зворотного зв'язку. При деяких умовах може виникнути нестійкий режим роботи — самозбудження дельта-модулятора. Тому важливою характеристикою модулятора, що залежить від особливостей апаратурної реалізації його складових елементів, є стійкість дельта-модулятора до самозбудження в заданих умовах роботи апаратури.

Основною перевагою ДМ в порівнянні з ІКМ є її вища завадостійкість, пов'язана з тим, що вона менш чутлива до помилок в цифровому сигналі, ніж ІКМ. Величина помилки при ІКМ залежить від розрядності неправильно прийнятого символу кодової групи. При 7-розрядній групі помилка в старшому розряді призведе до помилкового відтворення амплітуди відліку, величина якої $U_{\text{пом}} = 2^6 = 64$ (половина максимального відліку сигналу). При ДМ помилковий прийом символів цифрового потоку завжди призводить до помилки в один крок квантування.

В ЦСП неправильне приймання символів кодової групи оцінюють імовірністю помилкового приймання

$$P_{\text{пом}} = (P_{\text{пер}} - P_{\text{пр}}) / P_{\text{пер}}, \quad (6.17)$$

де $P_{\text{пер}}$ - число переданих імпульсів на заданому проміжку часу;

$P_{\text{пр}}$ - число прийнятих імпульсів за такий самий проміжок часу.

При передаванні телефонних повідомлень за допомогою ДМ якості передачі буде досить задовільною, якщо $r_{\text{пом ДМ}} = 10^{-3}$, в той час при ІКМ імовірність помилкового прийому повинна бути $r_{\text{пом ІКМ}} = 10^{-5}$.

В наш час відомо декілька видів дельта-модуляції. Найбільш перспективними областями її використання вважаються: абонентські

телефонні мережі в поєднанні з електронними системами комутації; радіорелейні, тропосферні та кабельні лінії зв'язку; супутникові системи зв'язку; системи комутації, телекерування та промислового телебачення.

Контрольні запитання

1. Як отримати цифровий сигнал при ІКМ?
2. Які недоліки рівномірного квантування?
3. З якою метою використовують компандерні пристрої в системах з ІКМ?
4. Від чого залежить значення тактової частоти в системах з ІКМ?
5. Пояснити принцип побудови циклу синхронізації системи передачі ІКМ-30.
6. Які особливості побудови лінійного тракту ІКМ-30?
7. Як вибирається частота дискретизації в системах з ДІКМ?
8. Пояснити, на яких положеннях базується використання ДІКМ.
9. Порівняльний аналіз ДІКМ та ІКМ.
10. Які вузли виконують функції передбачення в системах з ДІКМ?
11. Які функції виконує кодер ІКМ в системах з ДІКМ?
12. При яких умовах вдасться зменшити похибки квантування в системах передачі з ДІКМ?
13. За рахунок чого зменшується смуга частот лінії передачі для систем з ДІКМ?
14. Для яких первинних сигналів зв'язку найбільш оптимальним є використання ДІКМ?
15. Особливості визначення відношення сигнал/шум для ДІКМ.
16. Як реалізувати схему оптимального передбачення для ДІКМ?
17. Навести вираз для знаходження відношення сигнал/шум ДІКМ-сигналів.
18. В чому полягає різниця між ІКМ та ДМ?
19. Пояснити спосіб формування цифрового сигналу з ДМ.
20. Внаслідок чого виникає перевантаження за крутістю в системах з ДМ?
21. Порівняльний аналіз ДІКМ та ДМ.
22. Яким чином вибирають частоту дискретизації в системах зв'язку з ДМ?
23. Для якого класу первинних сигналів найбільш доцільно застосовувати ДМ?
24. Пояснити, чим визначається форма частотного спектра сигналу з дельта-кодом.
25. В чому полягає висока завадостійкість систем передачі з ДМ?
26. Пояснити, чому принципи ДМ рідко використовуються в системах зв'язку з часовим розділенням каналів [1, 5-7].

7.1 Особливості кодового розділення каналів

В системах передачі з ЧРК та ЧвРК канали закріплюються за парами абонентів на весь час встановлення зв'язку. Сигнали, що використовуються в таких системах передачі, є ортогональними, завдяки чому енергія кожного із сигналів, що передаються, відділені від енергії інших сигналів та принципово можлива відсутність взаємних завад між каналами на приймальній частині. Оскільки зміщення сигналів у часі за межі тактових інтервалів у системах з ЧвРК або зміщення сигналів по спектру за межі відведеного їм діапазону у системах з ЧРК потребують до порушення ортогональності, тому системи з ЧвРК та ЧРК вимагають для роботи застосування синхронізації. При ЧвРК це тактова та циклова синхронізації, при ЧРК - забезпечення збігання спектра каналного сигналу зі смугою пропускання відповідного каналного фільтра приймальної станції.

Проте, у ряді випадків, здійснення синхронізації виявляється складним. Це зокрема, відноситься до систем низового радіозв'язку з рухомими об'єктами, систем супутникового зв'язку, систем зв'язку з територіально рознесеними абонентами та ін. В цих випадках знаходять застосування системи передачі з кодовим розділенням каналів (КРК). На відміну від систем передачі з ЧРК та ЧвРК у цих системах сигнали всіх абонентів передаються у спільній смузі частот та несинхронізовані у часі. Вказані системи називаються асинхронними, тому що кожен з абонентів може вступати у зв'язок з іншим абонентом, ввімкнутим в систему в будь-який час, а сигнали абонентів несинхронізовані. Системи називаються адресними, оскільки ознакою, що дозволяє виділити сигнали одного з абонентів та виконати розділення каналів, є відповідна кодова комбінація символів, що присвоюється цьому абоненту, і яка називається його адресою. Приймальний пристрій абонентів КРК побудовано таким чином, що він реагує тільки на сигнали, які містять адресу потрібного абонента.

Принцип дії системи передачі з КРК пояснюється наведеною на рисунку 7.1 її функціональною схемою. Вхідні сигнали, зокрема мовні, подаються на входи імпульсних модуляторів, де перетворюються в один з видів імпульсно-модульованих коливань. Зокрема це може бути будь-який аналоговий вид імпульсної модуляції чи дельта-модуляція. Для фазо-імпульсної модуляції (ФІМ) інформація про вхідний сигнал міститься в інтервалах між тактовими моментами та моментами появи ФІМ-імпульсів. Тактові моменти дискретизації всіх абонентів автономні та несинхронізовані. Модульовані за часовим положенням імпульси надходять до пристрою адресації, де кожен з них наділяється адресою. Це може бути, наприклад, кодова група символів. У цьому випадку пристроєм

адресації є лінія затримки (ЛЗ) з відводами. Кожному імпульсу на вході ЛЗ відповідає група імпульсів на її виході. Число імпульсів у групі залежить від числа відводів, що використовуються в лінії. На рисунку 7.1 задіяно чотири відводи.

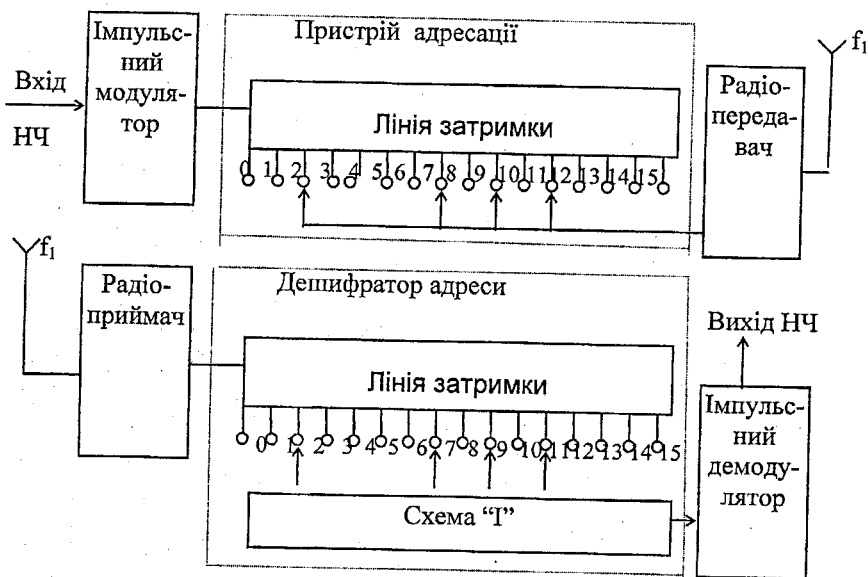


Рисунок 7.1 – Функціональна схема системи передачі з КРК

Взаємне розташування імпульсів, що характеризує адресу абонента, визначається тим, з яких відводів ЛЗ береться вихідний сигнал. Інші канали мають інші адреси і тому у них застосовано інше під'єднання відводів ЛЗ. Таким чином, сигнали різних абонентів на виході пристроїв адресації є асинхронні послідовності імпульсів, що несуть інформацію як про адресу абонента, так і про сигнал, що передається, оскільки кодові групи модульовані за часовим положенням первинним сигналом.

Сигнали з виходів пристроїв адресації подаються на радіопередавальні пристрої та випромінюються у відкритий простір. Несучі частоти у всіх радіопередавачів однакові, отже спектри вихідних сигналів всіх абонентських станцій збігаються. Єдиною ознакою, яка дозволяє розділити сигнали різних станцій, є форма адресної групи, тому в системах передачі з КРК відбувається розділення сигналів за формою.

На приймальній стороні, після підсилення та перетворення в радіоприймальному пристрої, сигнали надходять у пристрій дешифрування

адреси. Дешифрування адреси полягає у визначенні взаємного положення імпульсів, що здійснюється за допомогою ЛЗ з відводами. При цьому відводи зроблені таким чином, щоб для дешифрування даної адреси сумарний час затримки кожного з імпульсів у лінії та його запізнення відносно початку адресної групи були постійними. Іншими словами, якщо, наприклад, загальне число позицій, на яких можуть розташовуватись імпульси у адресній групі дорівнює 15, а символи даної адреси знаходяться на позиціях 2, 7, 9 та 11, то у ЛЗ дешифратора мають бути задіяні відводи від $15 - 2 = 13$, 8, 6 та 4 позицій. Відводи ЛЗ під'єднані до логічної схеми "Г". Якщо положення імпульсів на вході ЛЗ відповідає адресі станції, то на виходах ЛЗ дешифратора імпульси з'являться одночасно та, відповідно, з'явиться імпульс на виході схеми "Г". Оскільки положення адресних груп модульовано за фазою, сигнал на виході "Г" буде ФІМ-коливанням. В результаті його демодуляції виділяється вихідний первинний сигнал. Дешифратор реагує тільки на адресу свого абонента, тому що при дешифрації іншої адреси імпульси на виході відводів ЛЗ надійдуть не одночасно або у якому-небудь з каналів імпульс буде відсутнім. Сигнал на виході схеми "Г" у даному випадку також не з'явиться.

Таким чином окремі абоненти системи передачі з КРК можуть встановлювати з'єднання подібно абонентам телефонної мережі. Для цього потрібно тільки набрати код абонента, що викликається, й немає необхідності у перебудові НВЧ тракту. Простота встановлення з'єднання визначається ще й відсутністю центральної станції комутації. Такі системи, які використовують загальний тракт передачі для багатьох незалежних абонентів, одержали назву систем з вільним доступом. Доступ є вільним, тому що абонент може використовувати загальний тракт передачі негайно при появі необхідності здійснення передачі. При цьому не потребується пошук вільної хвилі та комутації на центральній станції, що займає певний час.

Неповна ортогональність сигналів, що застосовуються в системах передачі з КРК, приводить до появи специфічних для цих систем зв'язку шумів неортогональності. Ці шуми виникають, коли випадкове взаємне положення імпульсів від різних абонентів створює комбінацію символів, що відповідають адресі даного абонента. Приймальний пристрій, реагуючи на хибну групу адреси, формує сигнал, який буде завадою. Сукупність таких завад створює шум неортогональності. Шуми неортогональності тим вищі, чим більше число активних абонентів N , які працюють одночасно. Тому припустимий рівень шумів неортогональності визначає граничне число активних абонентів. При збільшенні N шуми неортогональності зростають та якість зв'язку погіршується. Цю властивість називають еластичністю. Вона виявляється надзвичайно корисною, оскільки при великому рівні шумів неортогональності частина

абонентів відмовляється від ведення нетермінових переговорів і при цьому якість зв'язку для активних абонентів підвищується.

7.2 Шумоподібні сигнали в системах зв'язку з кодовим розділенням каналів

Шумоподібними сигналами (ШПС) називають такі сигнали, в яких добуток ширини спектра F на тривалість T набагато більший одиниці. Цей добуток називається базою сигналу і позначається B

$$B=FT. \quad (7.1)$$

В ШПС $B \gg 1$. Шумоподібні сигнали іноді називають складними на відміну від простих сигналів з $B=1$. Оскільки у сигналів з обмеженою тривалістю спектр має необмежену протяжність, то для визначення ширини спектра використовують різні методи та засоби. Для реальних ШПС з скінченним числом елементів завжди можна однозначно визначити F та B .

В системах зв'язку з ШПС ширина спектра ШПС завжди набагато ширша ширини спектра модульовального сигналу. В цифрових системах зв'язку, що передають інформацію у вигляді двійкових символів, тривалість ШПС та швидкість передачі інформації R пов'язані співвідношенням $T=1/R$. Тому база ШПС дорівнює

$$B=F/R \quad (7.2)$$

і характеризує розширення спектра ШПС відносно спектра початкового повідомлення.

В аналогових системах зв'язку, в яких верхня частота повідомлення дорівнює W та частота відліків дорівнює $2W$

$$B=F/2W. \quad (7.3)$$

Якщо $B \gg 1$, то $F \gg R$ і $F \gg 2W$. Саме тому системи зв'язку з ШПС в зарубіжній літературі отримали назву системи зв'язку з розширеним спектром, а у вітчизняній літературі – широкосмугові системи зв'язку.

Шумоподібні сигнали застосовуються в широкосмугових системах зв'язку, тому що:

- забезпечують високу завадозахищеність систем зв'язку;
- дозволяють організувати одночасну роботу багатьох абонентів в загальній смузі частот при асинхронно-адресному режимі роботи системи зв'язку з КРК;
- дозволяють успішно боротися з багатопроменим поширенням радіохвиль шляхом розділення променів;

- забезпечують сумісність передачі інформації з вимірюванням параметрів руху об'єкта в системах рухомого зв'язку;
- забезпечують електромагнітну сумісність (ЕМС) ШСЗ з вузькосмуговими системами радіозв'язку та радіомовлення.

7.3 Завадостійкість систем з КРК

Завадостійкість визначається виразом, що пов'язує відношення сигнал-завада на виході приймача (на виході узгодженого фільтра або корелятора) q^2 з відношенням сигнал-завада на вході приймача p^2 :

$$q^2 = 2Bp^2, \quad (7.4)$$

де $p^2 = P_c / P_n$ (P_c , P_n – потужності ШПС і завади),

$$q^2 = 2E / N_n$$

E – енергія ШПС,

N_n – спектральна густина потужності завади в смузі ШПС.

Відповідно

$$E = P_c T, \quad (7.5)$$

а

$$N_n = P_n / F. \quad (7.6)$$

Відношення сигнал-завада на виході визначає робочі характеристики приймання ШПС, а відношення сигнал-завада на вході – енергетику сигналу та завади. Величина q^2 може бути отримана згідно з вимогами до системи (10 ... 30 дБ) навіть якщо $p^2 \ll 1$. Для цього достатньо вибрати ШПС з необхідною базою B , що задовільнить (7.4). Як видно зі співвідношення (7.4), приймання ШПС узгоджувальним фільтром або корелятором супроводжується підсиленням сигналу (або подавленням завади) в $2B$ раз. Саме тому величину

$$K_{\text{ШПС}} = q^2 / p^2 \quad (7.5)$$

називають коефіцієнтом підсилення ШПС при обробленні або просто підсиленням оброблення. З (7.4), (7.5) маємо, що підсилення оброблення $K_{\text{ШПС}} = 2B$. В системах з КРК приймання інформації характеризується відношенням сигнал-завада $h^2 = q^2 / 2$, тобто

$$h^2 = Bp^2. \quad (7.6)$$

Співвідношення (7.4), (7.6) є фундаментальними в теорії систем передачі з КРК. Вони отримані для завади у вигляді білого шуму з рівномірною спектральною густиною потужності в межах смуги частот, ширина якої дорівнює ширині спектра ШПС. Ці співвідношення справедливі для широкого кола завад (вузькосмугових, імпульсних). В загальному випадку коефіцієнт підсилення при обробленні ШПС для довільних завад

$$K_{\text{шпс}} \approx 2B. \quad (7.7)$$

Ступінь наближення залежить як від виду завади, так і від бази ШПС.

7.4 Прихованість систем з КРК

Прихованість – спроможність протистояти декодуванню переданого повідомлення. Оскільки, декодування ШПС і вимірювання його параметрів можливі при різноманітній апіорній невизначеності про систему передачі, то можна вказати тільки основні співвідношення, що характеризують прихованість. Коли відомо, що в даному діапазоні частот може працювати система зв'язку, але параметри її невідомі, то в цьому випадку можна говорити про енергетичну прихованість системи зв'язку, бо її відкриття можливе за допомогою аналізу спектра (енергетичне декодування). Характеристика декодування повністю визначається відношенням сигнал/завада на вході приймача – аналізатора $p^2 = P_c/P_z$, – де завада є власним шумом приймача $P_n = kT_o(N_{ш} - 1)F$. Час декодування ШПС за умови $p^2 \ll 1$, приблизно визначається співвідношенням

$$T_{\text{обн}} \approx F^{-1}(p^2)^{-2} 2q^4$$

або

$$T_{\text{обн}} \approx aF, \quad (7.8)$$

де $a = 2[q2kT_o(N_{ш}-1)/P_c]^2$ – коефіцієнт, який залежить як від шумових властивостей приймача, потужності сигналу на вході, так і від необхідного відношення сигнал-завада на виході q^2 .

Таким чином, чим ширший спектр ШПС, тим більший час декодування, тим вища енергетична прихованість системи передачі інформації.

Для боротьби з радіорозвідкою в завадозахищених системах зв'язку застосовують також змінювання ШПС. Частота змінювання ШПС, її вибір з деякого ансамблю (системи сигналів) визначається багатьма вимогами до системи зв'язку і не може бути однозначно визначеною. Однак вважають,

що число сигналів в системі (або об'єм системи сигналів) повинно бути набагато більше бази ШПС. Можна вважати, що для завадозахищених систем зв'язку об'єм системи сигналів L визначається степеневим законом:

$$L \sim B^m, \quad (7.9)$$

де m - деяке число, що задовольняє умову $m \geq 2$.

Отже, використання ШПС підвищує завадостійкість і прихованість системи зв'язку з КРК. ШПС використовують в супутникових системах зв'язку, в авіаційних системах зв'язку, в радіорелейних лініях, в супутникових навігаційних системах. Отже, застосування ШПС в завадозахищених системах зв'язку з КРК буде розширюватися.

7.5 Принцип кодового розділення абонентів

На ранньому етапі розвитку систем передачі вважали, що ШПС не знайдуть широкого застосування в системах зв'язку з КРК. Однак, з розвитком асинхронних систем зв'язку впровадження ШПС в системи масового радіозв'язку стало можливим. Основою для цього є кодове розділення абонентів за рахунок ШПС, що відрізняються за формою.

При великих базах можна побудувати велике число різних ШПС. Наприклад, нехай ШПС є фазоманіпульованим сигналом, який складається з радіоімпульсів, фази яких приймають значення 0 або π , а число їх дорівнює B . Можна побудувати велику кількість сигналів (так званий повний код), число сигналів в якому дорівнює 2^B , а сигнали між собою відрізняються хоча б одним імпульсом. Якщо допустити $B=100$, то маємо $2^{100} \sim 10^{30}$ різних сигналів. З такої великої кількості можна відібрати систему сигналів так, щоб кожному абоненту в системі зв'язку виділити свої власні сигнали. При цьому всі абоненти можуть працювати в загальній смузі частот, а розподіл їх можливий за рахунок відмінності ШПС за формою. При цьому ШПС є адресою абонента і в цьому випадку принципово немає необхідності в примусовій часовій синхронізації абонентів. Тому подібні системи зв'язку отримали назву асинхронних адресних систем зв'язку (ААСЗ).

В ААСЗ всі абоненти працюють в загальній смузі частот. Тому при передачі інформації ШПС різноманітних абонентів перекриваються у часі та за частотою й створюють взаємні завади. Однак, при використанні ШПС з великими базами можна звести рівень взаємних завад до такого, щоб забезпечити необхідну якість приймання інформації. Якщо припустити, що на вході одного з приймачів системи зв'язку діє l ШПС, які заважають з однаковими потужностями, то відношення сигнал/завада на виході приймача

$$K^2 = B/l. \quad (7.10)$$

Таким чином, збільшуючи базу ШПС, завжди можна добитися необхідної якості приймання інформації.

7.6 Ефективність ААСЗ

Вираз (7.10) вказує на те, що підвищення завадостійкості ААСЗ при заданому числі активних абонентів можливе тільки за рахунок збільшення бази ШПС. При заданій швидкості передачі інформації збільшення бази призводить до пропорційного розширення спектра ШПС відповідно до (8.2). Постає питання про ефективність використання радіоспектра в системах зв'язку з КРК на базі ШПС.

В системах зв'язку ефективність використання радіоспектра характеризується питомою густиною активних абонентів γ , яка дорівнює числу активних абонентів на 1 МГц смуги частот, тобто

$$\gamma = l/F, \quad (7.11)$$

де l - число активних абонентів, що одночасно працюють в смузі частот шириною F .

Замінюючи l в (7.11) згідно з (7.10), маємо

$$\gamma = T/h^2. \quad (7.12)$$

Часто питома густина активних абонентів називається просто ефективністю системи зв'язку. Таким чином, ААСЗ більш перспективні в тих випадках, коли не вимагається висока якість передачі інформації, що характерно для систем масового радіозв'язку. Для прикладу, в радіотелефонній системі рухомого зв'язку з ЧРК максимальна ефективність $\gamma_{max} = 250 \text{ аб./МГц}$, бо мінімальна ширина кожного каналу дорівнює 4 кГц і в 1 МГц можна розмістити 250 частотних каналів. Але для підвищення завадостійкості використовується частотна модуляція і сусідні частотні канали рознесені на 25 кГц. При цьому в 1 МГц можна розмістити 40 частотних каналів і $\gamma_{ЧМ} = 40 \text{ аб./МГц}$. Перші системи зв'язку з КРК на базі ШПС ("RADA", "RACER" та інші) мали низьку ефективність, тому що у них $\gamma_{ШПС} \approx 7 \dots 9 \text{ аб./МГц}$. З (7.12) видно, що високу ефективність систем зв'язку з ШПС безпосередньо отримати важко. Наприклад, якщо допустити $T = 1/4 \text{ кГц} = 250 \text{ мс}$, а $h^2 = 10$, то $\gamma_{ШПС} = 25 \text{ аб./МГц}$, тобто нижче ефективності систем зв'язку з ЧМ.

За останні роки запропоновано інший принцип побудови радіотелефонних систем рухомого зв'язку. Вся територія, що обслуговується, розбивається на велику кількість зон у вигляді стільників. В кожній зоні радіозв'язок ведеться на частотах, спеціально виділених цій зоні. За рахунок територіального рознесення зон з однаковими частотними

каналами можливе багаторазове використання одних і тих самих частотних каналів. Такі системи зв'язку отримали назву стільникових систем рухомого зв'язку. Приймання сигналів в таких системах супроводжується взаємними завадами так само, як і в ААСЗ. Тому застосування ІШПС в системах стільникового рухомого зв'язку ефективне, тому що дозволяє успішно боротися зі взаємними завадами. Ефективність систем рухомого зв'язку

$$\gamma_{\text{СРЗ}} \approx 3,63(R_0/D)^2/F_K \quad (7.13)$$

де R_0 - радіус зони обслуговування,

D - захисний інтервал,

F_K - ширина частотного спектра каналу.

Якщо допустити $R_0 = 30$ км, $D \approx 4,4$ км, радіус зони $R = 0,85$ км, а $F_K = 50$ кГц, то $\gamma_{\text{СРЗ}} \approx 3333$ аб./МГц, тобто значно вище ефективності звичайних систем рухомого зв'язку. Якщо ширину частотного спектра каналу збільшити до 100 ... 200 кГц, то ефективність систем стільникового рухомого зв'язку матиме величини 1666 та 833 аб./МГц, відповідно, що буде значно більше ефективності систем з ЧМ. Але при цьому можливо застосування ІШПС з відносно невеликими базами (25 ... 250), що в свою чергу дозволить використовувати просту апаратуру формування і обробки ІШПС з невисокою стабільністю частоти.

В свою чергу, застосування ІШПС дозволить успішно вирішити проблему адресації великого числа абонентів. Стільникові системи рухомого зв'язку з ІШПС дозволять забезпечити зв'язком 60 ... 240 тис. рухомих абонентів у великих містах. Крім того, в таких системах можна сумістити передачу телефонних повідомлень з визначенням місцеположення рухомих об'єктів та їхню охорону.

7.7 Боротьба з багатопроменевістю

Застосування ІШПС в системах зв'язку дозволяє боротися з багатопроменевістю розповсюдження радіохвиль. Багатопроменевість виникає в тому випадку, якщо радіохвилі приходять в точку приймання, відбившись від різноманітних перешкод на шляху розповсюдження (шари іоносфери, будинки і т. і.). Внаслідок відмінності в довжині шляху ці радіохвилі приходять з різним запізненням. В результаті, якщо сигнали, які прийшли різними шляхами, перекриваються в часі, то між ними виникає інтерференція, яка в свою чергу викликає глибокі затухання результуючого сигналу (рисунк 7.2).

На рисунку 7.2, а зображено вихідний ІШПС узгодженого фільтра – відгук фільтра на ІШПС, а на 7.2, б автокореляційна функція (АКФ) ІШПС.

АКФ має тривалість $2T$ і в ній можна виділити дві структури, що різко відрізняються. В центрі АКФ різкий викид у вигляді вузького імпульсу, що називається центральним піком. Його амплітуда дорівнює V , а тривалість

$$\tau_0 \approx 1/F. \quad (7.14)$$

Чим ширший спектр ШПС, тим коротший центральний пік. Другу область утворюють бічні піки з максимальним значенням V_{max} .

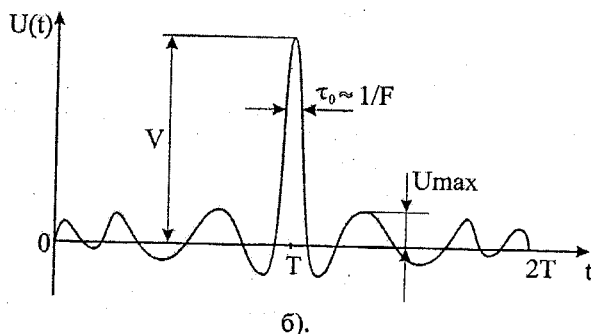
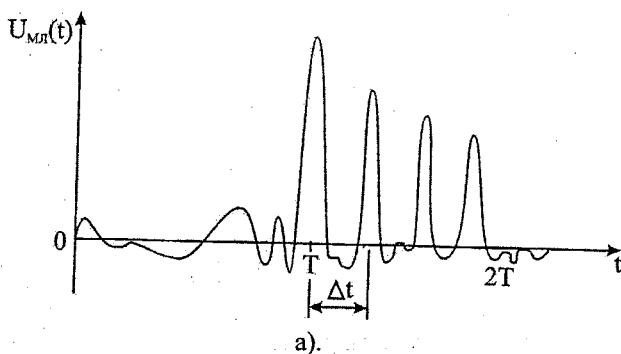


Рисунок 7.2 – Вихідний багатопроменевий сигнал фільтра

Шумоподібні сигнали з великими значеннями бази характеризуються властивостями, що описуються такими співвідношеннями:

$$T/\tau_0 \approx B, \quad (7.15)$$

$$V/v_{\max} \approx (\alpha B)^{1/2}, \quad (7.16)$$

де α - деяка стала, що залежить від бази.

Співвідношення (7.15) визначає стискання ШПС - відношення тривалості ШПС до тривалості центрального піка. Стискання ШПС дорівнює приблизно значенню бази. Тому при $T = \text{const}$ збільшення F призводить до зменшення тривалості центрального піка τ_0 і до збільшення стискання сигналу.

Співвідношення (7.16) характеризує подавлення бічних піків. Чим більше значення бази, тим вище подавлення бічних піків.

На рис. 7.2, б зображений відгук узгодженого фільтра на декілька ШПС, які прийшли різними шляхами. Якщо затримка між променями Δt більша тривалості центрального піка τ_0 , то промені розділяються і центральні піки різних променів можна розділити один від одного, а після цього і об'єднати, усунувши затримку між ними. Таким чином, умова $\Delta t > \tau_0$ забезпечує розділення променів. Оскільки τ_0 і F пов'язані співвідношенням (7.14), то умова розподілу променів записується таким чином:

$$F \Delta t > 1. \quad (7.17)$$

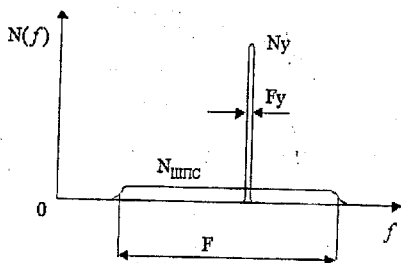
Наприклад, якщо при поширенні радіохвиль існують два промені - прямий і відбитий від деякого об'єкта, то затримка $\Delta t \approx 2d^2/Rc$, де c - швидкість світла, R - відстань між передавачем і приймачем, d - відстань між відбитим об'єктом і прямим променем. В цьому випадку необхідно використати ШПС з шириною спектра

$$F \geq Rc/2d^2. \quad (7.18)$$

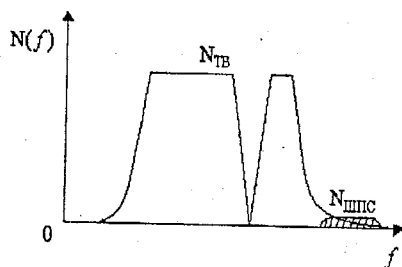
Чим більше значення d , тим менша величина F . Може виявитися, що при малих d можуть знадобитися ШПС з дуже широкими спектрами, що не завжди можна реалізувати на практиці.

7.8 Електромагнітна сумісність

Шумоподібні сигнали забезпечують високу електромагнітну сумісність (ЕМС) ШПС з вузькосмуговими системами радіозв'язку та мовлення. На рисунку 7.3, а зображені АЧХ системи передачі з КРК на базі ШПС з шириною спектра F та вузькосмугової системи зв'язку з шириною спектра сигналу F_y . Для ШПС спектральна густина потужності $N_{\text{шпс}} = P_{\text{шпс}}/F$, для вузькосмугового сигналу $N_y = P_y/F_y$. Завадостійкість системи зв'язку з ШПС визначається фундаментальним співвідношенням (7.4), в якому $p^2 = P_{\text{шпс}}/P_y$. Підсилення оброблення дорівнює $2B$. Якщо вузькосмугова система зв'язку постійно займає певний інтервал, то можна її спектр повністю подавити, використовуючи режекторний фільтр.



а).



б).

Рисунок 7.3 –а) АЧХ вузькосмугової системи та системи з ШПС

б) АЧХ телевізійної системи та системи з ШПС

Таким чином, вплив вузькосмугової системи зв'язку на широкосмугову незначний. В свою чергу широкосмугова система зв'язку також слабо впливає на вузькосмугову систему зв'язку. Потужність ШПС, який проходить на вихід приймача, $N_{шпс}F_y = P_{шпс}F_y/F$. Тому відношення сигнал-завада на виході вузькосмугового приймача буде визначатися відношенням (7.4), в якому $p^2 = P_{шпс}/P_y$, а $B = F/F_y$. Тому чим більше відношення F/F_y , тим краще фільтрування ШПС в вузькосмуговій системі зв'язку. Отже, чим більша база ШПС, тим вища ЕМС широкосмугової та вузькосмугової систем зв'язку.

Системи зв'язку з ШПС можна суміщати і з радіотелевізійними системами. На рис. 7.3, б зображено спектр телевізійного сигналу $N_{тв}$. Програми телебачення в одній територіальній зоні передаються каналами з великими захисними частотними інтервалами. Звичайно в цих частотних захисних інтервалах не допускається робота будь-яких радіотехнічних систем, щоб не створювати завад телевізійним передачам. Однак можна в цих частотних інтервалах розмістити системи зв'язку з ШПС так, як це показано на рисунку 7.3. Спектр ШПС розміщений поблизу спектра

телевізійного сигналу, там де спектральна густина останнього різко зменшується. При цьому взаємні завади і тій, і іншій системі будуть малими. Слід відзначити, що якщо використовувати замість ІШПС сигнали з частотною модуляцією, то рівень взаємних завад зростає, бо сигнали системи зв'язку і телебачення відносяться до однакового класу та демодулюються частотним детектором.

Таким чином, системи зв'язку з ІШПС характеризуються високою ЕМС з системами радіозв'язку, мовлення і телебачення. Раніше було сказано, що ІШПС забезпечують високу ефективність використання радіоспектра в стільникових системах рухомого зв'язку (ССРЗ). Якщо розглядати дію систем зв'язку в деякому замкнутому просторі, то виявляється, що найкращу ЕМС при обмеженому діапазоні частот забезпечують ІШПС, хоча самі по собі вони потребують більш широкої смуги, ніж традиційні вузькосмугові системи. В той же час загальна смуга частот при використанні ІШПС буде меншою.

Системи передачі з КРК мають дуже важливу властивість - високу живучість. Це визначається тим, що ці системи не мають центральної станції, вихід якої з ладу означає припинення зв'язку для всіх абонентів. Такі властивості, як гнучкість та оперативність встановлення з'єднання, можливість обслуговування великого числа абонентів, еластичність, живучість і в той же час знижена якість зв'язку, зумовлена наявністю шумів неортогональності, визначили застосування методу КРК в системах низового радіозв'язку, в системах зв'язку з рухомими об'єктами та ін. Проте якість зв'язку в системах з КРК може бути підвищеною при використанні в них цифрових методів перетворення первинних сигналів.

Контрольні запитання

1. Принцип дії системи передачі з КРК.
2. Чому систему передачі з КРК називають асинхронною?
3. Порівняльний аналіз систем зв'язку з ЧРК та з КРК.
4. Чому система передачі з КРК відноситься до адресних систем передачі?
5. Які функції виконує лінія затримки в макеті системи?
6. Пояснити природу виникнення шумів неортогональності в багатоканальних системах з КРК.
7. При яких умовах вдається зменшити вплив шумів неортогональності в системах з КРК?
8. Від чого залежить число абонентів, що одночасно працюють в системах зв'язку з КРК?
9. Які види модуляції використовуються в системах зв'язку з КРК?
10. Особливості алгоритму встановлення зв'язку між абонентами системи з КРК.
11. Які сфери використання систем зв'язку з КРК? [12 - 16]

8 ПРИНЦИПИ ОРГАНІЗАЦІЇ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

8.1 Основні характеристики каналів зв'язку

Каналом зв'язку називається сукупність лінійних і станційних пристроїв і споруд, за допомогою яких сигнали передаються від джерела до споживача інформації. Одностороннім каналом називається чотирьохполюсник, що складається з вузлів апаратури та відрізків ліній, які використовуються для передачі сигналів певного виду зв'язку в одному напрямку. Каналами тональної частоти називаються канали, що працюють в діапазоні частот від 0,3 до 3,4 кГц.

Кількісне співвідношення між потужностями, напругами або струмами в каналах зв'язку часто подаються у відносних логарифмічних одиницях – децибелах або неперах, що називаються рівнями передачі. Рівні передачі можуть визначатися:

за потужністю:

$$p_n = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_0} \right), \text{ дБ};$$
$$p_n = 0,5 \ln \left(\frac{P_x}{P_0} \right), \text{ непер};$$

за напругою:

$$p_n = 20 \lg \left(\frac{U_x}{U_0} \right), \text{ дБ}; \quad (8.1)$$
$$p_n = \ln \left(\frac{U_x}{U_0} \right), \text{ непер};$$

за струмом:

$$p_c = 20 \lg \left(\frac{I_x}{I_0} \right), \text{ дБ};$$
$$p_c = \ln \left(\frac{I_x}{I_0} \right), \text{ непер}.$$

У виразах (8.1), P_x , U_x , I_x – величини потужності, напруги і струму, які діють в точці каналу, що розглядається. P_0 , U_0 , I_0 – відповідно величини

потужності, напруги і струму, прийняті за еталонні для визначення рівня передачі.

Із формул (8.1) випливає, що рівень передачі буде додатний, якщо величини з індексом x будуть більші величин з індексом 0 . В загальному випадку $p_n \neq p_n = p_c$.

Рівні передачі поділяються на абсолютні, відносні та вимірювальні. Рівень передачі називається абсолютним, якщо за еталон прийняти потужність $P_0 = 1$ мВт. Еталонні величини напруги і струму для визначення абсолютних рівнів обчислюються виходячи з того, що еталонна потужність P_0 (1мВт) виділяється на деякому опорі R_0 . R_0 в каналах зв'язку може приймати дискретний ряд значень – 600, 150, 135, 75 Ом, відповідні значення U_0 та I_0 знаходять, застосовуючи закон Ома.

Відносний рівень передачі визначається при умові, що еталонні величини вибираються відповідно до режиму, встановленого на початку тракту. Відносний рівень показує різницю абсолютних рівнів в точці, що розглядається, і на початку тракту. Якщо відносний рівень за потужністю визначається за формулою

$$p_n = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_1} \right),$$

де P_1 – потужність на початку тракту, то після ділення чисельника і знаменника на $P_0 = 1$ мВт і логарифмування одержимо

$$p_n = 10 \lg \left(\frac{P_x / P_0}{P_1 / P_0} \right) = p_{nx} - p_{n1},$$

де $p_{nx} = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_0} \right)$ – абсолютний рівень за потужністю в точці тракту, що розглядається.

$p_{n1} = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_0} \right)$, – абсолютний рівень за потужністю на початку тракту.

Між рівнями передачі, визначеними за потужністю, напругою або струмом легко встановлюється взаємозалежність, якщо відомі опори Z_x , Z_0 , на яких виділяється відповідна потужність P_x або P_0 . В цьому випадку:

$$p_n = 10 \lg \left(\frac{U_x^2}{Z_x} \times \frac{Z_0}{U_0^2} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_x}{U_0} \right) - 10 \lg \left(\frac{Z_x}{Z_0} \right) = p_u - 10 \lg \left(\frac{Z_x}{Z_0} \right),$$

або

$$P_n = 10 \lg \left(\frac{I_x^2}{I_0^2} \times \frac{Z_0}{|Z_x|} \right) = P_c - 10 \lg \left(\frac{Z_x}{Z_0} \right).$$

Вимірювальним рівнем називається абсолютний рівень в точці тракту, що розглядається, при умові, що на його початку включений генератор синусоїдальних коливань з частотою 800 Гц, внутрішнім опором 600 Ом і е.р.с. рівною 1,55 В.

Застосування рівнів передачі дозволяє замінити більш трудомісткі операції множення та ділення коефіцієнтів передачі пристроїв каналу простими операціями додавання-віднімання рівнів, що зручніше на практиці. При цьому Міжнародний союз електрозв'язку рекомендує застосовувати десяткові логарифмічні одиниці – децибели.

Основними характеристиками та параметрами каналів тональної частоти є: частотна характеристика коефіцієнта передачі, діаграма рівнів передачі, залишкове загасання та динамічний діапазон каналу.

Діаграма рівнів є графіком зміни відносного рівня вимірюваного гармонічного сигналу по довжині каналу. Вона будується при проектуванні каналу і періодично контролюється під час експлуатації. Приклад діаграми рівнів для телефонного каналу рис.8.1, а) в одному напрямку передачі зображений на рис. 8.1, б).

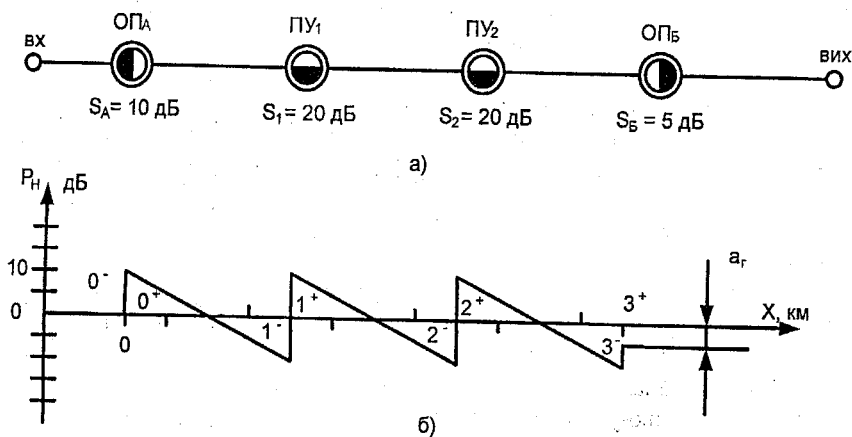


Рисунок 8.1 – Діаграма рівнів телефонного каналу

Під терміном „залишкове згасання” – $a_{\text{зал}}$ робоче загасання каналу при підключенні до нього навантаження, що дорівнює номінальним вхідним опорам. Математично залишкове згасання визначається як різниця між сумою всіх згасань і сумою всіх підсилень в каналі

$$a_{\text{зал}} = \sum_p a_p - \sum_i S_i,$$

де p – кількість згасань;

i – кількість підсилень каналу.

$Z_{\text{вх}}$ і $Z_{\text{вих}}$ каналу є рівними величинами, тому $a_{\text{зал}}$ можна визначити за формулою

$$a_{\text{зал}} = P_{\text{вх}} - P_{\text{вих}},$$

де $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вих}}$ – рівні передачі на вході і виході каналу.

Для телефонного зв'язку номінальне значення залишкового згасання при $f = 800$ Гц встановлено рівним 7 дБ. Необхідність такого залишкового згасання визначається умовами стійкості каналу, допустимими спотвореннями від зворотного зв'язку та дією струмів електричного відлуння.

8.2 Канал зв'язку як чотириполюсник

В системі зв'язку повинна бути забезпечена можливість передачі сигналів у зустрічних напрямках. На місцевих телефонних мережах для організації двостороннього зв'язку між абонентами найчастіше використовують двопроводові фізичні кола. Канали багатоканальних систем передачі є односторонніми. Для організації двостороннього зв'язку використовують два зустрічних канали. При цьому виникає необхідність з'єднання чотирипроводового кінцевого блока двостороннього каналу багатоканальної системи з двопроводовим локальним зв'язком. Це з'єднання здійснюється за допомогою спеціальних перехідних пристроїв (ПП) як показано на рис. 8.2. З рисунка видно, що при побудові двостороннього каналу утворюється коло зворотного зв'язку $c-b-c'-b'-c$, від чого може виникнути самозбудження. Щоб уникнути цього, необхідно забезпечити достатньо велике згасання ПП в напрямках $c-b$ і $c'-b'$, тобто, “розв'язати” напрямки передавання та приймання чотирипроводової частини каналу. Разом з тим в напрямках $a-c$, $c'-a'$, $a'-b'$ і $c-a$, в яких передаються сигнали зв'язку, згасання ПП повинно бути невеликим. Ці вимоги виконуються розв'язувальними пристроями (РП), що входять до складу ПП. Крім того, ПП повинен забезпечити узгодження вхідних опорів та рівнів передачі дво- і чотирипроводової частин двостороннього каналу.

Розв'язувальний пристрій є шестиполосником (2×3 – полюсник), умовні позначення якого наведені теж на рис. 8.2. Напрямами пропускання РП називають шляхи передачі сигналів з малим згасанням, напрямком розв'язки (затримки) – шляхи з великим згасанням. Напрямок пропускання знаходиться між полюсами $a - b$ і $c - a$, а напрямком розв'язки – між полюсами $c - b$. Ідеальним є такий РП, у якого в частотному та динамічному діапазонах сигналів, що передаються, виконуються такі умови:

- відсутнє згасання в напрямках пропускання, тобто, $\alpha_{ab} = \alpha_{ca} = 0$;
- нескінченно велике згасання в напрямку розв'язки, тобто, $\alpha_{cb} = \infty$;
- вхідні опори на всіх полюсах узгоджені з навантажувальними опорами.

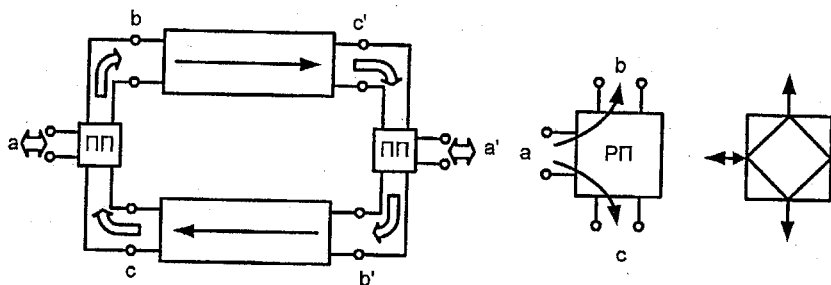


Рисунок 8.2 - Структура двостороннього каналу з двопроводовим закінченням

Можна скласти досить багато схем, які задовольняють дані умови. Ці схеми розбиваються на такі три групи:

- лінійні РП, складені на пасивних елементах з незмінними в часі параметрами;
- лінійні РП, в схеми яких увімкнено активні елементи з незмінними в часі параметрами;
- параметричні РП, в схеми яких увімкнені елементи зі змінними в часі параметрами.

Розв'язувальний пристрій називається зворотним, якщо виконується умова:

$$\alpha_{ab} = \alpha_{ba} = \alpha_{ac} = \alpha_{ca} = \alpha_{bc} = \alpha_{cb}$$

В протилежному випадку РП називається незворотним. До зворотних відносяться лінійні пасивні РП. Розглянемо деякі типи розв'язувальних пристроїв.

8.3 Розв'язувальні пристрої в каналах зв'язку

Диференціальний РП є зрівноваженим мостом (рис. 8.2). В одно з плеч мосту вмикають "двопроводову частину" каналу, три інших створюють з допоміжних опорів, а в діагоналі вмикають кола передачі та приймання "чотирипроводової частини" двостороннього каналу.

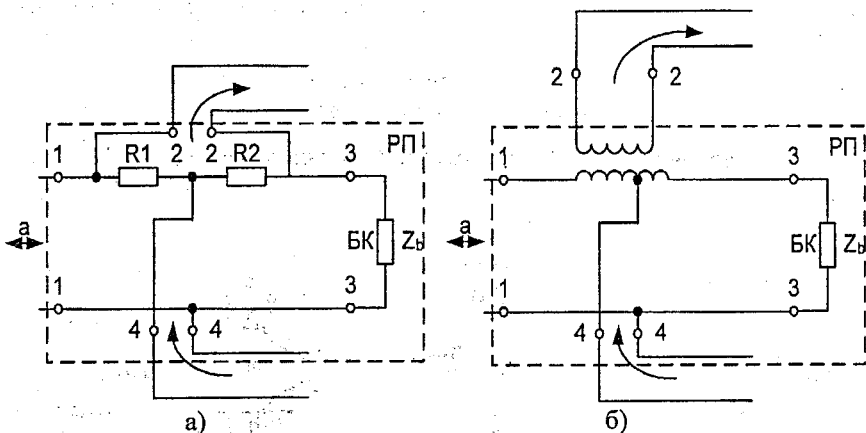


Рисунок 8.3 - Диференціальні (мостові) РП

Підбираючи опори одного з допоміжних резисторів, урівноважують міст і таким чином створюють велике згасання між напрямками передачі та приймання. В апаратурі багатоканального зв'язку використовують мостові РП двох типів - трансформаторні (рис. 8.2, а) та на резисторах (рис. 8.2, б).

Проаналізуємо трансформаторний РП. Для спрощення аналізу припустимо, що диференціальний трансформатор ДТ ідеальний, тобто, активні опори обмоток дорівнюють нулю, а індуктивності нескінченно великі. Введемо позначення для коефіцієнтів трансформації:

$$n = \frac{\omega'_1 + \omega'_2}{\omega_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}; \quad m = \frac{\omega'_1}{\omega'_1}. \quad (8.2)$$

Якщо $m \neq 1$ РП називають нерівноплечим. В апаратурі в більшості випадків встановлюють рівноплечі РП ($m=1$). Розв'язувальний пристрій називається зрівноваженим (збалансованим), якщо згасання в напрямку 4—2 нескінченно велике $\alpha_{42} = \infty$. Знайдемо опір Z_b , при якому виконується ця умова. Для цього під'єднаємо джерело енергії Гс з внутрішнім опором Z_c

до полюсів 4 – 4; а полюси 1 – 1 і 2 – 2 навантажимо опорами Z_a і Z_b . Електрорушійна сила (ЕРС), що наводиться у вторинній обмотці трансформатора, пропорційна результуючій магніторушійній силі (МРС) первинної обмотки. Напрямок струмів I_1 і I_3 протилежні, тому результуюча МРС первинної обмотки дорівнює: $I_1\omega'_1 - I_3\omega''_1$. Звідки при $I_1\omega'_1 = I_3\omega''_1$ напруга між полюсами 2 – 2 буде відсутня, $P_2 = 0$ та $\alpha_{42} = \infty$. Але

$$I_1 = U_{44}/Z_a, I_3 = U_{44}/Z_b,$$

де U_{44} – напруга на полюсах 4 – 4.

Таким чином, РП буде збалансованим, якщо:

$$\frac{U_{44}}{Z_a}\omega'_1 = \frac{U_{44}}{Z_b}\omega''_1.$$

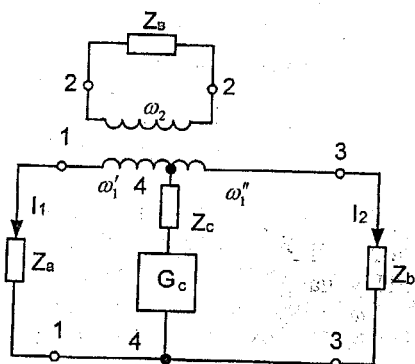


Рисунок 8.4 - Передача сигналу від полюсів 4 – 4

Звідси умова рівноваги може бути записана так:

$$Z_b = mZ_a. \quad (8.3)$$

Двополюсник, що під'єднується до клем 3 – 3 та забезпечує рівновагу РП, називається балансним контуром. Знайдемо тепер вхідний опір РП зі сторони полюсів 4 – 4 (Z_{44}). Оскільки у зрівноваженому РП енергія від полюсів 4 – 4 до полюсів 2 – 2 не передається, то опори Z_a та Z_b виявляються ввімкнутими паралельно відносно полюсів 4 – 4. Тому

$$Z_{44} = Z_a Z_b / (Z_a + Z_b),$$

звідки отримаємо:

$$Z_{44} = Z_a \frac{m}{m+1}. \quad (8.4)$$

Якщо опір резистора Z_c , під'єданого до полюсів 4 – 4, вибрати рівним цій величині, то на полюсах приймання (тобто, полюсах 4 – 4) буде забезпечено узгодження РП з навантаженням.

Знайдемо вирази, з допомогою яких можна знайти робоче згасання в напрямках 4 – 1 (α_{41}) та 4 – 3 (α_{43}). Зважаючи на те, що схема, яка розглядається, зворотна, то $\alpha_{41} = \alpha_{44}$ і $\alpha_{43} = \alpha_{34}$ при $Z_c = Z_{44}$ (узгоджене ввімкнення джерела), $A_{41} = 10 \lg(P_{44}/P_{41})$ та $\alpha_{43} = 10 \lg(P_{44}/P_{43})$, де P_{41} , P_{43} , P_{44} – потужності на опорах Z_a , Z_b , Z_{44} . Оскільки опори Z_a і Z_b увімкнено паралельно відносно полюсів 4 – 4, то $P_{41} = U_{44}^2/Z_a$, $P_{43} = U_{44}^2/Z_b$ та $P_{44} = U_{44}^2/Z_{44}$.

Беручи до уваги формули (8.3) та (8.4), маємо:

$$\alpha_{41} = \alpha_{44} = 10 \lg \left[\frac{1+m}{m} \right], \quad (8.5)$$

$$\alpha_{43} = \alpha_{34} = 10 \lg(1+m). \quad (8.6)$$

Для випадку, коли джерело енергії з внутрішнім опором Z_a підімкнено до полюсів 2 – 2 і РП зрівноважений $Z_b = mZ_a$ (рис. 8.5). Нехай Z_{22} – вхідний опір РП у напрямках 2 – 1 та 2 – 3. В схемі рис. 8.5 виконується умова рівноваги, тобто $\alpha_{24} = \alpha_{42} = \infty$, а різниця потенціалів між полюсами 4 – 4 дорівнює нулю. Тому стан схеми не залежить від величини опору, ввімкненого між цими полюсами і можна вважати, що вони розімкнені. Опори Z_a і Z_b ввімкнені послідовно відносно первинної обмотки трансформатора, тому $Z_{22} = (Z_a + Z_b) \frac{1}{n^2}$.

З урахуванням (8.3) отримаємо:

$$Z_{22} = Z_a \frac{1+m}{n^2}. \quad (8.7)$$

На полюсах 2 – 2 РП буде узгоджений з навантаженням при $Z_b = Z_{22}$.

Для визначення робочих згасань α_{21} і α_{23} , допускається, що внутрішній опір генератора Z_b узгоджено з вхідним опором Z_{22} . Тоді $\alpha_{21} = 10 \lg \frac{P_{22}}{P_{21}}$ та $\alpha_{23} = 10 \lg \frac{P_{22}}{P_{23}}$, де P_{22} і P_{23} – потужності на опорах Z_a , Z_{22} і Z_b . Зі схеми на рис. 8.5 видно, що

$$P_{22} = \frac{U_{22}^2}{Z_{22}}, \quad P_{21} = \left(\frac{U_{22} n}{Z_a + Z_6} \right)^2 Z_a \quad \text{та} \quad P_{23} = \left(\frac{U_{22} n}{Z_a + Z_6} \right)^2 Z_b.$$

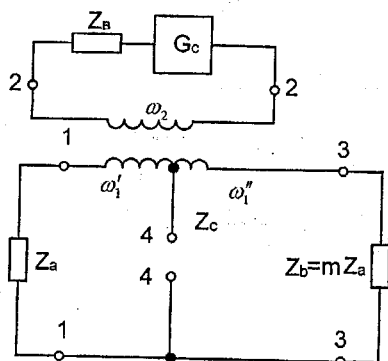


Рисунок 8.5 - Передача сигналу від полюсів 2 – 2

Враховуючи вирази (8.6) і (8.7), після нескладних перетворень, отримаємо:

$$\alpha_{21} = \alpha_{12} = 10 \lg(1 + m), \quad (8.8)$$

$$\alpha_{23} = \alpha_{32} = 10 \lg \frac{1 + m}{m}. \quad (8.9)$$

Перейдемо до розрахунку випадку, коли генератор з внутрішнім опором Z_a під'єднано до полюсів 1 – 1 (рис. 8.6). РП – врівноважений, тобто, $Z_6 = mZ_a$ та на полюсах 2 – 2 і 4 – 4 навантаження під'єднано узгоджено. Згасання α_{21} і α_{14} , визначаються згідно з (8.5) і (8.8). Залишається знайти вирази, що визначають робоче згасання α_{13} , в напрямку 1 – 3 і вхідний опір РП зі сторони полюсів 1 – 1. Очевидно, $\alpha_{13} = 10 \lg \frac{P_{11}}{P_{13}}$, де P_{11} – потужність генератора Γ_a на вході 1 – 1; P_{13} – потужність, що споживається від джерела Γ_a опором Z_6 . Але $P_{11} = P_{12} + P_{14} + P_{23}$, де P_{12} , P_{14} – потужності джерела Γ_a на опорах Z_b і Z_c , причому

$$P_{12} = P_{11} \cdot 10^{-0,1\alpha_{12}}, \quad P_{14} = P_{11} \cdot 10^{-0,1\alpha_{14}}.$$

Підставивши в ці формули α_{12} і α_{14} із виразів (8.4) і (8.8), отримаємо, що $P_{12} = \frac{P_{11}}{1+m}$; $P_{14} = \frac{P_{11}m}{1+m}$, звідки $P_{12} + P_{14} = P_{11}$ та $P_{13} = 0$. Тому

$$\alpha_{13} = \alpha_{13} = \infty. \quad (8.10)$$

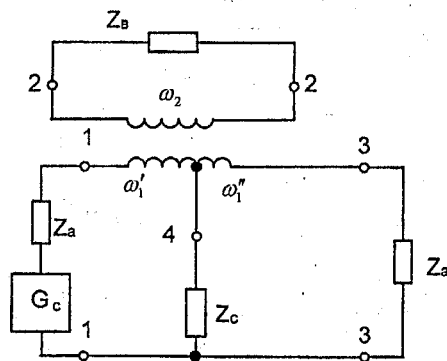


Рисунок 8.6 – Схема передачі сигналу від полюсів 1-1

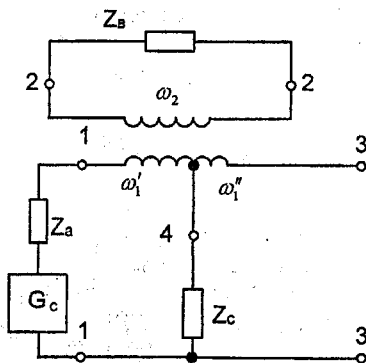


Рисунок 8.7 – Схема визначення вхідного опору

Таким чином, в трансформаторному РП є два напрямки розв'язки: 4 – 2 та 1 – 3.

Беручи до уваги, що $P_{13} = 0$, в схемі рис. 8.6 можна розімкнути полюси 3 – 3, не змінюючи її стану. Отримаємо схему (рис.8.7), із якої видно, що

$$Z_{11} = Z_b \frac{\omega'_1}{\omega_2} + Z_c. \quad (8.11)$$

При узгодженому ввімкненні $Z_b = \frac{Z_a(1+m)}{n^2}$, $Z_c = \frac{Z_a m}{m+1}$.

Крім того, $\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{n}{1+m}$, підставляючи ці вирази в (8.11), отримаємо:

$$Z_{11} = Z_a. \quad (8.12)$$

Виходячи з умов рівноваги РП, ($Z_b = mZ_a$) можна також записати:

$$Z_{11} = \frac{Z_b}{m}. \quad (8.13)$$

На практиці при під'єднанні до РП реальної двопровідної лінії зв'язку опір балансного опору Z_b лише наближено дорівнює вхідному опору лінії Z_a . Опори резисторів Z_c і Z_b також неточно відповідають значенням, що визначаються за формулами (8.4) та (8.7). Таким чином, в реальних умовах можна лише наблизитись до умов рівноваги. Знайдемо згасання в напрямках розв'язки 4 – 2 (2 – 4) наближено зрівноваженого РП.

Припустимо, що до полюсів 4 – 4 під'єднано генератор (рис. 8.8) та знайдемо згасання α_{42} . Вхідний опір $Z_{11} = \frac{Z_b}{m} \neq Z_a$, отже в точках 1 – 1 не буде узгодженого ввімкнення лінії. Тому частина енергії, що надходить в ці точки від генератора, відіб'ється в сторону РП і на шляху 1 – 2, зі згасанням α_{12} , надійде до навантаження Z_b . Відповідно до цього:

$$\alpha_{42} = \alpha_{41} + \alpha_{\text{відб}} + \alpha_{12}. \quad (8.14)$$

Згасання відбиття

$$\alpha_{\text{відб}} = 20 \lg \left| \frac{Z_a + Z_{11}}{Z_a - Z_{11}} \right|.$$

Підставимо сюди Z_{11} і Z_b/m та позначимо отриману величину через A_e :

$$A_e = 20 \lg \left| \frac{mZ_a + Z_b}{mZ_a - Z_b} \right|. \quad (8.15)$$

Згасання A_e називають балансним. Підставляючи в (8.8) величини α_{11} та α_{42} , що визначаються формулами (8.5) та (8.9), отримаємо:

$$\alpha_{42} = A_e + 10 \lg \left| \frac{(1+m)^2}{m} \right|. \quad (8.16)$$

Для рівноплечого РП $m=1$ та $A_{42} = A_e + 6$ дБ,

$$A_e = 20 \lg \left| \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_b} \right|. \quad (8.17)$$

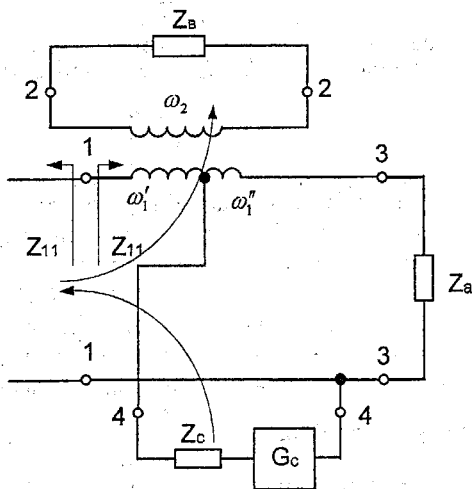


Рисунок 8.8 – Шляхи передачі сигналу в незрівноваженому РП Z_{11}

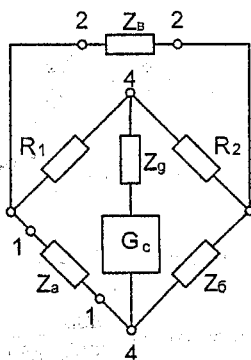


Рисунок 8.9 – Резисторний РП

На практиці балансне згасання не перевищує 25 – 30 дБ в тих випадках, коли балансний контур імітує хвильовий опір лінії. Якщо як балансний контур використовується активний опір, що дорівнює мінімальному значенню хвильового опору лінії (наприклад, $Z_6 = 600 \text{ Ом}$), то балансне згасання складає, звичайно, 5 – 8 дБ. В табл. 8.1 наведено формули, які характеризують трансформаторний РП.

Таблиця 8.1 – Характеристики трансформаторного РП

Напрямок передачі	Згасання РП, дБ		Вхідний опір РП, Ом	
	$m \neq 1$	$M = 1$	$m \neq 1$	$M = 1$
1 – 2, 2 – 1	$10 \lg(1 + m)$	~ 3	$Z_{11} = Z_0/m$	$Z_{11} = Z_b$
2 – 3, 3 – 2	$10 \lg[(1 + m)/m]$	~ 3	$Z_{22} = Z_a(1 + m)/n^2$	$Z_{22} = 2Z_a/n^2$
4 – 1, 4 – 1	$10 \lg[(1 + m)/m]$	~ 3	$Z_{44} = Z_a m/(m + 1)$	$Z_{22} = Z_a/2$
4 – 2, 2 – 4 Незрівноважений РП	$A_e + 10 \lg[(1 + m)^2/m]$	$\sim A_e + 6$	–	–
4 – 3, 3 – 4	$10 \lg(1 + m)$	~ 3	$Z_{33} = mZ_a$	$Z_{33} = Z_a$

Розглянемо резисторний РП. Принципова схема одного з варіантів резисторного РП наведена на рис. 8.3, б. Для випадку, коли джерело сигналу з внутрішнім опором Z_c під'єднано до полюсів 4 – 4, а полюси 1 – 1 та 2 – 2 навантажено резисторами з опорами Z_a і Z_c , схема резисторного РП показана на рис. 8.9. Пристрій називається рівноплечим при $R_1 = R_2 = R$. Очевидно, рівновага рівноплечого РП, тобто виконання умови $\alpha_{42} = \alpha_{24} = \infty$, досягається при $Z_b = Z_a$. Знайдемо робоче згасання рівноплечого РП в напрямках пропускання при умові, що навантаження на всіх полюсах ввімкнено узгоджено.

Схема, що розглядається, є зворотною. Якщо вибрати опори $R_1 = R_2 = Z_a$, то схема буде також симетричною відносно полюсів 4 – 4 і 2 – 2, і $\alpha_{21} = \alpha_{12} = \alpha_{14} = \alpha_{41} = \alpha_0$. Позначимо через P_{44} потужність, що розсіюється на навантаженні, під'єднаному до полюсів 4 – 4 та через P_{41} – потужність на опорі Z_a . Безпосередньо зі схеми рис. 8.6 видно, що $P_{44}/P_{41} = 4$. Отже, $\alpha_0 = 10 \lg(P_{44}/P_{41}) \approx 6 \text{ дБ}$.

Для симетричної схеми можна записати, що $Z_{11} = Z_{22} = Z_{44} = Z_b$. Якщо до полюсів 1 – 1 підведена двопроводова лінія з вхідним опором $Z_A \neq Z_b$, то РП можна вважати незрівноваженим. Згідно з методикою аналізу

трансформаторного РП, знайдемо згасання невірноваженого РП в напрямку 4 – 2 за виразом

$$\alpha_{42} = A_e + 12, \text{ дБ} \quad (8.18)$$

де

$$A_e = 20 \lg |(Z_A + Z_b) / (Z_A - Z_b)|.$$

Контрольні запитання

1. Що таке канал тональної частоти та односторонній канал?
2. Перерахувати та дати означення основних характеристик і параметрів каналу зв'язку, що розглядались в роботі.
3. Дати означення рівнів передачі і написати вирази для їх визначення.
4. Яка розмірність рівнів передачі?
5. Як визначити еталонні величини, необхідні для розрахунків абсолютних рівнів передачі?
6. З якою метою використовуються ДС?
7. Які вимоги повинні задовольняти диференціальні РП?
8. Навести принципові електричні схеми ввімкнення РП.
9. Пояснити принцип дії трансформаторних РП.
10. Як впливають параметри балансного контуру на електричні характеристики РП?
11. Виконати порівняльний аналіз характеристик ТДС та РДС.
12. Пояснити, як можна реалізувати активну ДС.
13. Навести умови рівноваги ДС.
14. Навести переваги та недоліки пасивних ДС [2,5].

ЛІТЕРАТУРА

1. Бортник Г. Г., Кичак В. М. Основи теорії передачі інформації. Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2002.
2. Бортник Г. Г., Семенюк О. А., Стальченко О. В. Теорія електрозв'язку. Лабораторний практикум. -Вінниця: ВНТУ, 2004.
3. Кузьмин И. В., Кедрус В. А. Основы теории информации и кодирования. Учебное пособие для вузов.- К.: Вища школа, 1986.
4. Гитлиц М. В., Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1985.
5. Жураковский Ю. П., Назаров В. Д. Каналы связи: Учебное пособие для вузов. - К.: Вища школа, 1985.
6. Кловский Д. Д. Теория электрической связи.: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1999.
7. Прохис Д. Цифровая связь. Пер. с англ./под ред. Д. Д. Кловского - М.: Радио и связь, 2000.
8. Панфілов І. П., Дирда В. Ю., Капацін А. В. Теорія електричного зв'язку: Підручник для вищих навчальних закладів І та ІІ рівнів акредитації. – К.: Техніка, 1998.
9. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов. Учебник для вузов.-М.: Радио и связь, 1991.
10. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов.- М.: Высш.шк., 1988.
11. Волощук Ю. І. Сигнали та процеси у радіотехніці. Підручник для вузів.- Харків: КСМІТ, 2003.
12. Дмитриев В. И. Прикладная теория информации. Учебник для вузов.-М.:Высш.шк.,1989.
13. Зюко А. Г. Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. - М.:Связь, 1980.
14. Калмыков В. В. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1990.
15. Пенин П. И., Филиппов Л. И. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1984.
16. Жураковский Ю. П., Полтораки В. П. Теорія інформації та кодування. Підручник для вузів. - К.: Вища школа, 2001.

Навчальне видання

**Геннадій Григорович Бортник
Сергій Геннадійович Бортник
Олександр Володимирович Стальченко**

**ОСНОВИ ТЕОРІЇ
БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**
Навчальний посібник

Редактор В. Дружиніна
Коректор З. Поліщук

Оригінал-макет підготовлено О. Стальченком

Підписано до друку 14.12.2010 р.
Формат 29,7×42¹/₄. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 9.1.
Наклад 100 прим. Зам № **2011-038**

Вінницький національний технічний університет,
навчально-методичний відділ ВНТУ.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, к. 2201.
Тел. (0432) 59-87-36.
Свідчення суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-81-59.
Свідчення суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009р.