

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”
ІНСТИТУТ СПЕЦІАЛЬНОГО ЗВ’ЯЗКУ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

Кононова І.В., Павлов В.П.

ОСНОВИ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ

Конспект лекцій

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою
G5 “Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка”

Електронне мережеве навчальне видання

Київ
ІСЗЗІ КПІ ім. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО
2026

УДК 621.391
К57

Автори: *Кононова Ірина Віталіївна*, канд. техн. наук, доц.
Павлов Віталій Павлович, канд. техн. наук, доц.

Рецензент *Могилевич Д.І.*, д-р т.н., проф., завідувач Спеціальної кафедри №3
ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського

Відповідальний
редактор *Кононова Ірина Віталіївна*, канд. техн. наук, доцент

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 4 від 05.02.2026 р.)
за поданням вченої ради ІСЗЗІ
(протокол № 7 від 29.01.2026 р.)*

Кононова І.В.

К57 Основи теорії електронних комунікацій [Електронний ресурс]: конспект лекцій: навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою «Спеціальні системи електронних комунікацій» за спеціальністю G5 “Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка” / І.В. Кононова, В.П. Павлов. КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електрон. текст. дані (1 файл). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2026. – 156 с.

Навчальний посібник присвячений викладенню основних положень теорії електронних комунікацій з освітнього компоненту «Основи теорії електронних комунікацій», що вивчає принципи та методи передавання дискретних і неперервних повідомлень каналами зв'язку за допомогою електричних сигналів. Розглянуто математичні моделі повідомлень, сигналів і завад, основи теорії інформації, теорію модульованих сигналів, питання завадостійкості каналів зв'язку, кодування та розділення сигналів. Матеріал базується на сучасних досягненнях й орієнтований на підвищення ефективності та якості систем передавання інформації. Навчальний посібник призначений для здобувачів зі спеціальності G5 Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка, а також для використання в освітньому процесі і службовій діяльності аспірантами і науково-педагогічними працівниками ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського.

УДК 621.391

Реєстр. № НП 25/26-216. Обсяг 5,4 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Берестейський, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідчення про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів
і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© І.В. Кононова, В.П. Павлов
© ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2026

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	5
1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ І ВИЗНАЧЕННЯ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ	6
1.1 Задачі, які вирішуються освітнім компонентом. Основні поняття і визначення теорії електронних телекомунікацій	6
1.2. Класифікація сигналів і завад	10
2 СИГНАЛИ В КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧІ ДИСКРЕТНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ	19
2.1 Принципи перетворення дискретних повідомлень у сигнали. Первинні сигнали	19
2.2 Часові і спектральні характеристики телеграфних сигналів	20
2.3 Принцип факсимільного зв'язку	27
2.4 Часові і спектральні характеристики факсимільних сигналів	29
3 СИГНАЛИ З АМПЛІТУДНОЮ, ЧАСТОТНОЮ, ФАЗОВОЮ І ВІДНОСНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ	32
3.1 Призначення модуляції (маніпуляції) та демодуляції. Види маніпуляції	32
3.2 Характеристики сигналів з АМ, ЧМ, ФМ і ВФМ	34
4 ПЕРВИННІ СИГНАЛИ	46
4.1 Основні характеристики мовних сигналів.....	46
4.2 Сигнали з амплітудною (АМ) та односмуговою модуляцією (ОМ)	49
4.3 Демодуляція сигналів з АМ і ОМ	56
5 СИГНАЛИ З КУТОВОЮ ТА ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ	60
5.1 Принцип частотної і фазової модуляції (ЧМ і ФМ)	60
5.2 Спектральні характеристики сигналів із ЧМ	61
5.3 Характеристики сигналів з АІМ, ШІМ і ФІМ	65
6 КІЛЬКІСНА ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЇ	75
6.1 Кількісне вимірювання інформації. Ентропія повідомлення	75
6.2 Поняття про надлишковість повідомлень	83
7 ПРОПУСКНА ЗДАТНІСТЬ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ	87
7.1 Пропускна здатність цифрових каналів зв'язку	87
7.2 Пропускна здатність аналогових каналів зв'язку	93
8 БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ З ЧАСТОТНИМ І ЧАСОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ СИГНАЛІВ	97
8.1 Методи об'єднання і розділення сигналів у БСП	97
8.2. БСП з частотним розділенням сигналів	102

8.3 БСП з часовим розділенням сигналів	105
9 БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ З КОМБІНАЦІЙНИМ ТА КОДОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ СИГНАЛІВ	109
9.1 Принцип подвійної частотної і двократної ВФМ	109
9.2 Асинхронно-адресні системи передачі	112
9.3 Принцип квадратурної маніпуляції	114
10 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ЗАВАД У КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ	120
10.1 Джерела і класифікація основних видів завад	120
10.2 Характеристики флуктуаційних завад	122
10.3. Характеристики імпульсних і вузькосмугових завад	124
10.4 Поняття про електромагнітну сумісність	128
11 СПОСОБИ ОПТИМАЛЬНОГО ТА КВАЗІОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ СИГНАЛІВ	131
11.1 Оптимальне приймання дискретних сигналів	131
11.2 Оптимальне приймання неперервних сигналів	139
12 ПРИНЦИПИ ПЕРЕДАЧІ ПОВІДОМЛЕНЬ СКЛАДНИМИ СИГНАЛАМИ	142
12.1 Основні методи підвищення завадозахищеності систем зв'язку	142
12.2 Визначення складних сигналів и вимоги до них	143
12.3 Методи формування й обробки складних сигналів	144
12.4 Завадостійкість приймання складних сигналів	149
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	156

ПЕРЕДМОВА

Навчальний посібник призначений для вивчення освітнього компоненту «Основи теорії електронних комунікацій», що досліджує принципи та методи передавання повідомлень каналами зв'язку із застосуванням електричних сигналів.

«Основи теорії електронних комунікацій» є нормативним освітнім компонентом за спеціальністю G5 Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка та відіграє ключову роль у формуванні фундаментальних теоретичних знань у процесі професійної підготовки майбутніх спеціалістів у сфері сучасних електронних комунікацій.

Основи теорії електронних комунікацій встановлює загальні закономірності між структурою повідомлень і параметрами сигналів у каналах зв'язку, визначає способи передавання інформації та критерії оцінювання їх ефективності, а також окреслює граничні значення швидкості й достовірності передавання інформації. Математичною базою освітнього компоненту «Основи теорії електронних комунікацій» є теорія ймовірностей і теорія випадкових процесів.

Вагомий внесок у становлення та розвиток теорії електронних комунікацій зробили такі науковці, як К. Шеннон, Н. Вінер, Д. Міддлтон, Р. Хеммінг, Е. Вітербі та інші.

Основною метою підручника є систематизований виклад лекційних матеріалів, що містять базові положення теорії передавання неперервних і дискретних повідомлень у каналах зв'язку.

Підручник підготовлений авторським колективом Спеціальної кафедри №4 у складі: кандидата технічних наук, доцента Кононовою І.В. та кандидата технічних наук, доцента Павлова В.П. Під час його створення автори спиралися на багаторічний досвід викладання відповідних дисциплін, досвід колег з інших закладів вищої освіти України, а також на сучасні напрями розвитку спеціальних електронних комунікаційних систем.

Видання призначене для здобувачів з галузі знань G Інженерія, виробництво та будівництво. Крім того, підручник може бути корисним практичним фахівцям, які працюють зі спеціальними електронними комунікаційними системами та аспірантам.

1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ І ВИЗНАЧЕННЯ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ

1.1 Задачі, які вирішуються освітнім компонентом. Основні поняття і визначення теорії електронних телекомунікацій

Освітній компонент “Основи теорії електронних комунікацій” вивчає закономірності і методи передачі повідомлень каналами зв’язку за допомогою електричних сигналів.

Сучасний науково-технічний прогрес значною мірою обумовлений розвитком засобів і систем електронних комунікацій. Ефективний інформаційний обмін є необхідною умовою функціонування усіх сфер людської діяльності, а його значення продовжує зростати.

Розробка систем зв’язку ґрунтується на інтеграції передових технологічних можливостей та теоретичних основ електрозв’язку. Досягнення в цій галузі забезпечують критичне збільшення обсягів інформації, що передається та її якості. Теорія електронних комунікацій визначає загальні залежності між структурою повідомлення та параметрами сигналів у каналі зв’язку, описує методи передавання інформації й оцінює їхню ефективність, а також установлює граничні показники швидкості та точності передачі даних.

Математичним підґрунтям теорії електронних комунікацій є теорія ймовірностей і теорія випадкових процесів.

Основні поняття і визначення теорії електронних комунікацій.

Функціонування будь-якої системи управління не можна уявити без обміну інформацією. *Інформація* – це сукупність відомостей про події, явища і предмети навколишнього світу. Інформація, яку потрібно передати, міститься в повідомленні. *Повідомлення* є способом подання інформації. Наприклад, під час телеграфної передачі повідомленням виступає текст телеграми, що складається з окремих символів — літер, цифр та інших знаків. При розмові по телефону повідомленням є неперервна зміна за часом звукового тиску, що відображає не тільки зміст, але і тембр, ритм та інші властивості розмови. При передачі рухомих зображень у телевізійних системах повідомленням є зміна за часом яскравості елементів зображення.

Кожне повідомлення є певною сукупністю відомостей про стан тієї чи іншої матеріальної системи, які передаються від відправника до одержувача. І відправником, і одержувачем може бути як людина, так і технічний пристрій. Передавання повідомлень (а значить, і інформації) на відстань здійснюється за

допомогою матеріального носія — наприклад, паперу чи магнітної стрічки — або за допомогою певного фізичного процесу, такого як звукові чи електромагнітні хвилі, електричний струм тощо.

Фізичний процес, який відтворює передане повідомлення, називають сигналом. Будь-який фізичний процес, що змінюється відповідно до змісту повідомлення, може бути використаний як сигнал. У сучасних системах зв'язку й управління найпоширенішими є саме електричні сигнали. Їх визначають через фізичні величини, зокрема струм або напругу. Знаючи закономірність, що пов'язує повідомлення із сигналом, одержувач може відтворити інформацію, яку містить повідомлення. Оскільки для одержувача сигнал заздалегідь невідомий, він розглядається як випадковий процес.

Повідомлення можуть бути функціями часу: наприклад, мовлення під час телефонної розмови, показники температури або тиску в телеметричних системах, чи театральна постановка, що передається телебаченням. В інших ситуаціях повідомлення не залежать від часу — скажімо, текст телеграми або статичне зображення. Проте сигнал завжди є часовою функцією, навіть якщо саме повідомлення не має часової природи. Сьогодні передавання інформації на великі відстані здійснюється переважно за допомогою електричних сигналів, оскільки вони можуть поширюватися на значні відстані й роблять це з надзвичайно високою швидкістю ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с).

Зв'язок за допомогою електричних сигналів називають *електрозв'язком*. *Електрозв'язок* – це процес передавання, випромінювання та приймання сигналів, знаків, текстів, зображень, звуків або будь-яких інших повідомлень за допомогою електромагнітних систем.

Повідомлення у формі електричних сигналів передаються каналами електрозв'язку. *Канал електрозв'язку* – це сукупність технічних засобів і середовища розповсюдження, що забезпечує при підключенні кінцевих абонентських пристроїв (КП-1, КП-2) передавання повідомлень за допомогою електричних сигналів від відправника до одержувача. Структурну схему каналу електрозв'язку подано на рис. 1.1.

Каналом передачі це комплекс технічних засобів та середовище поширення, які при підключенні кінцевих пристроїв забезпечують передавання сигналів певного типу в заданій смузі частот або з фіксованою швидкістю.

Іншими словами, каналом передачі називають сукупність засобів, що дають змогу передати сигнал з точки А до точки Б (рис. 1.1).

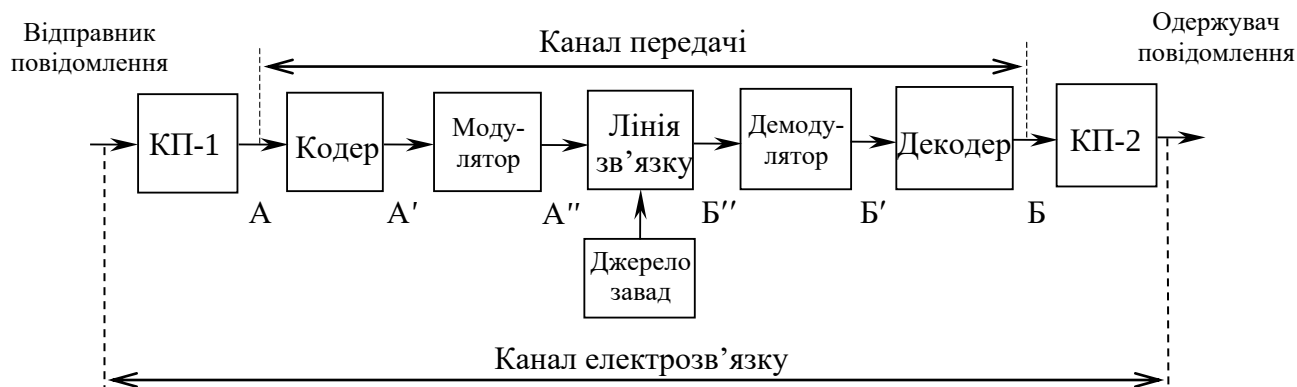


Рис. 1.1. Схема структури каналу електрозв'язку

Залежно від характеру передаваних сигналів розрізняють неперервні, дискретні та напівнеперервні (дискретно-неперервні або неперервно-дискретні) канали.

Якщо сигнали, який надходять на вхід каналу та знімаються з його виходу, і є дискретними за рівнем, то такий канал називають дискретним.

Якщо ж вхідні та вихідні сигнали неперервні за рівнем, канал називають неперервним. Існують також напівнеперервні канали, у яких на вхід надходять дискретні сигнали, а з виходу знімаються неперервні, або навпаки.

З цього випливає, що канал може бути дискретним або неперервним незалежно від характеру переданих повідомлень. Більше того, в межах однієї системи зв'язку можна виділити одночасно дискретні та неперервні канали — усе залежить від того, яким чином визначено точки А та Б на вході та виході каналу.

Кінцеві пристрої призначені для перетворення повідомлення в електричний сигнал (КП-1) під час передачі та для зворотного перетворення прийнятого сигналу в повідомлення (КП-2) на приймальній стороні.

Кодер призначений для усунення надлишковості джерела, підвищення завадостійкості, узгодження первинних сигналів із середовищем розповсюдження, захисту інформації від несанкціонованого доступу.

Модулятор призначений для узгодження параметрів сигналів із середовищем розповсюдження. Первинні електричні сигнали, отримані на виході КП-1, є низькочастотними і не можуть безпосередньо передаватися лінією зв'язку.

Лінія зв'язку – це сукупність фізичних електричних ланцюгів, що мають спільне середовище поширення і призначені для передавання електричних сигналів від передавача до приймача.

У залежності від середовища розповсюдження, яке застосовується, лінія зв'язку може бути кабельною, радіорелейною, супутниковою і т.п.

Структурна схема системи електричного зв'язку яку використовують для передавання дискретних повідомлень додатково включає кодер (декодер) джерела і кодер (декодер) каналу.

Кодер джерела призначений для перетворення повідомлень у кодові символи з метою зменшення надлишковості джерела, тобто для забезпечення мінімального середнього числа символів на одне повідомлення та подання його у зручній формі, наприклад у вигляді двійкових чисел.

Кодер каналу вводить надлишковість, яка дозволяє виявляти та виправляти помилки в каналному декодері, підвищуючи таким чином достовірність передачі повідомлень.

Декодер каналу забезпечує перевірку надлишкового (перешкодостійкого) коду та перетворює його у послідовність первинного електричного сигналу.

Декодер джерела (ДД) це пристрій, який перетворює послідовність первинного електричного сигналу надлишкового коду назад у повідомлення.

В залежності від виду повідомлення структура каналу електрозв'язку є різною: телефонний канал, телеграфний канал, канал передачі даних та ін. Доцільно мати певний набір типових каналів електрозв'язку, призначених для передачі сигналів стандартного виду. Такі канали називають каналами передачі.

Крім переданого сигналу, у каналі завжди присутні інші випадкові процеси різного походження, які називають завадами. Їхня наявність створює принципову невизначеність при відновленні повідомлення. Завада, накладена на корисний сигнал, спотворює його, що може призвести до руйнування переданої інформації.

Виходячи з вищевикладеного, можна поставити такі вимоги до електричних сигналів:

- технічна простота формування на передачі й обробки при прийманні;
- параметри сигналів повинні відповідати характеристикам каналу зв'язку;
- сигнали повинні мати стійкість до впливу завад;
- сигнали повинні мати такі відносні властивості, щоб їх можна було розпізнавати при прийманні серед інших сигналів (проблема електромагнітної сумісності).

Визначимо параметри сигналу, які розглядаються як основні з погляду його передачі.

До таких параметрів можна віднести:

T_c – тривалість сигналу;

D – динамічний діапазон;

ΔF_c – ширина спектра сигналу.

Тривалість сигналу T_c визначає часовий інтервал, у межах якого сигнал існує.

Динамічний діапазон D – відношення максимальної миттєвої потужності сигналу до мінімальної потужності, яку потрібно відрізнити від нуля при заданій якості передачі

$$D = 10 \lg \frac{P_{c \max}}{P_{c \min}}.$$

Наприклад, динамічний діапазон гітарного соло може становити близько 30–40 дБ, джазового бенду – 50–70 дБ, а великого оркестрового виконання класичної музики – 80–100 дБ.

Ширина спектра сигналу ΔF_c характеризує швидкість змін сигналу протягом часу його існування. Для будь-якого сигналу можна виділити діапазон частот, у якому зосереджена основна частина його енергії. Саме цей діапазон визначає ширину спектра сигналу.

Сигнальну базу визначають як добуток тривалості сигналу на ширину його спектра

$$B = 2\Delta F_c T_c.$$

Сигнальна база визначає максимально можливу кількість незалежних параметрів, що характеризують даний сигнал.

Сигнали з базою рівною або близькою до одиниці ($B \approx 1$) називають *простими* або *вузькосмуговими*. У системах зв'язку широке застосування знаходять сигнали з базою істотно більшою від одиниці ($B \gg 1$). Такі сигнали називають *складними* або *широкосмуговими*.

Можна ввести більш загальну і наочну характеристику – *об'єм сигналу* V

$$V = T_c \Delta F_c D.$$

Об'єм сигналу дає загальне уявлення про можливості даної множини сигналів як носіїв повідомлень.

1.2. Класифікація сигналів і завад

Передавання повідомлень (а отже, й інформації) на відстань здійснюється за допомогою певного матеріального носія, наприклад паперу або магнітної стрічки, або через фізичний процес, такий як звукові чи електромагнітні хвилі, електричний струм тощо.

Фізичний процес, що відтворює передане повідомлення, називають сигналом. Сигнали можна класифікувати за різними ознаками (рис. 1.2).

Залежно від можливості точного передбачення миттєвих значень сигналу у будь-який момент часу, сигнали поділяють на детерміновані (регулярні) та випадкові.

Детермінованим називають сигнал, математичним описом якого є задана функція часу. Прикладом детермінованих сигналів можуть служити тест-сигнали, які призначені для перевірки працездатності каналів або апаратури електрозв'язку.

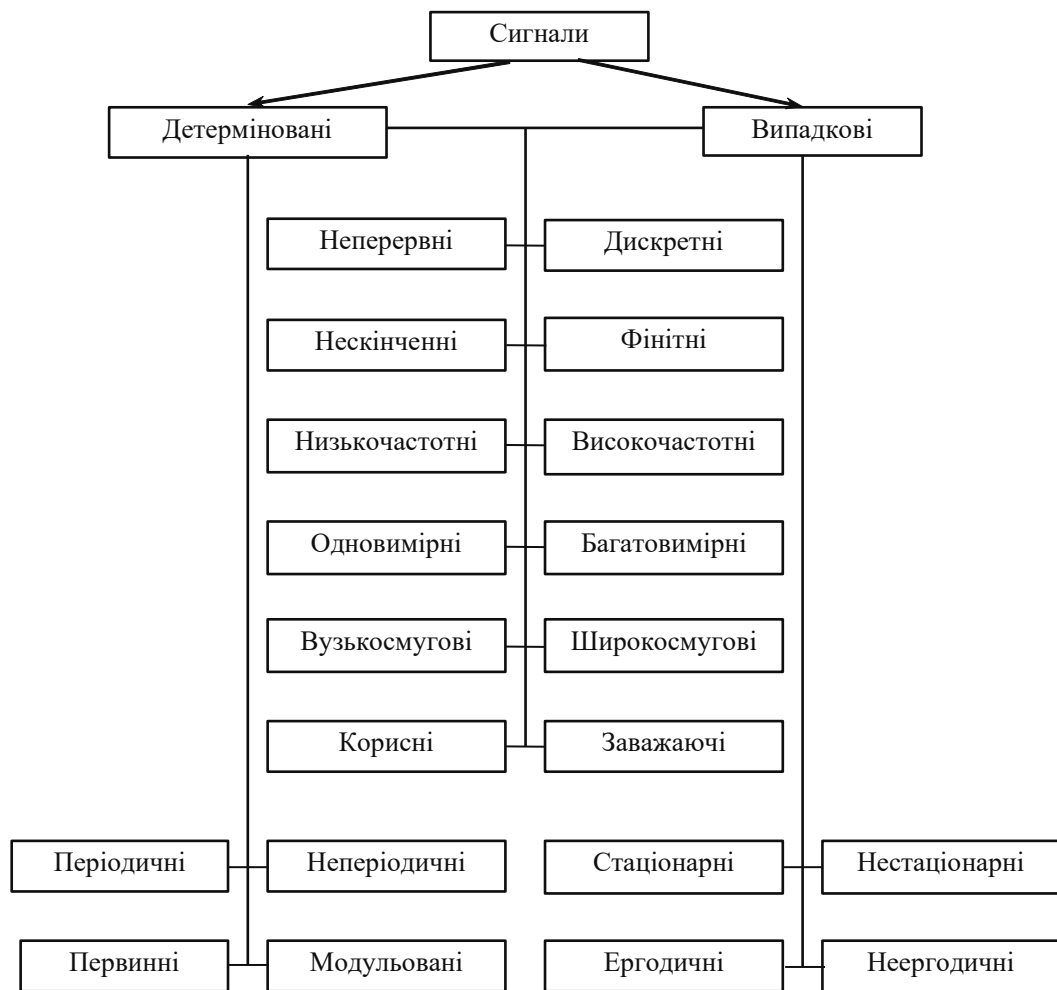


Рис. 1.2. Класифікація сигналів за рядом ознак

До *випадкових* відносяться сигнали, миттєві значення яких заздалегідь невідомі. Такі сигнали неможливо точно передбачати і задавати аналітично.

В залежності від множини можливих значень сигналів і їх подання за часом розрізняють чотири види сигналів (рис. 1.3): неперервний за станом і за часом; дискретний за станом і неперервний за часом; неперервний за станом і дискретний за часом; дискретний і за станом і за часом.

Розглянуті сигнали можна віднести до аналогових або цифрових.

Під *аналоговими* сигналами розуміють сигнали, які описуються функціями

неперервного або дискретного часу і *неперервною множиною* можливих значень. До них належать сигнали, зображені на рис. 3, а-в.

До *цифрових* сигналів належать сигнали дискретні за станом і часом з однаковими часовими інтервалами (рис. 3, г). Термін «цифровий» відображає можливість присвоєння кожному значенню сигналу певного номера (цифри).

Можна також зробити класифікацію сигналів у залежності від виду повідомлень, які передаються каналом електрозв'язку: телефонні сигнали, сигнали радіомовлення, телеграфні сигнали, сигнали передачі даних, телеметричні сигнали, факсимільні сигнали, телевізійні сигнали та ін.

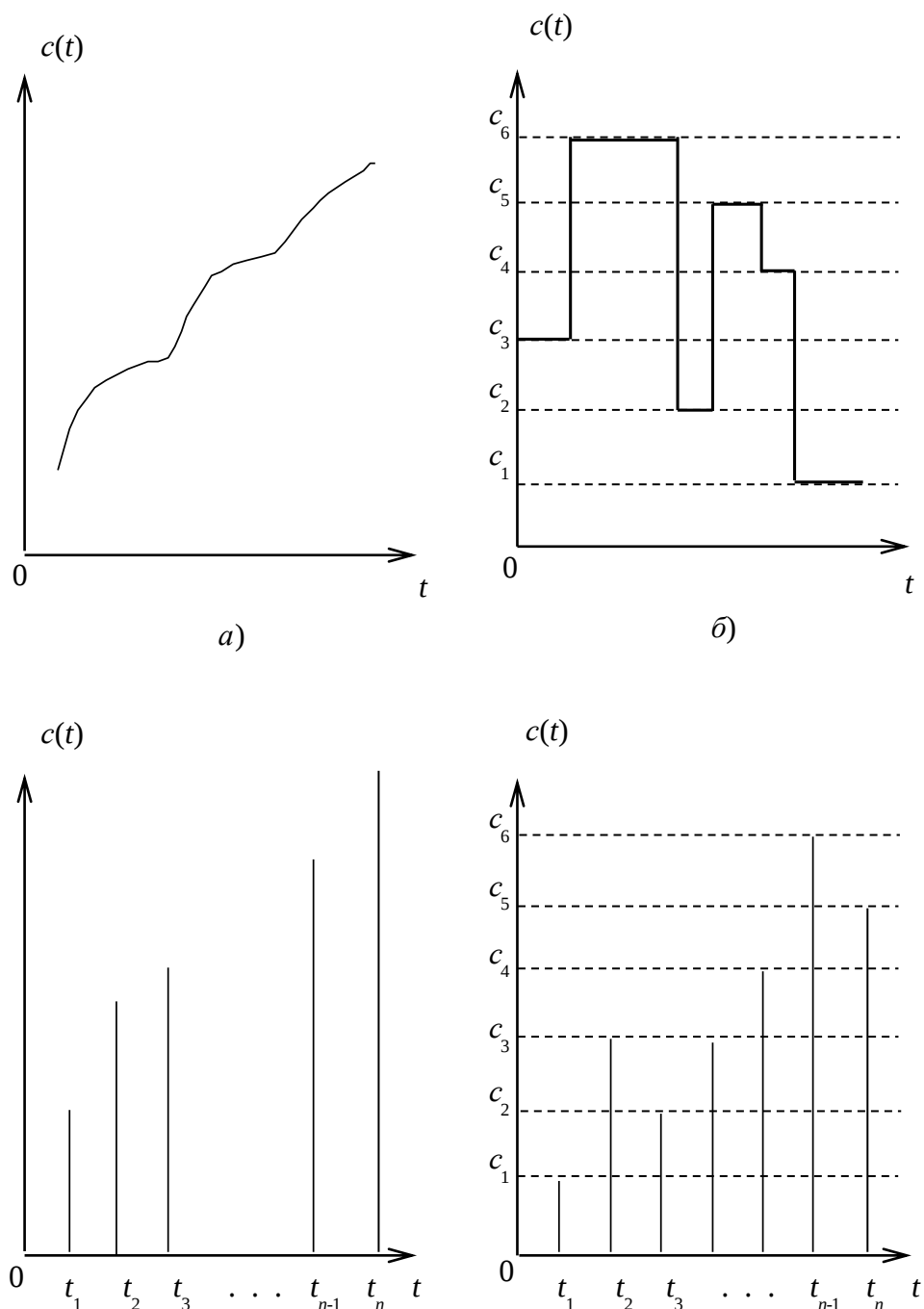


Рис. 1.3. Види сигналів: а) неперервний за станом і за часом; б) дискретний за станом і неперервний за часом; в) неперервний за станом і дискретний за часом; г) дискретний і за станом і за часом

Кожен із зазначених сигналів може бути віднесений до цифрових.

За тривалістю існування сигнали поділяють на нескінченні та фінитні, тобто ті, що мають обмежений час існування.

За розташуванням спектра на частотній шкалі виділяють низькочастотні сигнали, спектр яких знаходиться в області звукових частот (до кількох десятків кілогерц), та високочастотні сигнали, спектр яких розташований вище звукового діапазону.

Сигнали, що описуються однією функцією часу, прийнято називати *одновимірними*, але іноді зручно вводити в розгляд *багатовимірні* сигнали вигляду

$$\vec{A}(t) = |a_1(t), a_2(t), \dots, a_n(t)|,$$

що утворюються деякою множиною одновимірних сигналів. Ціле число n називають *розмірністю* такого сигналу.

За шириною спектра сигнали поділяються на вузькосмугові і широкосмугові. Якщо ширина спектра сигналу $\Delta f = f_v - f_n$, де f_v верхня гранична частота та f_n нижня гранична частота у відповідності верхня і нижня гранична частота спектру, значно менша від середньої частоти $f_0 = 0,5(f_v - f_n)$, то сигнал називається *вузькосмуговим*. При сумірності Δf і f_0 сигнал називають *широкосмуговим*.

За приналежністю до системи зв'язку розрізняють корисні і заважаючі сигнали. *Заважаючими* називають сигнали, які для одержувача повідомлень даної системи не несуть інформації і, відповідно, є завадою.

Далі класифікацію детермінованих і випадкових сигналів можна проводити незалежно.

За характером зміни за часом детерміновані сигнали можна розділити на неперіодичні та періодичні. Описати аналітичним виразом *періодичні* сигнали можна таким чином

$$A(t) = A(t + kT),$$

де k – будь-яке ціле число в інтервалі $-\infty < k < \infty$; T – період сигналу.

Такі сигнали мають нескінченну енергію і є корисною абстракцією. Реальні сигнали мають кінцеву енергію і є *неперіодичними*.

У системах передачі повідомлення, насамперед, перетворюється в пропорційний йому електричний процес, що називають *первинним сигналом*.

Первинні сигнали (як правило, низькочастотні процеси) у більшості випадків не можуть безпосередньо передаватися каналами передачі і піддаються перетворенню (наприклад, переносу в область більш високих частот) з метою узгодження їх параметрів із характеристиками каналу передачі. Ця задача

вирішується шляхом *модуляції*, за допомогою якої один чи декілька параметрів несучого високочастотного коливання (які називаються *інформаційними*) змінюються відповідно за законом зміни первинного сигналу. Інформаційними параметрами можуть бути амплітуда, частота, початкова фаза. Таким чином, розрізняють *первинні* і *модульовані* сигнали.

Завадою називають будь-який сторонній вплив на сигнал, який ускладнює його правильне приймання. Класифікація завад за їхньою фізичною природою та впливом на достовірність передачі інформації наведена на рис. 1.4.

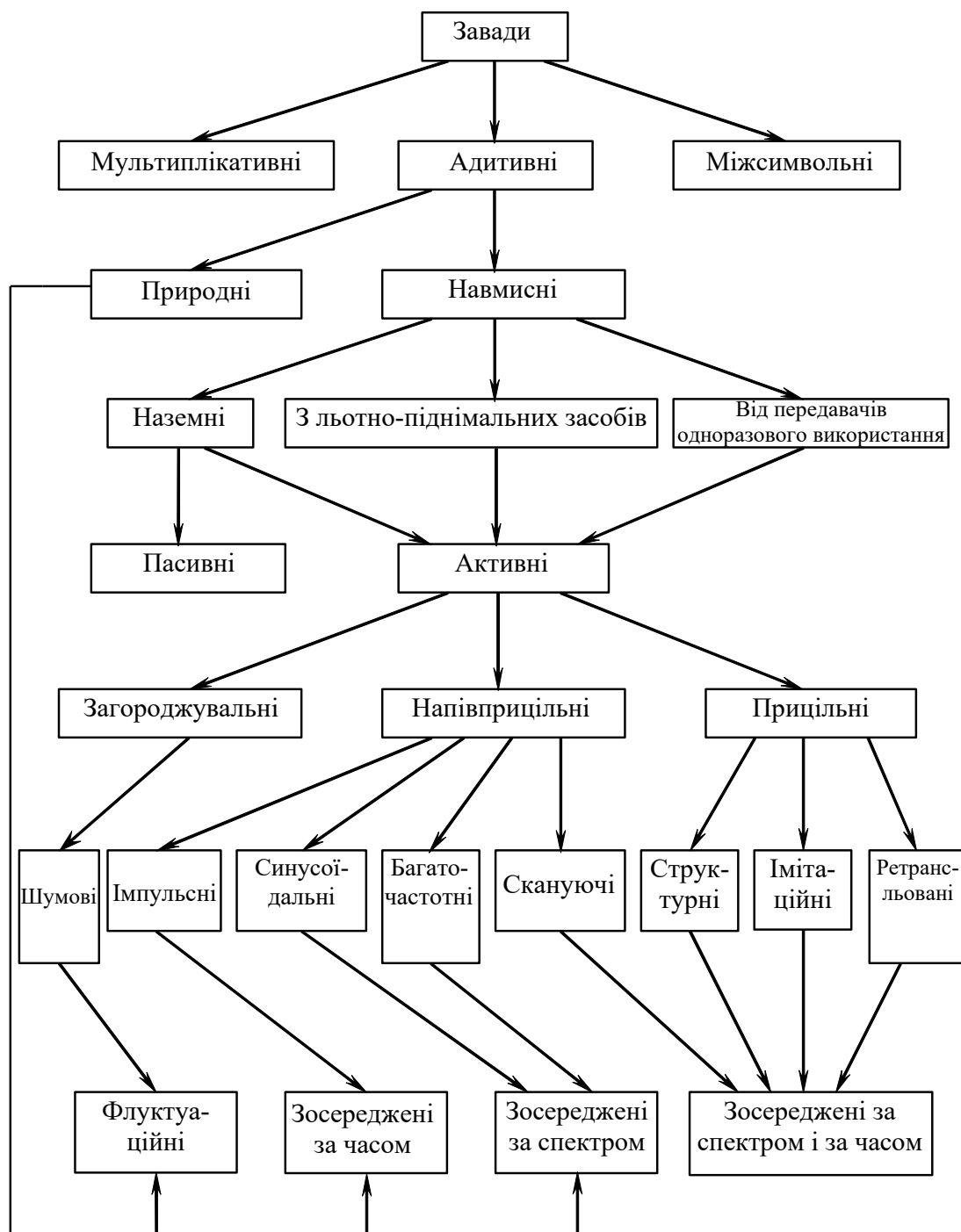


Рис. 1.4. Класифікація завад

У загальному вигляді вплив завади $x(t)$ (або кількох завад $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$) на переданий корисний сигнал $A(t)$ можна описати за допомогою оператора

$$Z(t) = V(A(t), x(t)),$$

де $Z(t)$ – спотворений сигнал, що надійшов.

У випадку, коли оператор представлений у вигляді суми

$$Z(t) = A(t) + x_a(t),$$

завада $x_a(t)$ буде називатися *адитивною*.

Завада, вплив якої викликає нелінійні зміни параметрів корисного сигналу $A(t)$, називається *мультиплікативною* завадою. Завада, дія якої може бути описана оператором у вигляді добутку, класифікується як мультиплікативна:

$$Z(t) = x_m(t) \cdot A(t).$$

Міжсимвольні завади виникають через прагнення підвищити швидкість передачі інформації при обмеженій смузі частот. Канал зв'язку з обмеженою пропускну здатністю спотворює спектр переданого сигналу, що призводить до його часового розтягу сигналу і, як наслідок, до накладання сигналів один на одного. Вплив міжсимвольних завад на демодулятор проявляється одночасно як мультиплікативний і адитивний.

При одночасному впливі адитивної та мультиплікативної завад спотворений прийнятий сигнал можна подати у вигляді:

$$Z(t) = x_m(t) \cdot A(t) + x_a(t).$$

За природою походження завади поділяють на *навмисні*, які спеціально створюються за допомогою виділених для цього технічних засобів, та *ненавмисні*, тобто природного походження.

А також, завади розрізняються за своїми електричними і статистичними характеристиками. У ряді випадків одне й теж коливання для однієї системи передачі є сигналом, а для іншої – завадою.

За способом створення розрізняють *активні завади*, які формуються за допомогою пристроїв, що випромінюють електромагнітну енергію, та пасивні навмисні завади. *Пасивними* вважаються завади, що виникають через зміну напрямку поширення або перевипромінювання електромагнітних хвиль.

Аналіз досліджень, описаних у вітчизняній та зарубіжній літературі, показує, що адитивні завади за електричною та статистичною структурою поділяються на три основні класи:

- флуктуаційні,
- імпульсні (зосереджені у часі),

вужкосмугові (зосереджені у спектрі).

Флуктуаційна завада це неперервний випадковий процес, який представляє собою суму нескінченно великої кількості елементарних коливань, що збуджуються нерегулярною послідовністю короточасних імпульсів, інтервал між якими менший за тривалість перехідних процесів у приймальному тракті.

Типовим прикладом флуктуаційної завади є внутрішні шуми приймача, які виникають через нерівномірність емісії електронних приладів, інжекцію носіїв у напівпровідникових елементах (діодах, транзисторах, інтегральних мікросхемах) та флуктуації зарядів у провідниках. Крім того, завада може проникати в приймач із зовнішнього середовища.

Флуктуаційна завада (ФЗ) має найбільший руйнівний вплив на корисний сигнал з таких причин:

вона постійно присутня у каналі зв'язку;

перекриває сигнал як у часі, так і у спектрі ($\Delta t_3 \gg \tau_c$, $\Delta f_3 \gg \Delta f_c$);

добре апроксимує суму завад від численних інших джерел;

інші завади, проходячи через селективні пристрої приймача, часто набувають властивостей флуктуаційної завади.

Імпульсна завада (ІЗ) представляє собою випадкову (неперіодичну) послідовність імпульсів, що збуджуються короточасними ЕРС (рис. 1.5).

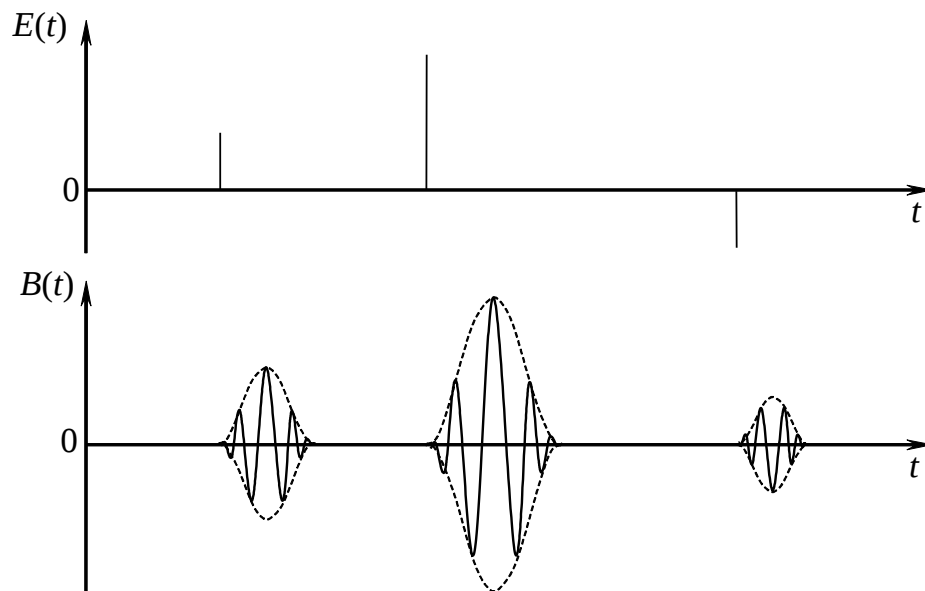


Рис. 1.5. Імпульсна завада

В цьому випадку інтервал між збуджуючими імпульсами перевищує тривалість перехідних процесів у приймальному тракті. Тривалість цих процесів менша за тривалість сигналу, а ширина спектра імпульсної завади значно перевищує ширину спектра корисного сигналу ($\Delta t_3 < \tau_c$, $\Delta f_3 \gg \Delta f_c$).

Джерелами імпульсних завад Джерелами імпульсних завад є атмосферні явища, промислова електротехніка, лінії електропередач, транспорт із двигунами внутрішнього згоряння та порушення контактів в апаратурі зв'язку.

Атмосферні завади обумовлені грозами і штормами, сніговими і пиловими бурями. Спектри цих завад розташовані нижче 300 МГц (максимум у діапазоні від 2 до 30 кГц). Прослуховуються вони у вигляді шерехів, трісків, клацань.

Електротранспорт (трамваї, тролейбуси, електропоїзди) є джерелом імпульсних завад. Під час його руху в моменти порушення контакту в струмоприймачі, а також рейками і колесами, виникають сильні імпульсні завади, що поширюються проводами контактної мережі і випромінюються в простір.

У *автомобільного транспорту* при загоранні свічки двигуна внутрішнього згоряння електричними проводами проходить короткий імпульс струму, що призводить до випромінювання завад у діапазоні до 2...5 МГц.

Апарати дугового зварювання створюють імпульсні завади в трьох частотних смугах із центральними частотами 750 кГц, 3 МГц і 20 МГц.

У *лініях електропередачі* причиною імпульсних завад є розряди на ізоляторах, комутаційні процеси (перемикання ліній), коронування (пов'язане з іонізацією повітря). Спектри таких завад займають смугу частот від 3 кГц до десятків МГц.

Вузькосмуговими (спектрально зосередженими) називають такі завади, що проявляються у вигляді коливань із параметрами, які залишаються сталими або змінюються дуже повільно протягом часу дії сигналу.

Основна потужність таких завад зосереджена в діапазоні частот, порівнянному з шириною спектра корисного сигналу, тобто

$$\Delta t_3 \gg \tau_c, \Delta f_3 < \Delta f_c.$$

З огляду на вплив спектрально зосереджених завад на процес приймання сигналу їх можна поділити на три категорії:

завади, спектр яких розміщений у тій самій смузі частот, що й спектр сигналу, повністю або частково перекриваючи його;

завади, спектральна область яких лежить за межами смуги частот сигналу;

завади, чий спектр на вході приймача знаходиться поза смугою сигналу, але внаслідок нелінійних процесів у приймальному пристрої породжуються складові, що потрапляють у частотний діапазон сигналу.

Деяким випадком таких завад є гармонічне коливання.

Основними джерелами вузькосмугових завад виступають: сторонні радіостанції (зокрема, ті, що спеціально створюють радіоперешкоди); промислові, медичні та інші високочастотні генератори; а також взаємні (міжканальні) перешкоди, які виникають через взаємодію електромагнітних полів різних радіоелектронних засобів.

Питання для самоконтролю:

1. Що вивчає освітній компонент «Основи теорії електронних комунікацій» і яке його значення для розвитку сучасних систем зв'язку?
2. Дайте визначення поняттям інформація, повідомлення та сигнал і поясніть їх взаємозв'язок.
3. Що таке електрозв'язок і з яких основних елементів складається канал електрозв'язку?
4. У чому полягає різниця між дискретними, неперервними та напівнеперервними каналами зв'язку?
5. Яке призначення кінцевих пристроїв, кодера, декодера та модулятора у системі електронних комунікацій?
6. Які основні вимоги висуваються до електричних сигналів у каналах зв'язку?
7. Назвіть і поясніть основні параметри сигналу: тривалість, динамічний діапазон та ширина спектра.
8. Що таке сигнальна база та об'єм сигналу, і яке їх значення для передачі інформації?
9. Як класифікують сигнали за характером зміни в часі, за способом подання та за шириною спектра?
10. Що таке завади, які їх основні види (адитивні, мультиплікативні, імпульсні, флуктуаційні, вузькосмугові) та як вони впливають на приймання сигналів?

2 СИГНАЛИ В КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ ПОВІДОМЛЕНЬ

2.1 Принципи перетворення дискретних повідомлень у сигнали. Первинні сигнали

Дискретними називають повідомлення, створені з окремих елементів (символів, букв, цифр, імпульсів тощо), які приймають скінченну кількість різноманітних значень. Прикладом дискретних повідомлень є телеграфні повідомлення, цифрові дані, буквені тексти.

Зобразимо структурну схему каналу електрозв'язку (рис. 1) і визначимо функціональне призначення кінцевих пристроїв КП-1 (на передавальній стороні) і КП-2 (на приймальній стороні).

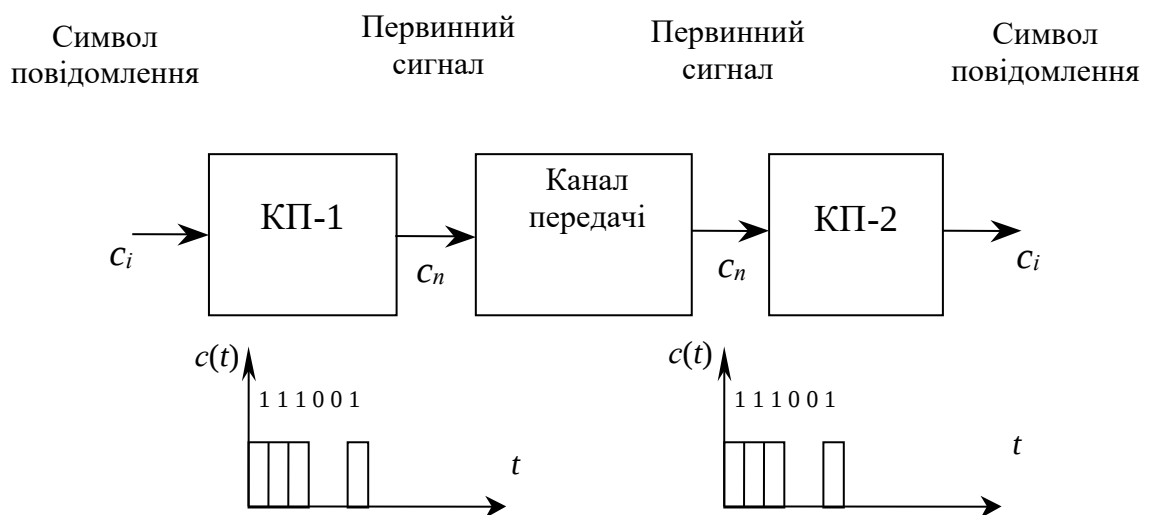


Рис. 2.1. Структурна схему каналу електрозв'язку

Кожному N -му символу дискретного повідомлення можна поставити у відповідність якусь цифру, тобто всі символи алфавіту можуть бути пронумеровані. Передача символів каналом електрозв'язку відбувається за допомогою сигналів електрозв'язку. Тому кожному символу (або цифрі, яка його відображає) необхідно поставити у відповідність цифровий сигнал.

Процес перетворення кожного N -го символу повідомлення з сукупності N_0 символів у таке ж число N_0 первинних сигналів, створених із послідовності m елементарних сигналів називають *кодуванням*. Кінцевий пристрій (КП-1), який здійснює кодування, називається *кодером*. Пристрій, що здійснює зворотне перетворення (КП-2) називають *декодером*.

Сукупність правил і умов, відповідно до яких здійснюється кодування, називають *кодом*.

При цьому основу системи числення m або рівну йому кількість елементарних сигналів, які використовуються при кодуванні, називають *основою коду*. Правило кодування може бути або словесним, або табличним.

Таким чином, *принцип перетворення дискретного повідомлення в сигнал електрозв'язку полягає в тому, що кожному символу повідомлення після кодування відповідає первинний сигнал у виді кодової комбінації елементарних сигналів*.

Якщо основа коду дорівнює m , а кількість елементарних сигналів (символів) у кожній кодовій комбінації дорівнює n , то загальна кількість можливих кодових комбінацій дорівнює $M = m^n$, де параметр n називають *довжиною кодової комбінації*. Для здійснення кодування кількість кодових комбінацій M повинна бути не менша ніж кількість символів алфавіту повідомлень N_0 , тобто

$$M \geq N_0.$$

Найпростішим прикладом кодера є телеграфний ключ, за допомогою якого оператором здійснюється зміна значень струму джерела.

Функціонально об'єднані пристрої, що забезпечують кодування при передачі і декодування при прийманні, називають *кодеками*.

2.2 Часові і спектральні характеристики телеграфних сигналів

Широке поширення в техніці зв'язку одержали сигнали у виді послідовності відеоімпульсів прямокутної форми фіксованої тривалості τ_i .

Такі сигнали називають *телеграфними*. На виході реальних джерел телеграфних сигналів (наприклад, телеграфних апаратів) сигнали є випадковою (неперіодичною) послідовністю імпульсів прямокутної форми. При цьому знаходять застосування як однополярні, так і різнополярні сигнали. Реалізації таких сигналів показані на рис. 2.2 а, б.

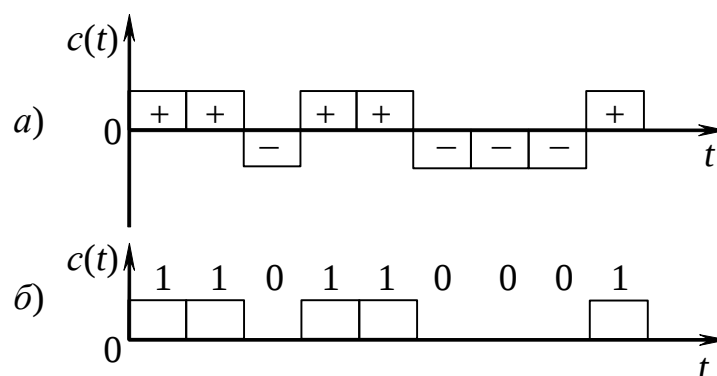


Рис. 2.2. Реалізація телеграфних сигналів

Для того щоб охарактеризувати статистичні властивості випадкових телеграфних сигналів, слід застосовувати математичний апарат теорії випадкових процесів. У низці важливих практичних задач достатньо використовувати модель телеграфного сигналу у виді періодичної послідовності імпульсів (рис. 2.3), яка знайшла широке застосування в теорії систем передачі.

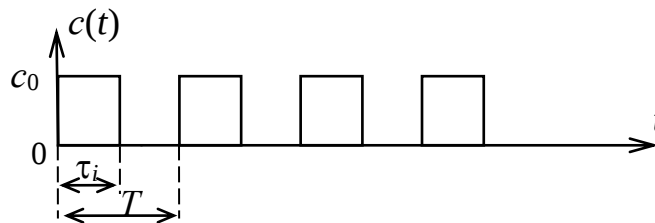


Рис. 2.3. Модель телеграфного сигналу у виді періодичної послідовності імпульсів

Це обумовлено тим, що:

такий сигнал має найбільш широкий спектр у порівнянні з будь-яким неперіодичним (випадковим) сигналом;

він легко описується математично за допомогою рядів Фур'є;

такий сигнал використовується як контрольний (іспитовий) сигналу при перевірці і налаштуванні телеграфних каналів.

Визначимо основні часові і спектральні характеристики телеграфних сигналів. До найбільш важливих з них варто віднести:

Часові (рис. 2.3):

1. Тривалість імпульсу τ_i (с).
2. Період проходження імпульсів T (с).
3. Частота проходження імпульсів $F = 1/T$ (Гц).
4. Амплітуда імпульсів c_0 (В або А).
5. Технічна швидкість передачі v_c .

Технічна швидкість передачі визначається кількістю двійкових імпульсів, переданих в одиницю часу

$$v_c = 1/\tau_i \text{ [симв/с]}.$$

За одиницю виміру технічної швидкості передачі приймається 1 Бод. Такою швидкістю характеризується швидкодія джерела телеграфних сигналів, яке виробляє двійкові імпульси з тривалістю $\tau_i = 1$ с.

6. Скважність $q = T/\tau_i$.
7. Коефіцієнт заповнення $\gamma = 1/q = \tau_i/T$.

Спектральні:

1. Комплексний спектр $S(j\omega)$, модуль і аргумент якого відповідно є спектр амплітуд і спектр фаз.

2. Ширина спектра ΔF_c .

Як відомо, для спектрального подання періодичних коливань використовується розкладання цих коливань у ряд Фур'є. Як ортогональну систему виберемо систему тригонометричних функцій. Тоді ряд Фур'є можна представити у виді

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \Omega t + b_1 \sin \Omega t + a_2 \cos 2\Omega t + b_2 \sin 2\Omega t + \dots =$$

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t), \quad (2.1)$$

де $a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) dt$ – постійна складова;

$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos n\Omega t dt$, $b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \sin n\Omega t dt$ – коефіцієнти ряду Фур'є.

Вираз (1) враховує тільки позитивні значення n .

Побудуємо спектр амплітуд телеграфного сигналу у виді періодичній послідовності однополярних відеоімпульсів. При виборі початку відліку по рис. 4 функція $c(t)$ є парною, тобто $c(t) = c(-t)$. Тоді в тригонометричній формі запису ряду (1) залишаються тільки косинусоїдальні члени, тому що коефіцієнти b_n дорівнюють нулю.

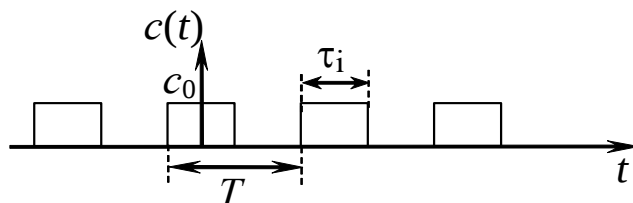


Рис. 2.4. Спектр амплітуд телеграфного сигналу у виді періодичній послідовності однополярних відеоімпульсів

Тоді спектр амплітуд періодичної послідовності однополярних відеоімпульсів прямокутної форми виражається рядом Фур'є вигляду

$$c(t) = \frac{c_0}{q} + \frac{2c_0}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin \frac{n\pi}{q}}{\frac{n\pi}{q}} \right| \cos n\Omega t, \quad (2.2)$$

де $\Omega = 2\pi F$, $F = \frac{1}{T}$ – частота (кругова і лінійна) проходження імпульсів;

$n = 1, 2, 3, \dots$

Для випадку, коли скважність $q = 2$ або $T = 2\tau_i$, співвідношення (2.2) прийме вигляд

$$c(t) = \frac{c_0}{2} + c_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \right| \cos n\Omega t. \quad (2.3)$$

Сигнал такого виду називають сигналом типу “меандр”. Відповідно до виразу (2.3) спектр амплітуд однополярного телеграфного сигналу типу “меандр” зображений на рис. 2.5.

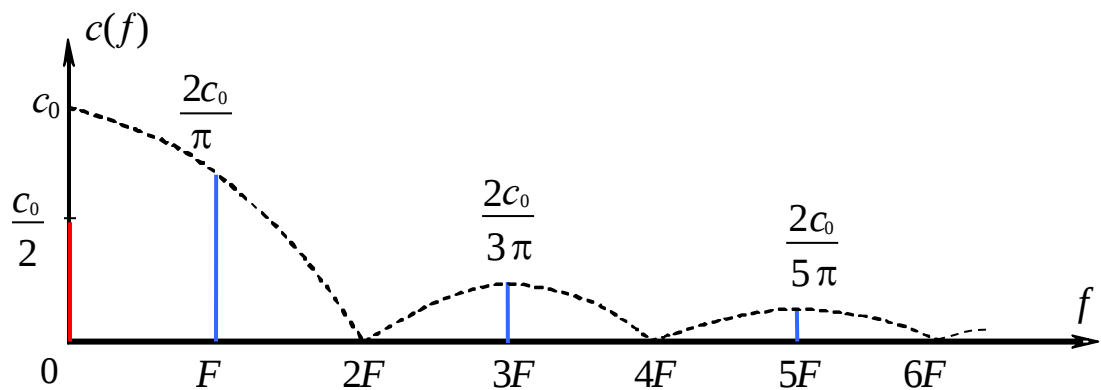


Рис. 2.5. Спектр амплітуд однополярного телеграфного сигналу типу “меандр”

Аналогічні результати можна одержати і для періодичного різнополярного телеграфного сигналу (рис. 6).

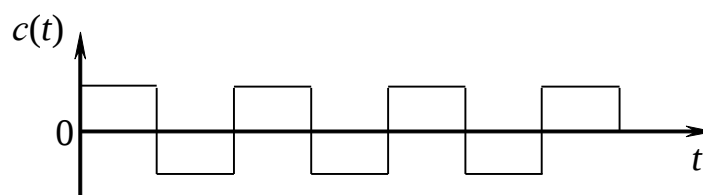


Рис. 2.6. Періодичний різнополярний телеграфний сигнал

У такого сигналу постійна складова дорівнює нулю, а амплітуди гармонік у два рази більше ніж у спектрі однополярного сигналу.

Спектр амплітуд різнополярного телеграфного сигналу типу “меандр” визначається таким рядом Фур’є

$$c(t) = 2c_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \right| \cos n\Omega t. \quad (2.4)$$

Згідно формули (2.4) спектр амплітуд періодичного різнополярного телеграфного сигналу представлено на рисунку 2.7.

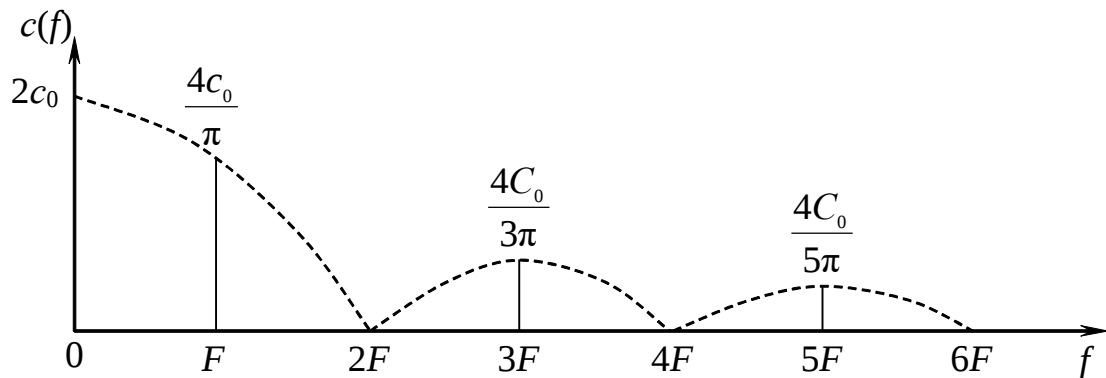


Рис. 2.7. Спектр амплітуд періодичного різнополярного телеграфного сигналу

Порівнюючи спектри амплітуд однополярного і різнополярного сигналів типу “меандр”, можна зробити такі висновки:

1. Періодичний телеграфний сигнал має дискретний, несиметричний щодо нульової частоти спектр амплітуд і містить гармоніки на частотах, кратних F , тобто $F_n = nF$.

2. Теоретично, спектр амплітуд має нескінченну кількість гармонік, тобто ширина спектра нескінченна. Проте амплітуди гармонік убувають із зростанням частоти (номера гармоніки n) за законом $\frac{\sin x}{x}$.

3. У спектрі амплітуд телеграфного сигналу типу “меандр” парні гармоніки відсутні.

4. У спектрі амплітуд однополярного сигналу є постійна складова на нульовій частоті ($F = 0$), величина якої дорівнює $\frac{c_0}{2}$.

5. У спектрі різнополярного сигналу відсутня постійна складова, а амплітуди гармонік у 2 рази більші, ніж у спектрі однополярного сигналу.

6. Частоти гармонік і форма обвідної обох спектрів співпадають.

Для передачі розглянутих первинних сигналів без обмеження їх спектрів потрібні канали з нескінченно широкою смугою пропускання. Реальним каналом

зв'язку можна передати лише обмежену кількість гармонік спектра, при цьому форма імпульсів буде спотворена.

На рис. 2.8 подані окремі гармоніки сигналу (лівий ряд) і результати підсумовування скінченної кількості гармонік і постійної складової (правий ряд).

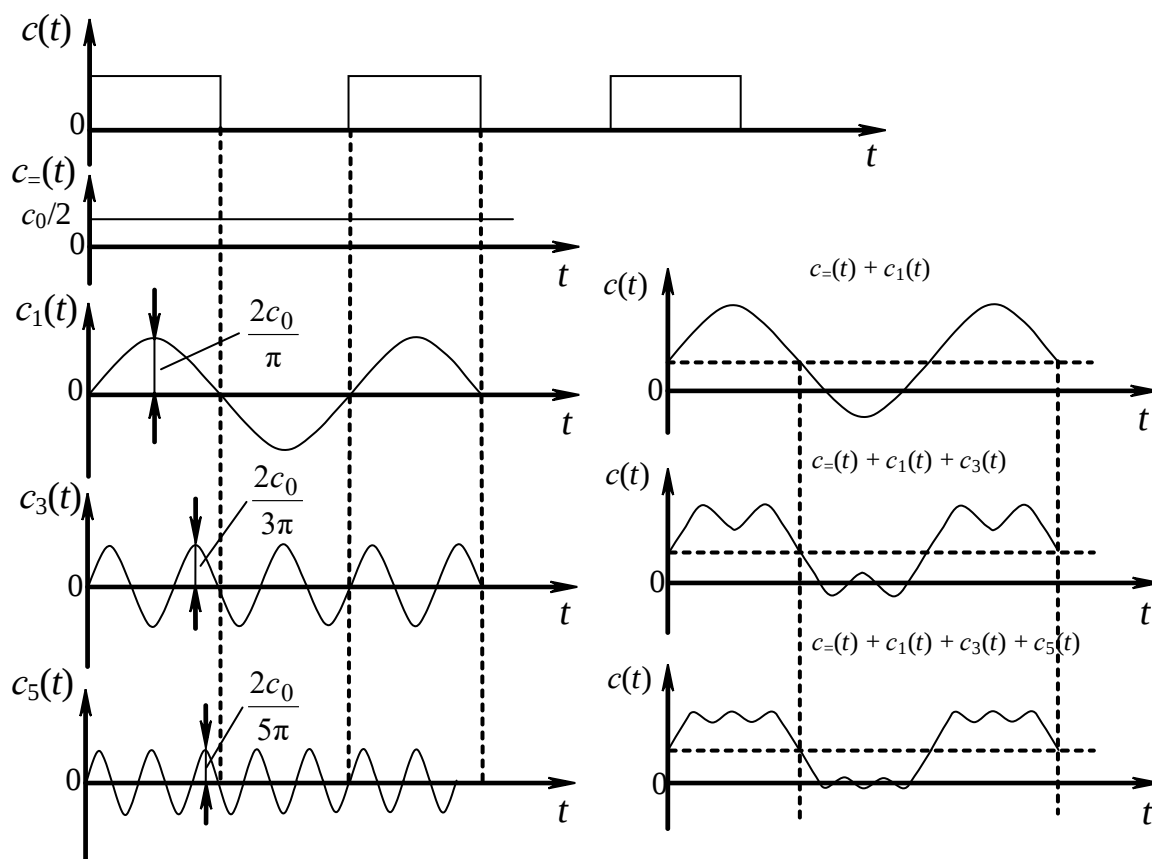


Рис. 8

Рис. 2.8. Окремі гармоніки сигналу (лівий ряд) і результати підсумовування скінченної кількості гармонік і постійної складової (правий ряд)

З рис. 2.8 видно, що чим більша кількість гармонік враховується, тим ближче форма сигналу до прямокутної.

При проходженні через реальні канали зв'язку (з обмеженою смугою пропускання) зменшується потужність сигналів. Вважають, що спотворення є допустимими, якщо ширина спектра телеграфного сигналу обмежується 3...5 гармоніками. Тому ширина спектра телеграфного сигналу визначається за формулою

$$\Delta F_c = nF \approx (3...5)F = (1,5 \dots 2,5)v_c.$$

Розрахунок показує, що для однополярного сигналу сума потужностей постійної складової, першої і третій гармонік дорівнює

$$P_{c_0+c_1+c_3} \approx 0,95P_{\text{сер}}.$$

Для різнополярного телеграфного сигналу

$$P_{c_1+c_3} \approx 0,9P_{\text{сер}}.$$

У наведених співвідношеннях середня потужність телеграфного сигналу дорівнює

$$P_{\text{сер}} = \frac{1}{T} \int_0^T c^2(t) dt.$$

Таким чином, з урахуванням перших трьох гармонік у первинному сигналі зберігається 90...95% потужності коливання прямокутної форми.

Інформація каналом зв'язку передається за допомогою неперіодичних (випадкових) сигналів. До спектрального подання неперіодичних сигналів можна прийти, розглядаючи спектри періодичних сигналів, якщо їх період спрямувати до нескінченності.

При збільшенні періоду проходження імпульсів кількість гармонічних складових у кожному пелюстку функції $(\frac{\sin x}{x})$ зростає і при $T \rightarrow \infty$ спектр амплітуд стає суцільним. Для спектрального аналізу таких сигналів використовують інтеграл Фур'є

$$S(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot e^{-j\Omega t} dt = S(\Omega) \cdot e^{j\varphi(\Omega)}.$$

Комплексна величина $S(j\Omega)$, яка об'єднує спектральну щільність амплітуд $S(\Omega)$ і спектр фаз $\varphi(\Omega)$, називається комплексом спектральної щільності.

$S(\Omega)$ називається *спектральною щільністю амплітуд* або спектральною характеристикою сигналу $S(t)$:

$$S(\Omega) = |S(j\Omega)|; \varphi(\Omega) = \arg S(j\Omega).$$

Якщо перейти до спектральної щільності амплітуд, яка визначається як модуль від $S(j\Omega)$, одержимо

$$|S(j\Omega)| = c_0 \tau_i \frac{\left| \sin \frac{\Omega \tau_i}{2} \right|}{\frac{\Omega \tau_i}{2}}.$$

Модуль спектральної щільності випадкового телеграфного сигналу й обвідної спектра періодичного телеграфного сигналу співпадають за формою і відрізняються тільки масштабом (рис. 2.9).

У випадкового телеграфного сигналу основна потужність зосереджена в першому пелюстку спектра.

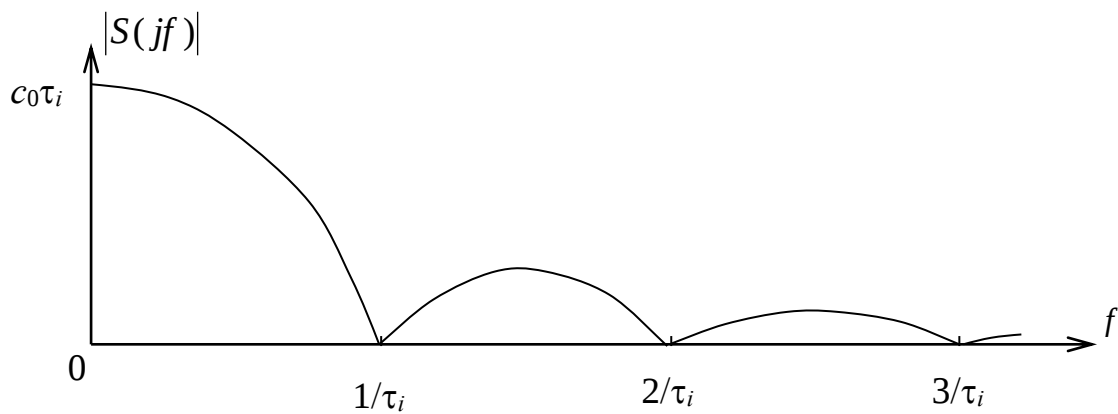


Рис. 2.9. Спектральна щільності випадкового телеграфного сигналу й обвідної спектра періодичного телеграфного сигналу

Тому ширину спектра телеграфного сигналу можна визначити за формулою

$$\Delta F_c = \frac{1}{\tau_i}.$$

Дана формула свідчить про те, що чим менша тривалість імпульсу, тим ширша ширина спектра.

2.3 Принцип факсимільного зв'язку

Вид електрозв'язку, який забезпечує передачу нерухомих зображень, називається *факсимільним зв'язком* (від латинського слова “роби подібне”). Вид факсимільного зв'язку, що використовує на прийомі фотографічні методи, називається *фототелеграфним зв'язком*.

Розглянемо принцип факсимільного способу передавання.

Кожне зображення можна подати у вигляді поля з різноманітною яскравістю його окремих елементів (ділянок). Закон зміни яскравості перетворюється у відповідний електричний сигнал, значення якого пропорційні яскравості даної ділянки. Зчитування цих ділянок здійснюється шляхом построчної розгортки зображення в часі. Сигнал яскравості, який є пропорційним коефіцієнту відбиття окремих елементарних ділянок, перетворюється в цифрову форму та передається каналом зв'язку із застосуванням певного методу модуляції.

Варіант структурної схема каналу електрозв'язку при передачі факсимільних сигналів наведена на рис. 2.10.

Зображення (оригінал), яке потрібно передати, сканується світловою плямою заданого розміру. Ця пляма створюється світлооптичною системою, що включає джерело світла та оптичний елемент.

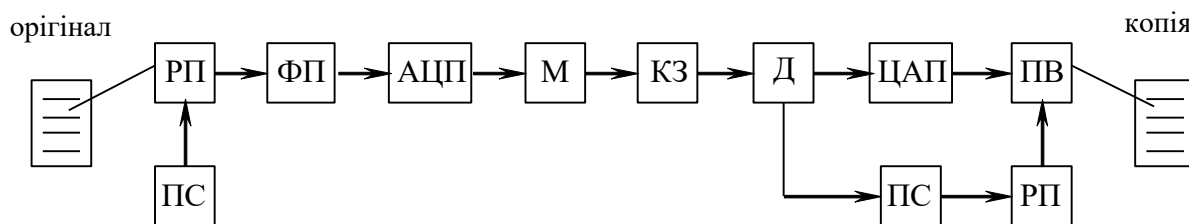


Рис. 2.10. Структурна схема каналу електрозв'язку при передачі факсимільних сигналів

Переміщення світлової плями по поверхні оригіналу забезпечується розгортальним пристроєм (РП). Частина світлового потоку, що падає на елементарну ділянку зображення, відбивається й надходить на фотоелектричний перетворювач (ФП), який перетворює його в електричний відеосигнал. Амплітуда цього відеосигналу на виході ФП є пропорційною інтенсивності відбитого світлового потоку, тобто оптичній щільності відповідних елементів зображення. Далі відеосигнал подається на аналого-цифровий перетворювач (АЦП), де він переводиться у цифровий код. Отриманий цифровий код надходить на модулятор (М), у якому за допомогою певного виду модуляції спектр цифрового відеосигналу переноситься в частотну область каналу зв'язку (КЗ).

На приймальному боці модульований сигнал, що надходить із каналу зв'язку, послідовно подається на демодулятор (Д) та цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), де здійснюються відповідно демодуляція та відновлення аналогового сигналу. Після цього сигнал скеровується до пристрою відтворення (ПВ), у якому з використанням розгортального пристрою на носії формується копія переданого зображення. Для узгодження синхронності та фазової відповідності розгортки на передавальній і приймальній сторонах застосовуються пристрої синхронізації (ПС).

Факсимільному способу передачі інформації характерний ряд важливих переваг:

універсальність, тобто таким способом може бути передана будь-яка інформація, яка допускає зображення в графічній формі;

строга документальність, властива тільки цьому способу передачі;

можливість повної автоматизації процесу передачі, що також виключає помилки оператора;

висока завадостійкість.

Остання перевага має особливо велике значення й пояснюється такими причинами. Розглянемо це на прикладі передачі тексту. Чорні елементи зображення утворюють так називані структури (контури), а чорні елементи, що викликаються випадковими завадами, розташовані хаотично. Тому людина успішно виділяє інформацію про передану букву навіть при наявності значних завад.

2.4 Часові і спектральні характеристики факсимільних сигналів

Якість факсимільного зображення визначається здатністю апарату передавати (і відтворювати) самі дрібні деталі зображення, тобто роздільною здатністю. Роздільна здатність факсимільного апарата характеризується різноманітними величинами по горизонталі і вертикалі. Роздільна здатність по горизонталі оцінюється кількістю растр-елементів на 1 мм (точок/мм) $N_\delta = 1/\delta$ (δ – розмір світової плями). Роздільна здатність по вертикалі оцінюється числом рядків (ліній) на 1 мм.

Спектральні характеристики факсимільних сигналів визначимо для тестового зображення у вигляді чорних і білих смуг (рис. 2.11).

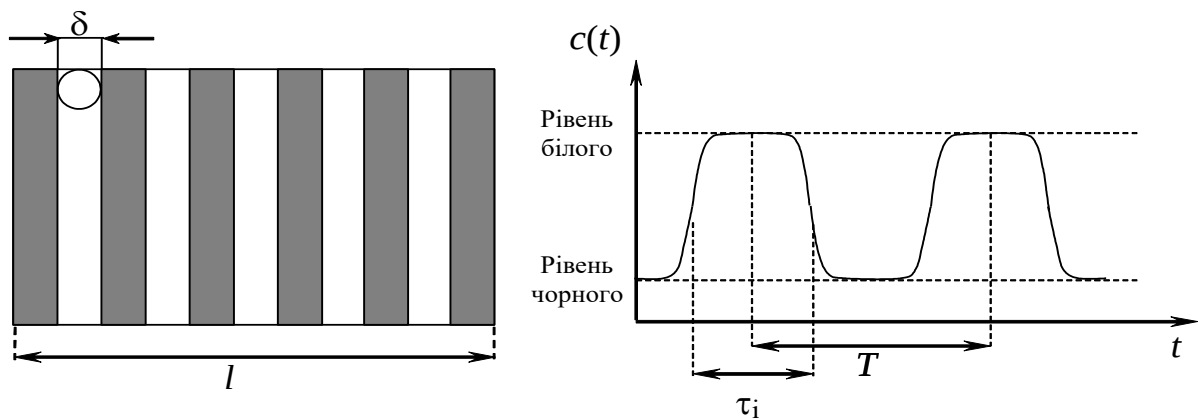


Рис. 2.11. Спектральні характеристики факсимільних сигналів

Сигнал, що відповідає тестовому зображенню, є періодичною послідовністю імпульсів рівної тривалості. За час передачі одного рядка довжиною l буде передано $1/\delta$ елементів зображення і таку ж кількість імпульсів. Тоді число

елементів зображення, переданих у секунду, дорівнює $n = \frac{1}{\delta} k$ [імп/с], а тривалість імпульсу

$$\tau_i = \frac{1}{m} = \frac{\delta}{lk}.$$

Частота проходження імпульсів

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau_i} = \frac{lk}{2\delta}.$$

Оскільки форма спектра далека від прямокутної, то на практиці враховують першу гармоніку

$$\Delta F_c \approx F = \frac{lk}{2\delta} = \frac{1}{2} N_\delta lk.$$

Згідно *ITU-T (International Telecommunication Union-Telecommunications* – рекомендацій сектора стандартизації Міжнародного Союзу Електрозв'язку) розрізняють чотири факсимільних стандарти.

Факсимільні стандарти, що відносяться до групи 1 і 2, засновані на аналоговому методі передачі інформації. Час, що витрачається на передачу однієї сторінки тексту, дорівнює 6 хвилинам для факсимільних апаратів групи 1 і 3 хвилинам для факсимільних апаратів групи 2. Радикальні відзнаки факсів-апаратів групи 3 полягають в цілком цифровому методі передачі, що дозволяє знизити час передачі однієї сторінки до 30-60 секунд. Відповідно до стандарту групи 3 можливі два ступеня розділення; стандартний, який забезпечує 1728 точок по горизонталі і 100 точок на дюйм по вертикалі (1 дюйм $\approx$ 25,4 мм); і високий, що подвоює кількість точок по вертикалі і дає розділення 200×200 точок/дюйм.

Апаратура 3-ї групи працює по комутованим телефонним каналам, виділеним каналам ТЧ, цифровим трактам зі швидкостями передачі 9600, 7200, 4800, 2400 біт/с. Апаратура 4-ї групи розрахована, головним чином, на мережі передачі даних і цифрові мережі.

Питання для самоконтролю:

1. Які повідомлення називають дискретними та наведіть приклади таких повідомлень.

2. У чому полягає принцип перетворення дискретного повідомлення в сигнал електрозв'язку?

3. Що таке кодування, код, основа коду та довжина кодової комбінації?
4. За якої умови кількість кодових комбінацій є достатньою для кодування алфавіту повідомлень?
5. Що таке первинний телеграфний сигнал та які його основні часові характеристики?
6. Як визначається технічна швидкість передачі, у яких одиницях вона вимірюється та від чого залежить?
7. Які основні спектральні властивості телеграфного сигналу типу «меандр» для однополярного і різнополярного випадків?
8. Як обмеження смуги пропускання реального каналу впливає на форму та спектр телеграфних імпульсів?
9. У чому полягає принцип факсимільного зв'язку та які основні елементи структурної схеми факсимільної системи?
10. Які параметри визначають роздільну здатність і спектральні характеристики факсимільних сигналів, та чим відрізняються факсимільні стандарти груп 1–4?

З СИГНАЛИ З АМПЛІТУДНОЮ, ЧАСТОТНОЮ, ФАЗОВОЮ І ВІДНОСНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

3.1 Призначення модуляції (маніпуляції) та демодуляції. Види маніпуляції

Для передачі каналом зв'язку повідомлення перетворюється в первинний електричний сигнал. Сигнали, які є носіями інформації, мають передаватися каналами зв'язку максимально ефективно. Формування таких сигналів, які називають лінійними, здійснюється за рахунок модуляції.

Потреба у модуляції зумовлена тим, що спектральна щільність потужності первинного сигналу зосереджена в області низьких частот, а фізичні властивості каналів зв'язку добре узгоджені з високочастотними коливаннями. Виникає задача *переносу спектра первинного сигналу в область високих частот*. Крім того, в області високих частот геометричні розміри антен суттєво зменшуються, оскільки довжина електромагнітної хвилі обернено пропорційна частоті сигналу.

Інша, не менш важлива, задача модуляції полягає у формуванні коливань із зазначеними властивостями, що дозволяють виділяти корисні сигнали з множини інших, які є для даного каналу заважаючими. Тобто, модуляція *повинна забезпечувати необхідну селективність сигналів на приймальному боці*.

У багатоканальних системах зв'язку, заснованих на використанні декількох каналів зв'язку єдиної лінії зв'язку, характеристики сигналу повинні *забезпечувати можливість незалежної передачі лінією зв'язку декількох повідомлень одночасно*.

Ще однією важливою вимогою до модуляції є *забезпечення високої завадостійкості каналу зв'язку*.

Модуляція означає зміну одного або декількох параметрів несучого коливання $A_0(t)$ за законом переданого первинного сигналу $s(t)$.

Низькочастотний первинний сигнал $s(t)$, що впливає на несуче коливання, називається *модулюючим*. Результатом впливу є модульоване коливання $A(t)$.

У системах передачі дискретних повідомлень інформаційний параметр несучого коливання змінюється стрибкоподібно і протягом тривалості імпульсу первинного сигналу залишається незмінним. Такий процес називають **маніпуляцією** (або дискретною модуляцією).

У процесі маніпуляції *кожний відеоімпульс первинного сигналу подається високочастотним радіоімпульсом, параметри якого змінюються за законом переданого первинного сигналу $s(t)$* .

Розрізняють двійкові і багатопозиційні (M -ичні) види маніпуляції. У першому випадку інформаційний параметр маніпульованого коливання може приймати всього два можливих значення, у другому – M значень.

Серед двійкових видів маніпуляції, у залежності від того, який параметр несучого коливання є інформаційним, можна виділити:

- амплітудну маніпуляцію (АМ-2);
- частотну маніпуляцію (ЧМ-2);
- фазову маніпуляцію (ФМ-2);
- відносну фазову маніпуляцію (ВФМ-2).

На рис. 3.1 (а-е) подано часові діаграми первинного сигналу у вигляді однополярних (рис. 3.1, а) і різнополярних (рис. 3.1, б) відеоімпульсів, а також часові діаграми сигналів з різними видами маніпуляції (рис. 3.1, в-е).

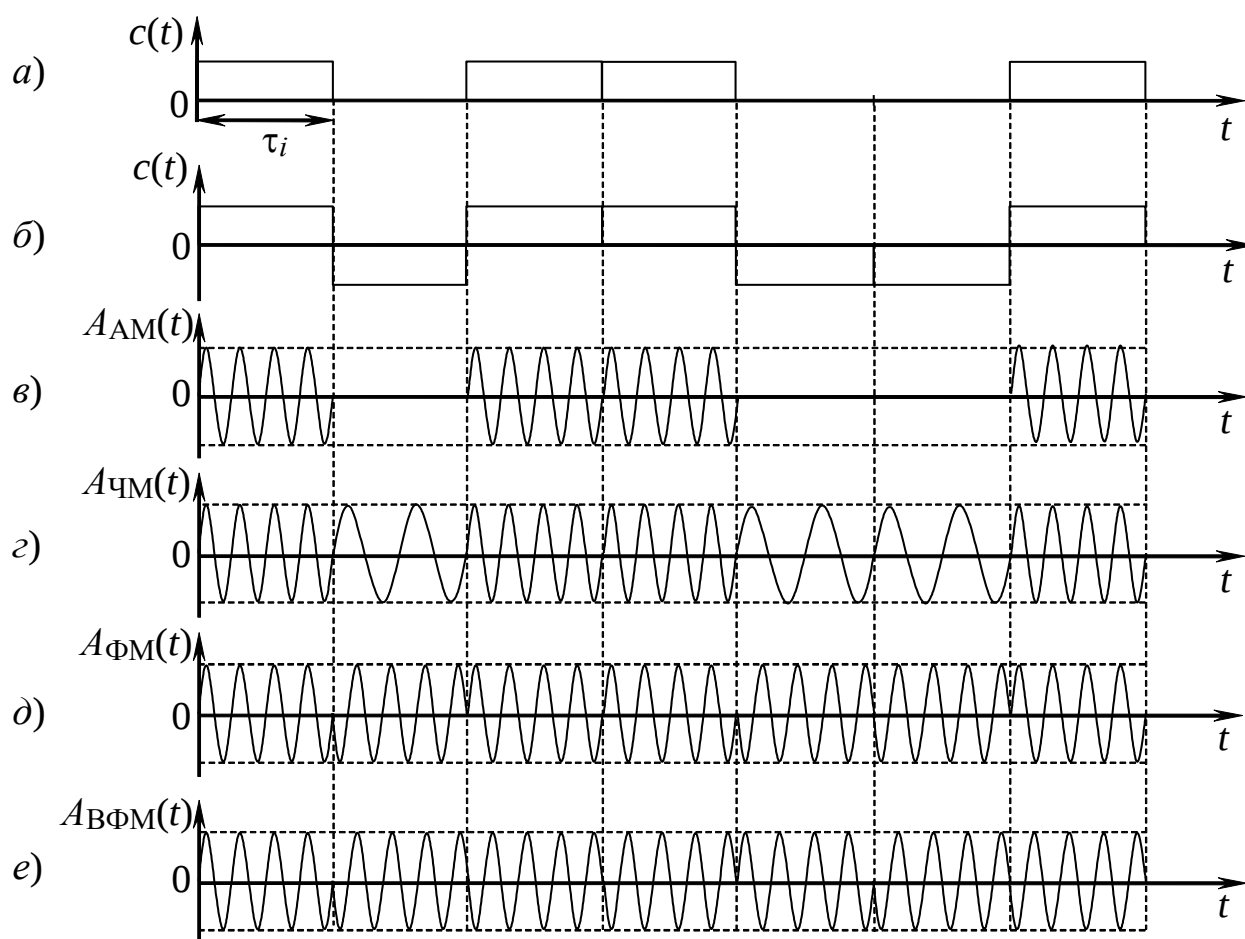


Рис. 3.1. Часові діаграми первинного сигналу у вигляді послідовності однополярних. (а) і різнополярних (б) відеоімпульсів, а також часові діаграми сигналів з різними видами маніпуляції (в-е)

3.2 Характеристики сигналів з АМ, ЧМ, ФМ і ВФМ

Характеристики сигналів з амплітудною маніпуляцією.

Амплітудна маніпуляція (АМ-2) це процес зміни амплітуди несучого коливання, який використовується як інформаційний параметр. У двійкових системах передачі (ASK – Amplitude Shift Keying) принцип АМ-2 полягає в наступному: символу “1” (“+”) відповідає передача несучого коливання протягом часу τ_i з амплітудою a_1 , тоді як символу “0” (“–”) відповідає передача коливання з амплітудою a_2 .

$$\left. \begin{array}{l} \text{"1"} \rightarrow A_1(t) = a_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ \text{"0"} \rightarrow A_2(t) = a_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \end{array} \right\}, 0 \leq t \leq \tau_i. \quad (3.1)$$

Найбільше практичне застосування знайшла АМ-2, у якої $a_2 = 0$, тобто символу “1” відповідає передача радіоімпульсу з частотою ω_0 , а символу “0” – відсутність коливання (пауза). Тому амплітудну маніпуляцію називають маніпуляцією з пасивною паузою.

Часові діаграми, які пояснюють принцип АМ-2, показані на рис. 1, в. Маніпульоване коливання подібного вигляду можна трактувати як амплітудно-модульований сигнал з 100%-ю глибиною модуляції ($m_{\text{АМ}} = 1$).

Принцип формування сигналів з АМ-2 пояснюється структурною схемою, яка показана на рис. 3.2.

Найбільшого практичного використання набула АМ-2, для якої $a_2 = 0$: символу “1” означає передачу радіоімпульса з частотою ω_0 , а символу “0” — відсутність коливання (пауза). Через це таку амплітудну маніпуляцію називають маніпуляцією з пасивною паузою.

Часові діаграми, що ілюструють роботу АМ-2, представлено на рис. 1, в. Коливання такого типу можна розглядати як амплітудно-модульований сигнал з максимальною глибиною модуляції ($m_{\text{АМ}} = 1$).

Принцип формування сигналів АМ-2 наочно відображає структурна схема, представлена на рис. 3.2.

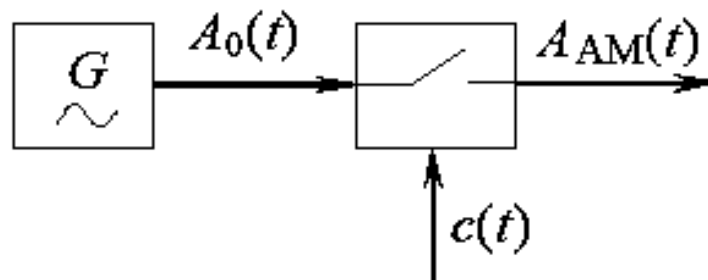


Рис. 3.2. Структурна схема формування сигналів з АМ-2

У схемі ключ працює під керуванням первинного сигналу: сигнал “1” на керуючому вході замикає ключ, а сигнал “0” — розмикає його.

Демодуляція сигналів з амплітудною маніпуляцією здійснюється за допомогою амплітудного детектора, схема якого наведена на рис. 3.

Параметри елементів схеми вибираються з умов

$$\tau_{\text{заряду}} = R_d C \ll \tau_{\text{розряду}};$$

$$\tau_{\text{розряду}} = RC,$$

де R_d — опір відкритого діода VD .

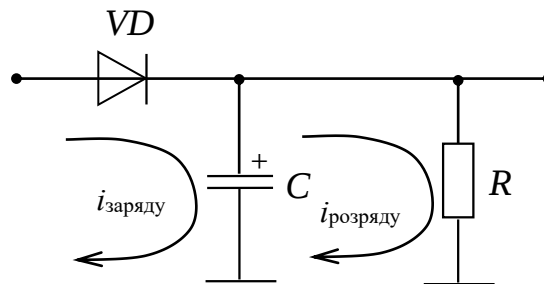


Рис. 2.3. Амплітудний детектор

Графік зміни напруги на виході амплітудного детектора представлено на рис. 3.4.

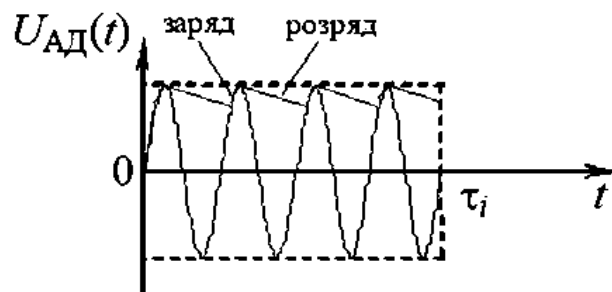


Рис. 3.4. Графік зміни напруги на виході амплітудного детектора

Спектральні характеристики сигналів з амплітудною маніпуляцією

Спектральні характеристики амплітудно-маніпульованих сигналів зручно визначати для періодичної послідовності радіоімпульсів зі скважністю $q = 2$ (рис. 3.5).

Математичний вираз (1) можна переписати у вигляді

$$A_{\text{AM}}(t) = c(t) \cdot a_0 \cos \omega_0 t, \quad (3.2)$$

де a_0 — амплітуда несучого колювання;

$c(t)$ — первинний сигнал, який приймає значення “1” або “0”.

Аналітично спектр амплітуд сигналу АМ-2 можна визначити за формулою

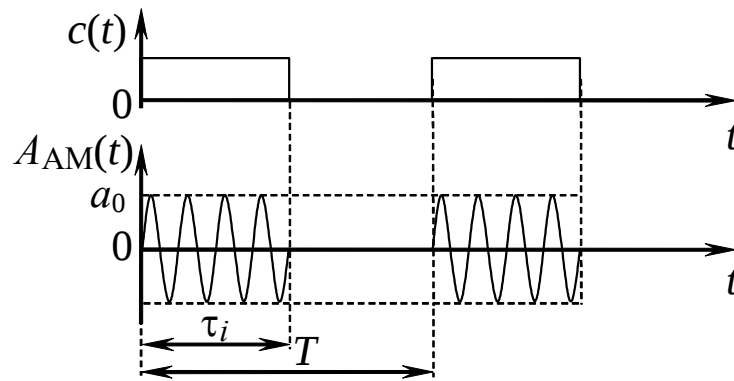


Рис. 3.5. Спектральні характеристики амплітудно-маніпульованих сигналів для періодичної послідовності радіоімпульсів зі скважністю $q = 2$

$$A_{AM}(t) = \left[\frac{c_0}{2} + c_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \right| \cos n\Omega t \right] \cdot a_0 \cos \omega_0 t$$

Для спрощення прийнемо значення $c_0 = 1$ і одержимо

$$A_{AM}(t) = \frac{a_0}{2} \cos \omega_0 t + \frac{a_0}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \right| [\cos(\omega_0 + n\Omega)t + \cos(\omega_0 - n\Omega)t],$$

де $\Omega = 2\pi F$;

$F = \frac{1}{T}$ – частота проходження імпульсів (частота маніпуляції),

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – частота несучого коливання.

Виходячи з даного виразу, легко побудувати спектр амплітудно-маніпульованого сигналу (рис. 3.6).

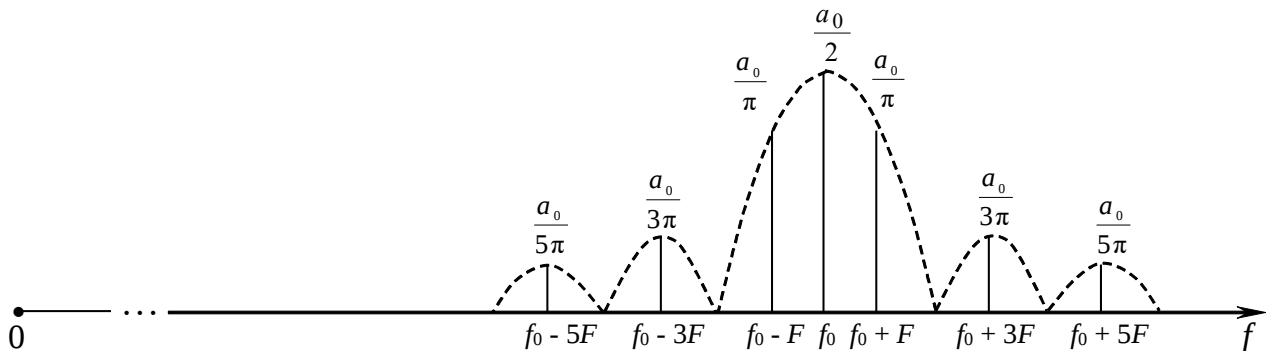


Рис. 3.6. Спектр амплітудно-маніпульованого сигналу

Можна сформулювати наступні висновки стосовно спектра сигналу АМ-2: амплітудний спектр має складову на частоті несучого коливання f_0 з амплітудою $\frac{a_0}{2}$;

спектр симетричний щодо частоти несучого коливання f_0 ;

спектр має нескінченну кількість бічних гармонік на частотах $f_n = f_0 \pm nF$;

парні гармоніки в спектрі відсутні (справедливо лише для сигналів типу “меандр”);

амплітуди гармонік зі збільшенням їх номера n зменшуються за законом $\sin x/x$, їх значення дорівнюють $a_n = \frac{a_0}{n\pi}$.

Таким чином, теоретично ширина спектра сигналів з амплітудною маніпуляцією нескінченна, однак практично її можна обмежити скінченим числом гармонік n . У цьому випадку ширина спектра буде визначатися виразом

$$\Delta f_{\text{AM}} \approx 2nF = \frac{n}{\tau_i} = n\nu_c, \quad (3.3)$$

де n – кількість гармонік, які враховуються; ν_c – швидкість передачі сигналів.

Якщо порівняти ширину спектрів *первинного* і *маніпульованого сигналів*, то можна помітити, що *ширина спектра сигналу з амплітудною маніпуляцією дорівнює подвоєній ширині спектра первинного сигналу $s(t)$* .

Варто враховувати, що спектр реального сигналу з АМ-2 (наприклад, при передачі змістового дискретного тексту) буде відрізнятися від розглянутого випадку в силу неперіодичності послідовності радіоімпульсів і буде суцільним, а не лінійчатим.

При цьому як спектральну характеристику варто розглядати спектральну щільність потужності, форма якої для розглянутого сигналу з АМ-2 збігається з формою функції спектральної щільності амплітуд одиночного радіоімпульсу прямокутної форми (рис. 3.7).

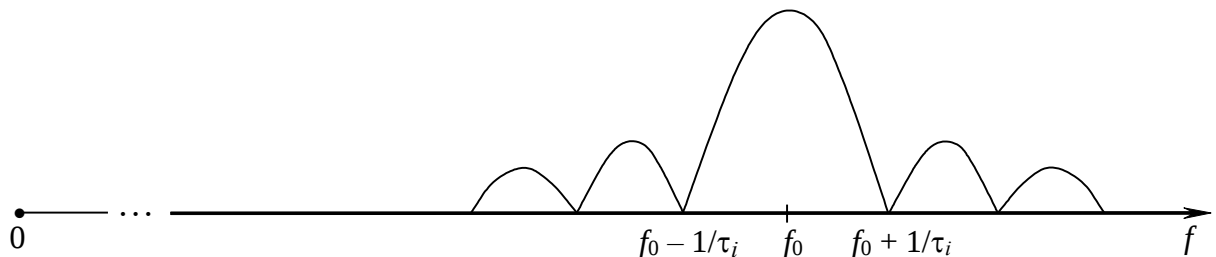


Рис. 3.7. Спектральна щільність потужності

На практиці ширину спектра сигналу з АМ можна розрахувати за формулою

$$\Delta f_{\text{AM}} = \frac{2}{\tau_i}.$$

Характеристики сигналів з частотною маніпуляцією.

Частотна маніпуляція (FSK – *Frequency Shift Keying*) полягає в зміні частоти f_0 несучого сигналу залежно від значень первинного (модуючого) сигналу $c(t)$, який може приймати лише два дискретних значення: f_1 і f_2 . (рис. 1, г).

Сигнал ЧМ-2 формується як послідовність радіоімпульсів, частота яких перемикається між двома рівнями (нижчим і вищим), що відповідають логічним "0" та "1".

$$\left. \begin{aligned} \text{"1"} &\rightarrow A_1(t) = a_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ \text{"0"} &\rightarrow A_2(t) = a_0 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{aligned} \right\}, 0 \leq t \leq \tau_i,$$

Значення початкових фаз φ_1 і φ_2 визначають тип маніпуляції:

при маніпуляції без розриву фази (рис. 3.8, б) ці фази однакові ($\varphi_1 = \varphi_2$);

при маніпуляції з розривом фази (рис. 8, в) фази φ_1 і φ_2 мають різні значення.

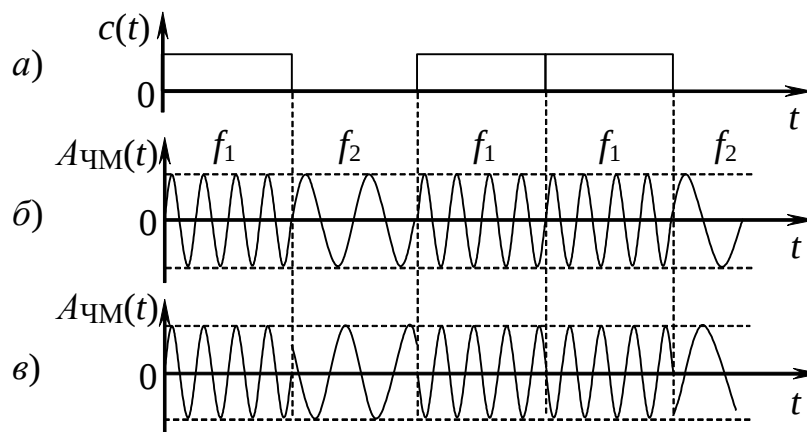


Рис. 3.8. Сигнал з частотною маніпуляцією (ЧМ-2)

Частотна маніпуляція належить до методів з активною паузою. Її ключова відмінність від амплітудної маніпуляції полягає в тому, що сигнал на виході модулятора генерується безперервно як під час передачі логічної одиниці, так і під час передачі нуля.

Реалізація формувань сигналів ЧМ із розривом фази відбувається за рахунок перемикання (або підключення) до навантаження одного з двох генераторів гармонійних коливань з частотами f_1 і f_2 . Варіант схеми маніпулятора представлено на рис. 3.9.

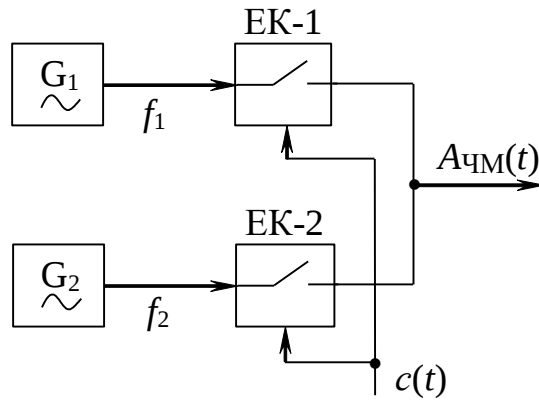


Рис. 3.9. Схема маніпулятора

Електронний ключ ЕК-1 замикається при подачі на його вхід імпульсу позитивної полярності (або “1”), при цьому на виході формується радіоімпульс з частотою f_1 . Якщо полярність первинного сигналу негативна (або “0”), то замикається ключ ЕК-2 і на виході формується радіоімпульс з частотою f_2 .

Реалізація ЧМ-2 без розриву фази базується на перестроюванні резонансної системи автогенератора. Керування реактивними компонентами дозволяє отримати частотно-модульований сигнал на основі прямокутних імпульсів. Головною перевагою схеми є мінімальна кількість компонентів (один генератор), проте це негативно впливає на частотну стабільність.

Вилучення інформації з такого сигналу відбувається за допомогою частотного детектора, схема якого наведена на рис. 3.10.

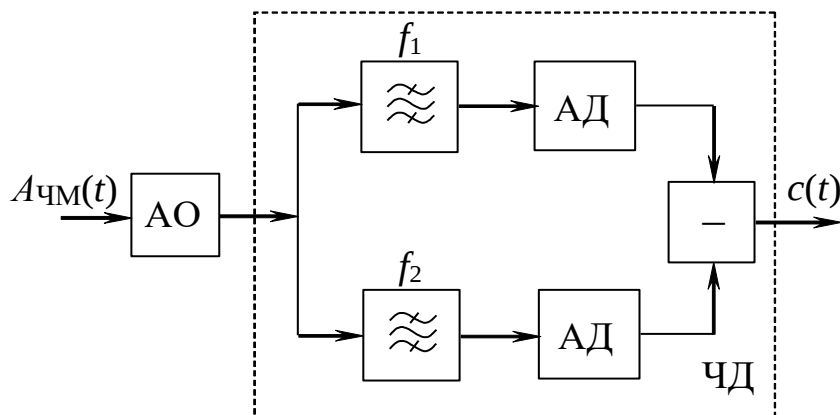


Рис. 3.10. Демодуляція сигналів з ЧМ-2 за допомогою частотного детектора

Процес детектування частотно-маніпульованого сигналу базується на його розділенні смуговими фільтрами на два окремі АМ-сигнали з частотами f_1 і f_2 . Після цього кожен сигнал обробляється амплітудним детектором (АД). Кінцевий результат у вигляді різнополярних відеоімпульсів отримують шляхом віднімання

цих сигналів. Для підвищення завадостійкості перед частотним детектором обов'язково встановлюють амплітудний обмежувач (АО), який нівелює паразитну амплітудну модуляцію та стабілізує рівні імпульсів.

Спектральні характеристики сигналів з частотною маніпуляцією. Отже, спектри двох різновидів сигналів з ЧМ-2 (з розривом і без розриву фаз) мають різний вигляд, оскільки ці сигнали мають різну часову структуру.

У випадку маніпуляції із розривом фази слід розглядати, що на кожній з частот (f_1 і f_2) здійснюється звичайна амплітудна маніпуляція. У цьому випадку частотно-маніпульований сигнал можна подати як суму двох амплітудно-маніпульованих сигналів з несучими частотами f_1 і f_2 (рис. 3.11)
 $A_{\text{ЧМ}}(t) = A_{\text{АМ1}}(t) + A_{\text{АМ2}}(t)$.

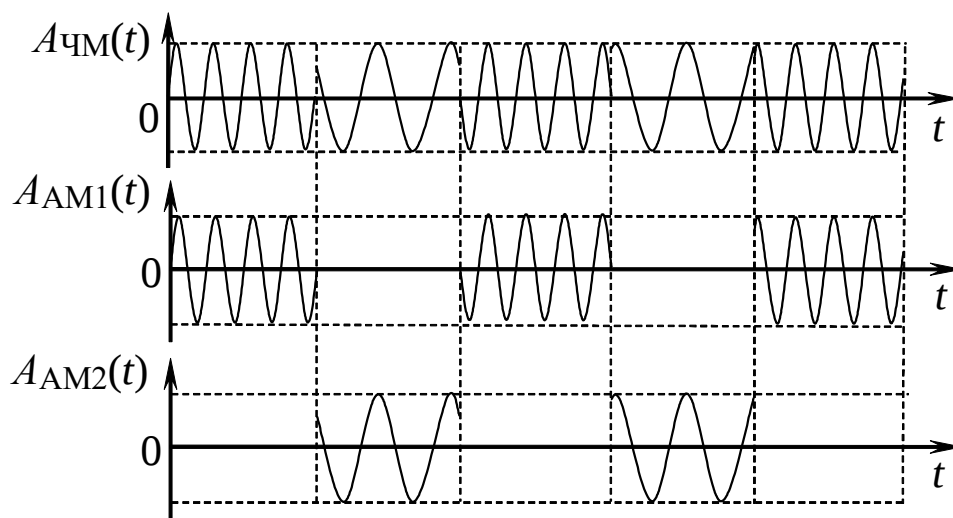


Рис. 3.11. Частотно-маніпульований сигнал як сума двох амплітудно-маніпульованих сигналів з несучими частотами f_1 і f_2

Спектр сигналу з ЧМ-2 можна подати у вигляді суми спектрів двох сигналів з АМ-2

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = \frac{1}{2} a_0 \cos \omega_1 t + \frac{a_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(\omega_1 \pm n\Omega)t + \\ + \frac{1}{2} a_0 \cos \omega_2 t + \frac{a_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(\omega_2 \pm n\Omega)t.$$

Спектр амплітуд періодичного частотно-маніпульованого сигналу з розривом фаз наведений на рис. 3.12.

Величину $\Delta f_p = f_1 - f_2$ – називають *розносом частот*. Середня (центральна) частота спектра дорівнює $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$.

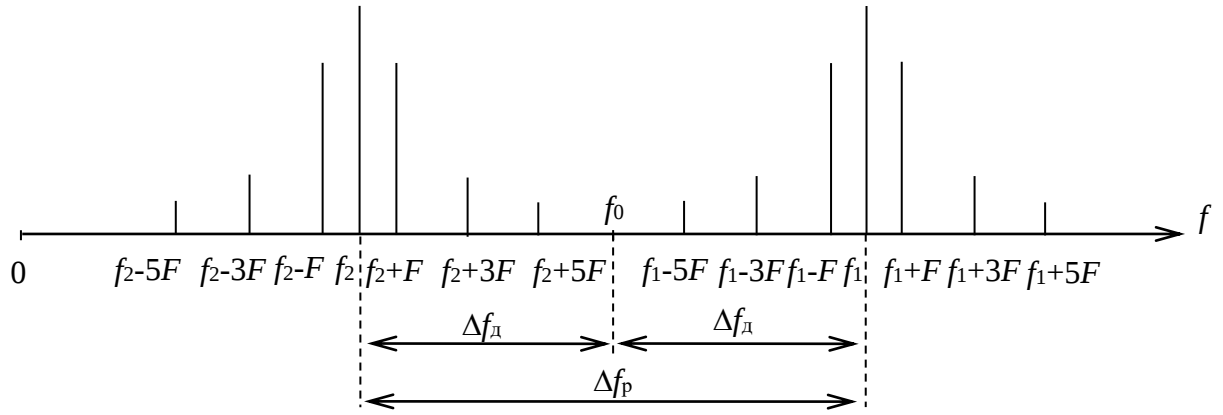


Рис. 3.12. Спектр амплітуд періодичного частотно-маніпульованого сигналу з розривом фаз

Максимальне відхилення частоти частотно-маніпульованого сигналу від середнього значення називають *девіацією частоти*

$$\Delta f_d = f_1 - f_0 = f_0 - f_2 = \frac{\Delta f_p}{2}.$$

Відношення девіації частоти до частоти проходження імпульсів F називають *індексом (коефіцієнтом) частотної маніпуляції*

$$m_{\text{чМ}} = \frac{\Delta f_d}{F}.$$

Оскільки $\nu_c = \frac{1}{\tau_i} = 2F$, то $m_{\text{чМ}} = \frac{\Delta f_p}{\nu_c}$. Ширину спектра частотно-маніпульованого сигналу з розривом фази можна представити за формулою

$$\Delta f_{\text{чМ}} = \Delta f_p + 2nF = 2\Delta f_d + n\nu_c,$$

де n – кількість гармонік, які враховуються.

Ширина спектра сигналу $A_{\text{чМ}}(t)$ при маніпуляції з розривом фази на величину $2\Delta f_d = \Delta f_p$ більша ніж у амплітудно-маніпульованого сигналу $A_{\text{АМ}}(t)$.

Математична модель сигналу з частотною маніпуляцією без розриву фази описується таким аналітичним виразом

$$A_{\text{чМ}}(t) = a_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m_{\text{чМ}}}{m_{\text{чМ}} + n} \frac{\sin \frac{\pi}{2}(m_{\text{чМ}} - n)}{\frac{\pi}{2}(m_{\text{чМ}} - n)} \cos \left[(\omega_0 \pm n\Omega)t - \frac{n\pi}{2} \right]. \quad (3.4)$$

Спектри амплітуд, розраховані за формулою (4) для різних значень $m_{\text{чМ}}$, зображені на рис. 3.13.

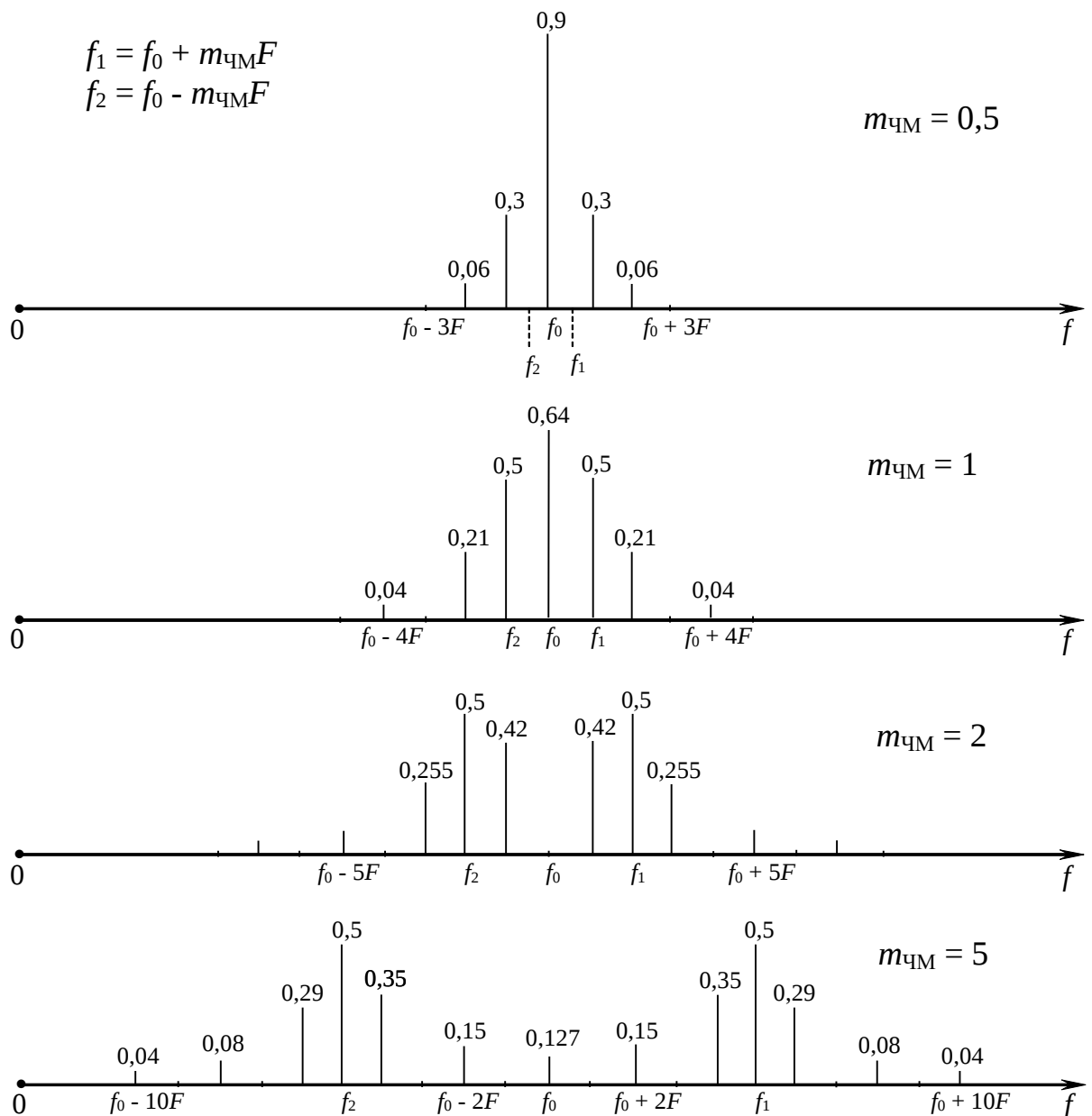


Рис. 3.13. Спектри амплітуд, розраховані за формулою (4) для різних значень $m_{\text{ЧМ}}$

При малих значеннях $m_{\text{ЧМ}}$ спектр сигналу зосереджений біля частоти f_0 . Зі збільшенням $m_{\text{ЧМ}}$ спектр розширюється, амплітуда складової на частоті f_0 зменшується, а енергія сигналу концентрується біля частот f_1 і f_2 .

Теоретично спектр частотно-маніпульованого сигналу без розриву фази нескінченний. З виразу (3.4) видно, що амплітуди складових спектра з досить великими номерами ($n > m_{\text{ЧМ}}$) убують зі швидкістю $1/n^2$, у той час як для частотно-маніпульованого сигналу з розривом фази амплітуди бічних частот убують зі швидкістю $1/n$. Тому спектр частотно-маніпульованого сигналу з розривом фази виявляється більш широким.

Практична ширина спектра частотно-маніпульованого сигналу без розриву фази представлено за формулою Манаєва

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2F(1 + m_{\text{ЧМ}} + \sqrt{m_{\text{ЧМ}}}). \quad (5)$$

При розрахунку ширини спектра за цією формулою враховуються складові з амплітудою не меншою 1% від амплітуди несучого коливання a_0 , тобто $a_n \geq 0,01a_0$.

При виборі величини розносу частот Δf_p виходять з таких міркувань. З однієї сторони, величину розносу частот доцільно вибрати великою, оскільки простіше здійснювати виділення ділянок спектра, розташованих навколо цих частот f_1 і f_2 . Однак при великому значенні розносу частот розширюється спектр сигналу. З іншого боку, зі зменшенням значення Δf_p підвищуються вимоги до стабільності частоти (інакше складові спектра, розташовані між частотами f_1 і f_2 , будуть перекриватися, що ускладнить їх розділення при демодуляції). На практиці величина мінімального розносу частот обмежується нестабільністю частот f_1 і f_2 і вибірковістю фільтрів, які використовуються при демодуляції частотно-маніпульованого сигналу.

Характеристики сигналів з ФМ та ВФМ.

Реальними каналами зв'язку передаються сигнали ФМ-2 або ВФМ-2 з випадковим законом зміни початкових фаз. При цьому для аналізу їх спектрів використовується періодичний сигнал. При різниці фаз $\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2|$ спектр періодичного сигналу ФМ-2 визначається рядом Фур'є вигляду

$$A_{\text{ФМ}}(t) = a_0 \cos \frac{\Delta\varphi}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2a_0}{\pi} \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left| \sin \frac{n\pi}{2} \right| \cos(\omega_0 \pm n\Omega)t \quad (5)$$

Якщо порівняти вираз (5) з виразом для АМ-2, то неважко помітити, що спектр сигналу з фазовою маніпуляцією за своєю структурою подібний спектру сигналу з амплітудною маніпуляцією. Він має коливання на частоті несучого коливання f_0 і бічні гармоніки на частотах, кратних частоті маніпуляції F .

Вигляд спектра сигналу ФМ-2 істотно залежить від величини $\Delta\varphi$.

При $\Delta\varphi = \pi$ сигнал ФМ-2 можна представити як суму двох (зсунутих на інтервал τ_i) амплітудно-маніпульованих сигналів з протилежними фазами (рис. 3.14).

При $\Delta\varphi = \pi$ складова на частоті f_0 відсутня, а амплітуди бічних складових у два рази більше, ніж у спектрі сигналу АМ-2

$$A_{\text{ФМ}}(t) = \frac{2a_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left| \sin \frac{n\pi}{2} \right| \cos(\omega_0 \pm n\Omega)t.$$

Спектри амплітуд для різноманітних значень $\Delta\varphi$ показані на рис. 3.15.

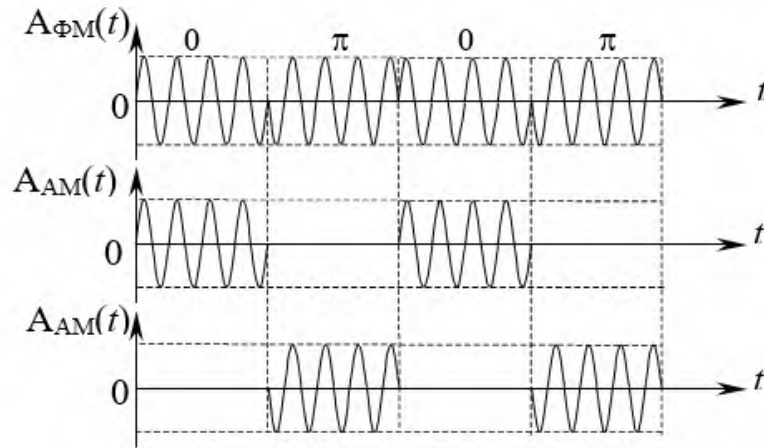


Рис. 3.14. Сигнал ФМ-2 у виді суми двох (зсунутих на інтервал τ_i) амплітудно-маніпульованих сигналів з протилежними фазами

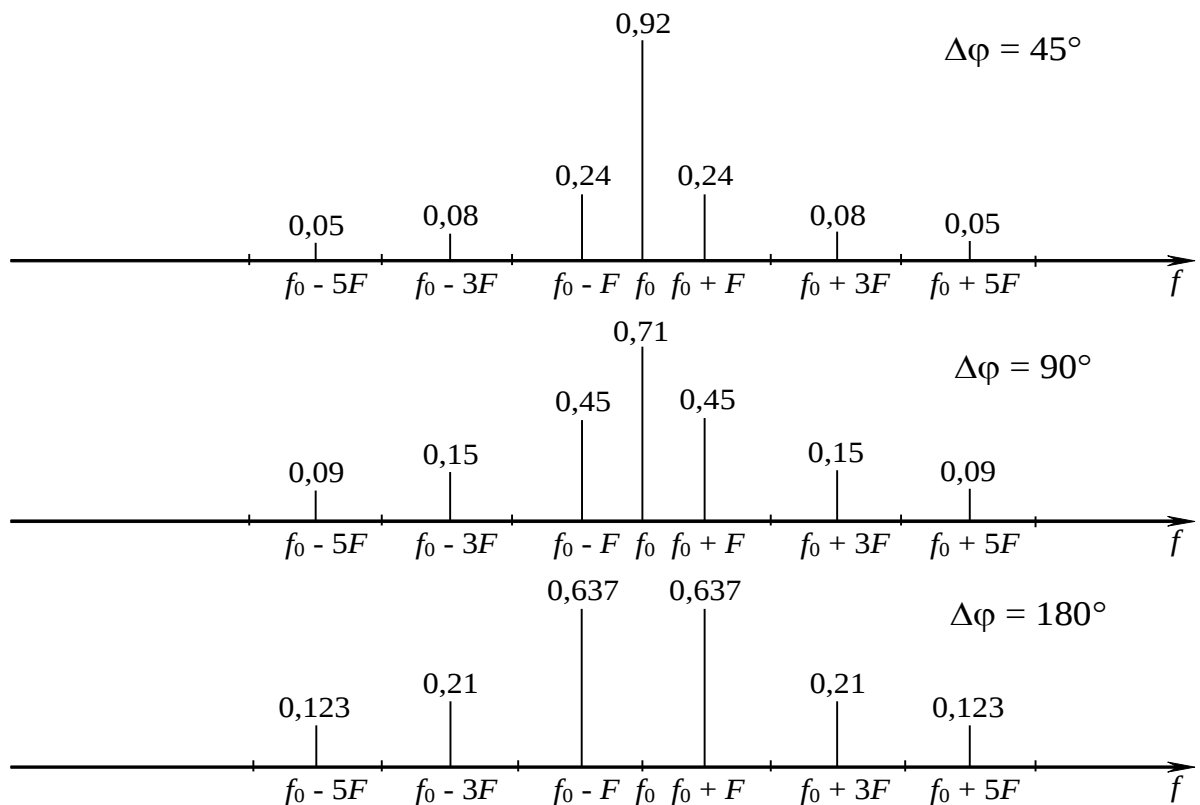


Рис. 3.15. Спектри амплітуд для різноманітних значень $\Delta\varphi$

Ширина спектра сигналу з фазовою маніпуляцією, як і у випадку АМ-2, дорівнює

$$\Delta f_{\text{ФМ}} = \Delta f_{\text{АМ}} = 2nF = nv_c.$$

Неважко побачити, що для періодичного сигналу зміна фази при ВФМ-2 відбувається в два рази рідше, ніж при ФМ-2, оскільки при ВФМ-2 фаза несучого коливання змінюється лише при передачі імпульсів первинного сигналу однієї полярності (рис. 3.16)

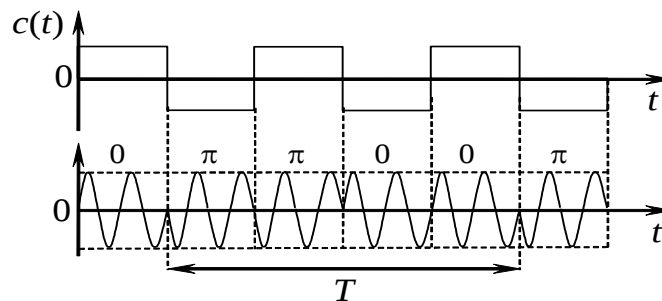


Рис. 3.16. Зміна фази при ВФМ-2

У цьому випадку ширина спектра сигналу з ВФМ-2 у два рази менша, ніж при ФМ-2.

Для випадкової послідовності імпульсів первинного сигналу спектри з фазовою і відносною фазовою маніпуляцією будуть мати однакову ширину.

Питання для самоконтролю:

1. Яке призначення модуляції (маніпуляції) у системах електронного зв'язку та які основні задачі вона вирішує?
2. Чим відрізняються модуляція і маніпуляція, та в яких системах застосовується маніпуляція?
3. Які основні види двійкової маніпуляції існують і який параметр несучого коливання є інформаційним у кожному з них?
4. У чому полягає принцип амплітудної маніпуляції (АМ-2) та чому її називають маніпуляцією з пасивною паузою?
5. Які особливості спектра сигналу з амплітудною маніпуляцією та від чого залежить його практична ширина?
6. У чому полягає принцип частотної маніпуляції (ЧМ-2) та чим відрізняється ЧМ із розривом фази від ЧМ без розриву фази?
7. Що таке рознос частот, девіація частоти та індекс частотної маніпуляції, і як вони впливають на спектр сигналу?
8. Як здійснюється демодуляція частотно-маніпульованих сигналів і яку роль відіграє амплітудний обмежувач?
9. Які характерні особливості мають сигнали з фазовою маніпуляцією (ФМ-2) та як величина зсуву фази впливає на спектр?

4 ПЕРВИННІ СИГНАЛИ

4.1 Основні характеристики мовних сигналів

Неперервне повідомлення характеризується нескінченною множиною своїх значень (мовне повідомлення, телевізійне зображення). Для передачі каналом зв'язку таке повідомлення перетворюється в первинний низькочастотний сигнал. Розглянемо основні види таких сигналів.

Телефонний сигнал відноситься до найпростішого виду неперервних повідомлень. Джерелом телефонних сигналів є звукове повідомлення, яке у мікрофоні перетворюється в неперервний випадковий процес з нульовим середнім значенням. Звук – коливання часток пружного середовища, частоти яких лежать в області сприйняття людським слухом. Спектр звуків, які сприймає людське вухо, займає смугу частот від 16...18 Гц до 20 кГц. Утворення звуків мовлення відбувається в результаті роботи голосового апарата людини.

Поширеним підходом до опису мовлення є його представлення у формі акустичного сигналу (фізичного коливання) або через певну параметричну модель.

Мовний сигнал (МС) це електричне коливання, що спостерігається на виході формуючого пристрою (акустoeлектричного перетворювача) при впливі на його вхід акустичного мовного коливання. Повідомлення, що передається за допомогою МС, є дискретним, тобто може бути представлено у вигляді послідовності символів з кінцевого їх числа.

Основними параметрами, що використовуються при описі мовного сигналу, є:

статистичний розподіл звуків і слів при вимові;

часові характеристики звуків;

основний тон мови;

спектр мови;

розподіл формантних частот.

Ці параметри відіграють визначальну роль у проектуванні систем кодування мови.

У загальному випадку картина спектра звука має вигляд, поданий на рис. 4.1.

У спектрі проглядається частота основного тону $F_{от}$ (перша гармоніка, що відповідає частоті коливання голосових зв'язок). Вона визначає тип голосу (бас, баритон, тенор, альт, сопрано). Ця частота гармоніки лежить в області 70...350 Гц.

Мовлення з відфільтрованим основним тоном утрачає природність, але зберігає розбірливість.

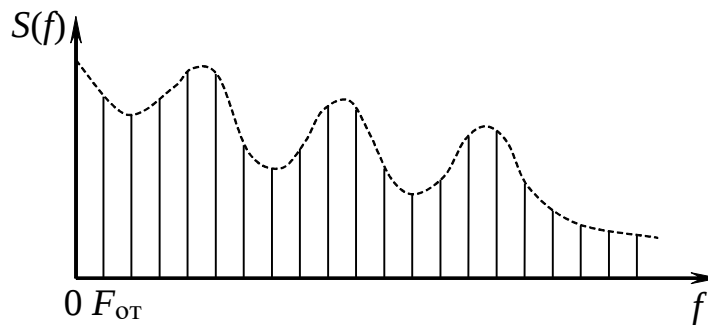


Рис. 4.1. Загальний вигляд спектра звука

Крім того, у спектрі є значні інтенсивні частотні області, характерні для спектра даного звука, які дозволяють відрізнити його від інших звуків. Ці області називаються *формантами*. Вони головним чином і визначають слухове сприйняття того або іншого звука. У звуці може бути від однієї до трьох формант. Форманти розташовані в області від 150 Гц до 10 кГц і частіше усього зустрічаються в середній частині цієї смуги частот.

Таким чином, за своїм спектральним складом звуки мовлення відрізняються друг від друга числом формант та їх розташуванням у частотній області. Слабкі за інтенсивністю (не формантні) складові пов'язані з індивідуальними особливостями голосу і визначають тембр мовлення. Разом з основним тоном вони дозволяють впізнати людину по голосу.

Спектри глухих приголосних звуків, що виникають у результаті шумового збудження, є суцільними, а спектри дзвінких приголосних містять як дискретні складові, так і ділянки суцільного спектра, тому що в їх створенні беруть участь як шумові збудження, так і голосові зв'язки.

Мовний сигнал розглядається як стаціонарний випадковий процес. Для визначення його статистичних характеристик використовується процедура усереднення результатів вимірювань як за часовим інтервалом, так і за сукупністю (ансамблем) реалізацій.

Спектральні і кореляційні характеристики мовлення, що отримані експериментально, показують, схожість різноманітного мовного матеріалу для різних мов.

Спектр мовлення визначається частотною залежністю середнього (протягом тривалого інтервалу часу) рівня мовлення B_M . Залежність B_M від f зображена на рис. 4.2.

Величина середнього рівня мовлення B_M визначається формулою

$$B_M(f) = 10 \lg \frac{\Pi^2(f) \Delta f}{\Pi_0^2},$$

де $\Pi_0 = 20$ Па – поріг чутності (мінімальний звуковий тиск, що починає відчуватися людиною із середнім нормальним слухом на частотах 600...800 Гц), $\Delta f = 1$ Гц;

$\Pi^2(f)$ – спектральна щільність середнього квадрата звукового тиску мовлення.

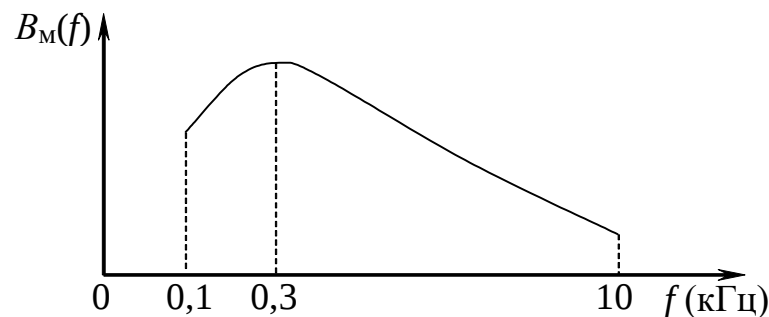


Рис. 4.2. Спектр мовлення з залежністю B_M від f

Слід зазначити, що фазовий спектр мовного сигналу не грає значної ролі в процесі передачі мовлення, тому що в силу достатньо великої тривалості звуків вухо майже не реагує на фазові співвідношення між складовими спектра.

Різниця між мінімальною і максимальною потужностями мовного сигналу називають його *динамічним діапазоном*

$$D[\text{дБ}] = P_{\max} - P_{\min}.$$

Динамічний діапазон мовного сигналу дорівнює приблизно 50 дБ і практично не змінюється в різноманітних ділянках спектра. Проте мовний сигнал може прийматися й в умовах обмеженого динамічного діапазону.

Вважають, що при

$D = 50$ дБ забезпечується відмінна якість звучання мовлення;

$D = 40$ дБ – гарна;

$D = 30$ дБ – задовільна.

Різницю між максимальним і середнім рівнем мовного сигналу називають *пик-фактором*

$$\Pi = P_{\max} - P_{\text{сеп}}.$$

Пік-фактор мовного сигналу дорівнює 30...35 дБ.

Встановлено, що якість мовлення зберігається достатньо високою при обмеженні спектра частотами 300 і 3400 Гц.

Ця смуга регламентована Міжнародним союзом електрозв'язку (МСЕ) як смуга частот стандартного телефонного каналу (каналу тональної частоти). При зазначеній смузі частот зберігається задовільна розбірливість і натуральність звучання мовлення.

4.2 Сигнали з амплітудною (АМ) та односмуговою модуляцією (ОМ)

Принцип амплітудної модуляції (АМ). При амплітудній модуляції (АМ) інформаційним параметром є амплітуда модульованого сигналу, яка змінюється за законом переданого повідомлення.

Гармонічне несуче коливання $A_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ є коливанням з постійними параметрами (початковою фазою φ_0 , амплітудою a_0 та частотою ω_0).

За визначенням при амплітудній модуляції інформаційним параметром є зміна амплітуди $a(t)$

$$a(t) = a_0 + \Delta a c(t) \text{ або } a(t) = a_0 \left[1 + \frac{\Delta a}{a_0} c(t) \right].$$

Тоді модульоване коливання можна представити в наступному виді

$$A_{\text{АМ}}(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \text{ або } A_{\text{АМ}}(t) = a_0 \left[1 + \frac{\Delta a}{a_0} c(t) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

На рис. 4.3 наведено часові діаграми, що ілюструють механізм утворення амплітудно-модульованих сигналів.

Найпростіший випадок амплітудної модуляції, коли первинний сигнал є гармонічним коливанням

$$c(t) = c_m \cos(\Omega t + \psi).$$

Така модуляція називається *однотональною* (рис. 4.4, а).

При цьому

$$A_{\text{АМ}}(t) = a_0 [1 + m_{\text{АМ}} \cos(\Omega t + \psi)] \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4.1)$$

де $m_{\text{АМ}} = \frac{\Delta a}{a_0} \cdot c_m$ – називається *коефіцієнтом (індексом) амплітудної модуляції*;

$0 \leq c_m \leq 1$ – нормоване значення амплітуди первинного сигналу.

Коефіцієнт $m_{\text{АМ}}$ прямо пропорційний амплітуді первинного сигналу c_m .

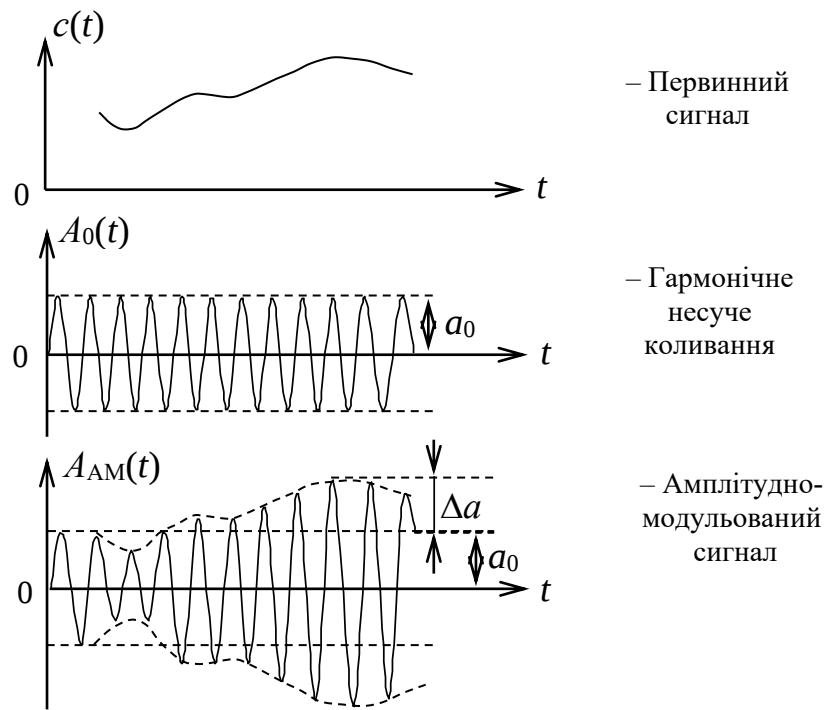


Рис. 4.3. Часові діаграми механізму утворення АМ сигналів

Максимальне збільшення амплітуди Δa не повинно бути більшим ніж значення a_0 . У протилежному випадку з'являються спотворення сигналу (явище *перемодуляції*), при яких зміни амплітуди несучого коливання не відповідають змінам миттєвого значення первинного сигналу (рис. 4.4, б).

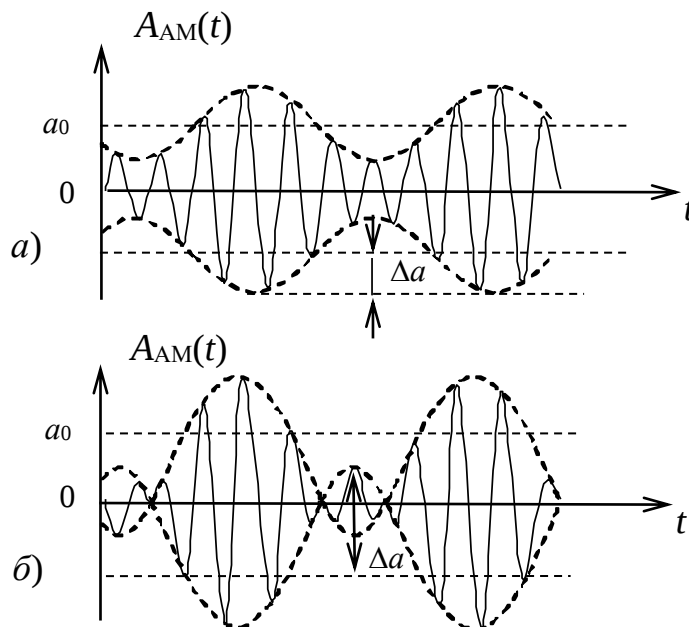


Рис. 4.4. Часові діаграми явища перемодуляції

Для того, щоб цих спотворень не було, необхідно виконання умови $m_{AM} \leq 1$.

Основні характеристики сигналів з АМ. Розкриємо дужки у виразі (4.1) і одержимо

$$A_{AM}(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_0 m_{AM} \cos(\Omega t + \psi) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Запишемо добуток косинусів у вигляді суми

$$A_{AM}(t) = A_0(t) + \frac{a_0 m_{AM}}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi] + \frac{a_0 m_{AM}}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \psi]. \quad (4.2)$$

З виразу (2) випливає, що спектр АМ-сигналів при однотональній модуляції містить три гармонічні складові:

1. Немодульоване несуче коливання $A_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$.
2. Коливання на верхній бічній частоті $\frac{a_0 m_{AM}}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi)$.
3. Коливання на нижній бічній частоті $\frac{a_0 m_{AM}}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \psi)$.

На рис. 4.5, а зображені спектри амплітуд відповідно первинного сигналу, несучого коливання та АМ-сигналу, а на рис. 4.5, б спектр фаз цих сигналів при однотональній модуляції.

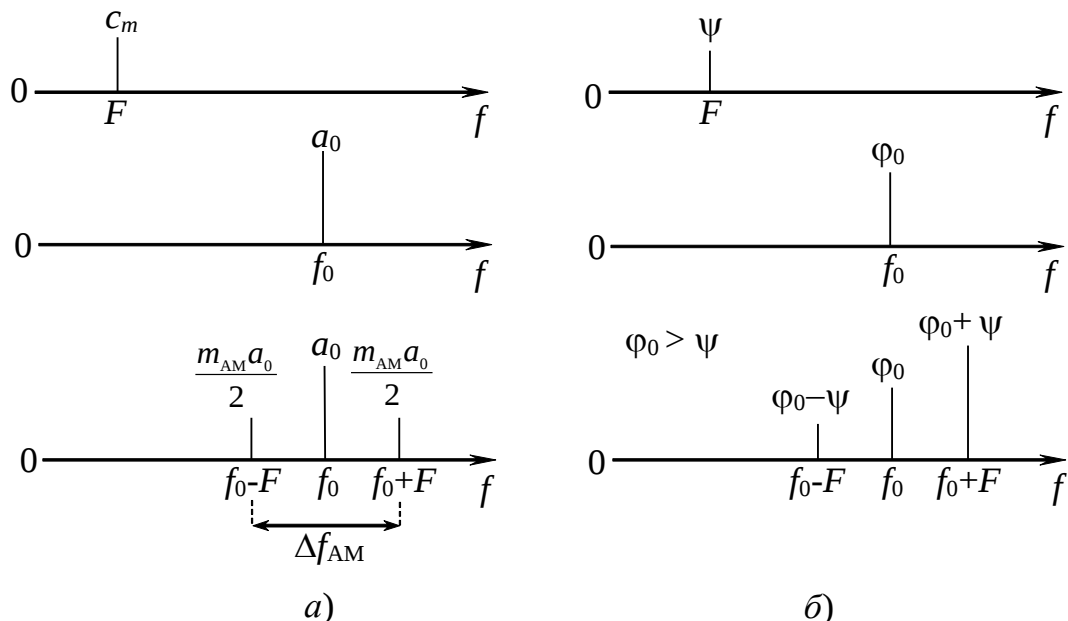


Рис. 4.5. Спектри амплітуд первинного сигналу, а) несучого коливання та АМ-сигналу, б) спектр фаз цих сигналів при однотональній модуляції

З наведених діаграм можна зробити такі висновки відносно АМ-сигнала:

1. Спектри амплітуд і фаз є дискретними.

2. Ширина спектра $\Delta f_{\text{AM}} = 2F$, де $F = \frac{\Omega}{2\pi}$.
3. Спектр амплітуд симетричний щодо складової на частоті ω_0 .
4. Амплітуди бічних складових не перевищують половини амплітуди несучої a_0 (оскільки $m_{\text{AM}} \leq 1$; $m_{\text{AM}} = \frac{2U_m}{a_0}$).

Розглянемо спектр АМ-сигналу при складному первинному сигналі, який можна подати у виді суми гармонійних складових

$$c(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_{mi} \cos(\Omega_i t + \psi_i).$$

Спектр амплітудно-модульованого сигналу можна записати так

$$A_{\text{AM}}(t) = \left[a_0 + \Delta a \sum_{i=0}^{\infty} c_{mi} \cos(\Omega_i t + \psi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \phi_0) =$$

$$= a_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \frac{a_0}{2} m_{\text{AM}} \sum_{i=0}^{\infty} \cos[(\omega_0 + \Omega_i)t + \phi_0 + \psi_i] + \frac{a_0}{2} m_{\text{AM}} \sum_{i=0}^{\infty} \cos[(\omega_0 - \Omega_i)t + \phi_0 - \psi_i].$$

Висновки, зроблені раніше, можна поширити і на випадок складного сигналу:

1. Спектр амплітуд симетричний відносно складової на частоті ω_0 .
2. Ширина спектра визначається подвоєним значенням максимальної частоти в спектрі первинного сигналу $\Delta\omega_{\text{AM}} = 2\Omega_{\text{max}}$ або $\Delta f_{\text{AM}} = 2F_{\text{max}}$.

Якщо ж первинний сигнал має спектр, який займає смугу частот від $F_{\text{н}}$ до $F_{\text{в}}$ (наприклад, при передачі мовлення, музики), то в спектрі АМ сигналу замість бокових частот будуть нижня і верхня бокові смуги (НБС і ВБС) частот (рис. 4.6). Такий сигнал називають двосмуговим амплітудно-модульованим сигналом (Double Sideband – DSB).

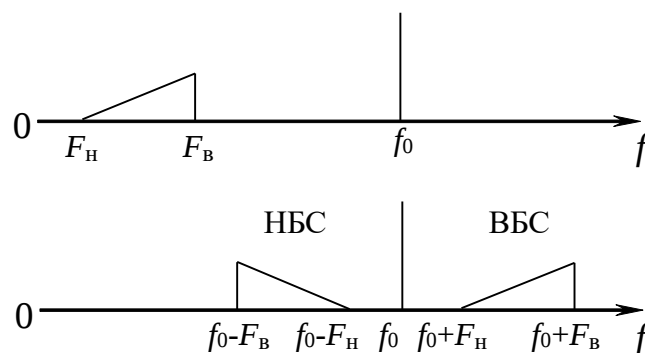


Рис. 4.6. Двосмуговий амплітудно-модульований сигнал

Загальне правило побудови амплітудного спектра сигналу з АМ полягає в переносі спектра первинного сигналу по осі частот на величину ω_0 і дзеркальному

відображенні його щодо несучої зі зменшенням амплітуд бокових складових у $\frac{1}{2}\Delta a$ разів. Одною із важливих властивостей АМ-сигналу є те, що в спектрі високочастотного сигналу $A_{AM}(t)$ зберігаються всі деталі низькочастотного сигналу $s(t)$.

Виходячи з викладеного вище можна зробити такі висновки:

1. Спектр випадкового АМ сигналу має складову на частоті ω_0 з потужністю $P_0 = \frac{1}{2}a_0^2$.

2. В спектрі є складові верхньої і нижньої бокових смуг частот.

3. Спектр сигналу в смугах бокових частот має форму спектра первинного сигналу, зсунутого в області частот відносно ω_0 на величину $\pm\Omega$.

Основними недоліками амплітудної модуляції є:

низькі енергетичні показники;

нераціональне використання смуги частот;

низька завадостійкість.

Широке розповсюдження амплітудна модуляція одержала в радіомовленні через простоту формування і демодуляції сигналів. При цьому необхідна завадостійкість забезпечується шляхом використання передавачів великої потужності.

Принцип односмугової модуляції (ОМ). В АМ-радіосигналі близько 70% енергії передавача припадає на несуче коливання, яке не несе корисної інформації. Решта 30% потужності розподіляються між двома бічними смугами, що дублюють одна одну. З огляду на це, стає можливим усунення несучої та однієї з бічних смуг без втрати змісту повідомлення. Такий підхід дозволяє перерозподілити весь енергетичний ресурс передавача виключно на інформативну частину сигналу.

Балансна модуляція (БМ) (без сигналу несучої частоти) в порівнянні з амплітудною модуляцією дозволяє значно зменшити необхідну потужність передавача, проте сигнали з АМ і БМ мають однакову ширину спектра ($\Delta f_{AM} = \Delta f_{BM} = 2F$).

Через симетрію амплітудних спектрів сигналів з АМ і БМ є можливість передавати тільки одну бокову смугу частот: верхню або нижню. Таким чином, можна одержати сигнали односмугової модуляції (ОМ) (*Single Sideband – SSB*). З метою утворення сигналу з ОМ необхідно виділити одну бокову смугу частот (верхню або нижню) на виході формувача сигналу з БМ.

Над розробкою теорії і практики односмугового зв'язку, починаючи з 30-х років, працювали вчені Шулейкін М.В., Шмаков П.В., Сіфоров В.І.

Принцип *односмугової модуляції* полягає в тому, що в передавальному пристрої здійснюється лінійний зсув спектра первинного сигналу в область робочих частот без зміни абсолютної ширини спектра сигналу і зі збереженням закону розподілу його енергії (рис. 4.7).

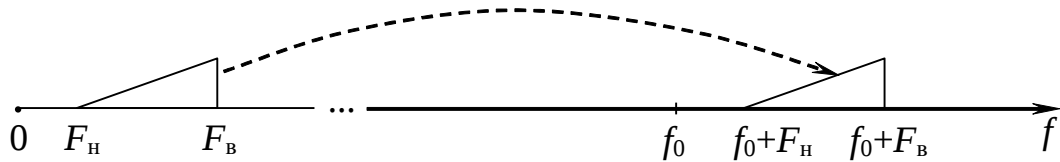


Рис. 4.7. Принцип односмугової модуляції

Термін “односмугова модуляція” є чисто умовним. Його походження пов'язане з тим, що спектр такого сигналу за формою відповідає спектру однієї з бокових смуг частот АМ-сигналу.

Для визначення аналітичного виразу ОМ-сигналу подамо первинний сигнал у вигляді

$$c(t) = C(t) \cos \Phi(t) = C(t) \cos \left(\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \right),$$

де $C(t)$ – обвідна первинного сигналу;

$\Phi(t)$ – миттєва фаза первинного сигналу;

$\Omega(\tau)$ – миттєва кругова частота первинного сигналу.

При переносі в область робочих частот на частоту $\omega_0 = 2\pi f_0$ аналітичний вираз для ОМ-сигналу буде мати вигляд

$$\begin{aligned} A_{\text{ОМ}}(t) &= C(t) \cos \left(\int_0^t (\omega_0 \pm \Omega(\tau)) d\tau \right) = C(t) \cos \left(\omega_0 t \pm \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \right) = \\ &= C(t) \cos(\omega_0 t \pm \Phi(t)), \end{aligned} \quad (4.3)$$

де $\Phi(t) = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau$.

Таким чином, односмуговий сигнал є складним коливанням з амплітудно-фазовою модуляцією. Знак “+” має місце у випадку передачі верхньої бокової смуги частот, знак “–” – нижньої бокової смуги частот.

Представимо вираз (4.3) у виді

$$A_{\text{ОМ}}(t) = C(t) \cos \Phi(t) \cos \omega_0 t \mp C(t) \sin \Phi(t) \sin \omega_0 t = c(t) \cos \omega_0 t \mp \hat{c}(t) \sin \omega_0 t,$$

де $\hat{c}(t) = C(t) \sin \Phi(t)$ – сполучений за Гільбертом первинний сигнал.

При однотональній модуляції, коли $c(t) = c_m \cos \Omega t$, отримаємо

$$A_{\text{ОМ}}(t) = c_m \cos \Omega t \cdot \cos \omega_0 t \mp c_m \sin \Omega t \cdot \sin \omega_0 t = c_m \cos(\omega_0 \pm \Omega)t.$$

Спектральні характеристики такого сигналу зображені на рис. 4.8.

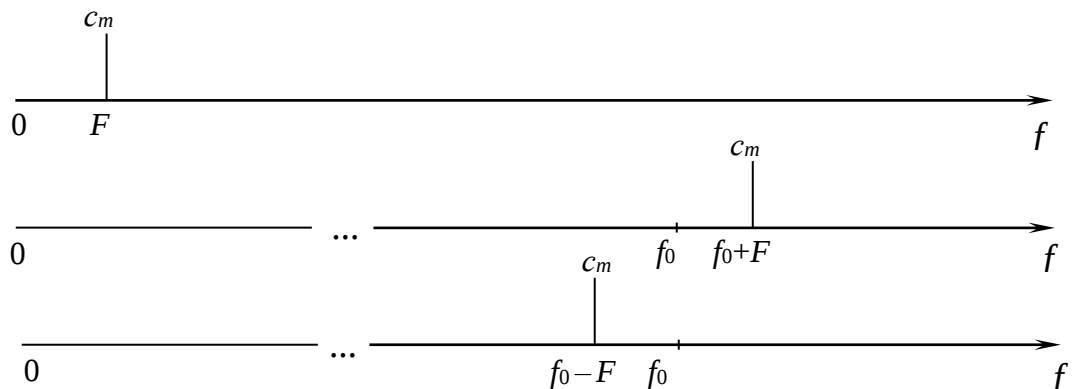


Рис. 8

Рис. 4.8. Спектральні характеристики односмугового сигналу

Розглянемо характеристики ОМ-сигналу.

Найважливішою характеристикою ОМ-сигналів є ширина спектра, що має вдвічі менше значення ніж у АМ і БМ-сигналів. Ширина спектра ОМ-сигналу дорівнює ширині спектра первинного сигналу, тобто

$$\Delta f_{\text{ОМ}} = \Delta F_c.$$

Для порівняння на рис. 4.9 зображені спектри первинного і модульованого сигналів при АМ, БМ і ОМ.

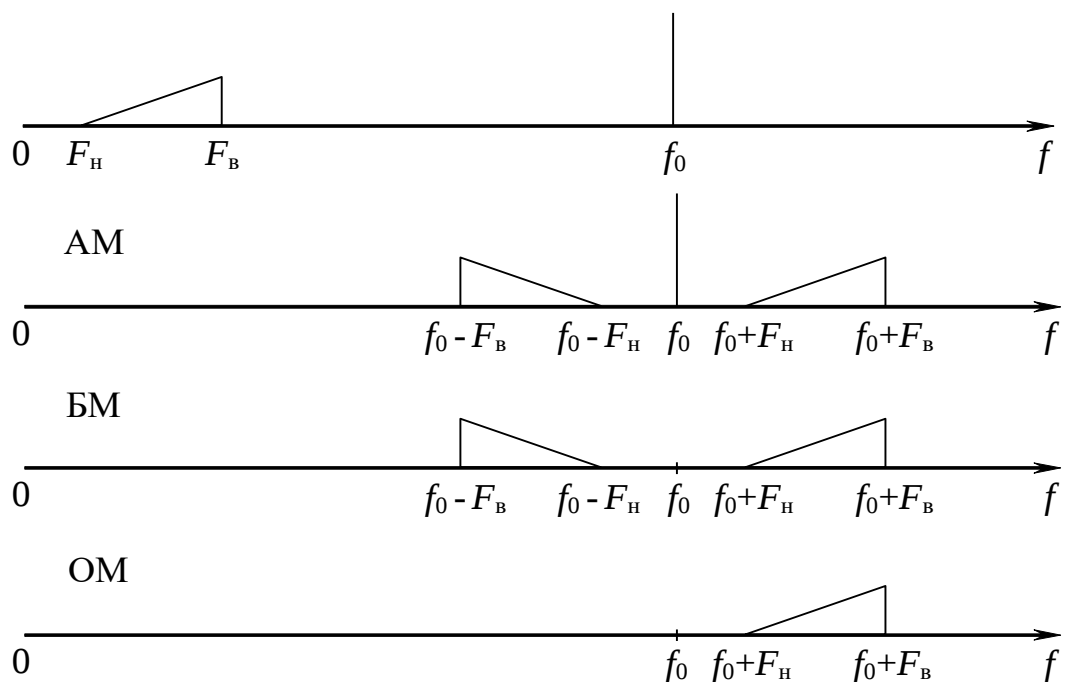


Рис. 4.9. Спектри первинного і модульованого сигналів при АМ, БМ і ОМ

Для визначення енергетичних характеристик односмугових сигналів візьмемо коливання верхньої бокової смуги частот із спектра АМ сигналу

$$A_{\text{ОМ}}(t) = \frac{a_0 m(t)}{2} \cos(\omega_0 t + \Phi(t)), \quad (4.4)$$

де $m(t) = \frac{\Delta a C(t)}{a_0}$ – змінний коефіцієнт амплітудної модуляції.

Представимо співвідношення (4.4) у виді

$$A_{\text{ОМ}}(t) = a_{\text{ОМ}}(t) \cos(\omega_0 t + \Phi(t)),$$

де $a_{\text{ОМ}}(t) = \frac{1}{2} a_0 m(t) = \frac{1}{2} \Delta a C(t)$ – обвідна сигналу з ОМ.

Середня питома потужність ОМ сигналу дорівнює

$$P_{\text{ОМ}} = \frac{1}{2} a_{\text{ОМ}}^2(t) = \frac{1}{8} \Delta a^2 C^2(t).$$

Порівняємо з $P_{\text{АМ}}(t)$ і $P_{\text{БМ}}(t)$

$$P_{\text{АМ}}(t) = \frac{1}{2} [a_0 + m_{\text{АМ}} c(t)]^2, \quad P_{\text{БМ}}(t) = \frac{1}{2} m_{\text{АМ}}^2 c^2(t)$$

При однотональній модуляції $c(t) = c_m \cos(\Omega t + \psi)$, $c_m = \text{const}$ миттєва потужність односмугового сигналу має постійне значення

$$P_{\text{ОМ}} = \frac{1}{8} \Delta a^2 c_m^2.$$

Миттєві потужності АМ і БМ сигналів є змінними величинами з максимальними значеннями

$$P_{\text{АМ max}} = (1 + m)^2 P_0, \quad P_{\text{БМ max}} = m^2 P_0.$$

Визначимо енергетичний виграш ОМ у порівнянні з АМ і БМ

$$\frac{P_{\text{АМ max}}}{P_{\text{ОМ}}} = \frac{(1 + m)^2 P_0}{\frac{1}{8} m^2 P_0} = 8 \frac{(1 + m)^2}{m}; \quad \frac{P_{\text{БМ max}}}{P_{\text{ОМ}}} = \frac{m^2 P_0}{\frac{1}{8} m^2 P_0} = 8.$$

4.3 Демодуляція сигналів з АМ і ОМ

АМ реалізується за допомогою нелінійних або параметричних пристроїв.

Основними елементами модулятора (рис. 4.10) є генератор несучого коливання, перемножувач і суматор. Коливання на виході перемножувача визначається як $A_{\text{мод}}(t) = \Delta a c(t) \cos(\omega_0 + \varphi_0)$.

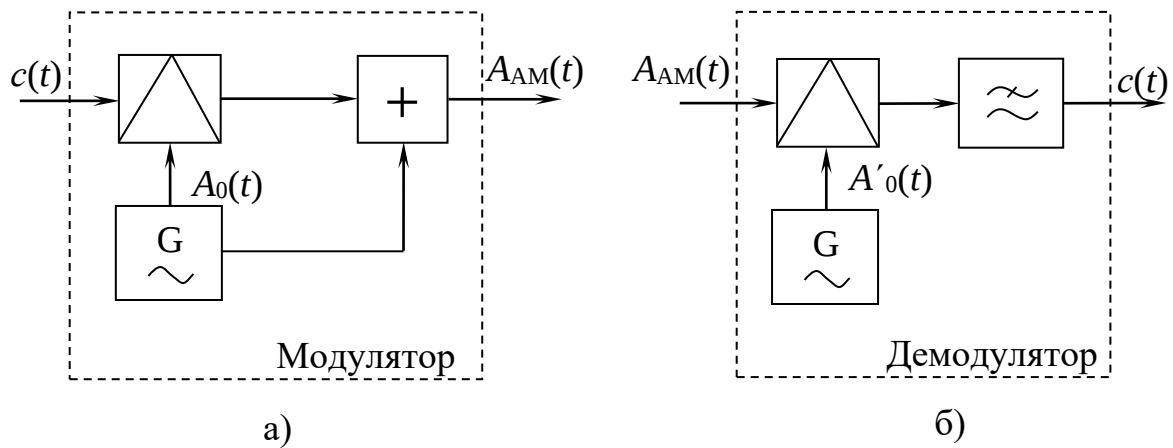


Рис. 4.10. Основні елементи модулятора

Підсумовування цього коливання з несучим коливанням $A_0(t)$ дає на виході модулятора сигнал

$$A_{AM}(t) = [a_0 + \Delta ac(t)] \cos(\omega_0 + \varphi_0).$$

Детектування сигналу полягає у виділенні його обвідної і є перетворенням, зворотним модуляції.

Демодулятор містить генератор опорного коливання $A'_0(t)$, яке збігається за частотою і фазою з несучим коливанням модулятора $A_0(t)$, перемножувач і фільтр нижніх частот ФНЧ.

Результатом перемноження $A_{AM}(t)$ і $A'_0(t)$ є коливання

$$\begin{aligned} A_{AM}(t) A'_0(t) &= k[a_0 + \Delta ac(t)] \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= \frac{1}{2} k[a_0 + \Delta ac(t)] + \frac{1}{2} k[a_0 + \Delta ac(t)] \cos(2(\omega_0 t + \varphi_0)). \end{aligned}$$

На виході ФНЧ $c'(t) = \frac{1}{2} k \Delta ac(t) \approx ac(t).$

Отриманий сигнал відрізняється від переданого тільки лінійним множником α .

Більш простою є схема амплітудного детектора на нелінійному елементі рис. 4.11.

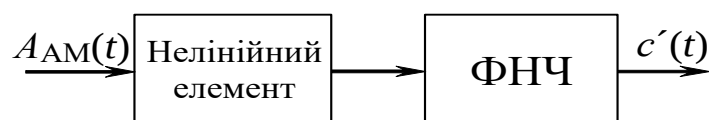


Рис. 4.11. Схема амплітудного детектора

Слід зазначити, що якщо $c(t) \geq 0$, то детектор обвідної точно відновлює $c(t)$. Проте, якщо $c(t)$ змінить знак, то детектор обвідної, не маючи опорного коливання

для визначення результуючого фазового зсуву, формує на виході сигнал, відмінний від $c(t)$. Щоб перетворити двополярний сигнал в однополярний, достатньо додати до нього позитивний рівень, що перевищує за розміром негативний максимум у первинному сигналі.

Відновлення повідомлень у каналах з ОМ здійснюється за допомогою синхронного детектора, який реалізує переніс спектра сигналу до області частот первинного сигналу. Перемножування прийнятого ОМ сигналу і місцевого несучого коливання $k \cos \omega_0 t$, що виконується синхронним детектором, еквівалентно згортці спектрів цих коливань (рис. 4.12).

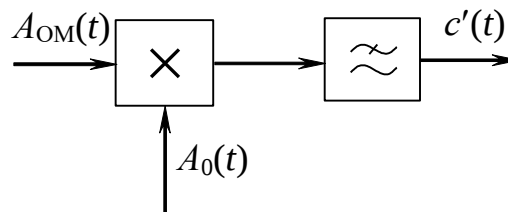


Рис. 4.12. Відновлення повідомлення за допомогою синхронного детектора

Якщо $A_{\text{ОМ}}(t) = \frac{\Delta a}{2} C(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)]$, то на виході перемножувача одержимо

$$\begin{aligned} A_0(t) \cdot A_{\text{ОМ}}(t) &= k A_{\text{ОМ}}(t) \cos \omega_0 t = k \frac{\Delta a}{2} C(t) \cos \Phi(t) \cos^2 \omega_0 t + \\ &+ k \frac{\Delta a}{2} C(t) \sin \Phi(t) \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t = \frac{k}{2} \frac{\Delta a}{2} C(t) \cos \Phi(t) + \\ &+ \frac{k \Delta a}{4} C(t) \cos \Phi(t) \cos 2\omega_0 t + \frac{k \Delta a}{4} C(t) \sin \Phi(t) \sin 2\omega_0 t. \end{aligned}$$

З цього коливання за допомогою ФНЧ можна виділити корисний сигнал

$$c'(t) = \frac{1}{4} k \Delta a C(t) \cos \Phi(t) = \alpha c(t).$$

Для забезпечення синхронного детектування необхідно мати місцеве несуче коливання синхронне і синфазне з несучим коливанням передавача.

При розбіжності частот несучих коливань на передачі і на прийомі спектр первинного сигналу виявиться зсунутим на величину розбіжності несучих частот $\Delta\omega$ (рис. 4.13).

Це явище називають зсувом частоти (асинхронизмом) у каналі. Асинхронизм призводить до спотворень, які знижують якість передачі. Зокрема, при передачі мовлення відбувається втрата натуральності звучання і погіршення

розбірливості. З урахуванням впливу завад допустима величина частотної помилки дорівнює $\Delta f = \pm(50...100)$ Гц.

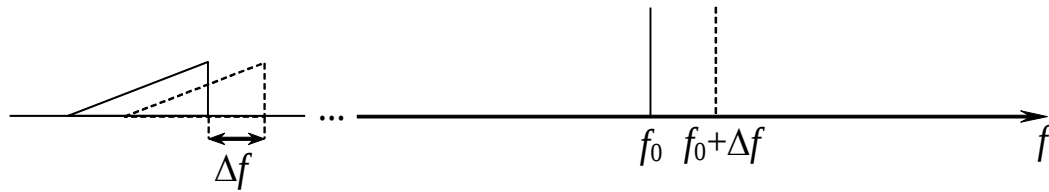


Рис. 4.13. Зсув спектра первинного сигналу при розбіжності частот несучих коливань

Для високоякісного відтворення мовлення і музики необхідно відновлювати несучу з точністю $\Delta f = \pm(1...2)$ Гц.

Приблизно така ж величина частотної помилки $\Delta f = \pm(5...10)$ Гц допускається при частотному ущільненні телефонного каналу.

У тих випадках, коли вимоги по стабільності не виконуються, інформація про частоту подавленого на передачі несучого коливання, повинна передаватися каналом зв'язку (VSB). З цією метою несуча подавлюється не цілком. Залишок несучого коливання називають пілот-сигналом.

Питання для самоконтролю:

1. Що таке мовний сигнал та які основні відмінності між неперервним повідомленням і мовним сигналом як електричним коливанням?
2. Які основні параметри мовного сигналу використовуються при його описі та чому вони важливі для систем кодування мови?
3. Що таке основний тон мовлення, у якому діапазоні частот він знаходиться та яку інформацію несе?
4. Що називають формантами, у якому частотному діапазоні вони розташовані та яку роль відіграють у сприйнятті мовлення?
5. Що таке динамічний діапазон і пік-фактор мовного сигналу та які їх типові значення для мовлення?
6. Чому для передачі мовлення достатньо смуги частот 300–3400 Гц і який міжнародний стандарт це регламентує?
7. У чому полягає принцип амплітудної модуляції (АМ) та що таке коефіцієнт (індекс) амплітудної модуляції?
8. Які спектральні складові має АМ-сигнал при однотональній модуляції та як визначається його ширина спектра?

5 СИГНАЛИ З КУТОВОЮ ТА ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

5.1 Принцип частотної і фазової модуляції (ЧМ і ФМ)

При розгляді аналітичного виразу для немодульованого гармонічного коливання

$$A_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = a_0 \cos \Phi(t),$$

очевидно, що зміна частоти ω_0 або початкової фази φ_0 призводить до зміни повної (миттєвої) фази $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ коливання, тому ЧМ і ФМ зачасто називають – *кутовою модуляцією*.

При відсутності модуляції миттєва фаза $\Phi(t)$ змінюється з постійною швидкістю ω_0 і є лінійною функцією часу t (рис. 5.1).

При кутовій модуляції миттєва фаза несучого коливання (швидкість обертання вектора – рис. 5.2) змінюється за законом первинного сигналу.

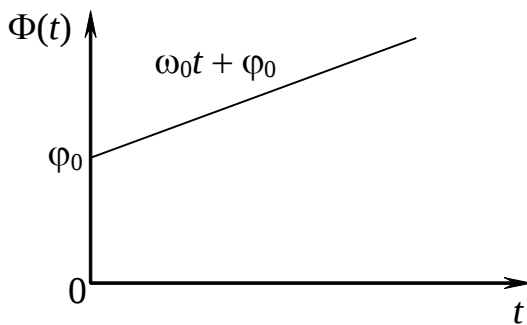


Рис. 5.1. Миттєва фаза $\Phi(t)$ при відсутності модуляції

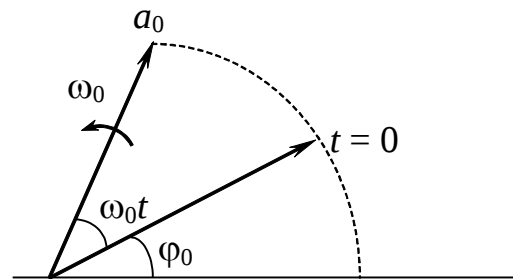


Рис. 5.2. Миттєва фаза $\Phi(t)$ при кутовій модуляції

Миттєва частота і фаза пов'язані між собою співвідношеннями

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}; \quad \Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0. \quad (5.1)$$

У випадку частотної модуляції інформаційний сигнал впливає безпосередньо на миттєву частоту високочастотного носія, при цьому його амплітуда залишається незмінною, тому

$$\Phi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \omega(t) dt = \varphi_0 + \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega c(t)) dt = \varphi_0 + \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t c(t) dt. \quad (5.2)$$

Тоді вираз для ЧМ має вигляд

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t c(t) dt + \varphi_0). \quad (5.3)$$

Суть фазової модуляції полягає в трансформації миттєвої фази несучого коливання відповідно до змін інформаційного (первинного) сигналу $c(t)$

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi \cdot c(t), \quad (5.4)$$

Тоді вираз для ФМ має вигляд

$$A_{\text{ФМ}}(t) = a_0 \cos \Phi(t) = a_0 \cos [\omega_0 t + \Delta\varphi c(t) + \varphi_0]. \quad (5.5)$$

З виразів (5.5) і (5.3) видно, що при ФМ повна фаза модульованого коливання змінюється пропорційно первинному сигналу $c(t)$, а при ЧМ фаза визначається інтегралом від $c(t)$. Ця особливість визначає різницю двох видів кутової модуляції.

Розглянемо кутову модуляцію (КМ) яка є нелінійним перетворенням сигналу, тому що вона забезпечує не тільки переніс, але і перетворення форми спектра первинного сигналу $c(t)$.

Запишемо вираз для сигналу з КМ

$$A_{\text{КМ}}(t) = a_0 \cos \Phi(t) = a_0 \cos [\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0], \quad (5.6)$$

$$\text{де } \varphi(t) = \begin{cases} \Delta\varphi c(t) & \text{- при фазовій модуляції;} \\ \Delta\omega \int_0^t c(t) dt & \text{- при частотній модуляції.} \end{cases}$$

Перепишемо формулу (6) в наступному вигляді

$$A_{\text{КМ}}(t) = a_0 [\cos \varphi(t) \cos \omega_0 t - \sin \varphi(t) \sin \omega_0 t].$$

При цьому прийmemo $\varphi_0 = 0$, оскільки форма спектральної щільності середньої потужності не залежить від початкової фази.

5.2 Спектральні характеристики сигналів із ЧМ

Процес частотної модуляції передбачає трансформацію миттєвої частоти носія відповідно до змін амплітуди інформаційного сигналу $c(t)$. У розглянутий вище вираз для ЧМ сигналів (5.3) підставимо вираз первинного сигналу для випадку однотональної модуляції. При цьому

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega c_m \cos(\Omega t + \psi) = \omega_0 + \Delta\omega_d \cos(\Omega t + \psi), \quad (5.7)$$

де $\Delta\omega_d = \Delta\omega c_m$ – девіація частоти, тобто максимальне відхилення миттєвої частоти від ω_0 ;

$\Delta\omega$ – коефіцієнт пропорційності між миттєвим значенням первинного сигналу $c(t)$ та відповідним відхиленням частоти модульованого сигналу.

Зобразимо часові діаграми сигналу з ЧМ при однотоновій модуляції (рис. 5.1).

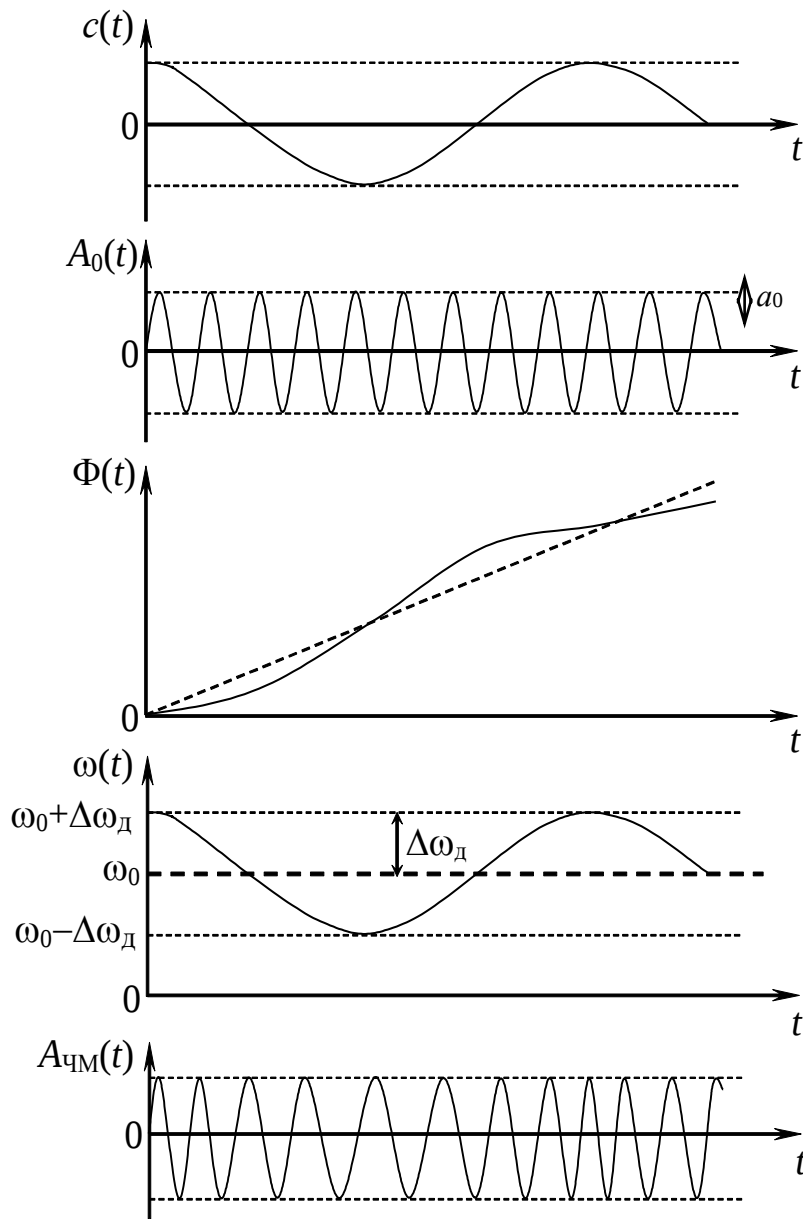


Рис. 5.1. Часові діаграми сигналу з ЧМ при однотоновій модуляції

Повна фаза ЧМ сигналу дорівнює

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin(\Omega t + \psi) = \omega_0 t + \varphi_0 + m_{\text{чм}} \sin(\Omega t + \psi), \quad (5.8)$$

де $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} = \frac{\Delta\omega_c}{\Omega}$ або $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta f_d}{F}$ – коефіцієнт (індекс) частотної модуляції, який характеризує максимальну зміну повної фази.

Індекс модуляції $m_{\text{чм}}$ визначається тільки параметрами первинного сигналу.

Запишемо вираз для частотно-модульованого сигналу:

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = a_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)] = \\ = a_0 \cos[m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)] \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - a_0 \sin[m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)] \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Функції виду $\cos[m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)]$ і $\sin[m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)]$ можна подати тригонометричними рядами вигляду

$$\sin[m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)] = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m_{\text{ЧМ}}) \sin[(2n-1)(\Omega t + \psi)], \quad (5.9)$$

$$\cos[m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t + \psi)] = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m_{\text{ЧМ}}) \sin[2n(\Omega t + \psi)],$$

де $J_n(m_{\text{ЧМ}})$ – Бесселеві функції першого роду n -го порядку від аргументу $m_{\text{ЧМ}}$.

На підставі наведених вище формул одержимо

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = a_0 J_0(m_{\text{ЧМ}}) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_0 J_1(m_{\text{ЧМ}}) \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \psi + \varphi_0] - \\ - a_0 J_1(m_{\text{ЧМ}}) \cos[(\omega_0 - \Omega)t - \psi + \varphi_0] + a_0 J_2(m_{\text{ЧМ}}) \cos[(\omega_0 + 2\Omega)t + 2\psi + \varphi_0] + \\ + a_0 J_2(m_{\text{ЧМ}}) \cos[(\omega_0 - 2\Omega)t - 2\psi + \varphi_0] + \dots$$

або

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = a_0 J_0(m_{\text{ЧМ}}) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{n=1}^{\infty} a_0 J_n(m_{\text{ЧМ}}) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + n\psi + \varphi_0] + \\ + (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} a_0 J_n(m_{\text{ЧМ}}) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t - n\psi + \varphi_0]. \quad (5.10)$$

З даного виразу очевидно, що спектр ЧМ сигналу при однотональній модуляції має нескінченне число бічних складових, віддалених на осі частот від ω_0 на $\pm n\Omega$, де n – будь-яке ціле число від 1 до ∞ . Амплітуди бічних складових спектра ЧМ сигналу визначаються виразом

$$a_n = a_0 |J_n(m_{\text{ЧМ}})|. \quad (5.11)$$

Виходячи з розгляду спектральних характеристик ЧМ сигналів, можна зробити наступні висновки:

1. Перша складова виразу (10) являє собою несуче коливання з частотою ω_0 та амплітудою $a_0 J_0(m_{\text{ЧМ}})$.
2. Дві суми складових з частотами $(\omega_0 + n\Omega)$ і $(\omega_0 - n\Omega)$ відповідно є верхньою і нижньою бічними смугами.
3. Спектр теоретично нескінченний і має дискретний характер, відстань між спектральними складовими по частоті кратна величині Ω .
4. Спектр ЧМ сигналу розширюється зі збільшенням індексу модуляції $m_{\text{ЧМ}}$.

5. Амплітудні спектри бічних смуг симетричні щодо складової на частоті несучого коливання.

6. Всі складові спектра, в тому числі і складова на частоті несучого коливання (на відміну від АМ), змінюють свою амплітуду під час модуляції.

7. Зі збільшенням $m_{\text{ЧМ}}$ зростає питома вага бічних смуг.

8. Амплітуда складової на частоті ω_0 залежить від індексу модуляції $m_{\text{ЧМ}}$.

У табл. 5.1. наведені значення $J_n(m_{\text{ЧМ}})$ у відсотках від амплітуди несучого коливання a_0 для цілих значень $m_{\text{ЧМ}}$. Користуючись таблицею, можна при заданому цілому значенні $m_{\text{ЧМ}}$ побудувати спектр ЧМ сигналу і визначити його ширину.

Таблиця 5.1. Значення $J_n(m_{\text{ЧМ}})$ у відсотках від амплітуди несучого коливання a_0 для цілих значень $m_{\text{ЧМ}}$

$n \backslash m_{\text{ЧМ}}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	76,5	22,4	-26,0	-39,7	-17,8	15,1	30,1	17,2	-9,0	-24,6
1	44,0	57,7	33,9	-6,6	-32,8	-27,7	-0,5	23,5	24,5	4,4
2	11,5	35,3	48,6	36,4	4,7	-24,3	-30,1	-11,3	14,5	25,5
3	2,0	12,9	30,9	43,0	36,5	11,5	-16,8	-29,1	-18,1	5,8
4	0,25	3,4	13,2	28,1	39,1	35,8	15,8	-10,5	-26,6	-22,0
5		0,7	4,3	13,2	26,1	36,2	34,8	18,6	-5,5	-23,4
6			1,1	4,9	13,1	26,4	33,9	33,8	20,4	-1,5
7			0,3	1,5	5,3	13,0	23,4	32,1	32,8	21,7
8				0,4	1,8	5,7	12,3	22,4	30,5	31,8
9					0,5	2,1	5,9	12,6	21,5	29,2
10						0,7	2,4	6,1	12,5	20,8
11							0,8	2,6	6,2	12,3
12								1,0	2,7	6,3
13								0,3	1,1	2,9
14									0,4	1,2
15										0,4

На рис. 5.2 зображені спектри ЧМ сигналів, розраховані для різноманітних значень девіації частоти Δf_d при незмінній частоті первинного сигналу F , тобто для різних значень індексів частотної модуляції $m_{\text{ЧМ}}$.

З графіків видно, що на відміну від АМ сигналів амплітуда несучого коливання може бути скільки завгодно малою і навіть дорівнюватися нулю. Зі

збільшенням $m_{\text{ЧМ}}$ спостерігається загальне зменшення рівня складових спектра (у тому числі й амплітуди несучого коливання). При цьому різко зростає питома вага бічних частот вищих порядків. Відзначимо характерну рису спектрів – наявність у кожній із бічних смуг одного максимуму.

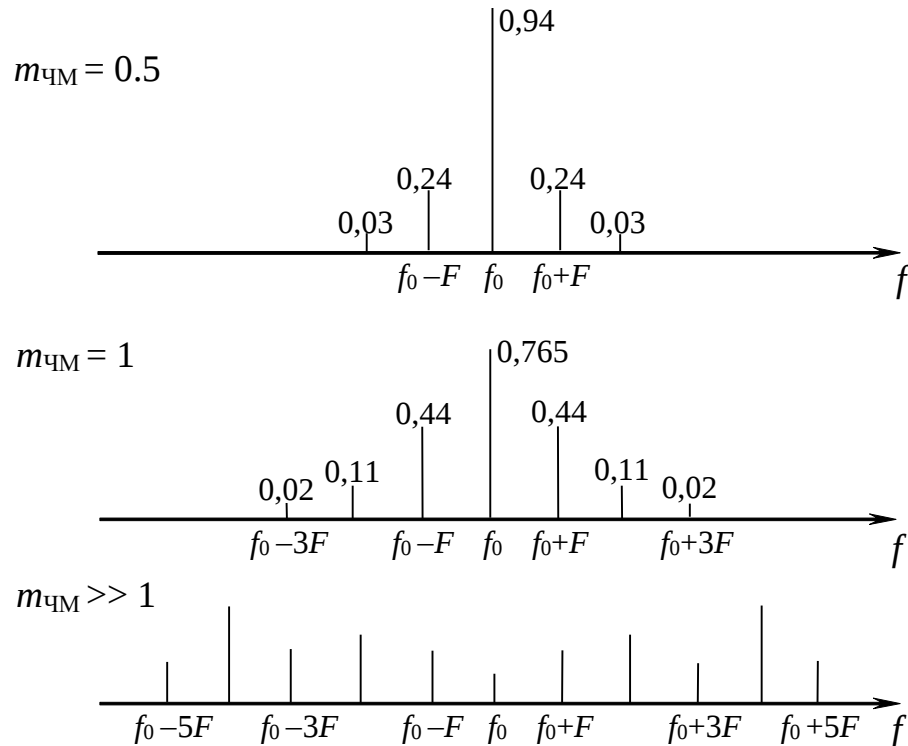


Рис. 5.2. Спектри ЧМ сигналів для різних значень індексів частотної модуляції $m_{\text{ЧМ}}$.

Для визначення практичної ширини спектра ЧМ сигналу не враховуються бічні складові, рівень яких на 40 дБ менший амплітуди a_0 немодульованого несучого коливання ($a_n \ll a_0$). При цьому практична ширина спектра ЧМ сигналу дорівнює

$$\Delta\omega_{\text{ЧМ}} \approx 2\Omega (1 + m_{\text{ЧМ}} + \sqrt{m_{\text{ЧМ}}}); \quad \Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2F (1 + m_{\text{ЧМ}} + \sqrt{m_{\text{ЧМ}}}). \quad (5.12)$$

Ці вирази називаються *формулами Манаєва*. Дані формули використовуються для розрахунку ширини спектра сигналу, і відповідно, смуги пропускання приймача при допустимому рівні нелінійних спотворень при відновленні модульованого сигналу ($\leq 1\%$).

5.3 Характеристики сигналів з АІМ, ШІМ і ФІМ

Принцип імпульсної модуляції. Види імпульсної модуляції (ІМ).
Переносником інформації в імпульсних системах зв'язку є періодична

послідовність імпульсів, один з параметрів якої змінюється за законом первинного сигналу $c(t)$ (рис. 5.3).

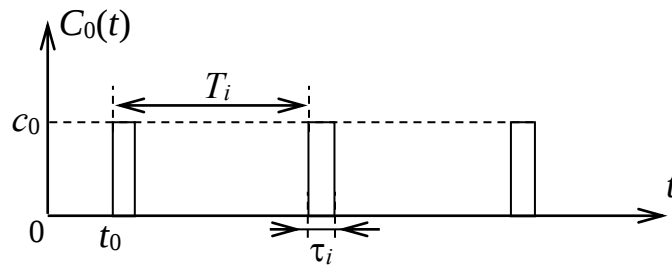


Рис. 5.3. Періодична імпульсна послідовність як переносник інформації в імпульсних системах зв'язку

Форма імпульсів переносника в загальному випадку може бути довільною, але в техніці зв'язку частіше за все застосовують періодичну послідовність прямокутних імпульсів.

Теоретичною основою імпульсних методів передачі є теорема Котельнікова (теорема відліків), яка визначає можливість дискретизації за часом неперервних сигналів. Відповідно до теореми Котельнікова тривалість імпульсів повинна бути можливо меншою, тому в імпульсних системах зв'язку як переносник використовують імпульсну послідовність високої скважності ($q = \frac{T_i}{\tau_i} \gg 1$).

Параметрами імпульсного переносника (рис. 5.3) є:

амплітуда імпульсів c_0 ;

тривалість (ширина) імпульсів τ_i ;

період T_i (або частота $F_i = \frac{1}{T_i}$) проходження імпульсів;

положення імпульсу відносно фіксованих тактових точок t_0 .

Будь-який з цих параметрів може бути використаний як інформаційний.

Аналітично періодичну послідовність прямокутних відеоімпульсів можна подати у вигляді $C_0(t) = c_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t - t_k)$, де c_0 – амплітуда відеоімпульсів;

$$f(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } kT_i \leq t \leq kT_i + \tau_i, \\ 0 & \text{при } kT_i + \tau_i \leq t \leq (k+1)T_i. \end{cases}$$

Таку послідовність імпульсів можна подати рядом Фур'є

$$C_0(t) = \frac{c_0 \tau_i}{T_i} + \frac{2c_0 \tau_i}{T_i} \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin \frac{n\pi \tau_i}{T_i}}{\frac{n\pi \tau_i}{T_i}} \right| \cos n\Omega_i t. \quad (5.13)$$

або

$$C_0(t) = c_0 \gamma + 2c_0 \gamma \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin n\pi \gamma}{n\pi \gamma} \right| \cos n\Omega_i t, \quad (5.14)$$

де $\gamma = \frac{1}{q} = \frac{\tau_i}{T_i}$ – коефіцієнт заповнення послідовності; $\Omega_i = \frac{2\pi}{T_i}$ – частота проходження імпульсів.

Спектр амплітуд імпульсного переносника поданий на рис. 5.4.

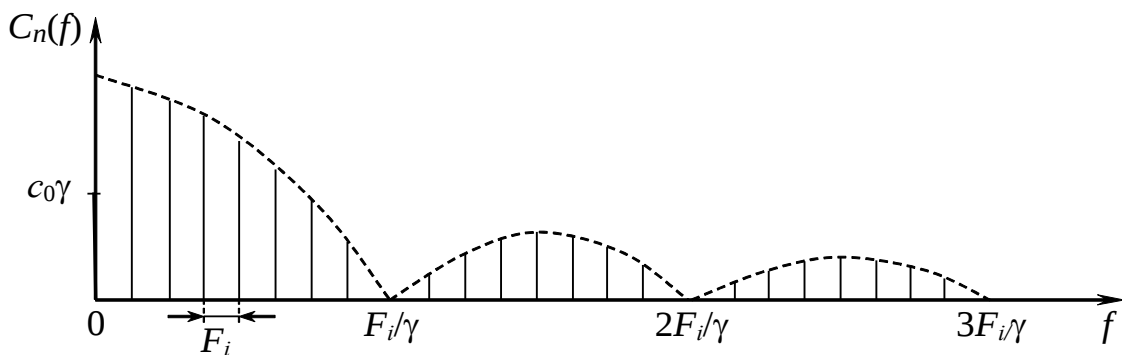


Рис. 5.4. Спектр амплітуд імпульсного переносника

Отже:

1. Амплітудний спектр імпульсного переносника є дискретним і нескінченним.

2. Спектр має постійну складову з амплітудою $c_0 \gamma$.

3. Обвідна амплітудного спектра убиває за законом $\sin x/x$ і дорівнює нулю в точках $nF_i/\gamma = n \frac{1}{\tau_i}$, де $F_i = \frac{\Omega_i}{2\pi}$.

4. Вид спектра переносника істотно залежить від скважності q імпульсної послідовності.

5. Інтервал між дискретними складовими спектра дорівнює частоті проходження імпульсів F_i .

Структурна схема каналу зв'язку з ІМ.

В системах з імпульсною модуляцією формування модульованого сигналу здійснюється в два етапи.

1. За законом первинного сигналу $s(t)$ змінюються параметри послідовності відеоімпульсів (безпосередня імпульсна модуляція).

2. Модуляція гармонічного коливання послідовністю інформаційних відеоімпульсів.

У залежності від того, який вид модуляції використовують на другому етапі, можливі різноманітні сигнали: АІМ-АМ, ФІМ-АМ, ФІМ-ЧМ тощо. Відповідно до описаного принципу загальна структурна схема каналу зв'язку з імпульсною модуляцією буде мати вигляд, зображений на рис. 5.5.

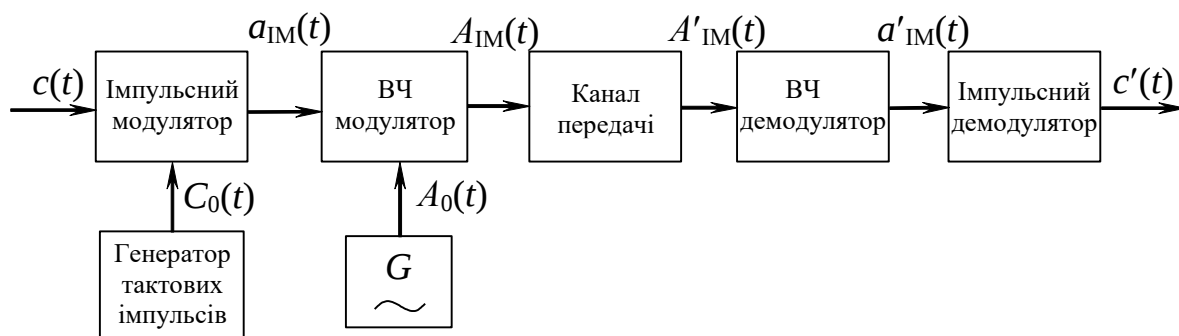


Рис. 5.5. Загальна структурна схема каналу зв'язку з імпульсною модуляцією

Імпульсний модулятор змінює параметри послідовності імпульсів $C_0(t)$ у відповідності зі значеннями неперервної функції в точках відліку, які визначаються положенням переднього фронту імпульсів.

Послідовність відеоімпульсів $a_{IM}(t)$ потім модулює по одному з інформаційних параметрів гармонічне коливання.

У приймачі модульована послідовність імпульсів коливання високої частоти перетворюється високочастотним (ВЧ) демодулятором у відповідну їй модульовану послідовність відеоімпульсів $a'_{IM}(t)$, з яких імпульсним демодулятором виділяється неперервна функція $c(t)$ (первинний сигнал).

При *амплітудно-імпульсній модуляції* за законом первинного сигналу змінюється амплітуда імпульсів переносника.

Часові діаграми, які пояснюють принцип амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ) подані на рис. 5.6.

Сигнал АІМ для безпосередньої передачі повідомлень в імпульсних системах зв'язку, як правило, не використовується і є початковим для формування послідовності радіоімпульсів. Часові діаграми сигналів АІМ-АМ представлені на рис. 5.7.

Спектр амплітуд АІМ сигналу при одотональній модуляції визначається виразом

$$a_{AIM}(t) = (1 + m_{AIM} \cos \Omega t) c_0 \gamma + (1 + m_{AIM} \cos \Omega t) 2c_0 \gamma \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \right| \cos n\Omega_i t$$

або

$$a_{\text{AIM}}(t) = c_0 \gamma + m_{\text{AIM}} c_0 \gamma \cos \Omega t + 2c_0 \gamma \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \right| \cdot \left\{ \cos(n\Omega_i t + \frac{m_{\text{AIM}}}{2} \cos(n\Omega_i \pm \Omega)t \right\}$$

де $m_{\text{AIM}} = \frac{\Delta c \cdot c_m}{c_0}$ – коефіцієнт глибини AIM або індекс AIM.

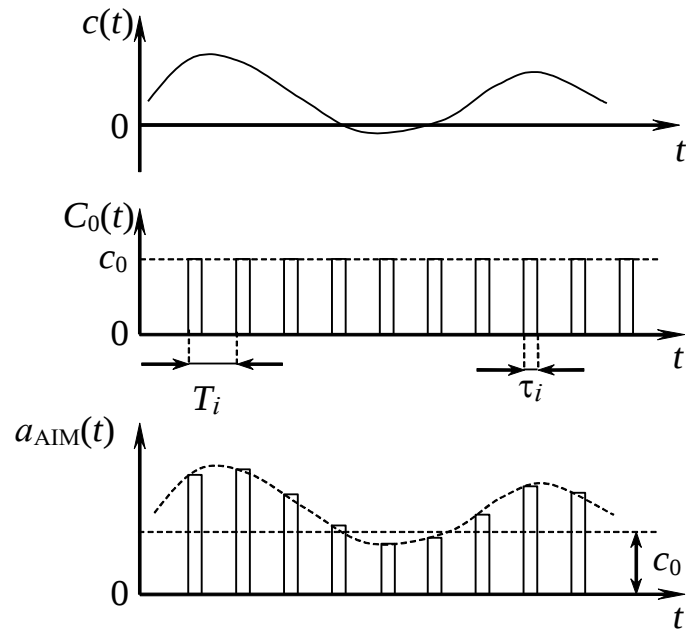


Рис. 5.6. Часові діаграми амплітудно-імпульсної модуляції

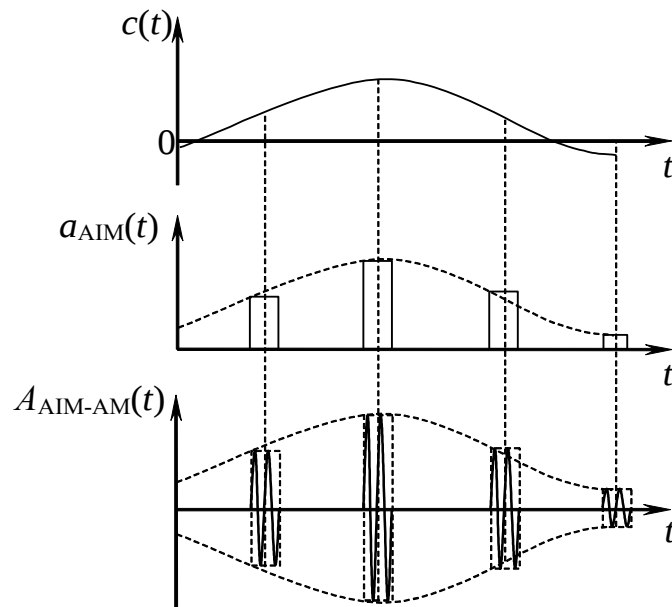


Рис. 5.7. Часові діаграми сигналів AIM-AM

Спектр амплітуд АІМ сигналу зображений на рис. 5.8.

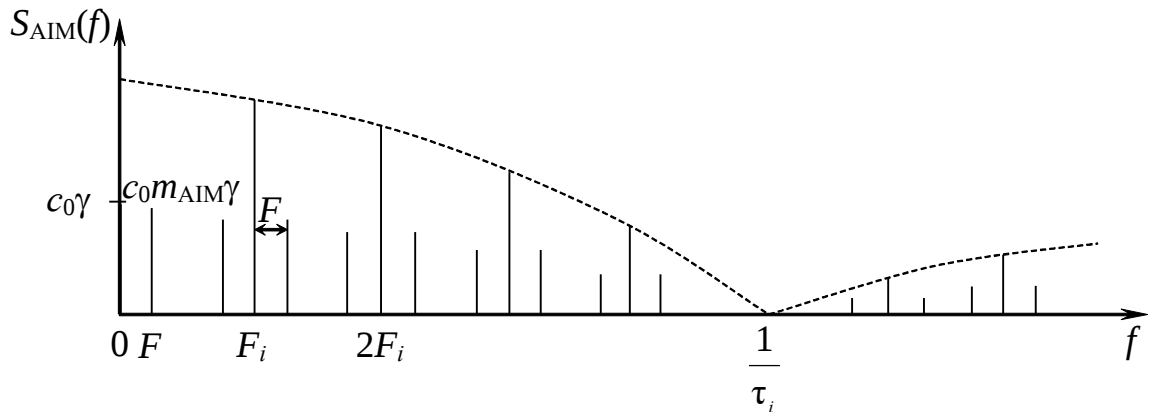


Рис. 5.8. Спектр амплітуд АІМ сигналу

Спектр АІМ сигналу має:

постійну складову з амплітудою $c_0\gamma$;

складову первинного сигналу на частоті F з амплітудою $c_0m_{AIM}\gamma$;

складові спектра на частотах nF_i з амплітудою $2c_0\gamma \left| \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \right|$;

складові спектра на частотах $nF_i \pm F$ з амплітудою $c_0\gamma m_{AIM} \left| \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \right|$.

При модуляції складним первинним сигналом (наприклад, стандартним телефонним сигналом – рис. 5.9) кількість бічних смуг частот зростає.

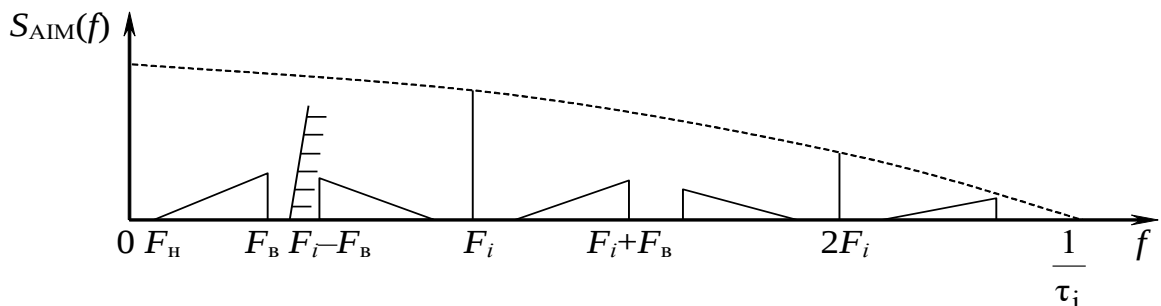


Рис. 5.9. Спектр АІМ сигналу при модуляції складним первинним сигналом

Теоретично ширина спектра АІМ сигналу нескінченна, але понад 90% потужності АІМ сигналу зосереджено в першому пелюстку. Тоді

$$\Delta F_{AIM} = qF_i = \frac{1}{\tau_i}.$$

Спектр сигналу АІМ-АМ зображений на рис. 5.10.

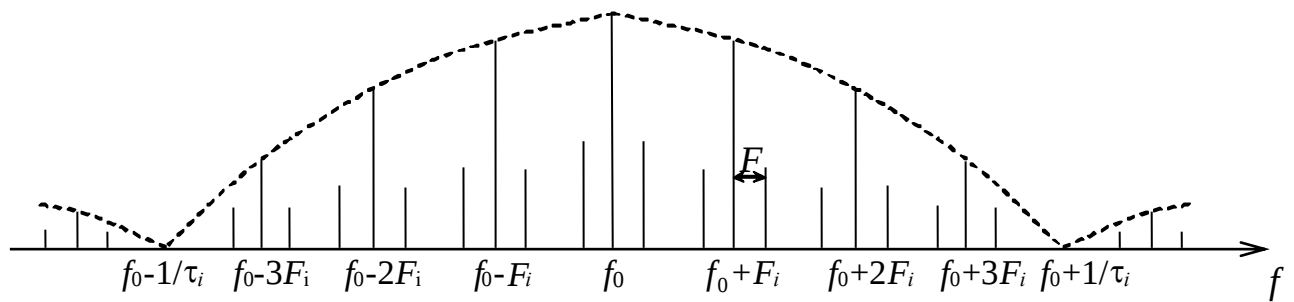


Рис. 5.10. Спектр сигналу AIM-AM

Ширина спектра AIM-AM сигналу в два рази більше, ніж сигналу з AIM

$$\Delta f_{\text{AIM-AM}} = 2\Delta F_{\text{AIM}} = \frac{2}{\tau_i}.$$

При *широтно-імпульсній модуляції* (ШІМ) інформаційним параметром сигналу є тривалість (ширина) імпульсів, яка змінюється за законом первинного сигналу $\tau(t) = \tau_0 + \Delta\tau(t)$.

При цьому амплітуда імпульсів і їх положення щодо тактових точок залишаються незмінними.

Часові діаграми ШІМ сигналів зображені на рис. 5.11.

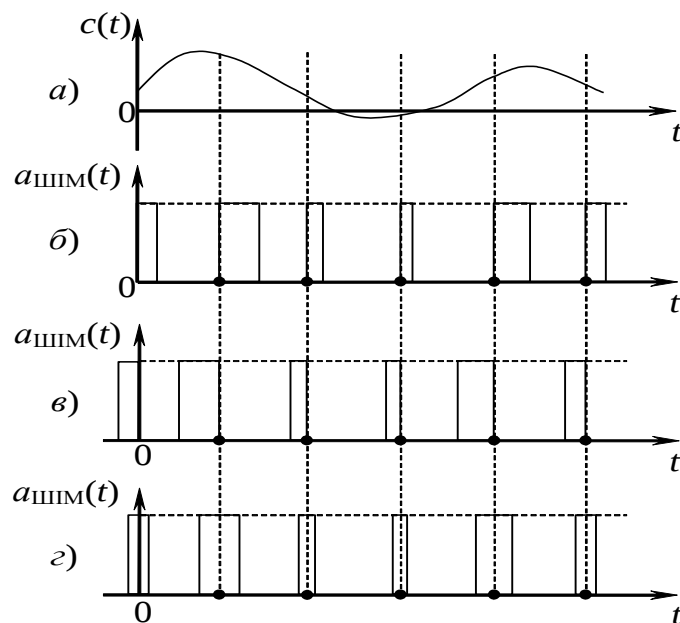


Рис. 5.11. Часові діаграми ШІМ сигналів

Зміна тривалості імпульсів за законом $c(t)$ може здійснюватися декількома способами:

змінюючи положення заднього фронту при фіксованому положенні переднього фронту (рис. 5.11, б).

змінюючи положення переднього фронту при фіксованому положенні заднього фронту (рис. 5.11, в).

одночасною зміною положення переднього і заднього фронтів (рис. 5.11, г).

Аналітичний вираз сигналу з ШІМ для випадку однотонольної модуляції має вигляд

$$a_{\text{ШІМ}}(t) = c_0 \gamma + c_0 \gamma m_{\text{ШІМ}} \cos \Omega t + \frac{2c_0}{\gamma} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi\gamma \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p I_{2p}(n\pi\gamma m_{\text{ШІМ}}) \cos(n\Omega_i \pm 2p\Omega)t + \right. \quad (5.15)$$

$$\left. + \frac{1}{n} \cos(n\pi\gamma) \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p I_{2p+1}(n\pi\gamma m_{\text{ШІМ}}) \cos[n\Omega_i \pm (2p+1)\Omega]t \right\}.$$

Амплітудний спектр ШІМ сигналу при однотонольній модуляції представлено на рис. 5.12.

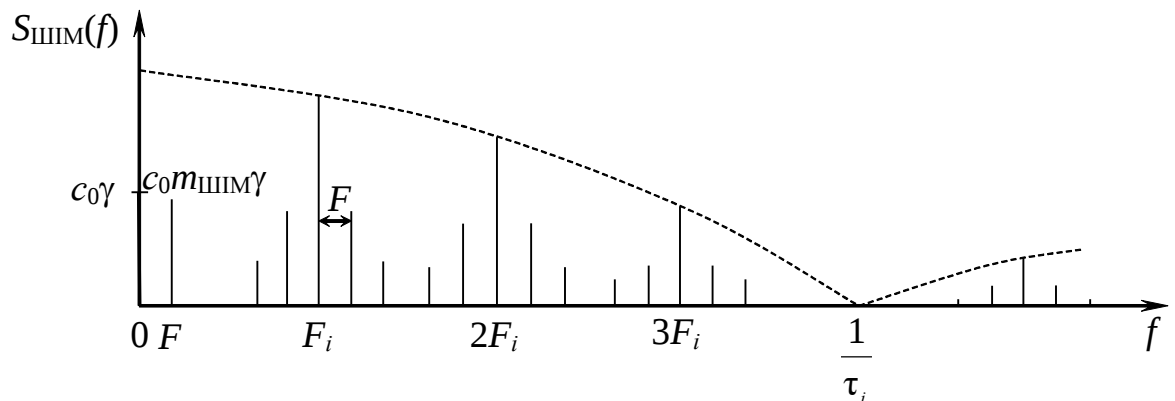


Рис. 5.12. Амплітудний спектр ШІМ сигналу при однотонольній модуляції

Він має усі ті ж частотні складові, що є в спектрі немодульованої послідовності відеоімпульсів. У спектрі є складова первинного сигналу на частоті F з амплітудою $c_0 \gamma m_{\text{ШІМ}}$.

З виразу (5.15) видно, що при ШІМ біля кожної гармоніки переносника міститься теоретично нескінченний спектр бічних гармонік на частотах $nF_i \pm pF$, де $p = 1, 2, \dots, \infty$.

Спектр ШІМ сигналу має таку ж ширину, як і спектр АІМ сигналу

$$\Delta F_{\text{ШІМ}} = \Delta F_{\text{АІМ}} = \frac{1}{\tau_i}.$$

При *фазо-імпульсній модуляції* (ФІМ) інформаційним параметром модульованого сигналу, який змінюється за законом первинного сигналу $c(t)$, є часове положення імпульсів відносно тактових точок $\Delta t(t) = \Delta t_0 + \Delta t c(t)$.

Якщо початкове відхилення Δt_0 імпульсів щодо тактових точок дорівнює нулю, тоді $\Delta t(t) = \Delta t c(t)$.

Амплітуда і тривалість імпульсів при ФІМ є незмінними.

Часові діаграми, які пояснюють принципи формування сигналів з ФІМ, показані на рис. 5.13.

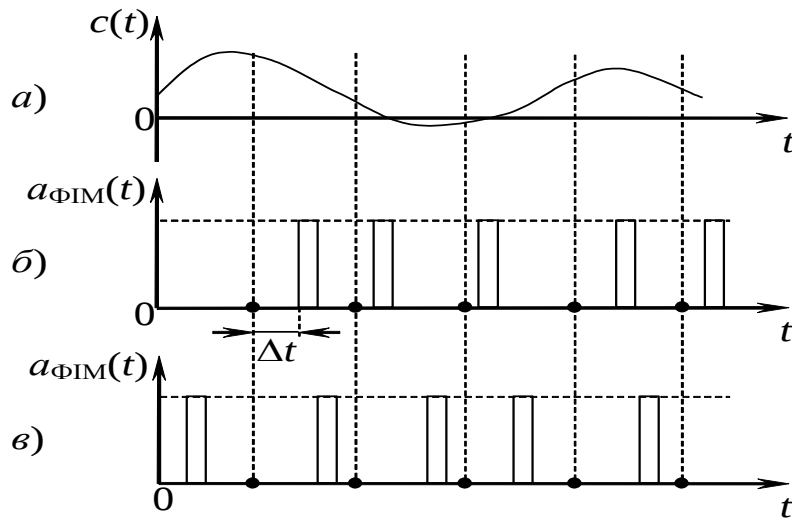


Рис. 5.13. Часові діаграми формування сигналів з ФІМ

Розрізняють два методи ФІМ: ФІМ-1 і ФІМ-2. Сигнал ФІМ-1 (рис. 5.13, б) формується шляхом затримки інформаційних імпульсів щодо тактових точок. Сигнал ФІМ-2 (рис. 5.13, в) формується шляхом випередження інформаційних імпульсів щодо тактових точок.

Особливістю ФІМ у порівнянні з АІМ і ШІМ є незмінність енергетичних характеристик модульованого сигналу.

Аналітичний вираз сигналу з ФІМ для випадку однотональної модуляції має вид

$$a_{\text{ФІМ}}(t) = c_0 \gamma + c_0 \gamma \Delta t_d \Omega \cos \Omega t + 2c_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \sum_{m=0}^{\infty} I_m(n\Delta t_d \Omega_i) \times \\ \times \sin[\pi \tau_i (nF_i + mF)] \cos(n\Omega_i + m\Omega)t,$$

де $\Delta t_d = \Delta t \cdot c_m$ – максимальне відхилення (девіація) часового положення імпульсів щодо тактових точок.

У спектрі ФІМ сигналу, так само як і при ШІМ, є постійна складова, складова на частоті первинного сигналу $c_F = c_0 \gamma \Delta t_d \pi F$ і складові на частотах $nF_i \pm pF$. Тому склад спектра сигналу з ФІМ аналогічний спектру сигналу з ШІМ.

Питання для самоконтролю:

1. Чому частотну та фазову модуляцію відносять до кутової модуляції і як при цьому змінюється миттєва фаза несучого колювання?

2. Який зв'язок існує між миттєвою фазою та миттєвою частотою сигналу і як він проявляється при ЧМ і ФМ?
3. У чому полягає принципова відмінність між частотною та фазовою модуляцією з точки зору залежності фази від первинного сигналу?
4. Що таке девіація частоти та індекс частотної модуляції, і які параметри первинного сигналу вони характеризують?
5. Які основні властивості спектра ЧМ-сигналу при однотональній модуляції та як індекс модуляції впливає на його ширину?
6. У чому полягає фізичний зміст бесселевих функцій у спектральному описі частотно-модульованих сигналів?
7. За яким принципом визначається практична ширина спектра ЧМ-сигналу та що означають формули Манаєва?
8. Що таке імпульсна модуляція, які параметри імпульсного переносника можуть бути інформаційними?
9. У чому полягають принципи амплітудно-імпульсної (АІМ), широтно-імпульсної (ШІМ) та фазо-імпульсної (ФІМ) модуляцій?
10. Які спектральні та енергетичні особливості відрізняють ФІМ від АІМ і ШІМ?

6 КІЛЬКІСНА ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЇ

6.1 Кількісне вимірювання інформації. Ентропія повідомлення

Суть задачі зв'язку полягає у передачі інформації від джерела до віддаленого споживача з дотриманням цілісності (вірогідності) та оперативності (затримки). Процес передачі базується на взаємодії джерела та одержувача. Перш ніж розглядати технічні аспекти, визначимо фундаментальні поняття: інформацію та повідомлення.

Теорія інформації тісно пов'язана з такими розділами математики, як теорія імовірностей і математична статистика, які представляють для неї математичний фундамент. Теорія інформації являє собою математичну теорію, присвячену виміру інформації, її потоку, характеристик каналу зв'язку і т.п., особливо стосовно радіо, телебаченню і іншим засобам зв'язку. Спочатку теорія була присвячена каналу зв'язку, що визначається довжиною хвилі електромагнітного випромінювання або коливань повітря.

Основним функціональним призначенням будь-якої системи передачі є передача каналами цієї системи інформації за допомогою електричних сигналів. У процесі передачі каналами електрозв'язку сигнали піддаються численним перетворенням, які істотно змінюють їх фізичні характеристики. При цьому втрачається частина переданої каналом інформації. Для порівняння між собою різноманітних джерел повідомлень, каналів електрозв'язку і систем передачі необхідно ввести кількісну міру інформації.

Будь-яке повідомлення, що підлягає передачі, має свій зміст і визначену цінність для одержувача. Проте, усе це несуттєво для зв'язку і тому не враховується при кількісному визначенні інформації.

При вимірюванні кількості інформації враховуються лише статистичні характеристики переданих повідомлень. Важливою властивістю інформації є те, що кожне повідомлення завжди вибирається з деякої множини (ансамблю) можливих повідомлень. Наприклад, кількість інформації в телеграмі визначається не тільки кількістю слів, які містяться у ній, але і тим, з якого набору можливих слів вона складена. Нехай відправник має у своєму розпорядженні вибір зі слів A і B . У цьому випадку відправник може скласти усього лише чотири телеграми з двома словами: AA , AB , BA , BB . Якщо мати три можливих слова A , B , C , можна скласти дев'ять телеграм з двома словами: AA , CC , AB , AC , BA , CA і т.д. У загальному випадку з m можливих слів можна скласти m^n телеграм з n слів у кожній.

Крім цього, при оцінці кількості інформації в телеграмі варто врахувати, що деякі слова при передачі використовуються рідше, деякі – частіше, тобто імовірність вибору різних слів різноманітна. Так, якщо джерело є дискретним, то повідомлення є результатом вибору з m можливих для даного джерела елементів. Якщо усі вибори рівноймовірні, то кількість можливих повідомлень для такого джерела буде дорівнювати

$$M = m^n. \quad (6.1)$$

Процес приймання інформації можна розглядати як процес вибору даного повідомлення з множини M . Чим більше M , тим більше інформації ми одержуємо при передачі кожного повідомлення. Але саме число M ще не є зручною мірою кількості інформації, тому що не задовольняє природної вимоги адитивності, відповідно до якої кількість інформації повинна бути лінійною функцією n .

Відповідно до цієї вимоги в k разів більш “довге” повідомлення за інших рівних умов, повинно містити в k разів більшу кількість інформації.

Розглянемо джерело дискретних повідомлень, що генерує окремий елемент $a \in A$ з певного ансамблю A . Для кількісного оцінювання інформації, що міститься в такому повідомленні, сформулюємо базові аксіоматичні вимоги:

1. Адитивність: обсяг інформації у двох незалежних повідомленнях визначається як сума значень інформації кожного з них.

2. Нульова інформативність достовірності: повідомлення про подію, імовірність якої дорівнює одиниці, не містить нової інформації.

3. Об’єктивність (незалежність від контексту): кількість інформації визначається суто статистично і не залежить від змістової значущості, емоційного фону чи наслідків отримання даних адресатом.

Перша вимога настільки природна, що не потребує додаткових обґрунтувань. Зауважимо лише, що мова йде про незалежні повідомлення, коли одержання одного з них ніяк не впливає на сприйняття іншого.

Другу вимогу також легко зрозуміти, оскільки повідомлення про достовірну подію не може нічого змінити в наших знаннях.

Третя вимога не здається настільки очевидною. Проте, вона обґрунтована необхідністю абстрагуватися від різноманітних несуттєвих деталей для того, щоб побудувати достатньо загальну теорію.

Наприклад, не можна було б побудувати наукову механіку, якщо по-різному визначати масу тіл, які складаються з різноманітних речовин.

Отже, для визначення обсягу інформації в повідомленні слід спиратися на такой параметр, що в загальному виді характеризує з ансамблю A повідомлення a . Важливою властивістю інформації є те, що кожне повідомлення завжди

вибирається з деякої множини (ансамблю) можливих повідомлень. Причому імовірність вибору різноманітних повідомлень у загальному випадку різноманітна.

Якщо передане повідомлення заздалегідь цілком точно відомо, то в звичайному значенні слова воно не несе ніякої інформації. Якщо деяка подія відома “майже напевно”, тобто імовірність її близька до одиниці, то одержання повідомлення, яке підтверджує цю подію, приносить лише невелику інформацію. Навпаки, повідомлення стосовно події, яку класифікували малоімовірною, є “сенсацією”, тобто воно несе багато інформації.

Із сказаного випливає: *міру кількості інформації доцільно вибирати таким чином, щоб вона відображала ступінь новизни, оригінальності, неочікуваності даного повідомлення.* Таким чином, міра кількості інформації повинна визначатися не конкретним змістом повідомлення, а тією кількістю невизначеностей, які вирішуються при прийманні даного повідомлення. Оскільки зазначені властивості зумовлені виключно ймовірністю появи повідомлення, доцільно розглядати кількість інформації $I(a)$ як функціональну залежність від імовірності його виникнення $P(a)$

$$I(a) = \varphi(P(a)). \quad (6.2)$$

Розглянемо два незалежних повідомлення a_1 та a_2 . Оскільки ймовірність їхньої сумісної появи (послідовної відправки) визначається добутком їхніх індивідуальних ймовірностей $P(a_1, a_2) = P(a_1) \cdot P(a_2)$, то, згідно з принципом адитивності, сумарна кількість інформації повинна дорівнювати сумі їхніх інформаційних значень

$$I(a_1, a_2) = I(a_1) + I(a_2). \quad (6.3)$$

Таким чином, завдання зводиться до пошуку такої функції від ймовірності P , яка б перетворювала операцію множення аргументів на операцію додавання результатів. У математичному аналізі єдиною функцією з такою властивістю є логарифмічна. Отже, кількість інформації повинна бути пропорційною логарифму ймовірності

$$I(a) = k \log P(a),$$

де k – будь-яка постійна, а логарифм береться з будь-якої основи.

Зауважимо, що при такому визначенні кількості інформації виконується друга вимога – при $P(a) = 1$ $I(a) = k \log P(a) = 0$.

Для того, щоб кількість інформації вимірювалася невід’ємним числом, завжди вибирають число $k = -1$, оскільки $P(a) \leq 1$ і $\log P(a) \leq 0$ (якщо основа логарифму більше одиниці. Тому

$$I(a) = -\log P(a) = \log \frac{1}{P(a)}.$$

Природні процеси невід’ємно пов’язані з циркуляцією інформації – її трансляцією, трансформацією та архівацією.

Інформація визначається як цілісна сукупність відомостей про явища, об’єкти та процеси довкілля. Для будь-якого живого організму життєво необхідним є поєднання двох механізмів: інформаційного обміну та управління.

При цьому акт передачі даних обов’язково передбачає взаємодію трьох базових елементів:

передавального елемента;
приймального елемента;
середовища поширення.

Передача даних стає можливою лише за умови взаємодії трьох ключових елементів, що формують систему зв’язку. Сама по собі інформативність джерела – будь то книга чи фільм – не має сенсу без визначення конкретного адресата. До того ж змістовна цінність повідомлення не є фіксованою характеристикою джерела; вона безпосередньо залежить від сприйняття та потреб споживача.

Математики та фізики дійшли згоди, що за одиницю інформації зручно і логічно прийняти таку дозу інформації, яка зменшує наше незнання в якомусь питанні вдвічі, що дозволяє зробити вибір з двох рівноправних можливостей. При цьому, звичайно, ігнорується значимість цього вибору.

Ось кілька прикладів отримання інформації, що дорівнює одиниці.

В якому півріччі планується ваша відпустка?

У першому.

Яка з двох доріг веде до моря?

Права.

У всіх цих прикладах кількість інформації (одержуваної) дорівнює одиниці (одному біту).

Розглянемо ще один приклад. Ваш приятель поклав транзистор в одну з чотирьох коробок. Як за допомогою тільки двох поставлених йому запитань, з відповідями тільки “так” або “ні”, знайти транзистор?

1. Транзистор знаходиться в першій або другій коробці?

Ні.

2. Транзистор знаходиться в четвертій коробці?

Ні.

Транзистор знайдений, він у третій коробці.

З прикладу випливає, що за умови вибору з чотирьох рівноправних результатів необхідно мати дві одиниці інформації.

Якби ми поклали транзистор в одну з восьми коробок, то для відгадки знадобилося б три одиниці інформації. Після першого питання: де транзистор – в перших чотирьох коробках або в наступних? – ми перейшли б до ситуації з чотирма коробками.

Таким чином, з розглянутих прикладів видно залежність між числом результатів або варіантів M і числом одиниць інформації I , що необхідні для прийняття рішення

$$M = 2^I \begin{cases} \text{Вибір з 2-х – одна одиниця інформації.} \\ \text{Вибір з 4-х – дві одиниці інформації.} \\ \text{Вибір з 8-и – три одиниці інформації.} \end{cases}$$

При взятті логарифму від цього виразу по основі два, отримаємо

$$I = \log_2 M. \quad (6.4)$$

Вираз (6.4), який запропонований американським вченим Хартлі в 1928 році, використовується для знаходження необхідної кількості інформації у повідомленні.

З цього виразу випливає, що *кількість інформації, необхідне для вибору з M (рівноправних) варіантів, дорівнює логарифму від числа варіантів.*

Логарифмічна функція I зростає дуже повільно з ростом числа варіантів M , тобто необхідна кількість інформації зростає дуже повільно. Так при $M = 32$ величина $I = 5$; при $M = 256$ величина $I = 8$.

Одинична доза інформації, яка виходить з формули (6.4), якщо в ній покласти $M = 2$ ($\log_2 2 = 1$), отримала міжнародну назву “біт”, що означає *двійкова одиниця*. Дана величина еквівалентна обсягу інформації в повідомленні про бінарну подію, де ймовірність кожного з двох результатів становить 50%. Іншими словами, це кількість інформації, що міститься у виборі між двома рівнозначними альтернативами.

Така одиниця на практиці найбільш зручна внаслідок широкого використання двійкових кодів в обчислювальній техніці і зв’язку.

У теоретичних дослідженнях іноді застосовують натуральний логарифм (нат) або десятковий (дит).

Надалі позначення $\log$ означатиме двійковий логарифм.

Отже, відповідно до прийнятої мірою, обсяг інформації в повідомленні перебуває у зворотній залежності від його ймовірності: чим несподіванішою є подія, тим вищу інформативну цінність вона має.

Відповідно до наведеного вище визначенням обчислення кількості інформації зводиться до знаходження логарифма числа можливих виборів. Будемо вважати, що всі вибори рівноймовірні і незалежні.

Ймовірність передачі кожного можливого повідомлення a в цьому випадку визначається виразом

$$P(a) = \frac{1}{M}, \quad (6.5)$$

а кількість інформації можна визначити так

$$I(a) = \log M = \log \frac{1}{P(a)}. \quad (6.6)$$

З формули (6.6) випливає, що повідомлення несе тим більшу кількість інформації, чим менше його апіорна імовірність. Це положення добре узгоджується з нашими звичайними уявленнями про інформацію. До передачі повідомлення a про подію є невизначена ситуація, яка характеризується імовірністю можливих результатів $P(a)$. З отриманням повідомлення ця невизначеність знімається. Очевидно, чим більш невизначена ситуація мала місце до передачі повідомлення, тим більшу кількість інформації ми отримуємо при її знятті. Можна сказати, що кількість інформації вимірюється ступенем невизначеності сукупності можливих повідомлень. У загальному випадку під час передавання повідомлення невизначеність не усувається повністю. Зокрема, за передавання даних каналом із завадами (шумами) існує ймовірність виникнення помилок. Після отримання інформації залишається деяка невизначеність, але вона менша від тієї невизначеності, яка була до передачі повідомлення.

Отже, кількість інформації, що міститься в даному повідомленні, визначається мірою зменшення невизначеності під час його передавання останнього. Виходячи з цього формулу (6.6) слід переписати в більш загальному вигляді

$$I(a) = \log \frac{P(a/x)}{P(a)}, \quad (6.7)$$

де $P(a/x)$ – апостеріорна імовірність повідомлення, що характеризує невизначеність ситуації після отримання повідомлення;

$P(a)$ – апіорна імовірність, що характеризує невизначеність ситуації до передачі повідомлення.

Кількість інформації в одному елементі повідомлення, визначається як

$$I' = \frac{\log M}{n} = \log m.$$

У тому випадку, якщо джерело повідомлення видає **рівноймовірні** і **статистично незалежні** символи, маємо

$$H = \frac{I}{n} = \log m, \quad (6.8)$$

де H – *ентропія* джерела повідомлень.

Нехай дискретне джерело видає послідовності символів довжиною n з алфавітом обсягом M . Тоді кількість можливих послідовностей довжиною n дорівнює m^n . Нехай задані імовірності появи цих послідовностей $P(a_i^{[n]})$. Кількість інформації, яка міститься в послідовності $a_i^{[n]}$ довжини n дорівнює $\log \frac{1}{P(a_i^{[n]})}$ і є випадковою величиною.

Припустимо, що всі повідомлення незалежні і несумісні, крім цього $\sum_{i=1}^n P(a_i^{[n]}) = 1$. Останнє означає, що завжди передається одне з цих повідомлень.

У випадку, коли в каналі шуми відсутні, приймач завжди приймає повідомлення безпомилково ($P(a/x) = 1$) і відповідно до виразу (6.7) кількість інформації, що несе повідомлення a_i , дорівнює

$$I(a_i) = \log \frac{1}{P(a_i)}. \quad (6.9)$$

З формули (6.9) випливає, що у скінченному ансамблі (А) різні повідомлення містять неоднакову кількість інформації: менш імовірні повідомлення несуть більший обсяг інформації і навпаки. У такому разі, відповідно до законів теорії ймовірностей, середня кількість інформації, що припадає на один символ, дорівнює математичному сподіванню цієї величини $I(a_i)$, тобто

$$H(a) = M[I(a_i)]$$

або, з урахуванням (6.9),

$$H(a) = -\sum_{i=1}^n P(a_i) \log P(a_i). \quad (6.10)$$

Величина $H(a)$ називається *ентропією* джерела повідомлень, що характеризує міру невизначеності сукупності повідомлень даного джерела.

Легко помітити, що вираз (6.8) є окремим випадком формули (6.10) при

$$P(a_i) = P = \frac{1}{m}.$$

Розглянемо ансамбль двох повідомлень a_1 і a_2 з апіорними імовірностями $P(a_1) = p$ і $P(a_2) = 1 - p = q$. За цих умов

$$H(a) = -(p \log p + (1 - p) \log(1 - p)). \quad (6.11)$$

На рис. 6.1 наведено графік залежності $H(a)$ від p .

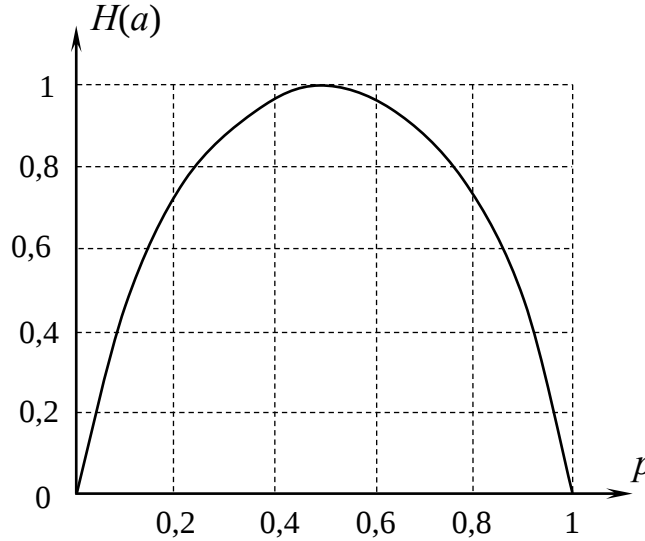


Рис. 6.1. Графік залежності $H(a)$ від p

З цього графіка випливає, що $H(a)$ має максимальне значення при $p = \frac{1}{2}$, тобто коли ситуація є найбільш невизначеною. При $p = 1$ і $p = 0$ ентропія $H(a)$ дорівнює нулю. У цих випадках невизначеність відсутня: при $p = 1$ передається повідомлення a_1 і при $p = 0$ передається повідомлення a_2 . Відповідно до виразу (11), $H(a) = 0$ лише в тому випадку, коли всі імовірності $P(a_i)$, крім однієї, дорівнюють нулю, а ця єдина імовірність дорівнює одиниці.

При заданому n функція $H(a)$ максимальна і дорівнює $H_{\max}(a) = \log m$ тоді, за умови рівної ймовірності всіх повідомлень

$$P(a_1) = P(a_2) = \dots = P(a_n) = \frac{1}{m}, \quad (6.12)$$

що відповідає найбільшій невизначеності.

Таким чином, *ентропія* – це середній обсяг інформації, що припадає на один символ послідовності джерела при необмеженому збільшенні довжини цієї послідовності

$$H(A) = \sum_{i=1}^m P(a_i) \log \frac{1}{P(a_i)} = - \sum_{i=1}^m P(a_i) \log P(a_i). \quad (6.13)$$

Якщо повідомлення джерела нерівноімовірні і залежні, то з формули (6.13) можна одержати

$$H(A) = \sum_{i=1}^m P(a_i) \sum_{j=1}^m P(a_i / a_j) \log \frac{1}{P(a_i / a_j)}, \quad (6.14)$$

де $P(a_i/a_j)$ – умовна імовірність появи символу (повідомлення) a_i , якщо попереднім символом був a_j ;

$P(a_j)$ – безумовна імовірність появи символу a_j .

З виразів (6.8, 6.10, 6.14) випливає, що чим більша ентропія джерела, тим більший у середньому степінь неочікуваності переданих їм повідомлень, тобто тим більш невизначеним є очікуване повідомлення.

Таким чином, можна сформулювати основні властивості ентропії.

1. Ентропія – величина невід’ємна. Вона дорівнює нулю тільки для ансамблю, коли одне повідомлення передається з імовірністю $p = 1$, а інші – з імовірністю $p = 0$.

2. Ентропія адитивна.

3. Якщо ансамбль містить $N = m^n$ різноманітних повідомлень, то $H(A) \leq \log N$, причому максимальна ентропія $H_{\max}(A) = \log N$, відбувається лише тоді, коли всі повідомлення передаються з однаковою ймовірністю та без взаємної залежності.

6.2 Поняття про надлишковість повідомлень

Як відмічалось раніше, максимальну ентропію має повідомлення, що складається з рівноймовірних і статистично незалежних символів

$$H_{\max} = \log m. \quad (6.15)$$

Якщо між символами послідовності повідомлення існують імовірнісні залежності, то джерело повідомлень не реалізує максимально можливу для заданого алфавіту (m) ентропію. У такому разі вважають, що джерело повідомлень є надлишковим.

Надлишковість це наявність будь-яких властивостей джерела, коду, сигналу, каналу зв’язку або всієї системи, що перевищують деякий мінімум, необхідний для представлення або передачі необхідного повідомлення.

Надлишковість джерела повідомлень це його властивість подавати інформацію з використанням більшої кількості символів, ніж це є необхідним.

Як приклад, якщо каналом зв’язку передається надлишковий сигнал, то канал при цьому використовується неефективно, оскільки передавання інформації здійснюється не з максимально можливою швидкістю.

Надлишковістю повідомлення з обсягом алфавіту m називається величина χ , що показує, яка частина максимально можливої при цьому алфавіті ентропії не використовується

$$\chi = \frac{H_{\max} - H}{H_{\max}} = 1 - \frac{H}{\log m}; \quad 0 \leq \chi \leq 1. \quad (6.16)$$

Тексти і мовлення різними мовами мають велику надлишковість, тому що не всі можливі комбінації букв алфавіту використовуються для складання слів і не всі комбінації слів мають значення.

Наявність надлишковості припускає у відомих межах можливість відновлення повідомлення, спотвореного завадою. Так, наприклад, виправляється частково спотворений текст телеграми завдяки кореляції слів і букв у словах.

При передачі смислового тексту через наявність зв'язків між буквами можна виключити прийменники, сполучники, розділові знаки, тому що вони легко можуть бути відновлені при читанні, виходячи із загальної побудови фраз, за відмінковими закінченнями і тощо. Усунення надлишковості дає змогу зменшити обсяг сигналу й, відповідно, підвищити швидкість передавання. Водночас під дією завад виправлення помилок у такому повідомленні стає неможливим. Тому надлишковість часто вводять штучно з метою підвищення достовірності передавання, зокрема в коригувальних кодах.

Статистична структура джерела (у нашому прикладі мови) визначається спільними імовірностями $P(a_1, a_2, \dots, a_n)$ або умовними імовірностями $P(a_i / a_1, a_2, \dots, a_n)$, тобто статистикою різноманітних сполучень окремих елементів.

Повідомлення в даному випадку є послідовністю елементів, імовірність появи кожного з яких залежить не тільки від даного елемента, але і від попередніх елементів. Такі послідовності відомі в математиці як дискретні кола Маркова. Серед можливих кіл Маркова в теорії зв'язку мають найбільше значення ергодичні кола.

Ергодичність означає статистичну однорідність. Якщо процес (джерело) ергодичний, то кожна послідовність, яка утворюється процесом, має однакові статистичні властивості.

Якщо джерело ергодичне, то кількість інформації визначається таким граничним переходом

$$H = \lim_{n \rightarrow \infty} H_n, \quad (6.17)$$

$$\text{де } H_n = -\frac{1}{n} \sum_{i,j,\dots,s} P(a_i, a_j, \dots, a_s) \log P(a_i, a_j, \dots, a_s).$$

Якщо всі елементи рівноймовірні

$$H_0 = \log m = H_{\max}.$$

З урахуванням тільки імовірностей появи окремих елементів одержимо

$$H_n = -\sum_{i=1}^n P(a_i) \log P(a_i).$$

Очевидно $H_n < \dots < H_1 < H_0$. Це означає, що при наявності зв'язків між буквами частина інформації не є для одержувача неочікуваною. Цю інформацію можна не передавати каналом, вона може бути відновлена на приймальному кінці на підставі статистики тексту. У такому разі кількість інформації $I = nH_n$ можна передати меншою кількістю елементів $n_0 < n$, начебто стискуючи текст. При цьому буде передана одна і та ж інформація $H = n_0 H_0$. Таке стиснення можна здійснити шляхом оптимального кодування.

Ефективність системи кодування в цьому випадку можна визначити коефіцієнтом стиснення

$$\eta_{\text{код}} = \frac{H}{H_{\max}} = \frac{n_0}{n}. \quad (18)$$

Тоді

$$\chi = 1 - \eta_{\text{код}} = \frac{H_{\max} - H}{H_{\max}} = \frac{n - n_0}{n}. \quad (19)$$

Дослідження показують, що надлишковість української мови χ дорівнює більш 50%. Це означає, що при кодуванні текст можна стиснути приблизно вдвічі і тим самим підвищити в два рази ефективність передачі тексту каналом зв'язку. Це можна досягти таким кодуванням, коли враховується достатньо повна статистика повідомлень (тексту). П'ятизначний код Бодо, наприклад, не є оптимальним, тому що в ньому всі комбінації мають однакову тривалість (п'ять символів) і, отже, розрахований на передачу тексту, у якому всі букви рівноймовірні. Надлишковість характеризує ступінь ефективності використання можливих елементів повідомлення в джерелі. Чим меншою є надлишковість, тим раціональніше функціонує джерело, оскільки воно генерує більший обсяг інформації.

Процес усунення взаємозв'язку між символами повідомлення (надлишковості) називають *декореляцією*. У теорії електрозв'язку є системи, у яких здійснюється усунення надлишковості.

Робота такої системи базується на виключенні з переданої інформації тієї її частини, що може бути передбачена і, отже, не містить нової інформації. Очікуване значення повідомлення може бути з визначеною ймовірністю передбачено за попередніми значеннями.

Питання для самоконтролю:

1. У чому полягає основна задача теорії інформації та чому для систем зв'язку необхідне кількісне вимірювання інформації?
2. Які статистичні властивості повідомлень враховуються при кількісній оцінці інформації і чому зміст повідомлення при цьому не береться до уваги?
3. Які аксіоматичні вимоги висуваються до міри кількості інформації та який їх фізичний зміст?
4. Чому кількість інформації в повідомленні визначається логарифмічною функцією ймовірності та як отримується вираз $I(a) = -\log P(a)$?
5. Що таке біт як одиниця інформації та який зв'язок між кількістю інформації і числом рівноймовірних варіантів за формулою Хартлі?
6. У чому полягає відмінність між апріорною та апостеріорною імовірностями і як вони впливають на кількість інформації?
7. Дайте визначення ентропії джерела повідомлень та поясніть її зв'язок із середньою кількістю інформації в одному символі.
8. За яких умов ентропія джерела є максимальною, і чому вона дорівнює нулю у випадку повної визначеності?
9. Що таке надлишковість повідомлень, як вона визначається та чому природні мови мають високу надлишковість?
10. Яку роль відіграє надлишковість у системах зв'язку та як її усунення (декореляція, стиснення) впливає на швидкість і достовірність передачі інформації?

7 ПРОПУСКНА ЗДАТНІСТЬ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

7.1 Пропускна здатність цифрових каналів зв'язку

Будь-який канал зв'язку призначено для передавання інформації. Далі розглянемо характеристику каналу, що оцінює його здатність передавати інформацію.

Ансамбль (множина) реалізацій вхідного сигналу позначимо через A , вихідного сигналу через B , а кількість інформації, яка передається через канал зв'язку за час T як $I(B, A)$.

Границя відношення кількості інформації, яка передається по каналу за час T , до цього часу при умові, що час T наближається до нескінченності, називається *інформаційною швидкістю передачі*

$$v_i = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{I(B, A)}{T} \text{ [дв. од./с]}. \quad (7.1)$$

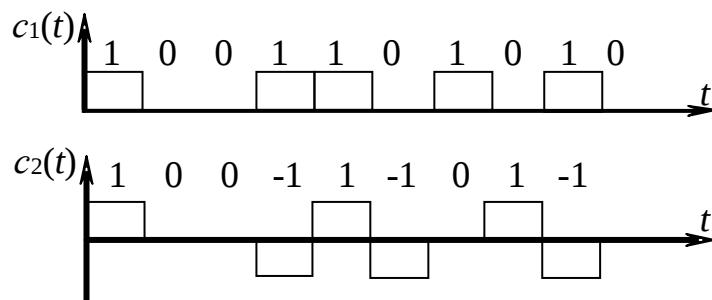
Крім інформаційної швидкості передачі застосовується ще одне поняття – “швидкість передачі символів”

$$v_c = \frac{1}{\tau_i}, \quad (7.2)$$

де v_c – кількість символів цифрового сигналу електрозв'язку, переданих за одиницю часу.

У літературі зустрічається термін *лінійна (технічна) швидкість передачі*, під яким варто розуміти швидкість передачі символів v_c . У загальному випадку для одного і того ж каналу інформаційна швидкість і швидкості передавання символів є неоднаковими. Канали можуть мати однакові швидкості передачі символів v_c , але різні інформаційні швидкості v_i .

Для сигналів $c_1(t)$ і $c_2(t)$ визначимо кількість інформації з урахуванням того, що символи сигналів статистично незалежні і рівноймовірні.



$$H(c_1(t)) = \log 2 = 1 \text{ дв. од.}$$

$$H(c_2(t)) = \log 3 = 1,585 \text{ дв. од.}$$

Іншими словами *інформаційна швидкість передачі* v_i визначає середній обсяг інформації, що передається за одиницю часу

$$v_i = v_c H. \quad (7.3)$$

Ця швидкість залежить не тільки від самого каналу, але і від властивостей сигналу, і тому не може характеризувати його як засіб передачі інформації.

Нехай на вхід каналу зв'язку можуть подаватися сигнали від різних джерел, які характеризуються різними розподілами ймовірностей $p(A)$. Кожне з таких джерел передає каналом певний обсяг інформації. Максимальне за всіма можливими багатовимірними розподілами ймовірностей вихідного сигналу $p(A)$ значення швидкості передавання інформації каналом зв'язку за заданих обмежень (вірності передавання) називається пропускнуою здатністю каналу C

$$C = \max_{p(A)} v_i = \max \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{I(B, A)}{T} \right], \quad (7.4)$$

де T – тривалість повідомлення.

Якщо вхідний A і вихідний B сигнали можуть бути подані послідовностями $[a_i^{[n]}]$ і $[b_i^{[n]}]$, то $C = v_c C_{\text{відл}}$, де $C_{\text{відл}} = \max_{p(A)} [I(b, a)]$ – пропускну здатність на символ або відлік, а v_c – швидкість передавання окремих символів або відліків сигналу.

Величина v_i характеризує середній обсяг інформації, що надходить на вихід каналу за одиницю часу.

Формулу (7.4) можна записати у виді

$$C = \max v_i = \max \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{H(a)}{T} \right], \quad (7.5)$$

де $H(a)$ – середня кількість інформації, яка міститься в одному повідомленні при $T \rightarrow \infty$.

Оскільки $H(a) = \log M(T)$, то

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log M(T)}{T}, \quad (7.6)$$

де $M(T)$ – число всіх можливих повідомлень з тривалістю T .

Розглянемо це на прикладі дискретного каналу зв'язку без завад. Нехай для передачі повідомлень використовується код з основою m , тривалість символів коду однакова і дорівнює τ_i . Кожна кодова послідовність (повідомлення) складається з n символів. Тривалість такої послідовності $T = n\tau_i$. При $T \rightarrow \infty$ кількість символів $n \rightarrow \infty$. Кількість можливих повідомлень $M(n\tau_i) = m^n$.

Тоді відповідно до формули (7.6)

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log m^n}{n\tau_i} = \frac{1}{\tau_i} \log m.$$

Для двійкового (бінарного) коду $m = 2$, тоді

$$C = \frac{1}{\tau_i} = v_c, \quad (7.7)$$

тобто *пропускна здатність* бінарного каналу в двійкових одиницях за секунду дорівнює швидкості передачі в Бодах.

К. Шеннон довів, що *при* $v_i < C$ повідомлення на виході джерела можна закодувати таким чином, щоб передавання його символів каналом здійснювалося зі швидкістю, як завгодно близькою до пропускної здатності каналу. *Передавати інформацію без втрат зі швидкістю v_i більшою ніж C , неможливо.*

Найкраще кодування полягає в тому, щоб забезпечити найбільш можливу швидкість передачі символів джерела v_i при заданому каналі зв'язку, що визначається обсягом алфавіту m і технічною швидкістю передачі v_c , а також при заданому джерелі інформації. Це можна зробити за рахунок кодування послідовності символів на виході джерела повідомлень.

Теорема кодування джерела стверджує, що існує такий метод кодування, за якого середня кількість каналних символів, що припадає на один символ джерела повідомлень, є рівною

$$\bar{n} = \frac{v_c}{v_i} = \frac{H(A)}{\log m} + \varepsilon,$$

де ε — є як завгодно малою величиною. Водночас не існує такого способу кодування, за якого це значення було б меншим за $\frac{H(A)}{\log m}$.

Прикладне значення цієї теореми полягає в тому, що за умови оптимального кодування в беззавадному каналі можлива передача повідомлень джерела зі швидкістю, як завгодно наближеною до величини, визначеної за відповідною формулою

$$v_i = v_c \frac{\log m}{H(A)}. \quad (7.8)$$

Вираз (7.5) визначає гранично можливе значення v_i . Очевидно, що швидкість передавання інформації зростає зі зменшенням ентропії джерела або зі збільшенням його надлишковості. Отже, підвищення швидкості передавання повідомлень можливе шляхом усунення наявної в них надлишковості.

Проте наявність завад у каналі спричиняє спотворення переданих сигналів, що може призвести, що під час передачі повідомлення a_i на виході приймача буде зареєстроване деяке інше повідомлення a_j , де j не збігається з i .

Якщо нам відомі апіорні імовірності переданих повідомлень $P(A_1), P(A_2), \dots, P(A_n)$ і характеристики завад, які мають вплив на сигнал, то при прийманні ми можемо визначити новий апостеріорний розподіл прийнятих сигналів $P(A_1/X_1), P(A_2/X_2), \dots, P(A_n/X_n)$.

За допомогою цього розподілу можна обчислити ймовірність правильного рішення про те, яке з можливих повідомлень було передано. Кількість прийнятої інформації у цьому випадку прийме вид

$$I(X_j, A_i) = \log \frac{P(A_i/X_j)}{P(A_i)}, \quad (7.9)$$

де $I(X_j, A_i)$ – кількість інформації, що міститься в прийнятому сигналі X_j щодо сигналу A_i .

Після усереднення виразу (7.9) за всіма A і X , одержимо такий вираз для середнього значення кількості прийнятої інформації

$$I(X, A) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m P(A_i, X_j) \log \frac{P(A_i/X_j)}{P(A_i)}.$$

Якщо врахувати, що

$$P(X_j, A_i) = P(A_i)P(X_j/A_i) = P(X_j)P(A_i/X_j),$$

то після перетворень одержимо

$$I(X, A) = H(A) - H(A/X), \quad (7.10)$$

де $H(A/X) = -\sum_{j=1}^m P(X_j) \sum_{i=1}^m P(A_i/X_j) \log P(A_i/X_j)$ – умовна ентропія сигналу.

Можна показати, що для знаходження кількості інформації справедлива і інша формула

$$I(X, A) = H(X) - H(X/A). \quad (7.11)$$

Співвідношення (7.10) і (7.11) наглядно показує рис. 7.1, де $H(A)$ – продуктивність джерела повідомлень, $H(X)$ – повна власна інформація про прийнятий сигнал за одиницю часу. Величина $H(A/X)$ характеризує частину інформації, яка втрачається при проходженні через канал зв'язку у результаті впливу завад, а $H(X/A)$ – сторонню інформацію, яка не має відношення до джерела повідомлень і створюється присутніми в каналі завадами.

Швидкість передачі каналом з шумами визначається співвідношеннями, аналогічними співвідношенням для каналу без завад

$$v_i = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{I(X, A)}{T}, \quad (7.12)$$

де $I(X, A)$ визначається однією з формул (7.10) або (7.11).

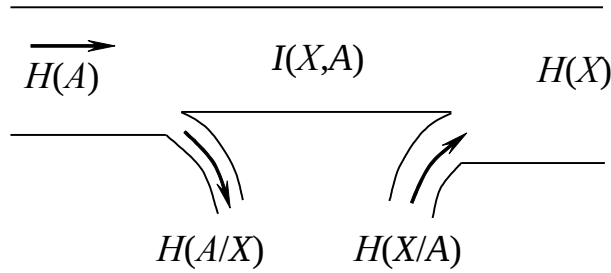


Рис. 7.1. Знаходження кількості інформації

Отже, пропускна здатність каналу визначається за формулою

$$C = \max v_i = \max \left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{I(X, A)}{T} \right)$$

або

$$C = \max_{p(A)} \frac{1}{n \tau_i} (H(A) - H(A/X)) = \max_{p(A)} \frac{v_c}{n} (H(X) - H(X/A)). \quad (7.13)$$

Пропускна здатність каналу за наявності шумів дорівнює максимальній швидкості передачі, яка можлива за умови належного узгодження джерела з каналом.

Вираз (7.13) можна переписати у вигляді

$$C = C_0 - \Delta C = v_c [H_0 - \Delta H], \quad (7.14)$$

де C_0 і H_0 – відповідно пропускна здатність і ентропія каналу зв'язку без умови завад, ΔC і ΔH – враховують втрати інформації в каналі зв'язку із завадами.

Пропускна здатність m -позиційного каналу зв'язку в умовах завад визначається за виразом

$$C = v_c \left[\log m + P_{\text{пом}} \log \frac{P_{\text{пом}}}{m-1} + (1 - P_{\text{пом}}) \log(1 - P_{\text{пом}}) \right].$$

де $P_{\text{пом}}$ – імовірність помилкового приймання m -ічних сигналів.

У бінарного (двійкового) каналу зв'язку ($m = 2$), пропускна здатність буде дорівнювати

$$C = v_c (1 + P_{\text{пом}} \log P_{\text{пом}} + (1 - P_{\text{пом}}) \log(1 - P_{\text{пом}})).$$

Залежність C/v_c від $P_{\text{пом}}$ показано на рис. 7.2.

З наведених прикладів випливає, що пропускна здатність каналу повністю визначається основою коду m , швидкістю передавання символів ν_c та імовірністю помилкового приймання символів $P_{\text{пом}}$.

За умови $P_{\text{пом}} = 0$ канал зв'язку є беззавадним, і згідно з виразом (7.7) його пропускна здатність дорівнює $C = \nu_c$. При $P_{\text{пом}} = 0,5$ пропускна здатність каналу зменшується до нуля, оскільки за такої ймовірності помилки двійкову послідовність можна отримати навіть без передавання сигналів каналом — шляхом випадкового вибору символів, тобто послідовності на вході та виході каналу є незалежними. Ситуацію, коли $C = 0$, називають *обривом каналу*.

Те, що при $P_{\text{пом}} = 1$ пропускна здатність досягає максимального значення, пояснюється тим, що в цьому випадку для коректного відновлення вхідного сигналу достатньо інвертувати всі символи на виході каналу.

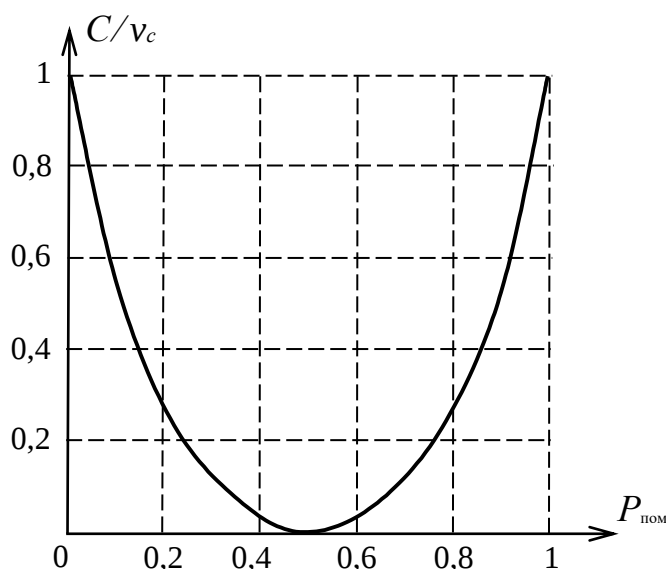


Рис. 7.2. Залежність C/ν_c від $P_{\text{пом}}$

Інформація каналом зв'язку може бути передана за умови, що *продуктивність джерела* $\nu_i = \frac{1}{\tau_i} H(A)$ не перевищує *пропускної здатності* каналу зв'язку

$$C \geq \nu_i. \quad (7.15)$$

Очевидно, що жодне джерело не може передати каналом зв'язку обсяг інформації, який перевищує величину C , оскільки пропускна здатність визначає гранично можливу швидкість передавання інформації каналом із заданими характеристиками.

Нерівність (7.15) становить зміст основної теореми Шеннона, яку можна сформулювати так.

Теорема кодування для каналу з завадами. Якщо продуктивність джерела повідомлень v_i є меншою за пропускну здатність C дискретного каналу з завадами, то існує такий спосіб кодування переданих повідомлень і декодування прийнятих сигналів, за якого ймовірність помилки може бути зроблена як завгодно малою. Якщо ж $v_i > C$, то жоден спосіб кодування не забезпечує надійної передачі інформації.

Важливою рисою теорем Шеннона є те, що вони не описують конкретних практичних методів реалізації процедур кодування та декодування, а встановлюють лише їхні принципові межі.

Задача кодування при передачі повідомлень каналом із завадами значно ускладнюється. Тут необхідно врахувати не тільки статистику джерела повідомлень, але і шкідливий вплив завад (шумів). Якщо в каналах без шумів надлишковість джерела повідомлень не була потрібна і ми прагнули її усунути при кодуванні, то в каналах із завадами надлишковість дозволяє послабити вплив завад і підвищити достовірність передачі.

В даний час розроблені теорія і методи кодування, що дозволяють вести передачу зі швидкостями які наближаються до пропускну здатності. Коди, які близькі до оптимальних, виявляються дуже складними. Для реалізації таких кодів потрібне застосування спеціалізованих обчислювальних машин. На практиці усе більше застосування знаходять коди, що дозволяють виявляти і виправляти помилки (коригувальні коди). У ряді випадків ці коди можуть бути не дуже складними і дозволяють істотно підвищити завадостійкість зв'язку.

Принцип побудови цих кодів полягає в тому, що до звичайної кодової комбінації додаються додаткові знаки (вводиться надлишковість), які необхідні для виявлення і виправлення помилок.

7.2 Пропускна здатність аналогових каналів зв'язку

Визначимо пропускну здатність аналогового (неперервного) каналу зв'язку. Нехай аналоговий сигнал з обмеженим спектром ΔF_c передається каналом зв'язку зі смугою пропускання $\Delta F = \Delta F_c$. У каналі зв'язку діє флуктуаційна завада типу білий гауссівський шум з потужністю $P_{ш}$.

Сигнали на виході і вході каналу ($A(t)$ і $X(t)$) за теоремою Котельникова визначаються своїми відліками, взятими через інтервал часу Δt , і тому інформація, що проходить каналом зв'язку за якийсь час T , дорівнює сумі кількості інформації, яка передається за кожний такий відлік. Пропускна здатність каналу на один такий відлік дорівнює

$$C_{\text{відл}} = \max_{p(a)} [h(X) - h(X/A)]. \quad (7.16)$$

Визначимо диференціальну ентропію $h(X/A)$ гауссівського розподілу

$$p(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(a-m_x)^2}, \quad (7.17)$$

де m_x – математичне очікування;

σ^2 – дисперсія випадкової величини X .

Відліки сигналів на вході та на виході каналу зв'язку, а також шуму B пов'язані рівнянням

$$X = A + B. \quad (7.18)$$

Виходячи з того, що B має нормальний (гауссівський) розподіл, то й умовна щільність розподілу імовірностей $p(x/a)$ при фіксованому a буде також нормальною – з математичним очікуванням $m_x = a$ і дисперсією $\sigma^2 = P_{\text{ш}}$. У цьому випадку

$$h(X/A) = \log \sqrt{2\pi e P_{\text{ш}}}. \quad (7.19)$$

Тому задача визначення $C_{\text{відл}}$ зводиться до визначення $p(A)$, при якій $h(X)$ буде максимальною.

З огляду на те, що A і B є незалежними випадковими величинами, дисперсія суми яких дорівнює

$$D(X) = D(A) + D(B) = P_c + P_{\text{ш}}. \quad (7.20)$$

Відомо, що при фіксованій дисперсії максимальна диференціальна ентропія забезпечується нормальним розподілом, тобто

$$\max_{p(A)} h(X) = \log \sqrt{2\pi e (P_c + P_{\text{ш}})},$$

тому

$$C_{\text{відл}} = \log \sqrt{2\pi e (P_c + P_{\text{ш}})} - \log \sqrt{2\pi e P_{\text{ш}}} = \frac{1}{2} \log \frac{P_c + P_{\text{ш}}}{P_{\text{ш}}}. \quad (7.21)$$

Якщо швидкість передачі відліків за секунду дорівнює v_c , то пропускна здатність буде визначатися співвідношенням

$$C = v_c C_{\text{відл}} = \frac{v_c}{2} \log \frac{P_c + P_{\text{ш}}}{P_{\text{ш}}}. \quad (7.22)$$

Відліки, розділені інтервалом часу $\frac{1}{2\Delta F}$ взаємно некорельовані, що для гауссівських величин означає взаємну незалежність. За одну секунду буде передаватися $2\Delta F$ незалежних відліків і остаточний вираз для C буде мати вигляд

$$C = 2\Delta F C_{\text{вдл}} = \Delta F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right). \quad (7.23)$$

Вираз (7.23) справедливий в тому випадку, якщо в каналі зв'язку діє завада з гауссівським розподілом. Співвідношення (7.23) часто називають формулою Шеннона. Ця формула має важливе значення в теорії інформації, тому що визначає залежність пропускної здатності неперервного каналу від його технічних характеристик (ширини смуги пропускання і відношення сигнал/шум).

Формула (7.23) **визначає пропускну здатність неперервного каналу при наявності флуктуаційної завади з рівномірним спектром.**

Формула Шеннона вказує на можливість обміну смуги пропускання на потужність сигналу. Проте оскільки C залежить від ΔF лінійно, а від $P_c/P_{\text{ш}}$ – за логарифмічним законом, компенсувати можливе зменшення смуги пропускання збільшенням потужності сигналу як правило не вигідно. Більш ефективним є зворотний обмін потужності сигналу на смугу пропускання. Графік відношення зображений на рис. 7.3.

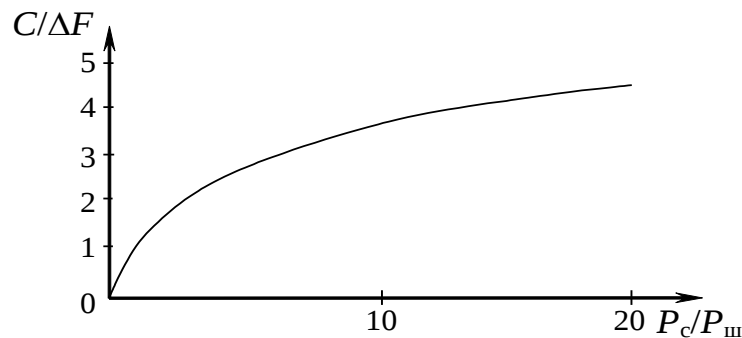


Рис. 7.3. Графік відношення зворотнього обміну потужності сигналу на смугу пропускання

$$\frac{C}{\Delta F} = \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) \quad (7.24)$$

Розглянемо, як змінюється пропускна здатність гауссівського каналу зі зміною його смуги пропускання. Для цього виразимо потужність шуму в каналі через його спектральну щільність потужності G_0

$$P_{\text{ш}} = G_0 \Delta F. \quad (7.25)$$

Тоді

$$C = \Delta F \log \left(1 + \frac{P_c}{G_0 \Delta F} \right) = \Delta F \log e \ln \left(1 + \frac{P_c}{G_0 \Delta F} \right) \quad (7.26)$$

При збільшенні ΔF пропускна здатність C спочатку швидко зростає, а потім наближається до границі

$$C = \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} \left(\frac{P_c}{G_0} \right) \log e \cong \frac{P_c}{G_0} 1,44 \text{ біт/с.} \quad (7.27)$$

Залежність C від ΔF показана на рис. 7.4.

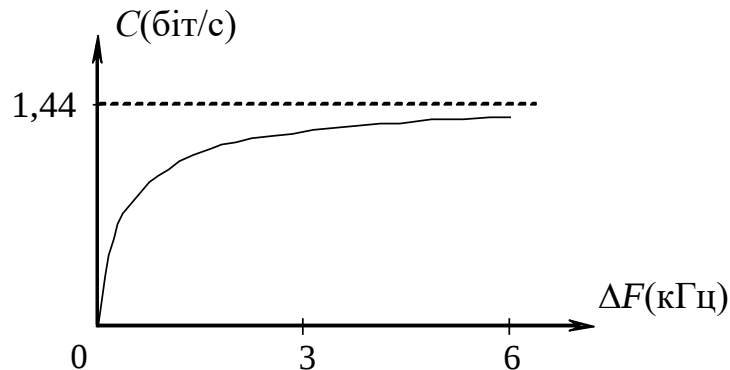


Рис. 7.4. Залежність C від ΔF

Із зростанням ширини смуги пропускання можливості неперервного каналу зв'язку з передачі інформації збільшуються. Проте смуга пропускання не містить в собі необмежених можливостей збільшення пропускної здатності.

Питання для самоконтролю:

1. Що таке інформаційна швидкість передачі та як вона визначається при $T \rightarrow \infty$?
2. Як пов'язані між собою інформаційна швидкість, швидкість передачі символів і ентропія джерела?
3. Дайте визначення пропускної здатності цифрового каналу зв'язку та поясніть, від яких факторів вона залежить.
4. Чому для двійкового каналу без завад пропускна здатність дорівнює швидкості передачі в бодах?
5. У чому полягає основна теорема Шеннона для каналів зв'язку з завадами і яке її практичне значення?
6. Як імовірність помилки приймання символів впливає на пропускну здатність каналу та що називають обривом каналу?
7. Яку роль відіграє надлишковість повідомлень у каналах без завад і в каналах із завадами?
8. Як визначається пропускна здатність аналогового (неперервного) каналу при гауссівському шумі та які параметри на неї впливають?
9. У чому полягає зміст формули Шеннона для неперервного каналу та чому обмін смуги пропускання на потужність сигналу є обмеженим?

8 БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ З ЧАСТОТНИМ І ЧАСОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ СИГНАЛІВ

8.1 Методи об'єднання і розділення сигналів у БСП

Часто виникає необхідність одночасно передавати велику кількість незалежних повідомлень однією лінією зв'язку. Оскільки з економічних міркувань недоцільно використовувати дорогу лінію зв'язку для передавання інформації між однією парою абонентів виникає потреба у створенні багатоканальних систем передавання, в яких по спільній лінії одночасно передається велика кількість сигналів окремих каналів. Розв'язання цієї задачі здійснюється шляхом ущільнення (мультиплексування) каналів. Під *ущільненням* каналу розуміють утворення в одному каналі або фізичній лінії декількох незалежних (індивідуальних) каналів. Багатоканальна передача можлива лише в тому випадку, коли пропускна здатність лінії C не менша, ніж сумарна продуктивність джерел інформації $C_{\Sigma} \geq \sum_{i=1}^N H'_i$, де H'_i – продуктивність i -го джерела; N – кількість каналів.

Багатоканальною системою передачі (БСП) називають сукупність технічних засобів і середовища поширення, яка забезпечує утворення декількох каналів передачі на основі деякого загального принципу. БСП можуть бути як аналоговими так і дискретними (цифровими). Мірою ємності БСП є кількість типових каналів передачі. Для *аналогових систем* це канал *тональної частоти (КТЧ)* зі смугою частот від 300 Гц до 3,4 кГц, а для *цифрових систем* – *основний цифровий канал (ОЦК)* зі швидкістю передачі 64 кбіт/с. Структурна схема БСП зображена на рис. 8.1.

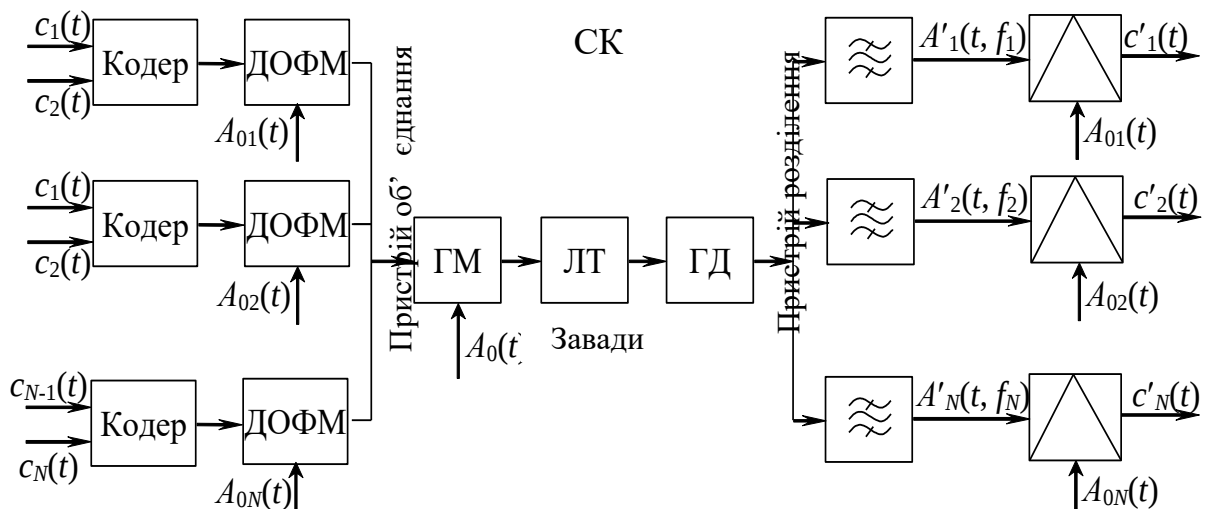


Рис. 8.1. Структурна схема багатоканальної системи передачі

На вхід БСП надходять каналні первинні сигнали $c_1(t), c_2(t), \dots, c_N(t)$, ($i = 1, 2, \dots, N$). На виході перетворювачів (П- i) (як правило модуляторів) утворюються високочастотні каналні сигнали $A_i(t, \lambda_i)$, де λ_i – деякий розпізнавальний параметр. Потім у пристрої об'єднання (ПО) здійснюється об'єднання всіх каналних сигналів у єдиний груповий сигнал $A_\Sigma(t)$. Груповий сигнал передається лінійним трактом (ЛТ). Система керування (СК) управляє розподілом ресурсу ЛТ.

Лінійний тракт це сукупність технічних засобів системи передавання, яка забезпечує передавання електров'язкових сигналів у заданій смузі частот або з швидкістю, що відповідає характеристикам конкретної системи передачі. У залежності від середовища поширення лінійному тракту присвоюють назви: кабельний, волоконно-оптичний, радіорелейний, супутниковий або комбінований. В залежності від типу системи передачі розрізняють аналогові і цифрові ЛТ.

Груповий сигнал $A_\Sigma(t)$, що передається лінійним трактом, називають лінійним сигналом (у ЛТ груповий сигнал піддається додатковим перетворенням для ефективної його передачі).

При прийманні лінійний сигнал розділяється на каналні сигнали (КС) у пристрої розділення (ПР) на основі використання розділових ознак (параметрів λ_i), а потім у перетворювачах (П- i) усуваються розділові параметри і відновлюються первинні сигнали.

Пристрої об'єднання і розділення можуть входити до складу лінійного тракту або абонентського групового обладнання.

Прийняті сигнали $c'_i(t)$ відрізняються від переданих сигналів $c(t)$ за рахунок завад і спотворень у ЛТ, недосконалості пристроїв об'єднання, розділення і перетворювачів.

Як було відзначено вище, для розрізнення сигналів окремих каналів БСП повинні існувати розділові ознаки λ_i , властиві тільки даному сигналу. Такими ознаками в загальному випадку можуть бути, наприклад, амплітуда, частота, фаза, форма сигналів тощо.

Для розділення N каналних сигналів на приймальному боці буде потрібна відповідна кількість пристроїв розділення, кожен з яких повинен виділяти свій сигнал. В ідеальному випадку i -й приймальний пристрій виділяє i -й сигнал.

Існують лінійні і нелінійні способи розділення КС у БСП.

До лінійних відносяться способи, при яких розділення сигналів окремих каналів здійснюється лінійними пристроями. При цьому груповий сигнал є лінійною функцією КС і може бути поданий у вигляді

$$A_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t, \lambda_i).$$

Для того, щоб множини сигналів були лінійно розділені, необхідно і достатньо, щоб ці множини були лінійними і непересічними.

Відомо, що множина є *лінійною*, якщо до неї входить будь-яка лінійна комбінація її елементів. Наприклад, якщо v і w – елементи множини, то вона буде лінійною, якщо av і bw також будуть елементами цієї множини (a і b – постійні величини).

Для того, щоб функції $A_1(t, \lambda_i), A_2(t, \lambda_i), \dots, A_N(t, \lambda_i)$ були лінійно незалежними, необхідно і достатньо, щоб відрізнявся від нуля визначник матриці $\|A_{ij}\|$, елементи якої визначені співвідношенням

$$A_{ij} = \int_0^T A_i(t) A_j(t) dt.$$

Таким чином, умову лінійної незалежності функцій можна записати у вигляді

$$\Gamma(A_1, A_2, \dots, A_N) = \begin{vmatrix} (A_1, A_1) & (A_1, A_2) & \dots & (A_1, A_N) \\ (A_2, A_1) & (A_2, A_2) & \dots & (A_2, A_N) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (A_N, A_1) & (A_N, A_2) & \dots & (A_N, A_N) \end{vmatrix} \neq 0, \quad i \neq j,$$

де (A_i, A_j) – скалярний добуток сигналів $A_i(t, \lambda_i)$ и $A_j(t, \lambda_j)$.

Даний визначник дорівнює нулю, якщо функція Грама $\Gamma(A_1(t, \lambda_1), A_2(t, \lambda_2), \dots, A_N(t, \lambda_N))$ лінійно залежна і позитивна для лінійно незалежних функцій. Лінійно незалежною є ортонормована система, тому для неї визначник Грама дорівнює одиниці.

Для лінійного розділення каналних сигналів необхідно, щоб вони складали клас ортогональних функцій

$$\int_0^T A_i(t, \lambda_i) A_j(t, \lambda_j) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j; \\ \text{const} & \text{при } i = j. \end{cases} \quad (8.1)$$

Прикладами ортогональних функцій можуть бути:
 будь-які функції, спектри яких не перетинаються;
 ортогональні системи тригонометричних функцій;
 функції, які не перекриваються за часом, тощо.

Переважає більшість існуючих роздільних систем є ортогональними або майже ортогональними (значення інтегралу (8.1) значно менше, ніж енергія елемента індивідуального сигналу). Існують також і неортогональні (лінійно-залежні)

системи, у яких співвідношення (8.1) не виконується навіть приблизно. У цих умовах не можна розділити індивідуальні сигнали за допомогою лінійної схеми, але іноді це вдається здійснити нелінійними методами.

В *асинхронних* системах передачі здійснюється незалежна за часом робота індивідуальних каналів. У синхронних системах передачі межі відрізків часу, в інтервалі яких передаються сигнали даного каналу, строго визначені щодо меж сигналів інших каналів. *Синхронні* системи передачі, хоча і є технічно більш складними, забезпечують можливість застосування найбільш досконалих способів розділення й обробки сигналів і, отже, можливість більш повно реалізувати пропускну здатність і завадостійкість системи й індивідуальних каналів.

Асинхронні способи передачі менш ефективно використовують пропускну здатність лінійного тракту. Однак вони є технічно більш простими і представляють можливість незалежної роботи каналів зв'язку (наприклад, з різними швидкостями передачі), що практично важливо для неоднотипних і територіально рознесених відправників повідомлень.

Відповідно до правила перетворення каналних сигналів у груповий сигнал усі БСП можуть бути об'єднані в три великі групи:

- роздільні системи ущільнення;
- комбінаційні системи ущільнення;
- змішані системи ущільнення.

Найбільш широко розповсюджені системи, у яких груповий сигнал $A_{\Sigma}(t)$ утворюється шляхом простого додавання індивідуальних сигналів $A_i(t)$, кожен з яких переносить інформацію тільки про одне повідомлення

$$A_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t).$$

Такі системи називають *роздільними*.

Комбінаційні системи – це системи, у яких у кожного сполучення $\prod_{i=1}^N m_i$ символів індивідуальних джерел є визначений номер. При цьому нумерація сполучень може здійснюватися в будь-якому порядку. Ці номери передаються в канал за допомогою реалізацій групового сигналу.

На виході каналу зв'язку за прийнятою реалізацією групового сигналу відновлюється номер і відповідна йому комбінація переданих індивідуальних джерел.

Змішаними називаються системи, у яких спільно використовуються і роздільні і комбінаційні методи розділення сигналів.

Класифікація методів розділення сигналів наведена на рис. 8.2.



системи з частотним розділенням;

системи з амплітудним розділенням (розділенням за рівнем);

системи зі структурним розділенням;

системи з часовим розділенням.

системи з фазовим розділенням (багаторазова фазова і відносна-фазова маніпуляція (БФМ і БВФМ);

системи з амплітудним розділенням каналів (багаторазова амплітудна маніпуляція (БАМ));

системи зі структурним розділенням (багаторазова структурна маніпуляція (БСМ)).

101

8.2. БСП з частотним розділенням сигналів

Багатоканальною системою передачі з частотним розділенням каналів називається система передачі, у якій для передавання сигналів кожному каналу передачі в діапазоні частот лінійного тракту виділяється визначена смуга частот. БСП з частотним розділенням каналів знаходять широке застосування, що пояснюється можливістю одержання великої кількості каналів при відносній простоті обладнання. Розпізнавальною ознакою λ при утворенні каналного сигналу $A(t)$ є частота f . Функціональна схема БСП з частотним розділенням каналів подана на рис. 8.3.

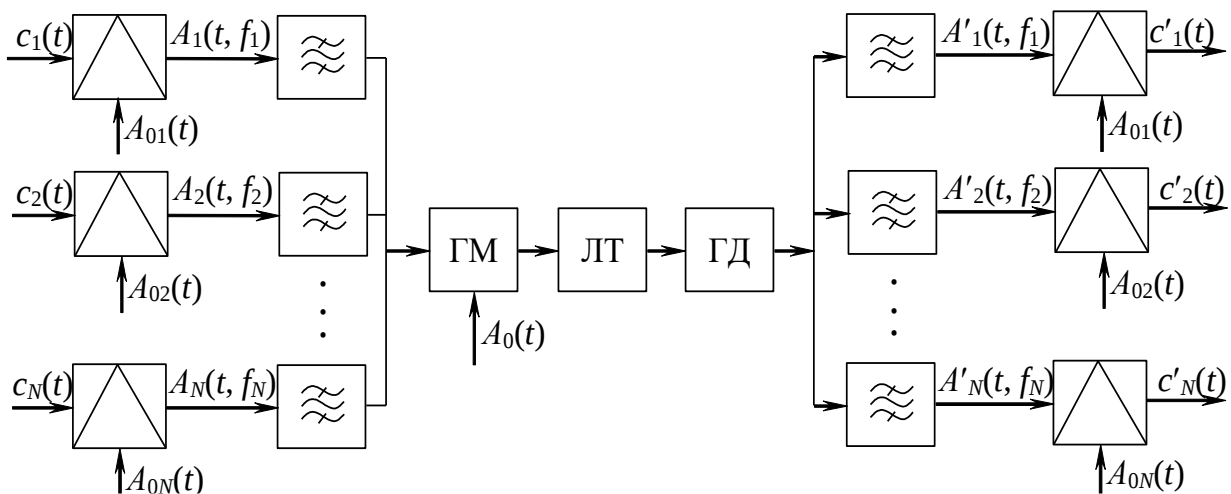


Рис. 8.3. Функціональна схема БСП з частотним розділенням каналів

Етапи перетворення сигналів наведено на рис. 8.4.

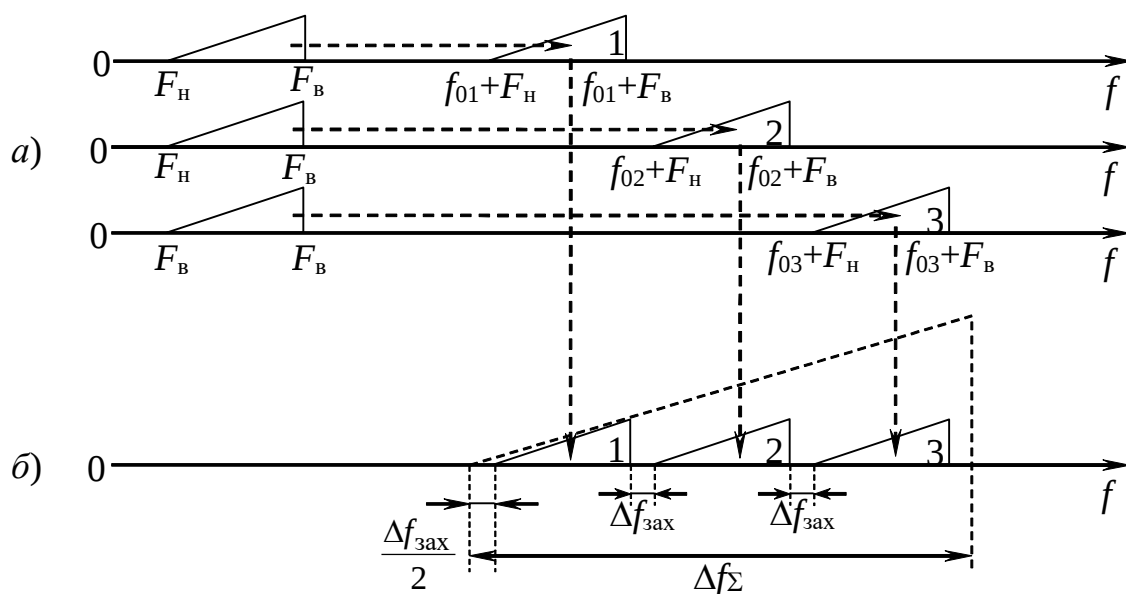


Рис. 8.4. Етапи перетворення сигналів

Спочатку первинними сигналами $c_1(t), c_2(t), \dots, c_N(t)$ виконується модуляція на частоті кожного каналу $f_{01}, f_{02}, \dots, f_{0N}$ (рис. 8.4, а). Найчастіше при частотному розділенні каналів застосовують односмугову модуляцію (ОМ).

Сpektри каналних сигналів, отримані на виході частотних фільтрів, об'єднуються в певну стандартну групу, яка надходить на груповий модулятор ГМ (рис. 4, б). Тут спектр за допомогою колювання несучої частоти переноситься в смугу частот, відведену для передачі стандартної групи каналів. У БСП може одночасно перетворюватися одна або декілька стандартних груп каналів. В останньому випадку буде використовуватися декілька ГМ зі своїми колюваннями з несучими частотами. У результаті частотних перетворень стандартних груп формується груповий сигнал. Далі груповий сигнал перетворюється на лінійний сигнал, який передається по лінії зв'язку. При цьому може застосовуватися будь-який вид модуляції. Загальна смуга частот, що займається груповим сигналом, визначається як $\Delta f_{\Sigma} = (\Delta F_{\kappa} + \Delta f_{\text{зах}}) \cdot N$, де ΔF_{κ} – ширина спектра каналного сигналу (КС); $\Delta f_{\text{зах}}$ – захисний проміжок між спектрами КС; N – кількість каналів у системі передачі.

На приймальному боці розділення каналних сигналів відбувається за рахунок смугових фільтрів. Оскільки неможливо забезпечити абсолютну стабільність частот настроювання смугових фільтрів, для зменшення впливу перехідних завад до допустимого рівня приходитьс я вводити захисні частотні інтервали $\Delta f_{\text{зах}}$. У демодуляторах здійснюється перетворення каналних сигналів $A'_i(t, f_i)$ у первинні сигнали $c'_i(t)$.

Особливістю БСП з частотним розділенням каналів є те, що в них здійснюється багаторазове перетворення частоти первинного сигналу. При односмуговій модуляції спектр первинного сигналу переноситься в область робочих частот шляхом декількох перетворень з наступною фільтрацією. Неідеальність модуляторів і недосконалість смугових фільтрів є причиною взаємних завад. Звичайно, для усунення небажаної бічної смуги частот застосовуються *LC-фільтри*, однак для достатнього усунення необхідно виконати умову $\frac{\Delta F}{f_0} > 0,02$, де $\Delta F = F_{\text{в}} - F_{\text{н}}$ – ширина спектра первинного сигналу (рис. 8.5).

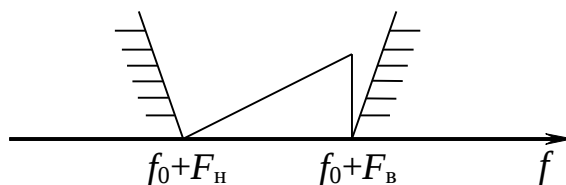


Рис. 8.5. Усунення небажаної бічної смуги частот

Тому при кожному перетворенні частоту несучого коливання вибирають такою, щоб виконувалася ця умова. Крім того, пред'являються високі вимоги до лінійності амплітудної характеристики лінійного тракту. Це пов'язано з тим, що при нелінійних спотвореннях групового сигналу спектри каналних сигналів «збагачуються» додатковими складовими, що призводить до взаємного перекриття спектрів сусідніх каналів, утруднюючи розділення сигналів на приймальному боці. У БСП з частотним розділенням каналів основним є так називаний *канал тональної частоти* (КТЧ), під яким розуміють канал з ефективно переданою смугою частот (300...3400) Гц, такі канали іноді називають *стандартними телефонними каналами*. Ширина смуги частот КТЧ дорівнює 3100 Гц. Для зменшення взаємних впливів між каналами передбачені захисні інтервали (смуги розфільтровки) шириною 900 Гц. Таким чином, для передачі одного КТЧ (з урахуванням смуги розфільтровки) у груповому сигналі виділяють смугу частот 4 кГц. У БСП з частотним розділенням каналів ефективно використовується лише близько 80% смуги пропускання лінії зв'язку.

Для передачі аналогових сигналів у БСП застосовується ОМ з подавленою несучою (SSBSC). Канали ТЧ розташовуються на частотній осі з частотним інтервалом 4 кГц. Згідно з рекомендаціями Міжнародного союзу електрозв'язку (International Telecommunication Union – ITU) побудова багатоканальних систем підпорядковується ієрархічному принципу. У табл. 8.1 наведена ієрархія частотного об'єднання каналів у стандартні групи.

Смуги частот кожної групи обрані так, щоб у відповідну групу попадав мінімум завад нелінійного походження.

У польових БСП з частотним розділенням каналів первинна група формується шляхом об'єднання не 12 КТЧ, а чотирьох так званих попередніх груп. Попередня група складається з трьох КТЧ і займає смугу 12...24 кГц.

Таблиця 8.1. Ієрархія частотного об'єднання каналів у стандартні групи

Група каналів	Смуга частот, кГц	Кількість каналів і груп
Канал ТЧ	0,3–3,4	1
Попередня група (ППГ)	12–24	3 канала ТЧ
Первинна група (ПГ)	60–108	12 каналів ТЧ (4 ППГ)
Вторинна група (ВГ)	312–552	5 ПГ – 60 каналів ТЧ
Третинна група (ТГ)	812–2044	5 ВГ – 300 каналів ТЧ
Четвіркова група (ЧГ)	8516–12388	3 ТГ – 900 каналів ТЧ

8.3 БСП з часовим розділенням сигналів

БСП з часовим розділенням каналів називається система, в якій для передавання сигналів кожному каналу в лінійному тракті виділяються визначені інтервали часу. В основу цього принципу покладена теорема Котельникова.

Структурна схема БСП з часовим розділенням каналів зображена на рис. 8.6.

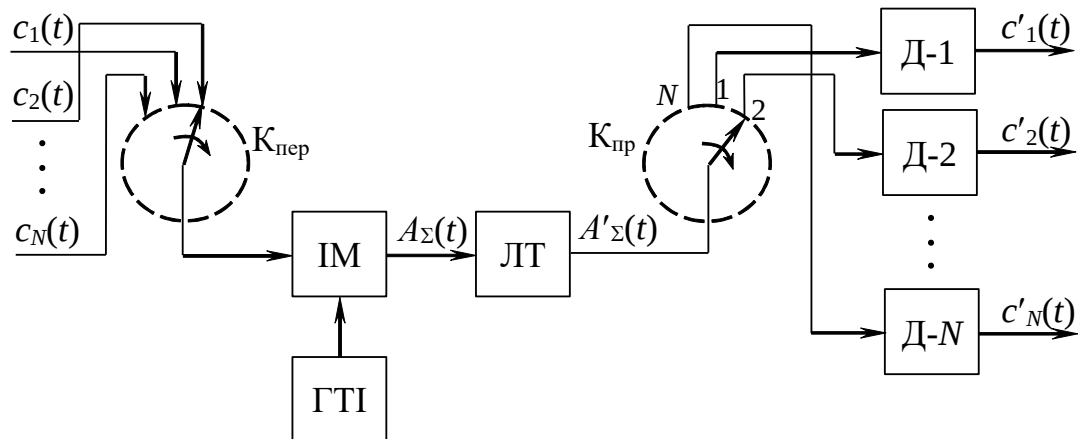


Рис. 8.6. Структурна схема БСП з часовим розділенням каналів

Принцип часового розділення полягає у тому, що сигнали різних каналів передаються лінією зв'язку по черзі та у тій же послідовності надходять на вхід приймачів.

При часовому розділенні каналів розпізнавальною ознакою каналних сигналів λ_i є різні часові інтервали, які займають ці сигнали, тобто ЛТ за рахунок комутатора $K_{\text{пер}}$ надається послідовно кожному з цих каналів на деякий проміжок часу Δt_i . Спочатку передається сигнал першого каналу $c_1(t)$, після нього сигнал другого каналу, і так далі до останнього каналу з номером N . Цей процес (цикл) повторюється періодично з частотою дискретизації F_d . На приймальній стороні встановлюється аналогічний комутатор $K_{\text{пр}}$, який підключає лінійний тракт до приймачів різних каналів. Приймач i -го каналу (демодулятор – Д) підключається лише на час передачі відповідного i -го сигналу і відключається під час передачі сигналів інших каналів..

Для коректної роботи системи необхідно забезпечити синхронне та синфазне перемикання каналів на передавальній і приймальній сторонах. Часто сигнали синхронізації передають через один із інформаційних каналів.

У системах з часовим розділенням каналів застосовуються послідовності модульованих імпульсів $A_1(t)$, $A_2(t)$, ..., $A_N(t)$, які не перекриваються у часі. Об'єднання всіх каналних сигналів формує груповий сигнал $A_{\Sigma}(t)$.

На рис. 8.7 для спрощення показані тільки сигнали першого і другого каналів. У кожному каналі передається послідовність модульованих за амплітудою імпульсів.

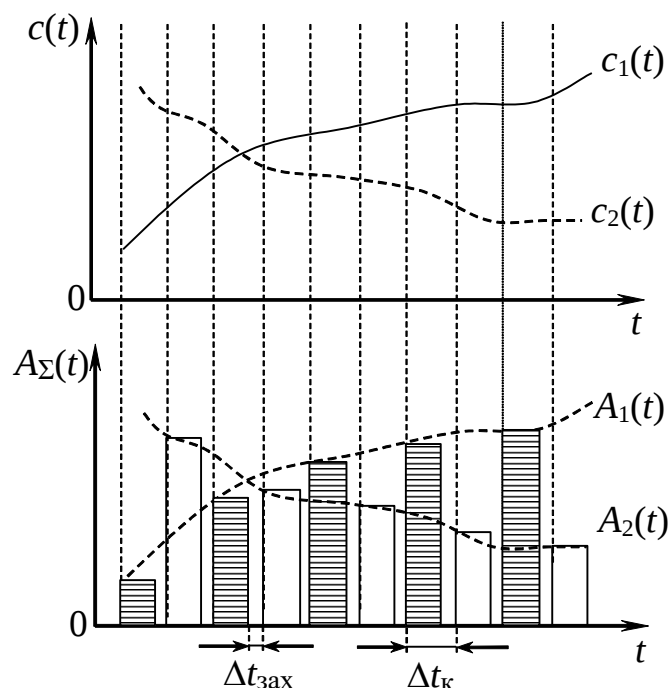


Рис. 8.7. Сигнали першого і другого каналів при утворенні групового сигналу $A_{\Sigma}(t)$ де у кожному каналі передається послідовність модульованих за амплітудою імпульсів

При часовому розділенні взаємні завади в основному пояснюються двома факторами: обмеженням смуги частот сигналу та недосконалістю синхронізації.

Лінійні спотворення сигналів виникають через обмежену смугу частот системи та неідеальні амплітудно-частотні (АЧХ) і фазо-частотні (ФЧХ) характеристики будь-якої реально існуючої системи зв'язку. Такі спотворення змінюють форму імпульсів, що передаються, і в системах з часовим розділенням каналів можуть призводити до накладання імпульсів одного каналу на імпульси сусідніх каналів, викликаючи взаємні завади. Щоб зменшити ці перехресні впливи, вводять часові захисні інтервали $\Delta t_{\text{зах}}$ між послідовними імпульсами каналів. Внаслідок цього тривалість кожного імпульсу скорочується, а спектр сигналу відповідно розширюється. Наприклад, у багатоканальних телефонних системах мовний сигнал займає смугу частот

$$\Delta F = F_{\text{в}} - F_{\text{н}} = 3100 \text{ (Гц)}.$$

За теоремою Котельникова (відліків) мінімальне значення періоду проходження тактових імпульсів дорівнює

$$T_d = \frac{1}{2\Delta F} = \frac{1}{2 \cdot 3100} \approx 160 \text{ (мкс)}.$$

У цьому випадку значення частоти дискретизації становитиме

$$F_d = \frac{1}{T_d} = 2\Delta F = 6200 \text{ Гц}.$$

Проте на практиці частоту проходження імпульсів зазвичай встановлюють рівною $F_d = 8 \text{ кГц}$ ($T_d = 125 \text{ мкс}$), що відповідає смузі частот $\Delta F = 4 \text{ кГц}$. Це зменшує ефективність використання спектра.

У системах з часовим розділенням каналів сигнал кожного каналу займає однаковий часовий інтервал, який в ідеальних умовах визначається за співвідношенням

$$\Delta t_k = \frac{T_d}{N} = \frac{1}{2N\Delta F} = \frac{1}{2\Delta f_\Sigma},$$

де $\Delta f_\Sigma = N\Delta F$ дорівнює загальній смузі частот системи з частотним розділенням каналів.

Однак з теоретичної точки зору як часове, так і частотне розділення каналів дозволяє досягти однакової ефективності використання смуги частот, на практиці системи з часовим розділенням каналів поступаються системам з частотним розділенням за цим показником. Основна відмінність між цими системами полягає в способі організації роботи каналів: системи з частотним розділенням забезпечують одночасну роботу всіх каналів, тоді як системи з часовим розділенням організовують послідовну передачу сигналів каналів у часі. Завдяки цьому, оскільки сигнали різних каналів передаються у різні часові інтервали, у системах з часовим розділенням відсутні взаємні завади нелінійного характеру.

Також, через послідовну за часом роботу каналів зв'язку в системі з часовим розділенням каналів потужність сигналу в окремому каналі зв'язку завжди дорівнює потужності передавача системи, завдяки чому забезпечується повне її використання. При цьому помітно знижуються вимоги до лінійності амплітудних характеристик загальних (підсилювальних) трактів системи.

Апаратура систем з часовим розділенням каналів значно простіша порівняно з апаратурою систем з частотним розділенням, де для кожного окремого каналу потрібен власний модулятор на стороні передавання та смуговий фільтр для розділення сигналів на прийомі. Системи з часовим розділенням каналів застосовуються для передачі неперервних повідомлень за допомогою імпульсної модуляції, а також у цифрових системах передачі з імпульсно-ковою та дельта-модуляцією.

Питання для самоконтролю:

1. Що таке багатоканальна система передачі (БСП) і за якої умови можлива багатоканальна передача по одній лінії зв'язку?
2. У чому полягає сутність ущільнення (мультиплексування) каналів та які типові канали використовуються як міра ємності БСП для аналогових і цифрових систем?
3. Яке призначення основних блоків БСП (перетворювачів, пристроїв об'єднання і розділення, лінійного тракту, системи керування)?
4. Що називають розділовими ознаками сигналів у БСП та які параметри можуть використовуватися як такі ознаки?
5. За якої умови можливе лінійне розділення каналних сигналів і що означає їх ортогональність?
6. У чому полягає різниця між синхронними та асинхронними багатоканальними системами передачі?
7. Як класифікуються БСП за способом формування групового сигналу та чим відрізняються роздільні, комбінаційні і змішані системи?
8. У чому полягає принцип частотного розділення каналів (ЧРК) та чому в таких системах необхідні захисні частотні інтервали?
9. Що таке канал тональної частоти (КТЧ), яку смугу частот він займає та як формується ієрархія частотних груп у БСП?
10. У чому полягає принцип часового розділення каналів (ЧРК), які причини виникнення взаємних завад у таких системах і чому потрібна синхронізація?

9 БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ З КОМБІНАЦІЙНИМ ТА КОДОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ СИГНАЛІВ

9.1 Принцип подвійної частотної і двократної ВФМ

БСП з комбінаційним розділенням сигналів.

У багатоканальній передачі дискретних повідомлень, окрім частотного та часового розділення сигналів, застосовується комбінований спосіб формування групового сигналу.

У комбінаційному розділенні кожній комбінації каналних сигналів $A_i(t)$ ставиться у відповідність визначена реалізація групового сигналу.

Структурна схема БСП з комбінаційним розділенням каналів подана на рис. 9.1.

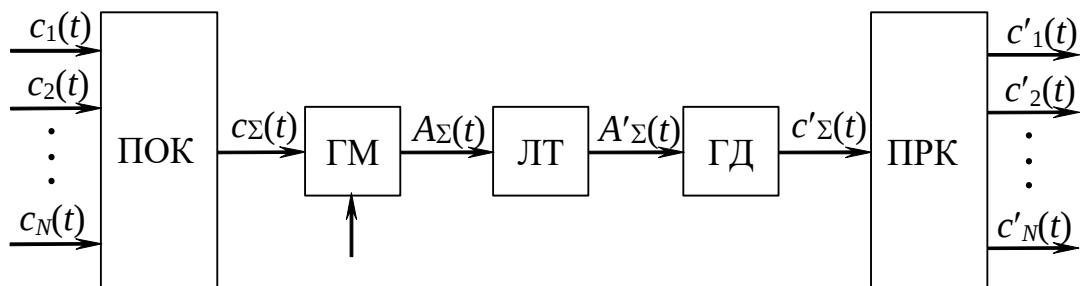


Рис. 9.1. Структурна схема БСП з комбінаційним розділенням каналів

Інформація від N індивідуальних джерел передається одночасно, при цьому кожне джерело працює з кодовою основою m . Первинні сигнали $c_1(t), \dots, c_N(t)$ надходять на вхід кодера, який виконує функції пристрою об'єднання каналів (ПОК). Отриманий сигнал $c_\Sigma(t)$ перетворюється за допомогою групового модулятора в груповий сигнал $A_\Sigma(t)$. На приймальному боці після демодуляції і декодування в пристрої розділення каналів (ПРК) відновлюються передані первинні сигнали.

Загальна кількість можливих значень, які може набувати груповий сигнал, визначається як

$$M = \prod_{i=1}^N m_i,$$

де m_i – кількість різних сигналів у i -му каналі зв'язку.

При однакових значеннях $m_i = m$ одержимо $M = m^N$.

В роздільних системах ущільнення кількість різних реалізацій групового сигналу дорівнює $M = \prod_{i=1}^N m_i$. Однак, якщо груповий сигнал є лінійною сумою каналних сигналів, то у випадку комбінаційного ущільнення кожне поєднання каналних сигналів передається новим кодовим сигналом.

Відзначені особливості обумовлюють істотне розходження в побудові схем приймачів роздільних і комбінованих систем ущільнення (рис. 9.2).

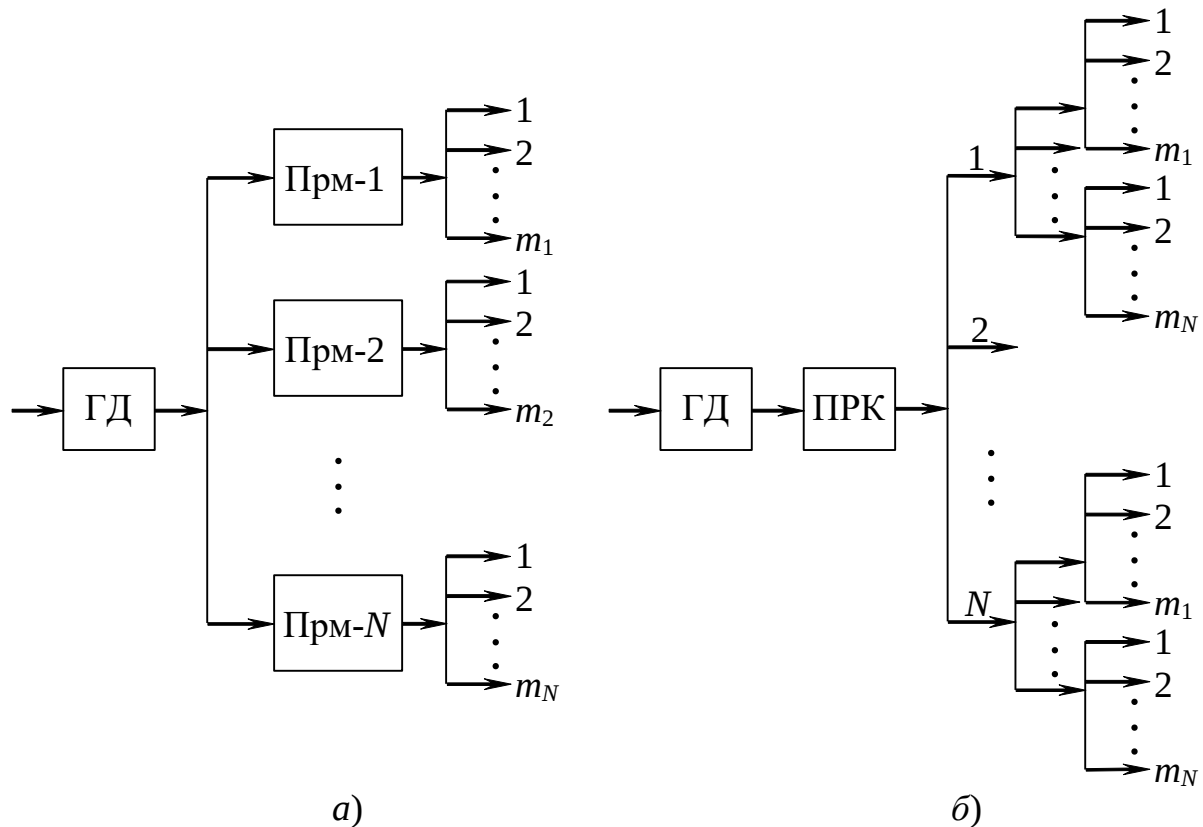


Рис. 9.2. Побудова схем приймачів роздільних і комбінованих систем ущільнення

Якщо в приймачі роздільної системи ущільнення (рис. 2, а) кількість гілок дорівнює $\sum_{i=1}^N m_i$, то в приймачі комбінаційної системи ущільнення (рис. 2, б) кількість гілок між груповим демодулятором і пристроєм розділення дорівнює $\prod_{i=1}^N m_i$.

Таким чином, у БСП з комбінаційним розділенням каналів необхідно мати M реалізацій групового сигналу, які відрізняються одна від одної значеннями інформаційного параметра (амплітудою, частотою, фазою). Якщо, наприклад, $m = 2$, а кількість каналів $N = 2$, то груповий сигнал може приймати чотири можливих значення (табл. 9.1).

Таблиця 9.1. Значення групового сигналу при комбінаційному розділенні каналів

Сполучення	Символ 1-го джерела	Символ 2-го джерела	Груповий сигнал
$c_1(t)$	1	1	$A_1(t)$
$c_2(t)$	1	0	$A_2(t)$
$c_3(t)$	0	1	$A_3(t)$
$c_4(t)$	0	0	$A_4(t)$

Принцип подвійної частотної і двократної ВФМ.

Типовим прикладом системи з комбінаційним розділенням каналів є система з подвійною частотною маніпуляцією (ПЧМ). У цій системі різні сполучення станів двох джерел повідомлень передаються радіосигналами з різними значеннями частоти несучого коливання (f_1, f_2, f_3, f_4).

При подвійній фазовій маніпуляції (ПФМ) кожній комбінації символів 1-го і 2-го джерел відповідає визначене значення фази групового сигналу $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ (табл. 2).

Таблиця 9.2. Значення фази групового сигналу

Символ 1-го джерела	Символ 2-го джерела	ПЧМ	ПФМ
0	0	f_1	φ_1
0	1	f_2	φ_2
1	0	f_3	φ_3
1	1	f_4	φ_4

У двоканальних системах з відносною фазовою маніпуляцією (ПВФМ) різні сполучення станів двох джерел передаються сигналами, початкова фаза яких змінюється щодо початкової фази попереднього сигналу.

Аналогічно можна сформулювати і значно більшу кількість каналів. При цьому застосовують багатократні види маніпуляції (багатократну частотну маніпуляцію (БЧМ), багатократну фазову маніпуляцію (БФМ), тощо).

Наприклад, в системах з БЧМ смуга частот ЛТ зі зростанням кількості каналів N збільшується експоненційно. Тому такі системи застосовують у тих випадках, коли лінійний тракт має великий частотний ресурс, але його енергетичні можливості обмежені. В БФМ і БВФМ системах з смуга частот ЛТ зі зростанням N практично не збільшується, але для збереження необхідної вірності необхідно збільшувати потужність сигналу. Такі системи застосовують у тих випадках, коли існують жорсткі обмеження смуги пропускання лінійного тракту, а потужність сигналу практично не обмежена. Останнім часом широко

застосовуються сигнали, у яких модулюється одночасно кілька параметрів несучого коливання, наприклад, амплітуда і фаза, частота і фаза і т.д. У зазначеному напрямку прогресує теорія сигнально-кодових схем, метою якої є підвищення ефективності передачі і стійкості до завад при жорстких обмеженнях енергетики та смуги частот.

9.2 Асинхронно-адресні системи передачі

В асинхронних системах з багатостанційним доступом і кодовим розділенням (БДКР) відсутня часова синхронізація між абонентськими сигналами, і кожна пара абонентів може передавати інформацію незалежно від інших учасників системи. Оскільки в таких системах канали не мають виділених частотних смуг чи часових інтервалів, а час роботи кожного каналу є довільним, їх відносять до систем з вільним доступом до загального частотного каналу.

У системах з вільним доступом кожному абоненту присвоюється певна форма сигналу, яка слугує його розпізнавальною ознакою або “адресою”. На відміну від класичного розділення за формою, де умова ортогональності виконується лише при одночасній (синхронній) передачі сигналів каналів, в асинхронних системах сигнали залишаються ортогональними навіть при довільних часових зсувах. Такі сигнали називають ортогональними на заданому інтервалі при довільних затримках або квазіортогональними.

Прикладом реалізації квазіортогональних сигналів є псевдовипадкові послідовності дискретних (зазвичай двійкових) імпульсів. Кожному каналу присвоюється одна з таких послідовностей, яка виконує роль “адреси” каналу. Системи, що використовують ці сигнали, отримали назву асинхронно-адресних систем передачі (ААСП).

Процедура встановлення зв'язку в ААСП може виглядати так: один абонент встановлює на своєму передавачі адресу іншого абонента і надсилає сигнал виклику. Викликуваний абонент приймає цей сигнал, визначає код першого абонента і встановлює його на своєму передавачі, після чого надсилає сигнал відповіді. Таким чином, абоненти ААСП можуть встановлювати з'єднання так само просто, як у телефонній мережі.

Важливою перевагою асинхронно-адресних систем передачі є відсутність потреби в центральній комутаційній станції: всі абоненти мають прямий доступ один до одного без необхідності частотного перестроювання передавачів і приймачів (рис. 9.3).

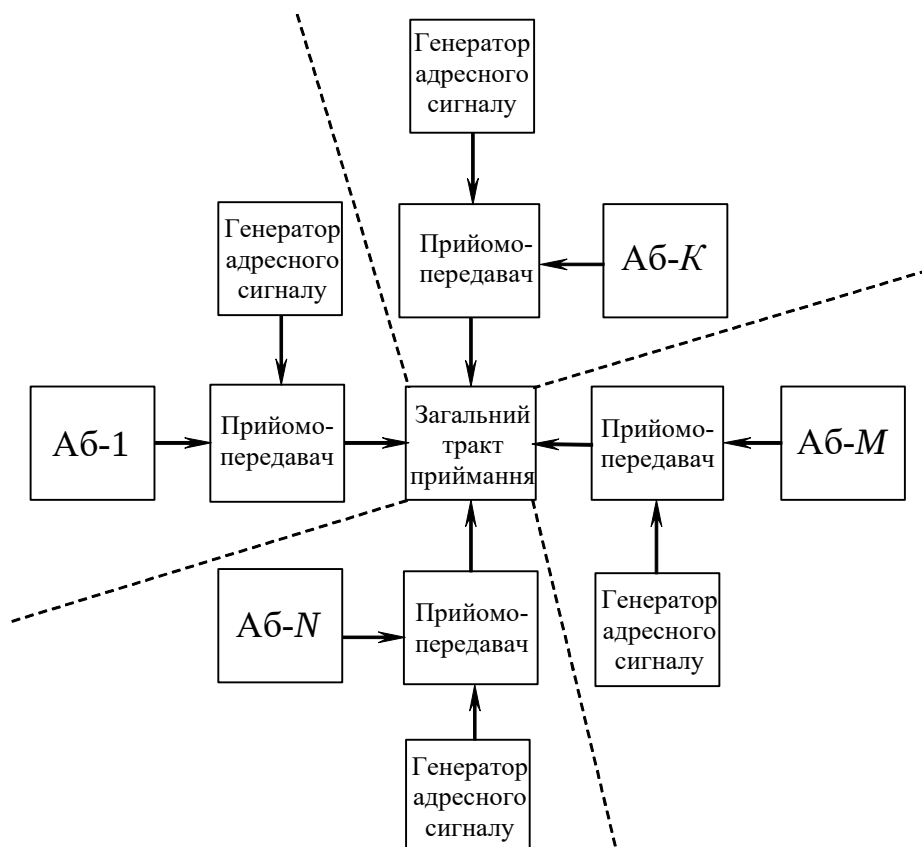


Рис. 9.3. Асинхронно-адресна система передачі

Достатньо набрати “адресу” викликуваного абонента, тобто змінити форму імпульсної адресної послідовності. Джерела повідомлень так само як і одержувачі, можуть знаходитися територіально в різних пунктах і використовувати для радіозв’язку одну і ту ж смугу частот. Тут легко збільшується кількість абонентів і здійснюється циркулярний зв’язок. У цілому ААСП дозволяє організувати радіозв’язок з такими ж зручностями для абонентів, які забезпечує міська АТС, але при відсутності кабельної мережі і комутаційного центра. При організації багатоканального зв’язку необхідна велика кількість різних адресних послідовностей.

Для ефективного використання ємності лінії зв’язку придатні лише деякі з послідовностей, які мають специфічні властивості. Адресні послідовності за своїми властивостями повинні якнайменше відрізнятися від ортогональних сигналів, тобто енергія їх взаємодії

$$E_{ij} = \int_t^{t+T} A_i(t) A_j(t - \tau) dt \quad (9.1)$$

повинна бути мінімальною.

Оскільки такі сигнали не є строго ортогональними, то для них скалярний добуток (9.1) буде відрізнятися від нуля і, отже, при розділенні виникнуть

додаткові взаємні завади (так звані “шуми ортогональності”).

В даний час синтезований ряд систем квазіортогональних сигналів, властивості яких наближаються до властивостей білого гауссівського шуму. Сигнали з такими властивостями називаються складними або шумоподібними, оскільки вони мають велику основу, тобто добуток ширини їхнього спектра Δf на час передачі τ_i багато більше одиниці

$$W_c = \Delta f \cdot \tau_i \gg 1. \quad (9.2)$$

Функція автокореляції шумоподібного сигналу повинна наближатися за формою до δ -функції, а взаємокореляційні функції каналних сигналів при довільних часових зсувах повинні бути близькими до нуля.

9.3. Принцип квадратурної маніпуляції

Квадратурне представлення сигналів є зручним і достатньо універсальним способом опису і на його основі формування модульованих цифрових сигналів. Зміст його полягає у поданні коливання сумою двох гармонічних коливань, зсунутих по фазі друг відносно друга на величину $\pi/2$ (тобто коливання “знаходяться в квадратурі”)

$$\begin{aligned} A(t) &= a(t)\sin[\omega_0 t + \varphi(t)] = a(t)\cos\varphi(t)\sin\omega_0 t + a(t)\sin\varphi(t)\cos\omega_0 t = \\ &= a_c(t)\sin\omega_0 t + a_s(t)\cos\omega_0 t = A_c(t) + A_s(t), \end{aligned}$$

де $A_c(t)$, $A_s(t)$ – відповідно синфазна і квадратурна складові сигналу;

$$\left. \begin{aligned} a_c(t) &= a(t)\cos\varphi(t), \\ a_s(t) &= a(t)\sin\varphi(t). \end{aligned} \right\} - \text{двополярні величини, постійні на тривалості } \tau_i;$$

$\sin\omega_0 t$, $\cos\omega_0 t$ – базисні функції розкладання, зсунуті по фазі на величину $\pi/2$;

$$a(t) = \sqrt{a_c^2(t) + a_s^2(t)} - \text{обвідна сигналу; } \varphi(t) = \arctg \frac{a_s(t)}{a_c(t)} - \text{початкова фаза.}$$

Розглянемо роботу квадратурної схеми (рис. 9.3) на прикладі формування сигналів ФМ-4. Інформаційна послідовність $c(t)$ розділяється на непарні імпульси $a_s(t)$, які подаються в квадратурний канал ($\cos\omega_0 t$) і парні $a_c(t)$, які надходять у синфазний канал ($\sin\omega_0 t$) (рис. 4, а, в, г). Дані імпульси мають амплітуду $a_m = \pm \frac{a_0}{\sqrt{2}}$ і подвоєну тривалість $T_0 = 2\tau_i$.

На виходах каналних перемножувачів формуються 2-фазні ФМ-коливання $A_s(t)$ і $A_c(t)$ (рис. 4, д, е).

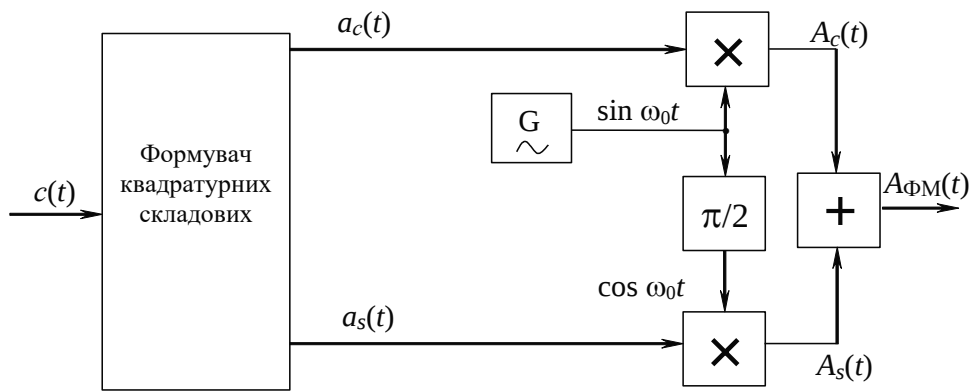


Рис. 9.3. Робота квадратурної схеми на прикладі формування сигналів ФМ-4

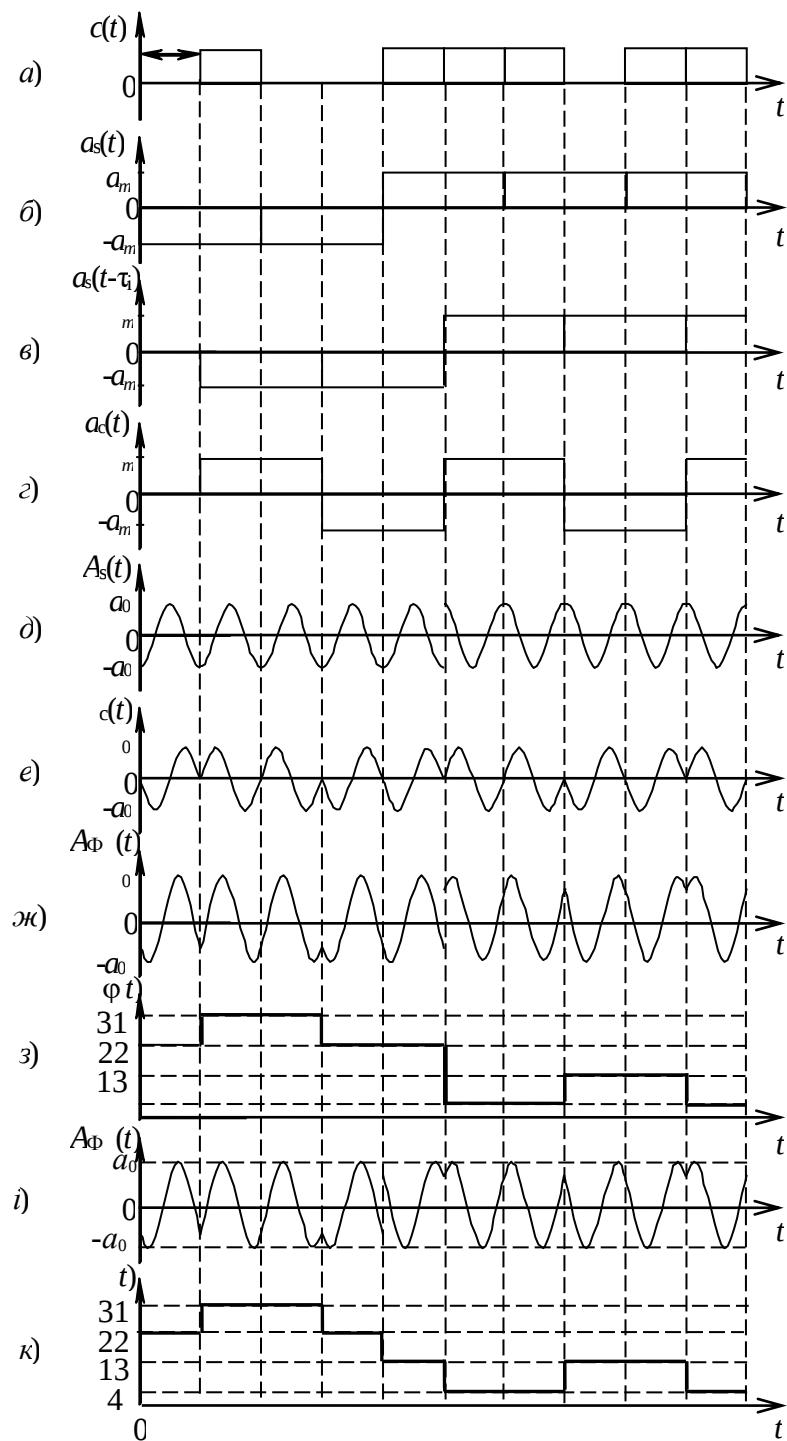


Рис. 9.4. Формування ФМ-коливань

Після підсумовування вони утворюють 4-фазний ФМ сигнал (рис. 9.4, ж). При цьому послідовність переданих сигналів $A_{\text{ФМ}}(t)$ можна подати у вигляді

$$A_{\text{ФМ}}(t) = A_c(t) + A_s(t) = \pm \frac{a_0}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi) \pm \frac{a_0}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

Один з варіантів можливих значень початкової фази $\varphi(t)$ коливання $A(t)$ при різноманітних сполученнях переданих символів у квадратурних каналах поданий у табл. 9.3.

Таблиця 9.3 Можливі значення початкової фази $\varphi(t)$ коливання $A(t)$ при різноманітних сполученнях переданих символів у квадратурних каналах

$a_c(t)$	a_m	$-a_m$	$-a_m$	a_m
$a_s(t)$	a_m	a_m	$-a_m$	$-a_m$
$\varphi(t)$	45°	135°	225°	315°

Відповідно до методу формування для сигналу ФМ-4 застосовується також термін “квадратурна фазова маніпуляція” (КФМ). На рис. 9.5 зображена векторна діаграма КФМ сигналу.

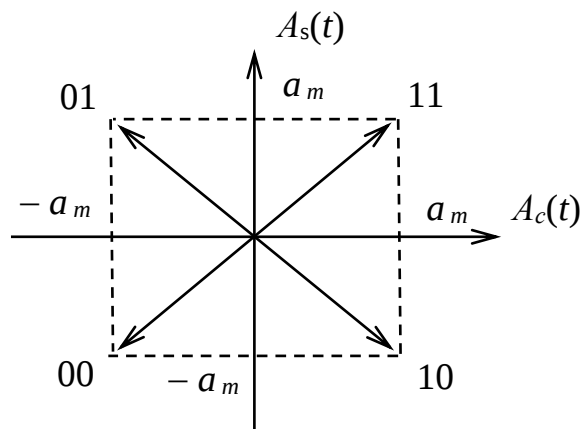


Рис. 9.5. Векторна діаграма КФМ сигналу

Таким чином, сигнал з КФМ (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying) є сумою двох сигналів з ФМ, які знаходяться в квадратурі один відносно другого.

Початкова фаза $\varphi(t)$, у моменти часу, кратні $T_0 = 2\tau_i$, може приймати одне з чотирьох можливих значень (45° , 135° , 225° , 315°) (рис. 9.4, з). У результаті одночасної зміни символів у квадратурних каналах можуть виникати стрибки початкової фази на 180° , що призводить до виникнення паразитної амплітудної модуляції при проходженні таких сигналів через частотно-селективні смугові

пристрої. Відзначену паразитну модуляцію можна значно зменшити за допомогою переходу до *квадратурної фазової маніпуляції з зсувом* (КФМЗ, *OQPSK – Offset QPSK*), при якій потік елементів у синфазному каналі затримується на величину τ_i відносно потоку елементів у квадратурному каналі (рис. 9.4, б, г). Таким чином, фази в квадратурних каналах змінюються у різні моменти часу, а кожен вхідний символ може спричинити зсув фази на 0 або приблизно на 90° . Зсув у часі моментів можливої зміни знака модулюючої послідовності дозволяє виключити на 180° стрибки фази. Форма коливання $A_{\text{ФМ}}(t)$ і значення фази для сигналу з КФМЗ зображені на рис. 9.4 (і, к).

Тривалість елемента сигналу $A_{\text{ФМ}}(t)$ при КФМЗ дорівнює τ_i і збігається з тривалістю інформаційного символу $s(t)$, тобто вдвічі менша ніж при КФМ. Але це не призводить до розширення спектра сигналу при КФМЗ. Це пояснюється тим, що ширина спектра коливання $A(t)$ визначається шириною спектра квадратурних складових $A_s(t)$ і $A_c(t)$, які є послідовностями сигналів тривалістю $T_0 = 2\tau_i$, як і при КФМ.

Спектральна щільність потужності випадкової послідовності сигналів КФМ і КФМЗ описується виразом

$$G(f) = \frac{a_0^2 \tau_i}{2} \left| \frac{\sin 2\pi \Delta f \tau_i}{2\pi \Delta f \tau_i} \right|^2,$$

де Δf – відхилення поточної частоти спектра від частоти несучого коливання f_0 .

На рис. 9.6 поданий графік нормованої спектральної щільності потужності $G(f)/G_{\text{max}}$ розглянутих вище сигналів. Головний пелюсток спектра містить 90,5% усієї потужності сигналу.

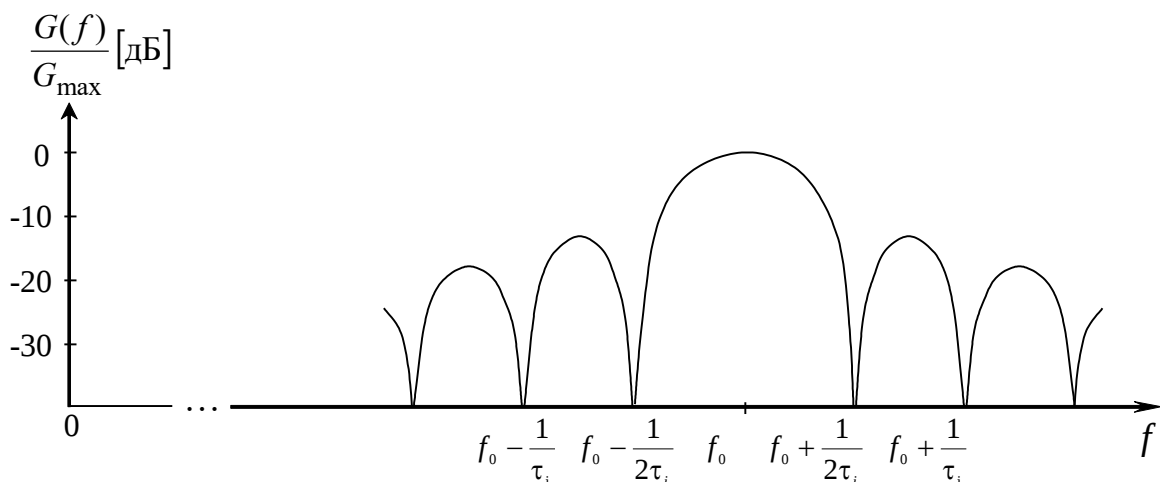


Рис. 9.6. Графік нормованої спектральної щільності потужності $G(f)/G_{\text{max}}$

Нульові значення спектра розташовані на частотах $f_0 \pm \frac{n}{2\tau_i}$. При цьому ширина спектра сигналу ФМ-4 вдвічі менша ширини спектра сигналів з ФМ при однаковій технічній швидкості передачі

$$\Delta f_{\text{КФМ}} = \frac{1}{2} \Delta f_{\text{ФМ}} \approx \frac{1}{\tau_i}.$$

Схема демодулятора сигналів з ФМ-4 має два канали з опорними коливаннями $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$, інтеграторами і вирішальними пристроями ВП, у яких визначають полярності символів у каналах (рис. 9.7). Для роботи цих пристроїв необхідні сигнали тактової синхронізації (СТС).

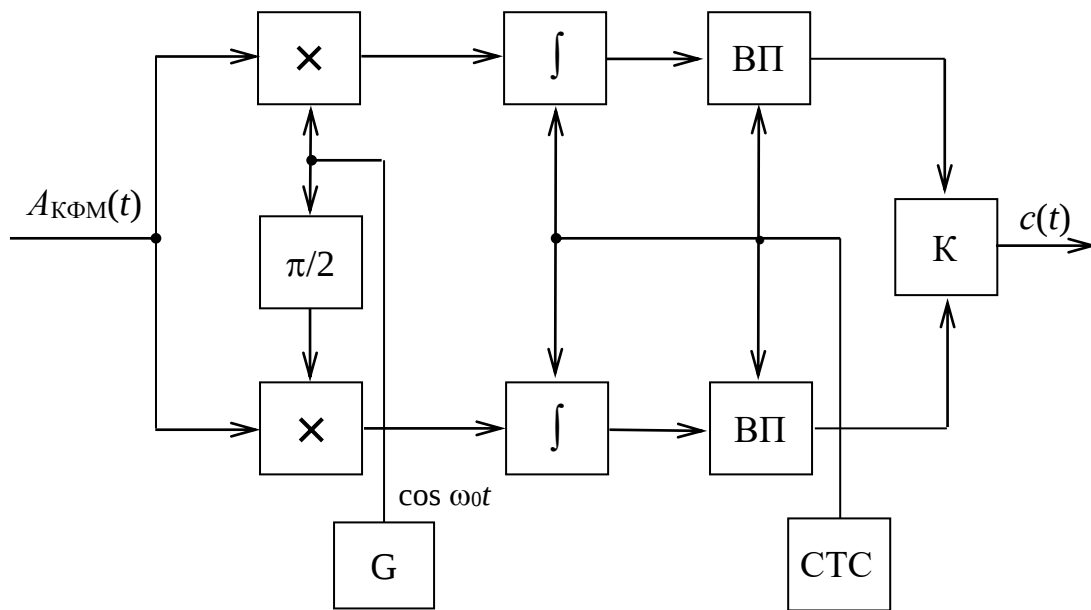


Рис. 9.7. Схема демодулятора сигналів з ФМ-4

Опорне коливання і сигнал тактової синхронізації виробляються тактовими пристроями демодулятора. У комутаторі **К** відбувається перетворення рішень, прийнятих у квадратурних каналах, у послідовність символів первинного сигналу.

Питання для самоконтролю:

1. У чому полягає принцип комбінаційного розділення сигналів у багатоканальних системах передачі та чим він відрізняється від частотного і часового розділення?

2. Як формується груповий сигнал у БСП з комбінаційним розділенням і від чого залежить кількість його можливих реалізацій?

3. Чому в приймачах комбінаційних систем ущільнення кількість гілок значно більша, ніж у роздільних системах?

4. У чому полягає принцип подвійної частотної маніпуляції (ПЧМ) та подвійної фазової маніпуляції (ПФМ) у двоканальних системах?

5. Які переваги та недоліки мають системи з багатократною частотною маніпуляцією (БЧМ) і багатократною фазовою маніпуляцією (БФМ, БВФМ) при збільшенні кількості каналів?

6. Що таке асинхронно-адресні системи передачі (ААСП) і чому їх відносять до систем з вільним доступом у загальний частотний канал?

7. Які властивості повинні мати адресні (квазіортогональні) послідовності в ААСП і чому виникають шуми ортогональності?

8. Що називають шумоподібними сигналами, яка роль їх великої основи $W_c = \Delta f \cdot t_i$ та автокореляційних властивостей?

9. У чому полягає принцип квадратурної фазової маніпуляції (КФМ, QPSK) та як формується 4-фазний сигнал із синфазної і квадратурної складових?

10. Чим відрізняється КФМ зі зсувом (OQPSK) від звичайної КФМ і яким чином зсув у часі зменшує стрибки фази та паразитну амплітудну модуляцію?

10 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ЗАВАД У КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ

10.1 Джерела і класифікація основних видів завад

Під *завадою* будемо розуміти будь-який сторонній вплив на сигнал, що порушує його правильне приймання.

Класифікація завад, що відповідає їх фізичній природі й особливостям впливу на достовірність передачі інформації, наведена на рис. 10.1.

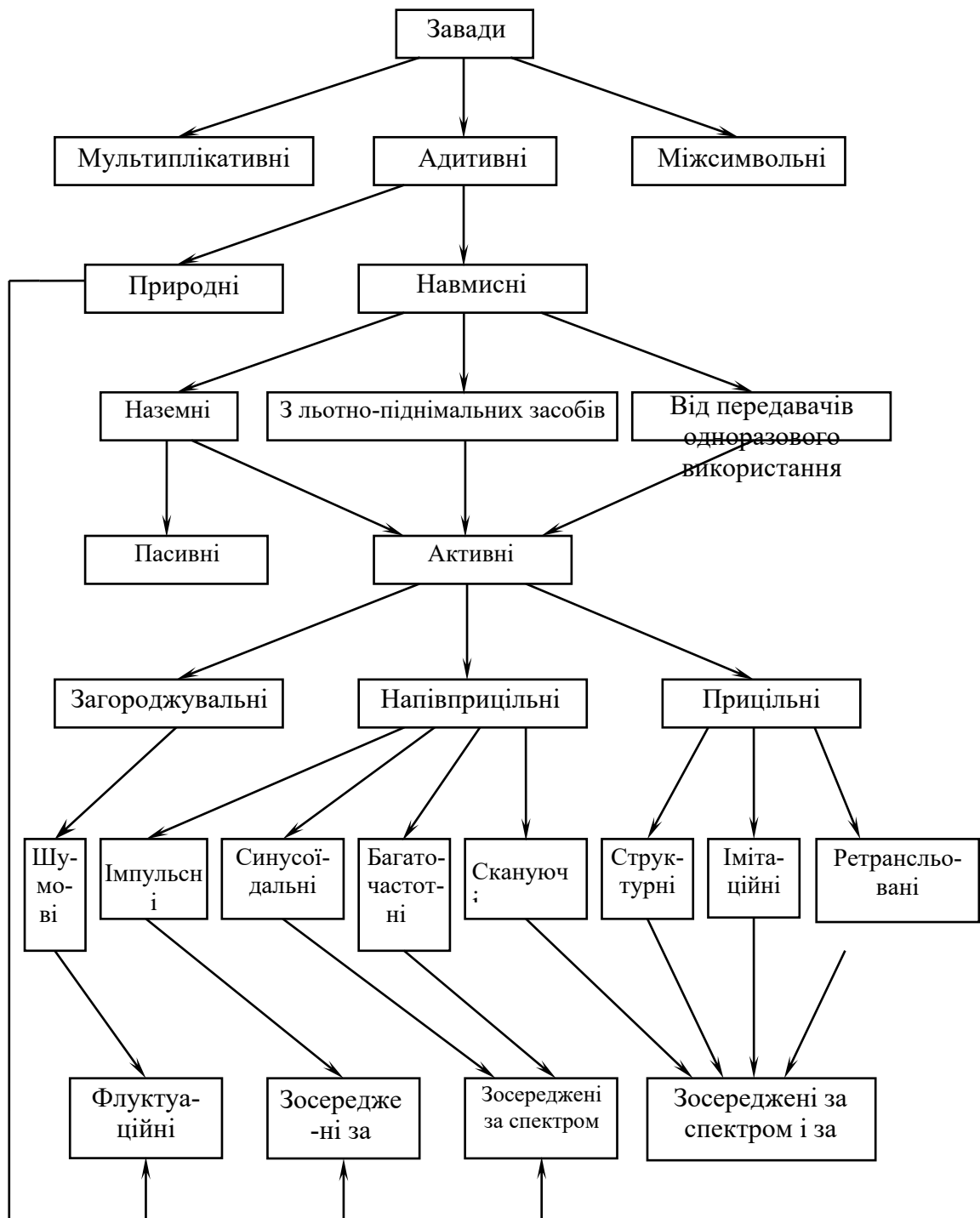


Рис. 10.1. Класифікація завад за їхньою фізичною сутністю та характером впливу на достовірність переданої інформації

Вплив завади $x(t)$ на сигнал у загальному вигляді (або ж кількох завад $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$) можна виразити оператором, який перетворює переданий сигнал $A(t)$ у прийнятий

$$Z(t) = V(A(t), x(t)),$$

де $Z(t)$ – прийнятий (спотворений) сигнал.

У випадку коли оператор можна подати у вигляді простої суми

$$Z(t) = A(t) + x_a(t),$$

то завада $x_a(t)$ називається *адитивною*, оскільки вона додається до корисного сигналу без зміни його форми.

Завада, вплив якої спричиняє нелінійні зміни параметрів корисного сигналу $A(t)$, називається *мультиплікативною*. Наприклад, завада, дія якої може бути виражена оператором у виді добутку

$$Z(t) = x_m(t) \cdot A(t),$$

є *мультиплікативною*, оскільки вона змінює амплітуду або інші характеристики сигналу пропорційно його значенню.

Міжсимвольні завади виникають через прагнення підвищити швидкість передачі інформації при обмеженій смузі частот. Канал зв'язку з обмеженою смугою пропускання спотворює спектр переданого сигналу, що призводить до його розтягування у часі і, як наслідок, до накладання сигналів один на одного. Вплив міжсимвольних завад на демодулятор проявляється одночасно як мультиплікативний та адитивний.

Коли одночасно діють адитивна та мультиплікативна завади, спотворений прийнятий сигнал можна виразити наступним чином

$$Z(t) = x_m(t) \cdot A(t) + x_a(t).$$

За характером походження завади поділяють на навмисні, створені спеціально за допомогою виділених для цього технічних засобів, та ненавмисні, тобто природні. Завади також класифікують за їхніми електричними та статистичними властивостями. В окремих випадках одне й те саме колювання для однієї системи передачі виступає сигналом, а для іншої — завадою.

За способом формування виділяють активні завади, які генеруються пристроями, що випромінюють електромагнітну енергію, та пасивні навмисні завади, що виникають за рахунок зміни напрямку поширення або перевипромінювання електромагнітних хвиль.

Активні завади, залежно від способу їх постановки, можуть бути наземними, створюваними з літально-піднімальних засобів або передавачами одноразового використання.

З точки зору технічних методів протидії завадам, фахівців перш за все цікавлять їх спектрально-часові характеристики.

Активні навмисні завади, залежно від співвідношення їхніх спектрально-часових характеристик із характеристиками сигналу, можна поділити на прицільні, напівприцільні та загороджувальні.

Загороджувальна завада перекриває передані інформаційні сигнали як за спектром, так і за часом протягом всього визначеного інтервалу. До цього типу завад відносяться, зокрема, суцільні шумові завади.

Напівприцільна завада частково збігається зі спектрально-часовими характеристиками сигналу. Вона може частково перекривати смугу частот сигналу або, займаючи ту ж смугу, частково збігатися за часом з переданою інформацією. Прикладами таких завад є імпульсні, синусоїдальні, багаточастотні, скануючі та різноманітні вузькосмугові завади.

Прицільна завада повністю збігається зі спектром сигналу і за часом впливу співпадає з передачею інформації. Такі завади мають найбільший вплив на завадостійкість прийому і включають структурні, імітаційні та ретрансляційні завади.

Як показують дослідження, наведені у вітчизняній та зарубіжній літературі, адитивні завади за електричною та статистичною структурою можна розділити на три основні класи:

- флуктуаційні,
- імпульсні (часово локалізовані),
- вузькосмугові (спектрально локалізовані).

10.2 Характеристики флуктуаційних завад

Флуктуаційна завада це неперервний випадковий процес, що представляє собою суму нескінченно великої кількості елементарних коливань, збуджених нерегулярною послідовністю короткочасних імпульсів, інтервали між якими менші за тривалість перехідних процесів у приймальному тракті. Джерелами таких завад є нерівномірність емісії електронних приладів, інжекції носіїв у напівпровідникових пристроях (діодах, транзисторах, інтегральних мікросхемах), флуктуації зарядів у провідниках. Крім того, завада може надходити в приймач ззовні.

Типовим прикладом флуктуаційної завади є внутрішні шуми приймача. Флуктуаційна завада (ФЗ) чинить значний руйнівний вплив на корисний сигнал з кількох причин:

- вона постійно присутня в каналі зв'язку,

перекриває сигнал за часом та спектром ($\Delta t_3 \gg \tau_c$, $\Delta f_3 \gg \Delta f_c$),
добре апроксимує суму завад від численних інших джерел,
інші завади, проходячи через селективні елементи приймача, часто
набувають властивостей флукутаційної завади.

Флукутаційну заваду можна подати у виді

$$B(t) = b(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \beta(t)),$$

де $B(t)$ – миттєве значення завади,

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – кутова частота настройки загального тракту приймача,

$b(t)$, $\beta(t)$ – відповідно обвідна і початкова фаза ФЗ.

Розподіл миттєвих значень ФЗ добре апроксимується гауссівським законом
ймовірностей (рис. 10.2).

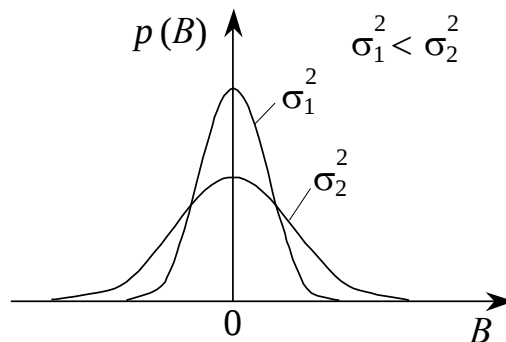


Рис. 10.2. Миттєві значення ФЗ, що описані гауссівським розподілом
ймовірностей

$$p(B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{B^2}{2\sigma^2}},$$

де σ^2 – дисперсія завади.

Амплітудна обвідна ФЗ описується законом Релея (рис. 10.3)

$$p(b) = \frac{b}{\sigma^2} e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}}.$$

Фаза ФЗ розподіляється рівномірно в діапазоні $0 \dots 2\pi$ (рис. 10.4).

Щільність імовірностей початкової фази ФЗ визначається виразом

$$p(\beta) = \frac{1}{2\pi}.$$

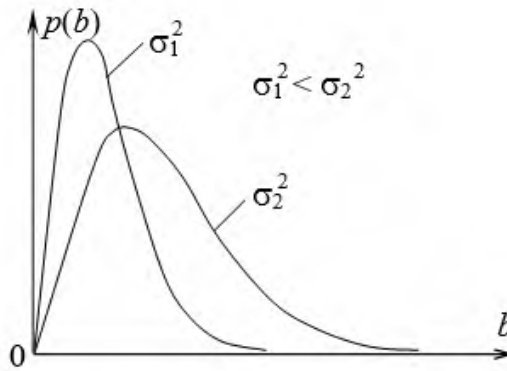


Рис. 10.3. Обвідна флуктуаційної завади, що описана законом Релея

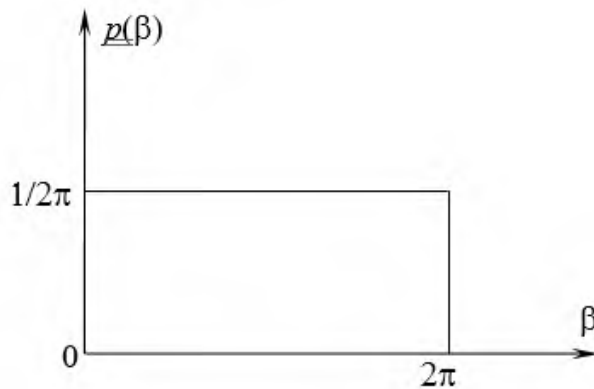


Рис. 10.4. Фаза ФЗ, що розподілена рівномірно в діапазоні 0...2π

10.3 Характеристики імпульсних і вузькосмугових завад

Джерелами імпульсних завад можуть бути атмосферні явища, промислові електроустановки, лінії електропередач (ЛЕП), автомобілі з двигунами внутрішнього згоряння, порушення контактів в апаратурі зв'язку та інші фактори.

Імпульсна завада (ІЗ) являє собою випадкову, неперіодичну послідовність імпульсів, що збуджуються короткочасними електрорушійними силами (ЕРС) (рис. 10.5).

В інтервалі між збуджуючими імпульсами проходить більше часу, ніж триває перехідний процес у приймальному тракті. Тривалість цих перехідних процесів менша за тривалість корисного сигналу, а спектральна ширина імпульсної завади значно перевищує ширину спектра переданого сигналу ($\Delta t_3 < \tau_c, \Delta f_3 \gg \Delta f_c$).

Перехідні процеси пов'язані з наявністю в складі електричних кіл реактивних елементів (індуктивностей і ємностей), що призводить як до якісних,

так і до кількісних відмінностей коливань в таких електричних колах в порівнянні з колами без реактивних елементів.

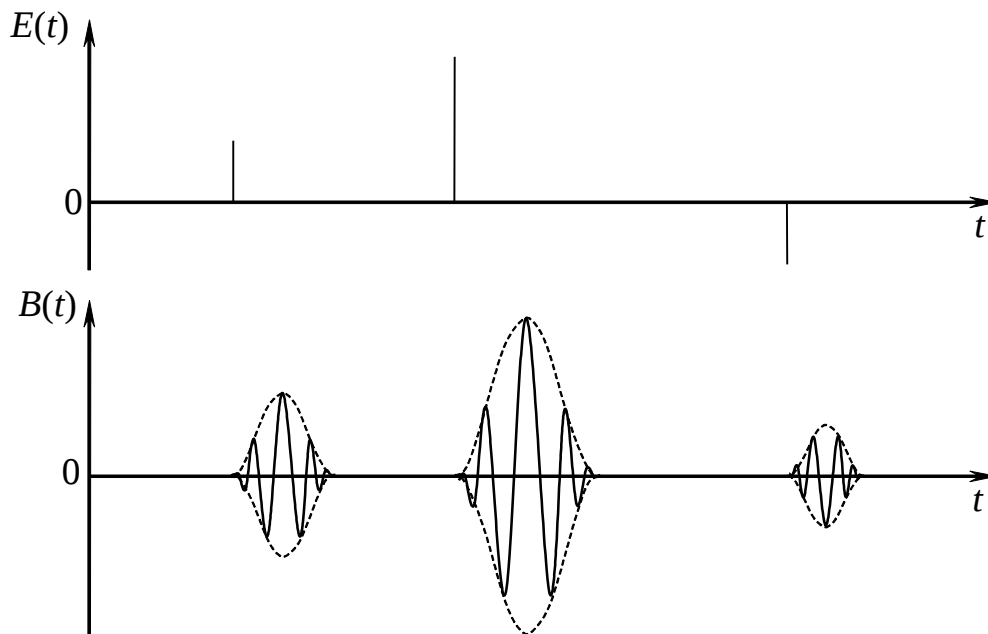


Рис. 10.5. Випадкова (неперіодична) послідовність імпульсів, які збуджуються короткочасними електрорушійними силами

Обумовлено це тим, що в колах з реактивними елементами в процесі коливань електрична енергія, яка підведена до електричного кола не тільки розсіюється, а й частково запасається в елементах електричного кола. В окремі інтервали часу в кожному даному реактивному елементі може відбуватися процес накопичення енергії. У ці інтервали часу реактивний елемент виступає в ролі споживача енергії. В інші інтервали часу той же елемент може повертати в коло накопичену їм енергію. Тоді він грає роль додаткового джерела енергії.

Таким чином, в колах з реактивними елементами коливання не можуть припинитися відразу ж після припинення впливу на електричне коло. Вони тривають за рахунок енергії, накопиченої в реактивних елементах до моменту припинення дії, що природно, і неможливо в колах, позбавлених реактивних елементів.

Коливання в електричному колі, що продовжуються після припинення впливу зовнішніх сил (незалежних джерел напруги, струму), називаються *вільними коливаннями*. Якщо в електричному колі відбуваються вільні коливання, то в таких випадках кажуть, що коло знаходиться в режимі вільних коливань. Природно, що за рахунок перетворення електричної енергії в теплову такі коливання носять затухаючий характер через наявність активних опорів.

При кількісному аналізі вільних коливань в формулювання кожного конкретного завдання повинні входити в якості умов величини струмів в індуктивностях і напруг на ємностях електричного кола в початковий момент часу, тобто в момент припинення зовнішніх впливів. Саме ці струми і напруги визначають той початковий запас енергії в колі, за рахунок якого і відбуваються вільні коливання. У теорії електричних кіл зазначені умови називаються *початковими умовами*. Початковими умовами задаються значення тих струмів і напруг в електричному колі, які зберігаються незмінними в момент переходу кола в режим вільних коливань і тільки в цей момент часу.

Таким чином, *причиною перехідних процесів є зміна енергії електричного і магнітного полів в електричному колі*. Перехідні процеси виникають в електричному колі при включенні і виключенні джерел живлення, при перемиканні деяких елементів кола, при короткому замиканні або обриві кола. Виникнення перехідних процесів пов'язано з тим, що кожному стану електричного кола відповідає певний запас енергії в електричному і магнітному полях реактивних елементів.

Для протікання перехідного процесу необхідно існування трьох умов:

- 1) наявність в електричному колі реактивних елементів;
- 2) наявність комутації електричного кола;
- 3) наявність можливості зміни енергії електричного і магнітного полів реактивних елементів.

Для завершення перехідного процесу потрібен певний час, тобто перехідний процес не може відбутися миттєво. Це пов'язано з тим, що зміна енергії електричного або магнітного поля в одиницю часу є потужність, тобто

$$\frac{dW}{dt} = P.$$

Якщо припустити, що величина $dt \rightarrow 0$, то величина $P \rightarrow \infty$, а цього бути не може, так як у джерел енергії потужність не може бути рівною нескінченності.

Енергія електричного W_E і магнітного W_M поля визначаються наступними виразами

$$W_E = \frac{CU_c^2}{2}, \quad W_M = \frac{L \cdot i_L^2}{2}.$$

де L – індуктивність; i_L – струм, який протікає через індуктивність; C – ємність; U_c – напруга на ємності.

Так як величини W_E і W_M не можуть змінюватися миттєво, то за умови, що L і C для електричного кола є величинами постійними, значення струму в

індуктивності i_L і напруга на ємності U_C не можуть змінюватися стрибком, тобто миттєво.

Тривалість перехідного процесу теоретично дорівнює нескінченності, а практично дорівнює інтервалу часу, за який струм в індуктивності i_L і напруга на ємності U_C настільки наближаються до значень струму або напруги усталеного режиму, що їх відмінністю можна знехтувати.

Атмосферні завади обумовлені грозами і штормами, сніговими і пиловими бурями. Спектри цих завад розташовані нижче 300 МГц (максимум у діапазоні від 2 до 30 кГц). Прослуховуються вони у вигляді шерехів, трісків, клацань.

Електротранспорт (трамваї, тролейбуси, електропоїзди) є джерелом імпульсних завад. Під час його руху в моменти порушення контактів виникають сильні імпульсні завади, що поширюються проводами контактної мережі і випромінюються в простір.

У *автомобільного транспорту* при загоранні свічки двигуна внутрішнього згорання електричними проводами проходить короткий імпульс струму, що призводить до випромінювання завад у діапазоні до 2...5 МГц.

Апарати дугового зварювання створюють імпульсні завади в трьох частотних смугах із центральними частотами 750 кГц, 3 МГц і 20 МГц.

У *лініях електропередачі* причиною імпульсних завад є розряди на ізоляторах, комутаційні процеси (перемикання ліній), коронування (пов'язане з іонізацією повітря). Спектри таких завад займають смугу частот від 3 кГц до десятків МГц.

Кількість імпульсів завади, що виникають за одиницю часу, підпорядковується розподілу, який наближено відповідає закону Пуассона (рис. 10.6)

$$p(n) = \frac{n_0^n e^{-n_0}}{n!},$$

де n_0 – середнє число імпульсів завади на одиницю часу.

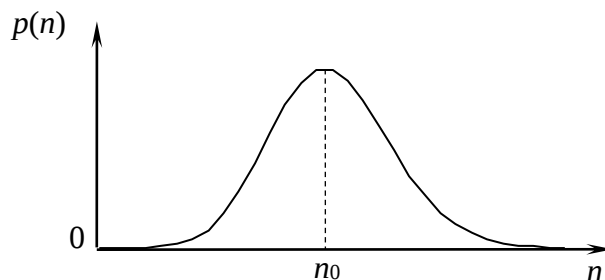


Рис. 10.6. Розподіл імпульсів завади у часі можна описати законом, наближеним до закону Пуассона

У кожному конкретному випадку закон розподілу імпульсних завад визначається числом і характером їхніх джерел, типом каналу зв'язку та іншими умовами.

Вузькосмуговими (спектрально сконцентрованими) завадами називають коливання, параметри яких змінюються повільно або залишаються практично сталими протягом тривалості сигналу. Джерелами таких завад можуть бути сторонні радіостанції, включно зі станціями радіозавад, генератори високої частоти промислового, медичного та іншого призначення, а також взаємні (міжканальні) завади, що виникають через взаємодію електромагнітних полів радіоелектронних засобів.

Основна потужність вузькосмугових завад зосереджена в смузі частот, порівнянній із шириною спектра корисного сигналу, тобто

$$\Delta t_3 \gg T_c, \Delta f_3 < \Delta f_c.$$

З точки зору впливу спектрально зосереджених завад на прийом сигналу їх можна класифікувати на три типи:

завади, спектр яких повністю або частково збігається зі смугою частот сигналу;

завади, спектр яких знаходиться поза смугою частот сигналу;

завади, спектр яких на вході приймача розташований поза смугою сигналу, але внаслідок нелінійних перетворень у приймальному пристрої виникають складові, що потрапляють у ту ж смугу частот, що і сигнал.

Граничним прикладом таких завад є гармонічні коливання.

Між вузькосмуговими та імпульсними завадами існує принцип двоїстості: спектральне представлення вузькосмугової завади відповідає часовому представленням імпульсної завади, і навпаки.

10.4 Поняття про електромагнітну сумісність

Електромагнітна сумісність (ЕМС) це властивість радіоелектронних засобів функціонувати належним чином у присутності ненавмисних завад і не чинити шкідливого впливу на роботу інших пристроїв.

На приймальний пристрій впливають корисне електромагнітне поле сигналу (ЕПС) $E_{\text{ЕПС}}$ і заважаючі електромагнітні поля завад (ЕПП) $E_{\text{ЕПП1}}, E_{\text{ЕПП2}}, \dots, E_{\text{ЕПП}n}$ (рис. 10.7). Заважаючі електромагнітні поля завад створюються різними радіоелектронними засобами, розташованими на різному віддаленні від приймача. Деякі з цих електромагнітних полів завад не впливають взагалі на якість приймання сигналу, такі поля називаються *сумісними* з електромагнітним полем сигналу.

Але деякі з цих полів завад впливають на приймання сигналів у будь-яких умовах. Їх називають *несумісними* з полем сигналу.

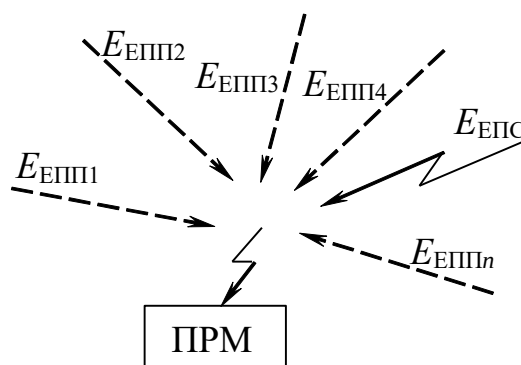


Рис. 10.7. Вплив корисного електромагнітного поле сигналу (ЕПС) $E_{ЕПС}$ і заважаючих електромагнітних полів завад на приймальний пристрій

Більшість же електромагнітних полів завад можуть робити вплив на приймання сигналів у визначених умовах, а в інших умовах ці поля будуть сумісними з полем корисного сигналу. Такі поля завад називають *умовно сумісними*.

Загальна ЕМС визначається їх окремими сумісностями. Розрізняють три види сумісностей: амплітудна (чи енергетична), частотна і часова сумісності.

Електромагнітні поля сигналу і завад будуть сумісними, якщо забезпечується хоча б одна (будь-яка) окрема сумісність. Поля несумісні, якщо вони несумісні відразу за всіма трьома окремими сумісностями.

Наприклад, електромагнітні поля сигналу і завади будуть сумісні по частоті, якщо займають різні частотні інтервали, оскільки в цьому випадку забезпечується приймання сигналів з заданою якістю при наявності електромагнітних полів завад.

Кінцевою метою задач, які вирішуються для забезпечення ЕМС, є забезпечення спільного функціонування комплексу засобів зв'язку та іншого електро- і радіоустаткування. Ця мета може бути вирішена, якщо буде можливо визначити:

- 1) основні групи завад, які визначають електромагнітну обстановку,
- 2) знайти шляхи і міри забезпечення ЕМС у даній конкретній електромагнітній обстановці.

У системах радіозв'язку в даний час найбільш гостро стоїть проблема врахування взаємних завад, які найбільш впливають на ЕМС. Це обумовлено наступними причинами:

прогресивним зростанням кількості одночасно працюючих засобів радіозв'язку та інших радіоелектронних засобів;

підвищенням концентрації радіоелектронних засобів в обмежених точках простору, наприклад, на вузлах зв'язку;

збільшення потужності передавачів та чутливості приймачів;

граничність діапазону використовуваних робочих частот тощо.

Для забезпечення ЕМС потрібно вирішувати такі основні задачі:

пошук найбільш ефективних методів використання радіочастотного діапазону (регламентований розподіл робочих частот між абонентами, порядок їх зміни тощо);

раціональна побудова апаратури з погляду забезпечення ЕМС (зменшення рівня випромінювань, екранування блоків, що випромінюють, доцільне розміщення цих блоків, боротьба з нелінійними спотвореннями тощо);

раціональна регламентація по розміщенню і використанню радіозасобів (наприклад, раціональне розміщення їх на одному об'єкті і на місцевості, порядок вмикання випромінюючої апаратури, тощо).

Питання для самоконтролю:

1. Що таке завада в каналі зв'язку і які два основні типи завад виділяють за математичним описом? Наведіть приклад кожного типу.

2. Як відрізняються адитивні і мультиплікативні завади за своїм впливом на корисний сигнал? Яка математична форма описує кожен тип?

3. Що таке міжсимвольні завади і чому вони виникають у каналах із обмеженою смугою пропускання?

4. Як розрізняють навмисні і ненавмисні завади за природою виникнення? Наведіть приклад кожного виду.

5. Назвіть три види активних навмисних завад за спектрально-часовими характеристиками і поясніть, чим вони відрізняються.

6. Що таке флуктуаційна завада (ФЗ)? Які її джерела та чому вона має великий руйнівний вплив на сигнал?

7. Які фізичні процеси або пристрої є джерелами імпульсних завад? У чому полягає особливість їх спектра та тривалості в порівнянні з корисним сигналом?

8. Як визначають вузькосмугові завади і в чому полягає їх взаємозв'язок із імпульсними завадами?

9. Що таке електромагнітна сумісність? Які типи сумісності виділяють і за яких умов електромагнітні поля сигналу та завади вважаються сумісними?

11 СПОСОБИ ОПТИМАЛЬНОГО ТА КВАЗІОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ СИГНАЛІВ

11.1 Оптимальне приймання дискретних сигналів

Структурна схема каналу електрозв'язку при передачі дискретних повідомлень наведена на рис.11.1.

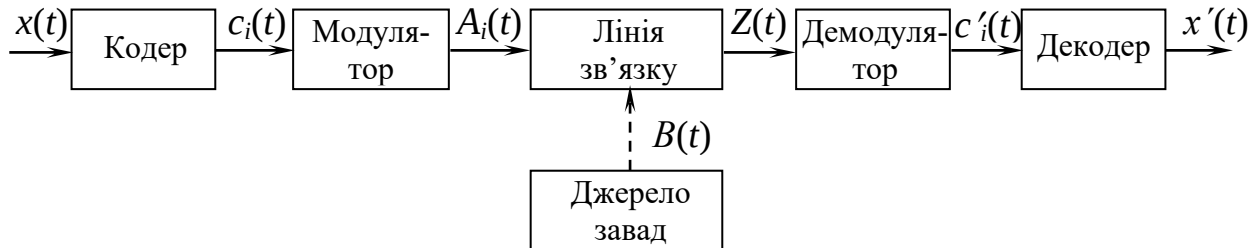


Рис. 11.1. Структурна схема каналу електрозв'язку при передачі дискретних повідомлень

Кожний символ дискретного повідомлення $x(t)$ у кодері перетворюється в дискретну послідовність елементів первинного сигналу

$$c_i(t), i = 1, 2, \dots, m;$$

де m – алфавіт (набір) елементів первинного сигналу або основа коду.

У двійкових системах передачі при $m = 2$ це послідовність двійкових символів “1” і “0”. В модуляторі здійснюється маніпуляція, у результаті якої кожному i -му елементу первинного сигналу $c_i(t)$, $0 \leq t \leq \tau_i$ відповідає радіоімпульс $A_i(t)$, $0 \leq t \leq \tau_i$, де τ_i – тривалість імпульсу сигналу.

У загальному випадку імовірності появи кожного з елементів маніпульованого сигналу є різними. Позначимо їх через $P(A_1), P(A_2), \dots, P(A_m)$.

При цьому ясно, що $\sum_{i=1}^m P(A_i) = 1$. Ці імовірності характеризують статистичні властивості

джерела повідомлень. Як правило, вони є відомими до початку передачі і називаються *априорними* імовірностями (відомі ще до експерименту).

У каналі передачі сигнали піддаються спотворенням і впливу адитивних завад, у результаті чого на вхід демодулятора надходить випадковий процес $Z(t)$. Цей процес є сумішшю ослабленого і спотвореного сигналу та завад.

Визначимо задачу, яку повинен вирішити демодулятор (приймач).

Аналізуючи (спостерігаючи) конкретну реалізацію коливання $Z(t)$ протягом інтервалу часу $(0, \tau_i)$ з урахуванням знання статистичних характеристик джерела

сигналу i і завад, демодулятор повинен прийняти рішення, який з можливих сигналів $A_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, m$ був переданий. Тобто, демодулятор виробляє оцінку номера переданого сигналу $\hat{i}$. Ту частину демодулятора (приймача), яка безпосередньо здійснює перераховані функції, називають *вирішальною схемою*.

Важливо зрозуміти, що вирішальна схема *визначає тільки номер елемента сигналу*, наявність якого передбачається в суміші $Z(t)$. Тобто вирішальна схема здійснює *розрізнення сигналів*. Зберігати форму сигналу немає необхідності, оскільки вона апіорно відома і може бути відновлена при прийманні.

Вирішальна схема має в своєму складі пристрій обробки (або пристрій аналізу) і пристрій винесення рішення (рис. 11.2).

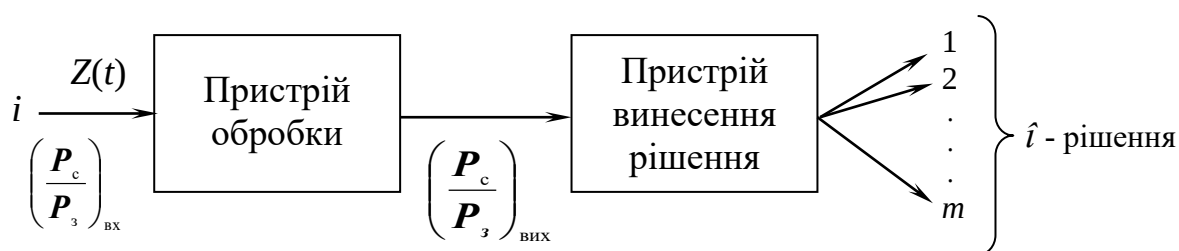


Рис. 11.2. Варіант вирішальної схеми

Пристрій обробки забезпечує послаблення завад і посилення сигналу, тобто підвищує відношення сигнал/завада

$$\left(\frac{P_c}{P_z} \right)_{\text{вих}} > \left(\frac{P_c}{P_z} \right)_{\text{вх}},$$

де P_c – потужність сигналу; P_z – потужність завади.

Пристрій обробки має в своєму складі фільтри, інтегратори, підсилювачі, суматори, помножувачі тощо.

Пристрій винесення рішення у визначений момент часу t_0 (момент реєстрації) здійснює відлік коливання, отриманого на виході пристрою обробки. На підставі значення цього відліку $Z(t_0)$ відповідно до визначеного правила виноситься рішення $\hat{i}$ про номер переданого елемента сигналу. Пристрій винесення рішення має в своєму складі електронні ключі, обмежувачі, порогові пристрої (наприклад, тригери) тощо.

Якби спотворення і завади в каналі передачі були відсутні, то всі передані елементи сигналу приймалися б без помилок.

Помилка – це коли номер прийнятого рішення $\hat{i}$ не відповідає прийнятому елементу сигналу i , тобто $i \neq \hat{i}$.

Здатність системи передачі протистояти шкідливому впливу завад називається завадостійкістю.

Завадостійкість системи передачі визначається низкою факторів, зокрема:
типом завади та її інтенсивністю;
характеристиками переданого сигналу;
конструкцією приймача та антени;
застосованими методами протидії завадам тощо.

Величина завадостійкості приймача дискретних повідомлень найчастіше оцінюється **ймовірністю помилкового приймання** (імовірністю помилки) одного елемента дискретного сигналу.

Ймовірність помилкового приймання – це імовірність того, що прийняте рішення $\hat{i}$ не збігається з дійсним номером i переданого елемента сигналу

$$P_{\text{пом}} = P\{i \neq \hat{i}\} = \lim_{N_{\Sigma} \rightarrow \infty} \frac{N_{\text{пом}}}{N_{\Sigma}},$$

де $N_{\text{пом}}$ – кількість помилково прийнятих рішень (елементів сигналу);

N_{Σ} – загальна кількість переданих елементів сигналу.

Доцільно визначити принципи побудови приймача (або вирішальної схеми), яка б виконувала операції приймання “найкращим” чином.

*Вирішальна схема називається **оптимальною**, якщо вона у визначених умовах приймання забезпечує найвищу “якість” приймання при заданому критерії якості (оптимальності).*

Універсального критерію оптимальності не існує. Він вибирається в кожному випадку виходячи з конкретних задач, які розв’язуються конкретною системою передачі в конкретних умовах приймання. При цьому умови приймання визначаються:

1) видом діючих завад та ступенем повноти знання їх статистичних характеристик і параметрів;

2) статистичними характеристиками джерела сигналів.

З великої кількості різних завад, які можуть діяти в каналі передачі, принципово не можуть бути усунуті внутрішні флуктуаційні шуми приймача або флуктуаційні завади. Саме ці завади обмежують граничні можливості каналу зв’язку по завадостійкості. Ідеалізацією таких завад є білий гауссівський шум. Тому найбільш детально розроблені питання оптимального приймання (розрізнення) при таких основних допущеннях:

1. Завада, яка діє в каналі, є білим гауссівським шумом.

2. Канал передачі є каналом, що має постійні параметри, тобто мультиплікативна завада відсутня (корисний сигнал не піддається спотворенням).

3. Статистичні характеристики джерела сигналів і завад є апріорно відомими.

4. Система синхронізації в приймачі ідеальна, тобто дозволяє точно встановлювати початок і закінчення будь-якого елемента сигналу в прийнятій послідовності.

Основи теорії оптимального приймання дискретних сигналів були розроблені В.О. Котельниковим і викладені ним у роботі “Теорія потенційної завадостійкості”. Ця робота зіграла значну роль в розвитку теорії зв’язку.

Розглянемо основні положення теорії оптимального приймання дискретних сигналів.

Для задач зв’язку найбільш доцільним критерієм оптимальності є *критерій ідеального спостерігача*, який визначає оптимальним приймачем той, що забезпечує мінімальну середню ймовірність помилок у заданих умовах прийому. Такий приймач є оптимальним за критерієм мінімуму імовірності помилки, і тому його часто називають *ідеальним приймачем*. У літературі ідеальний приймач називають приймачем Котельникова, а критерій ідеального спостерігача – критерієм Котельникова.

Таким чином, у визначених умовах приймач Котельникова досягає максимальної можливої завадостійкості, відомої як *потенційна завадостійкість*.

Помітимо, що під традиційним для теорії електрозв’язку терміном “приймач” варто розуміти ту його основну частину, яка забезпечує обробку прийнятої суміші сигналу і завади і винесення рішення. По суті справи – це вирішальна схема.

Алгоритм роботи приймача Котельникова передбачає, що протягом тривалості одного сигнального елемента $(0, \tau_i)$ прийнятий сигнал піддається аналізу та обробці

$$Z(t) = A_i(t) + B(t), \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

де $A_i(t)$ – переданий i -й корисний сигнал;

$B(t)$ – флуктуаційна завада білого гауссівського шуму.

Відомі апіорні ймовірності $P(A_i)$ появи кожного сигналу $A_i(t)$.

Завдання приймача полягає у статистичному визначенні переданого сигналу серед множини $(A_1, A_2 \dots A_m)$.

Можна висунути m можливих гіпотез (припущень):

гіпотеза H_1 – був переданий елемент сигналу A_1 ;

гіпотеза H_2 – був переданий елемент сигналу A_2 ;

і т.д.;

гіпотеза H_m – був переданий елемент сигналу A_m .

Вибір тієї чи іншої гіпотези заснований на деякому встановленому правилі і може бути правильним або помилковим.

Позначимо через $P(A_i|Z)$ імовірності того, що в коливанні $Z(t)$, яке надійшло на вхід приймача, міститься елемент сигналу $A_i(t)$. Ясно, що ці умовні імовірності можуть бути відомими тільки після обробки (аналізу) коливання $Z(t)$ на інтервалі тривалості $(0, \tau_i)$, тому їх називають *апостеріорними* імовірностями (отриманими після експерименту).

Припустимо, що апостеріорні імовірності $P(A_i|Z)$ в результаті аналізу коливання $Z(t)$ якимось чином визначені. Тоді варто вибрати гіпотезу H_k , якщо апостеріорна імовірність $P(A_k|Z)$ для k -ї гіпотези перевищує апостеріорні імовірності інших гіпотез.

Таким чином, ідеальний приймач приймає рішення віддаючи перевагу тому k -мо елементу сигналу, апостеріорна ймовірність появи якого більша, ніж для інших елементів сигналу. Математично *правило рішення* ідеального приймача можна записати у такому вигляді

$$\hat{i} = k, \text{ якщо } P(A_k|Z) > P(A_i|Z) \quad (11.1)$$

для всіх $i = 1, 2, \dots, m$, відмінних від k , $k \neq i$.

Відповідно до правила (11.1) критерій Котельникова часто називають критерієм *максимуму апостеріорної імовірності*.

Перетворимо правило (11.'). На підставі теореми Байеса (відомої з теорії імовірностей) апостеріорні імовірності можна виразити через апіорні та умовні

$$P(A_i|Z) = P(A_i) \frac{p(Z|A_i)}{p(Z)}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (11.2)$$

де $P(A_i)$ – апіорна імовірність передачі i -го елемента сигналу;

$p(Z|A_i)$ – умовна щільність розподілу імовірностей миттєвого значення прийнятого коливання Z за умови, що був переданий елемент сигналу A_i ;

$p(Z)$ – безумовна щільність розподілу імовірностей коливання Z .

З урахуванням виразу (11.2) правило Котельникова (11.1) представимо у виді

$$\hat{i} = k, \text{ якщо } P(A_k) \frac{p(Z|A_k)}{p(Z)} > P(A_i) \frac{p(Z|A_i)}{p(Z)}, \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad i \neq k.$$

Після перетворення одержимо

$$\Lambda_{ki} = \frac{p(Z|A_k)}{p(Z|A_i)} > \frac{P(A_i)}{P(A_k)}, \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad i \neq k,$$

або

$$\Lambda_{ki} > \frac{P(A_i)}{P(A_k)}. \quad (11.3)$$

Ліву частину нерівності Λ_{ki} називають *відношенням правдоподібності*.

У більшості реальних випадків всі елементи сигналу можуть з'являтися з однаковими апіорними імовірностями. Тоді правило рішення ідеального приймача для рівноймовірних джерел будуть мати вигляд

$$\hat{i} = k, \text{ якщо } \Lambda_{ki} > 1, \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad i \neq k \dots \quad (11.4)$$

Правила рішення (11.3) і (11.4) часто називають правилами *максимуму правдоподібності*.

Таким чином, з наведених міркувань ясно, що процес винесення рішення при оптимальному прийманні є статистичною задачею.

Необхідно усвідомити, що розглянутий вище критерій Котельникова не є єдиним і не завжди є прийнятним, оскільки:

вимагає знання апіорних імовірностей, які не завжди є відомими;
заснований на тому, що всі помилки мають однакову ціну.

У системах зв'язку всі помилки однаково небажані і мають однакову ціну, тому в основному доцільно застосовувати критерій Котельникова.

Реалізація приймача Котельникова на кореляторах і узгоджених фільтрах

Замість Λ_{ki} можна відшукувати максимум його логарифма

$$\max_k \left\{ \int_0^{\tau_i} Z(t) A_k(t) dt - \frac{1}{2} [E_k - G_0 \ln P(A_k)] \right\}, \quad k = 1, 2, \dots, m, \quad (11.5)$$

де $E_k = \int_0^{\tau_i} A_k^2(t) dt$ – енергія переданого елемента сигналу $A_k(t)$;

G_0 – спектральна щільність потужності (СЩП) білого гауссівського шуму.

Схема, яка реалізує алгоритм (11.5), наведена на рис. 11.3.

З рис. 11.3 випливає, що приймач Котельникова має m -гілок обробки і формує m -відліків, величини яких дорівнюють

$$Z_j = \left\{ \int_0^{\tau_i} Z(t) A_i(t) dt - \frac{1}{2} [E_i - G_0 \ln P(A_i)] \right\}, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (11.6)$$

i -й відлік Z_i формується шляхом обробки $Z(t)$ на інтервалі $(0, \tau_i)$ за припущенням, що переданий i -й елемент сигналу і його значення Z_i пропорційне апостеріорній ймовірності $P(A|Z_i)$.

У пристрої визначення максимального значення ці відліки порівнюються і визначається номер “ k ”, для якого величина відліку Z_k виявляється максимальною, тобто $Z_k \geq Z_i$. Номер “ k ” є оцінкою номера переданого сигналу $k = \hat{i}$.

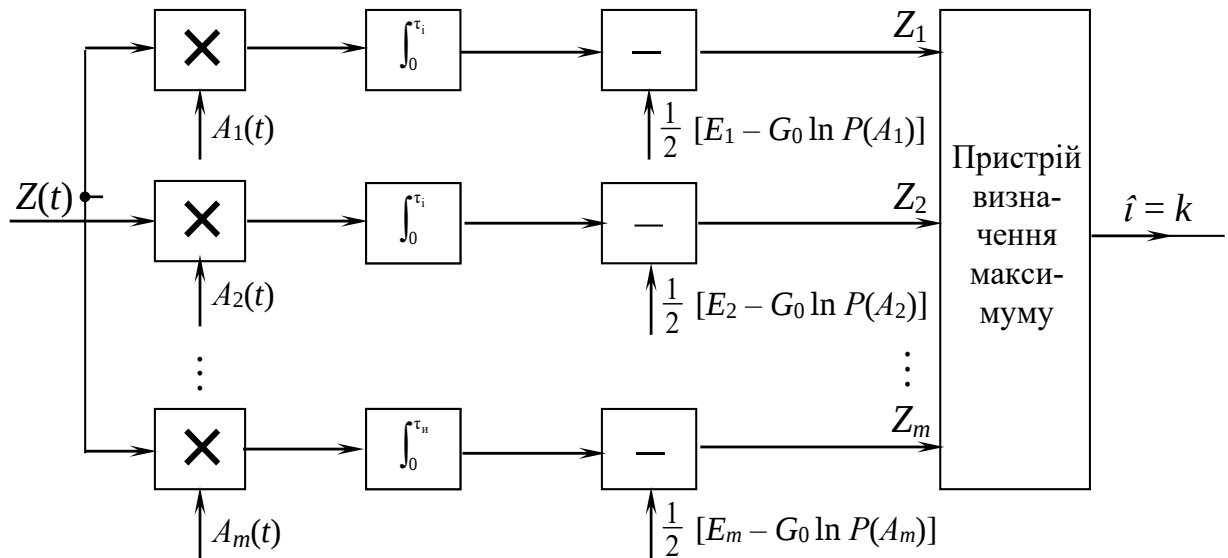


Рис. 11.3. Варіант схеми, що реалізує алгоритм (11.5)

З правила функціонування приймача Котельникова (11.5) випливає, що для його ефективної роботи приймач повинен володіти наступною точною інформацією:

- копії переданих елементів сигналу $A_1(t), A_2(t), \dots, A_m(t)$;
- енергії переданих елементів сигналів $E_1, E_2, \dots, E_m$;
- апріорні імовірності появи кожного з елементів сигналу $P(A_1), P(A_2), \dots, P(A_m)$;
- спектральну щільність потужності шуму G_0 ;
- часові межі елементів сигналу $(0, \tau_i)$.

У більшості систем зв'язку застосовують двійкові сигнали, для яких $m = 2$. Зазвичай апріорні ймовірності рівні, тобто $P(A_1) = P(A_2) = 0,5$. У такому випадку загальний алгоритм роботи приймача Котельникова (10.5)

$$\int_0^{\tau_i} Z(t) A_1(t) dt - \frac{1}{2} E_1 \underset{A_2}{>} \int_0^{\tau_i} Z(t) A_2(t) dt - \frac{1}{2} E_2, \quad (11.7)$$

де E_1 і E_2 – енергії відповідно елементів сигналу $A_1(t)$ і $A_2(t)$.

Варіант структурної схеми приймача Котельникова для двійкових рівноймовірних сигналів, яка реалізує правило (11.7), наведена на рис. 11.4 з якого видно, що для реалізації оптимальної вирішальної схеми для рівноймовірних двійкових сигналів потрібно апріорно знати тільки енергії елементів сигналів E_1 і E_2 .

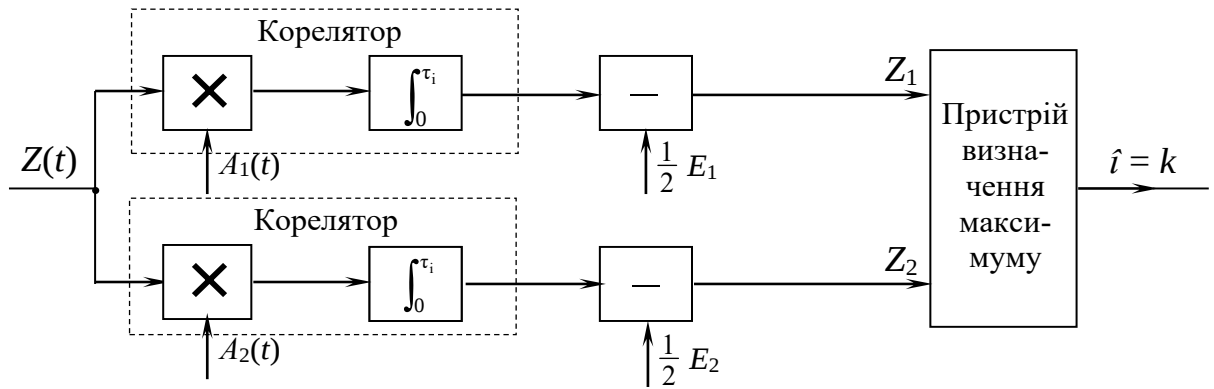


Рис. 11.4. Варіант схеми приймача Котельникова для двійкових рівноймовірних сигналів, що реалізує правило (11.7)

Кожна гілка обробки має в своєму складі перемножувач сигналів, інтегратор і віднімальний пристрій. Послідовно з'єднані перемножувач і інтегратор називають *корелятором*, оскільки він встановлює взаємозв'язок між двома коливаннями за допомогою кореляційної функції $Z(t)$ і $A_i(t)$ де $i = 1; 2$.

На підставі правила (11.7) і схеми (рис. 11.4) отримані схеми приймачів Котельникова для конкретних видів сигналів (з різними видами маніпуляції).

Котельников довів, що ідеальний приймач може бути реалізований за допомогою фільтрів, імпульсні характеристики яких визначаються

$$h_i(t) = \alpha A_i(t_0 - t), \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (11.8)$$

де $t_0 \geq \tau_i$ – момент часу реєстрації (момент часу взяття відліку на виході фільтра; як правило, величина $t_0 = \tau_i$);

α – довільний масштабний множник.

З виразу (11.8) видно, що імпульсні характеристики фільтрів цілком визначаються часовими функціями сигналів $A_i(t)$, *тобто кожному i -му елементу сигналу відповідає свій фільтр*. Тому ці фільтри називаються *узгодженими фільтрами* (узгодженими з конкретними параметрами сигналу).

Схематичне зображення варіанту структурної схеми ідеального приймача на узгоджених фільтрах для двійкових рівноймовірних сигналів наведено на рис. 11.5, у якій замість кореляторів (рис. 11.4) установлені узгоджені фільтри (УФ) і ключі.

Покажемо, що схеми на кореляторах (рис. 11.4) і на узгоджених фільтрах (рис. 11.5) еквівалентні. Реакцію будь-якого фільтра на коливання $Z(t)$ можна записати у вигляді інтеграла Дюамеля (згортки)

$$Z_{\text{вих}}(t) = \int_0^t Z(\tau) h(t - \tau) d\tau. \quad (11.9)$$

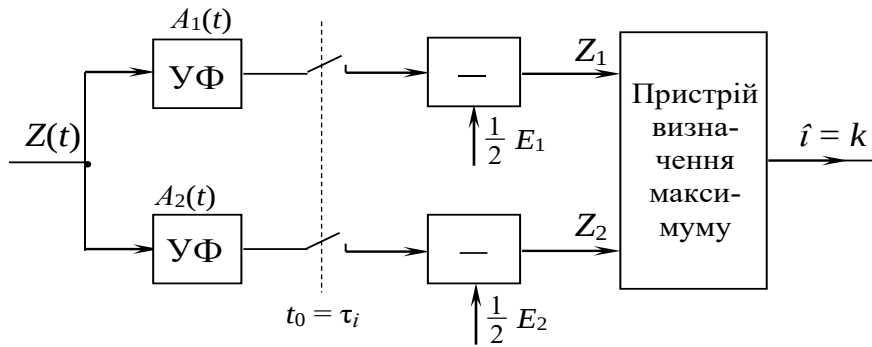


Рис. 11.5. Варіант структурної схеми ідеального приймача на узгоджених фільтрах для двійкових рівноймовірних сигналів

На виході фільтра, узгодженого з i -м елементом сигналу $A_i(t)$, $i = 1, 2$, ця реакція визначається так

$$Z_{\text{вих } i}(t) = \int_0^t Z(\tau) h_i(t - \tau) d\tau. \quad (11.10)$$

Якщо врахувати, що (див. формулу (8))

$$h_i(t - \tau) = \alpha A_i(t_0 - t + \tau),$$

то вираз (10) прийме вигляд

$$Z_{\text{вих } i}(t) = \alpha \int_0^t Z(\tau) A_i(t_0 - t + \tau) d\tau.$$

У момент реєстрації $t_0 = \tau_i$ наприкінці тривалості елемента сигналу ключі замикаються на короткий час. Величина відліку в момент реєстрації дорівнює

$$Z_{\text{вих } i}(t_0) = \alpha \int_0^{\tau_i} Z(\tau) A_i(\tau) d\tau. \quad (11.11)$$

Таким чином, у момент реєстрації $t_0 = \tau_i$ на виходах узгоджених фільтрів реалізуються точно такі ж значення, як і на виходах відповідних кореляторів.

Отже, приймач Котельникова для приймання дискретних сигналів може бути побудований з використанням або кореляторів, або узгоджених фільтрів.

11.2 Оптимальне приймання неперервних сигналів

Для передачі каналом електрозв'язку неперервне повідомлення $x(t)$ у кінцевому пристрої КП-1 (рис. 11.6) перетворюється в аналоговий первинний сигнал $c(t)$.

У процесі передачі первинний сигнал $c(t)$ піддається впливу завад і спотворенням. Тому прийнятий первинний сигнал $c'(t)$, строго кажучи, ніколи точно не відтворює переданий сигнал $c(t)$ (тобто $c'(t) \neq c(t)$). Отже, прийняте повідомлення $y(t)$ (на виході КП-2) завжди відрізняється від переданого $x(t)$.

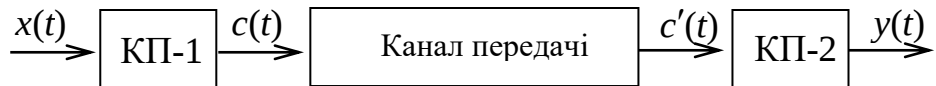


Рис. 11.6. Принцип приймання неперервних сигналів

Первинний сигнал $c'(t)$ на виході каналу електрозв'язку можна представити у виді

$$c'(t) = c(t) + \varepsilon(t),$$

де різниця $\varepsilon(t) = c'(t) - c(t)$ визначає собою в кожен даний момент часу t відхилення прийнятого сигналу $c'(t)$ від переданого $c(t)$. Відхилення $\varepsilon(t)$ враховує результуючий вплив адитивних завад і спотворень і є випадковим процесом, який називають завадою на виході каналу зв'язку.

Середня потужність завади (середньоквадратичне відхилення) на виході каналу зв'язку може бути визначена формулою

$$\overline{\varepsilon^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [c'(t) - c(t)]^2 dt = \overline{[c'(t) - c(t)]^2},$$

де T – інтервал спостереження.

Звичайно вважають, що як переданий первинний сигнал, так і завада $\varepsilon(t)$ є стаціонарними випадковими процесами.

Потужність завади $\overline{\varepsilon^2}$ залежить від виду модуляції, за допомогою якої первинний сигнал $c(t)$ перетворюється в модульований сигнал $A(t)$, а також від способу обробки прийнятого коливання $Z(t) = A(t) + B(t)$ (від способу приймання) і властивостей адитивної завади $B(t)$.

Очевидно, що для даного виду модуляції і структури завад існує *оптимальний* спосіб приймання, який забезпечує мінімально можливе значення середньоквадратичного відхилення

$$\overline{\varepsilon}^2 = \varepsilon_{\text{мін}}^2 = \varepsilon_0^2.$$

Таким чином, завданням *ідеального (оптимального) приймача при прийманні неперервних повідомлень* є відтворення первинного сигналу $c'(t)$ на виході каналу зв'язку з *мінімальною середньою потужністю завади (відхилення) ε_0^2* , що відповідає *максимально можливій (потенціальній) завадостійкості*.

Питання для самоконтролю:

1. Які основні складові має вирішальна схема (приймач) дискретних сигналів і яку функцію виконує кожна з них?
2. Що називається помилкою при прийманні дискретного сигналу та як вона пов'язана з імовірністю помилкового приймання $P_{\text{пом}}$?
3. Що називають критерієм Котельникова (критерієм ідеального спостерігача) та яка його основна мета у прийманні сигналів?
4. Чим відрізняються апостеріорні імовірності від апіорних імовірностей у задачі оптимального приймання дискретного сигналу?
5. Як формулюється правило рішення ідеального приймача для довільного джерела дискретних сигналів (формула 11.1) та для рівноймовірних сигналів (формула 11.4)?
6. Як відрізняються та в чому схожі реалізації приймача Котельникова на кореляторах і на узгоджених фільтрах?
7. Що таке корелятор і узгоджений фільтр, та яку роль вони відіграють у реалізації оптимальної вирішальної схеми?
8. Яка основна мета ідеального приймача при прийманні неперервних сигналів і як вона пов'язана з середньою потужністю завади?
9. Які ключові умови приймання сигналів необхідні для реалізації ідеального приймача Котельникова?
10. Що таке потенційна завадостійкість системи передачі сигналів і як її забезпечує оптимальний приймач?

12 ПРИНЦИПИ ПЕРЕДАЧІ ПОВІДОМЛЕНЬ СКЛАДНИМИ СИГНАЛАМИ

12.1 Основні методи підвищення завадозахищеності систем зв'язку

Завадозахищеність системи передачі – це її здатність протистояти заважаючій дії *навмисних завад*. Під навмисними завадами розуміють спеціальні завади, які створюються системою радіоелектронного подавлення (РЕП).

У загальному випадку радіоелектронна протидія (РЕП) включає два послідовні етапи: радіотехнічну розвідку та радіопротидію.

Мета радіотехнічної розвідки полягає у встановленні факту роботи (випромінювання) системи та визначенні її параметрів, необхідних для ефективної організації радіопротидії.

Мета радіопротидії – створення завад, дія яких максимально ускладнює роботу системи або порушує її нормальне функціонування. Очевидно, що ефективність постановки завад залежить від кількості інформації про систему, яку виявлено під час розвідки.

Відповідно до функцій РЕП, завадозахищеність системи передачі визначається її потайністю та завадостійкістю.

Потайність системи передачі – здатність протистояти дії радіорозвідки.

Радіотехнічна розвідка включає три основні задачі:

виявлення факту роботи системи (сигналу);

визначення структури виявленого сигналу та його основних параметрів;

розкриття інформації, що міститься в сигналі.

Відповідно до цих задач виділяють три види потайності:

енергетична;

структурна;

інформаційна.

Основні методи підвищення енергетичної та структурної потайності системи передачі:

Робота з мінімально необхідною потужністю випромінювання, достатньою для забезпечення якості зв'язку; застосування радіосистем з адаптацією потужності випромінювання.

Використання оптимальних методів прийому сигналів та пристроїв захисту від навмисних завад.

Використання широкосмугових сигналів із великою базою.

Застосування частотно-адаптивних ліній зв'язку.

Для забезпечення інформаційної потайності, що ускладнює несанкціонований доступ до змісту повідомлень, застосовують засекречування (шифрування) переданої інформації.

Процес *засекречування* полягає в перетворенні множини Z_c , що містить елементи повідомлення, в іншу множину Z_z , яка складається з елементів засекреченого повідомлення і записується у вигляді

$$V_z\{Z_c\} \Rightarrow Z_z,$$

де оператор V_z характеризує алгоритм перетворення Z_c у Z_z .

Надійність (стійкість) засекречування визначається оператором V_z . У заданому класі перетворень вона залежить від числа степенів вільності, тобто числа варіантів V_z .

Завадостійкість – це здатність системи передачі протистояти шкідливому впливу завад. Аналіз завадостійкості здійснюється незалежно від причин появи завад у системі передачі.

Підвищення завадозахищеності систем передачі передбачає одночасне підвищення їх потайності і завадостійкості.

Деякі з перерахованих вище методів забезпечують вирішення тільки однієї задачі: або підвищення потайності (перший метод), або поліпшення завадостійкості (другий метод). Все інші методи забезпечують спільне вирішення задач підвищення потайності і завадостійкості.

Нижче будуть розглянуті технічні принципи, які лежать в основі перерахованих вище методів.

12.2 Визначення складних сигналів и вимоги до них

У системах передачі дискретних повідомлень, які розглядалися раніше, використовувалися радіоімпульси прямокутної форми з одним із видів маніпуляції. При цьому кожному відеоімпульсу первинного сигналу $s(t)$ відповідав один радіоімпульс $A(t)$ (рис. 12.1).

Ефективна ширина спектра прямокутного радіоімпульсу (яка визначається як площа, обмежена нормованою спектральною щільністю сигналу) дорівнює

$$\Delta f_c = \int_0^\infty \frac{G(f)}{G_0} df = \frac{1}{\tau_i}. \quad (12.1)$$

Добуток ефективної ширини спектра сигналу на його тривалість називається *основою* сигналу

$$W_c = \Delta f_c \tau_i. \quad (12.2)$$

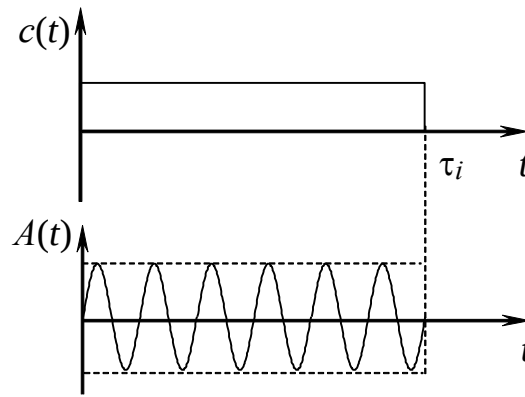


Рис. 12.1. Формування радіоімпульсів $A(t)$ із відеоімпульсів $c(t)$ у системі передачі дискретних повідомлень

Згідно з виразом (12.2), основа прямокутного радіоімпульсу має значення $W_c = 1$. Сигнали з основою рівною або близькою до одиниці називаються *простими* чи *вузькосмуговими*.

Сигнали, для яких основа дорівнює або є близькою до одиниці, відносять до простих, або вузькосмугових.

Останнім часом з метою підвищення завадозахищеності в системах передавання дискретної інформації дедалі частіше застосовують сигнали, основа яких значно перевищує одиницю. Такі сигнали називають складними, шумоподібними або широкосмуговими.

У зарубіжних джерелах системи зв'язку, що використовують широкосмугові сигнали, відомі як системи з розширеним спектром (Spread Spectrum Systems, SSS).

В перших роботах досліджувалася можливість використовувати як ШСС реалізації шуму. Однак ШСС такого виду не знайшли практичного застосування, оскільки складно здійснювати формування шумових сигналів і створювати для них схеми обробки.

12.3 Методи формування й обробки складних сигналів

У більшості широкосмугових систем зв'язку використовуються ШСС, сформовані методом прямої послідовності (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). У таких системах розширення спектра досягається шляхом множення відносно вузькосмугового вихідного сигналу на спеціальний широкосмуговий сигнал розширення. Найбільшого поширення набули складні шумоподібні сигнали у вигляді фазоманіпульованих (ФМ-ШСС) та частотноманіпульованих (ЧМ-ШСС) послідовностей. Часові діаграми відповідних сигналів наведено на рис. 12.2.

Кожному двійковому символу первинного сигналу $c(t)$ позитивної полярності (“+”) з тривалістю τ_i відповідає послідовність N двійкових імпульсів тривалістю $\tau_0 = \tau_i / N$. Ця послідовність формується за заданими правилами таким чином, щоб її кореляційні властивості були близькими до властивостей шуму. Саме тому її називають псевдовипадковою послідовністю (ПВП). Для символу від’ємної полярності (“-”) використовується інвертована ПВП. У результаті первинний сигнал $c(t)$ перетворюється на послідовність відеоімпульсів $c'(t)$ відповідно до правила (12.3)

$$c'(t) = c(t) \cdot a_{\text{ПВП}}(t). \quad (12.3)$$

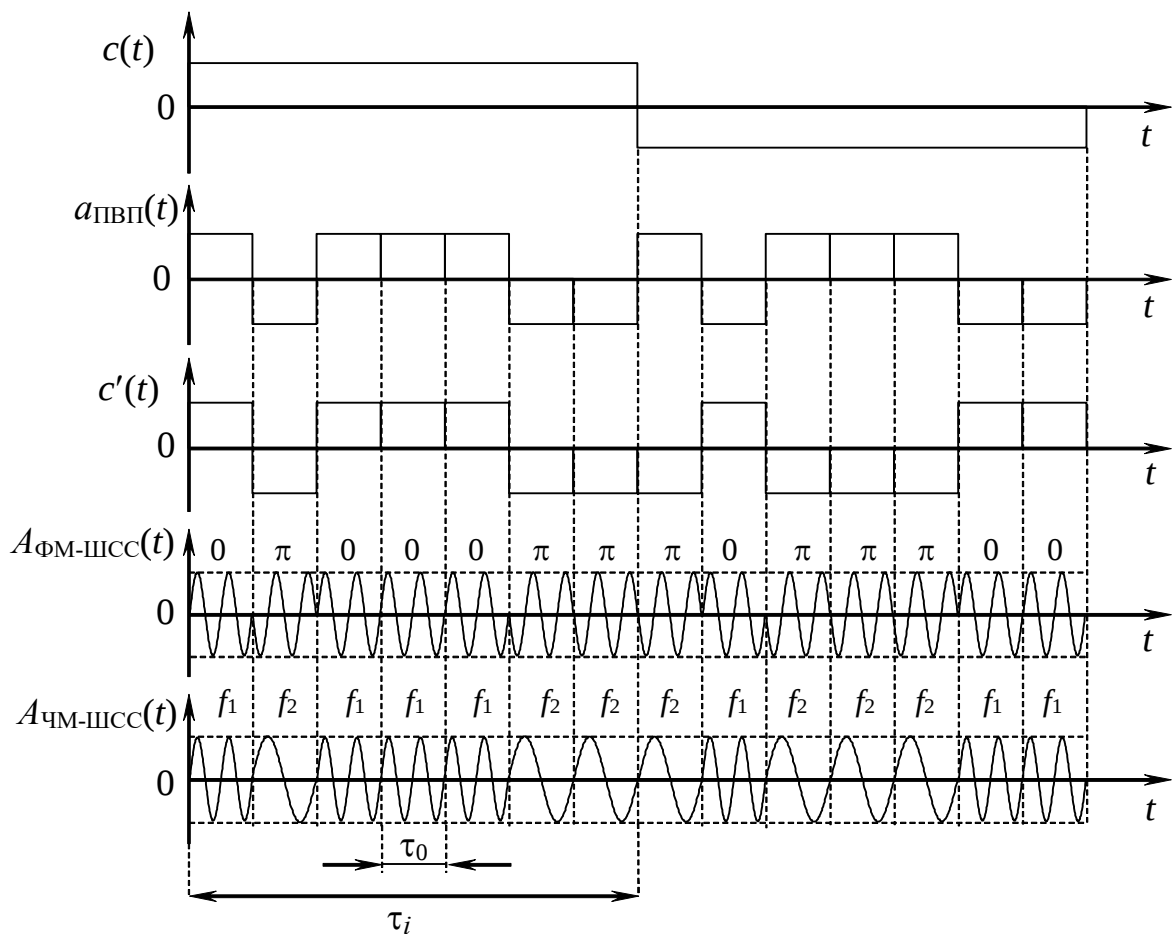


Рис. 12.2. Часові діаграми широкосмугових сигналів

Далі за допомогою послідовності відеоімпульсів $c'(t)$ виконується фазова маніпуляція (ФМ-2), або частотна (ЧМ-2) маніпуляція. Структурна схема формування розглянутих ШСС показана на рис. 12.3.

Ефективна ширина спектра ШСС визначається ефективною шириною спектра його елемента

$$\Delta f_c = \frac{1}{\tau_0} = \frac{N}{\tau_i}.$$

Оснoву сигналу в такій схемі формує кількість імпульсів псевдовипадкової послідовності

$$W_c = \Delta f_c \tau_i = N.$$

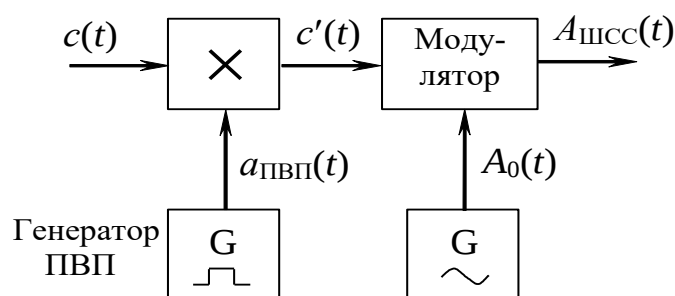


Рис. 12.3. Формування широкосмугових сигналів

На рис. 12.2 число імпульсів ПВП $N = W_c = 7$. В реальних системах є можливість застосування ФМ-ШСС з основою $W_c = 10^3 \dots 10^4$ і більш ($10^4 \dots 10^6$).

Отже, розглянуті складні сигнали являють собою послідовність радіоімпульсів із подвійною маніпуляцією. У межах інтервалів тривалості інформаційних символів τ_i виконується інформаційна маніпуляція, тоді як усередині кожного інтервалу τ_i здійснюється додаткова, або внутрішня маніпуляція, необхідна для розширення спектра та перетворення простого сигналу на широкосмуговий.

З метою підвищення інформаційної швидкості передавання в широкосмугових системах, поряд із сигналами ФМ-2 та ЧМ-2, застосовують сигнали з багатопозиційними видами маніпуляції, зокрема ФМ-М, КАМ-М тощо.

Дискретні частотні сигнали.

На практиці також використовуються багаточастотні сигнали (БЧС) послідовного типу, які відомі як сигнали з дискретною частотною маніпуляцією (ДЧМ). Структура таких сигналів наведена на рис. 12.4.

Багаточастотні сигнали являють собою послідовність радіоімпульсів, несуча частота яких змінюється відповідно до заданого закону. Частотно-часова структура БЧС задається частотно-часовою матрицею (ЧЧМ). На рис. 12.4 заштрихованими квадратами показані області, у яких зосереджена енергія імпульсів сигналу.

Як впливає з рис. 12.4, енергія багаточастотних сигналів нерівномірно розподіляється в частотно-часовій області. Відомості про полярність переданого символу первинного сигналу закладені у фазах відповідних радіоімпульсів (якщо “+”, то $\varphi = 0$; якщо “-”, то $\varphi = \pi$).

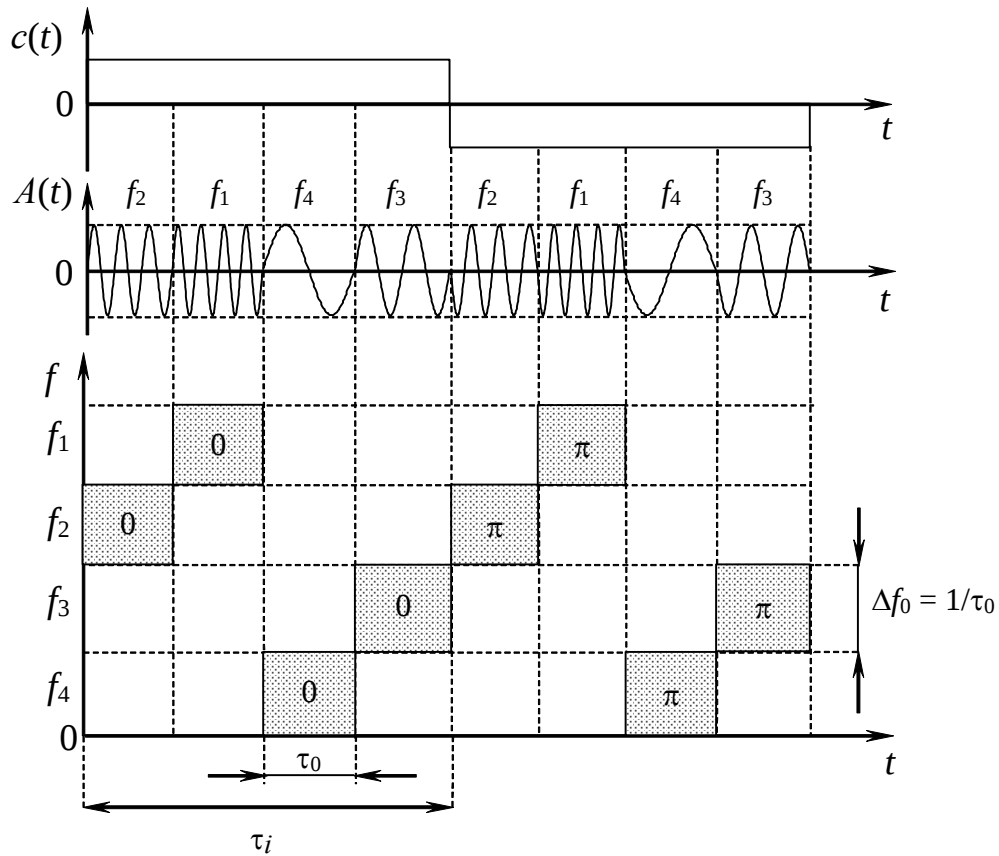


Рис. 12.4. Структура багаточастотних сигналів

Основу сигналу можна подати у виді

$$W_c = \Delta f_0 M \tau_i = M \frac{1}{\tau_0} M \tau_0 = M^2,$$

де M – кількість радіоімпульсів у БЧС; для сигналу, показаного на рис. 12.4, $W_c = 4^2 = 16$.

Сигнали з псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти (ППРЧ).

У системах із ППРЧ розширення спектра в заданій смузі частот реалізується шляхом стрибкоподібної зміни робочої частоти сигналу відповідно до псевдовипадкового закону (FH — Frequency Hopping).

Основними складовими системи передачі з ППРЧ (рис. 12.5) є синтезатор частоти, генератор псевдовипадкової послідовності та система синхронізації (СС). Алгоритм перемикання частот формується генератором ПВП, який здійснює керування синтезатором частоти передавача. Широко смуговий (ШСФ) і вузько смуговий (ВСФ) фільтри призначені для пригнічення шумів і побічних спектральних складових.

Хорошу обробку будь-якого дискретного сигналу, у тому числі і ШСС, на фоні флуктуаційної завади типу білого гауссівського шуму забезпечує корелятор (рис. 12.6, а) або узгоджений фільтр (рис. 12.6, б).

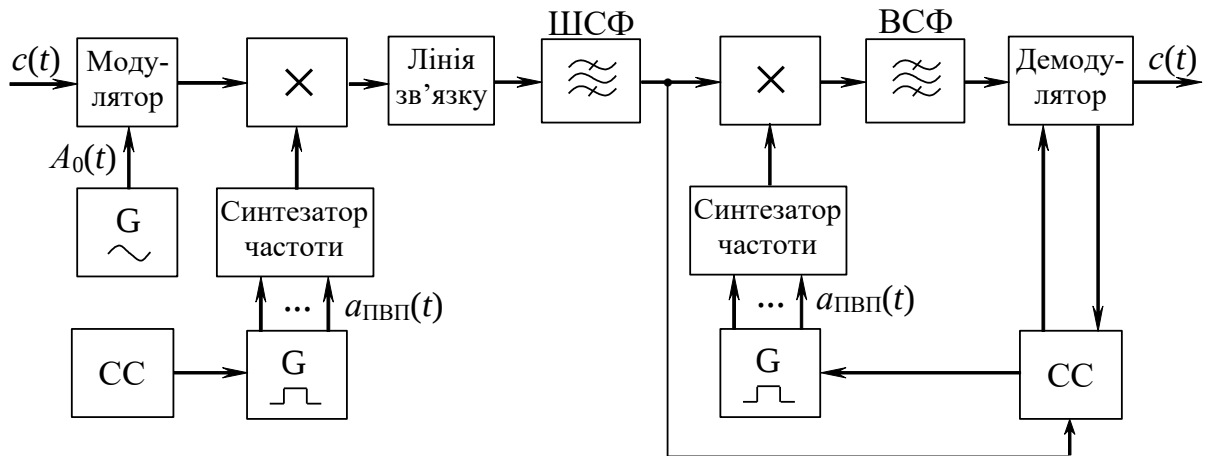


Рис. 12.5. Сигнали з псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти

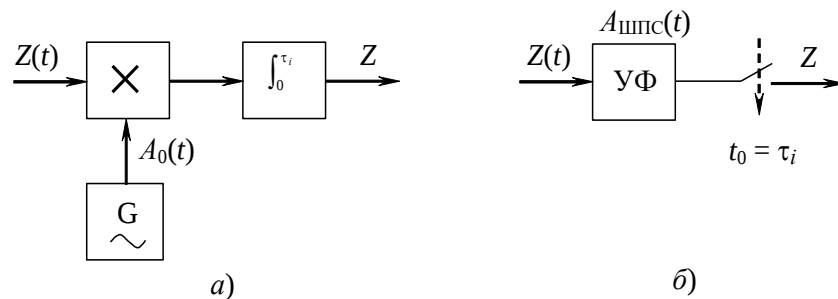


Рис. 12.6. Принципові схеми пристроїв оптимальної обробки сигналів: корелятор (а) та узгоджений фільтр (б)

Помітимо, що генератор опорного коливання в схемі рис. 12.6, а забезпечує формування когерентного коливання, точно співпадаючого за частотою і фазою з ШСС (без зовнішньої інформаційної маніпуляції), а імпульсна характеристика узгодженого фільтра (УФ) у схемі рис. 11.6, б визначається часовою функцією складного сигналу

$$h(t) = \alpha A_{\text{шсс}}(\tau_i - t), \quad (12.4)$$

де α – масштабний множник.

Форма сигналу не впливає на завадостійкість приймання на фоні шуму. Вона визначається тільки відношенням сигнал/шум $Q^2 = E/G_0$ (де E – енергія сигналу; G_0 – спектральна щільність шуму) і видом маніпуляції.

Отже, використання складних, широкосмугових сигналів у порівнянні з простими вузькосмуговими не забезпечує переваг у завадостійкості, якщо в каналі передачі діє тільки шум.

Які ж переваги мають системи передачі з ШСС у порівнянні з системами передачі з простими сигналами? Наразі очевидним є істотний недолік ШСС — підвищена складність їх формування та демодуляції.

12.4 Завадостійкість приймання складних сигналів

Системи передачі, у яких застосовуються складні широкосмугові сигнали, характеризуються значно вищою завадозахищеністю порівняно з системами, що використовують прості сигнали. Пояснимо це положення на прикладі фазоманіпульованого широкосмугового сигналу (ФМ-ШСС).

На рис. 12.7 показані спектральні щільності потужності $G(f)$ простого ($W_c = 1$) і складного, широкосмугового ($W_c \gg 1$) сигналів.

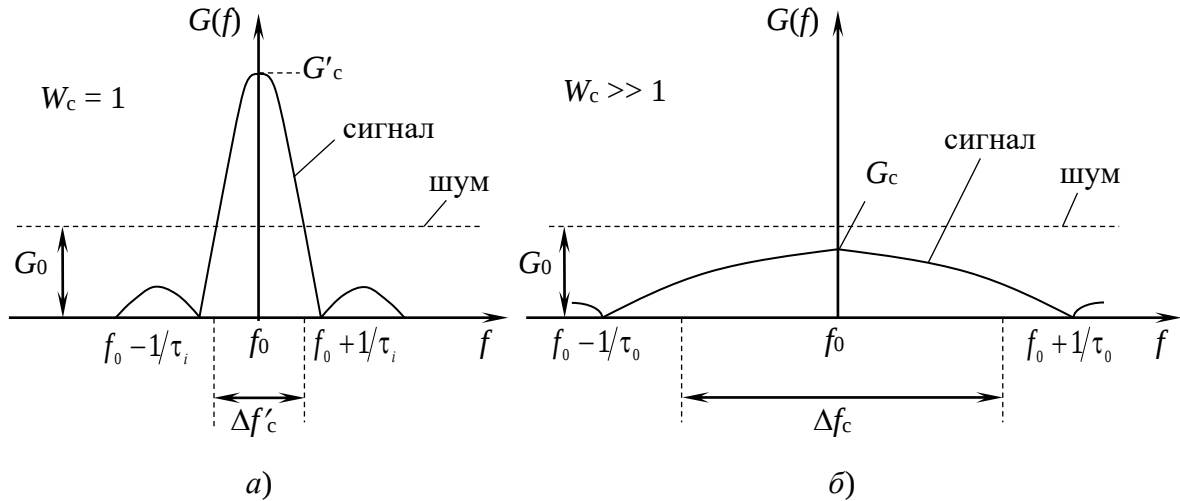


Рис. 12.7. Спектральні щільності потужності $G(f)$ простого ($W_c = 1$) і складного, широкосмугового ($W_c \gg 1$) сигналів

Там також наведені спектральні щільності шуму G_0 . Проведемо еквівалентне порівняння двох систем передачі для випадку, коли середні потужності простого сигналу та широкосмугового сигналу є однаковими. Також вважатимемо однаковими спектральні щільності шуму, що впливає на обидві системи.

Із умови рівності середніх потужностей простого сигналу та ШСС випливає, що

$$P_c = G'_c \Delta f'_c = G_c \Delta f_c, \quad (12.5)$$

де G'_c, G_c – максимальні значення спектральних щільностей потужності відповідно простого сигналу і ШСС;

$\Delta f'_c, \Delta f_c$ – ефективна ширина спектра відповідно простого сигналу і ШСС.

Відповідно до формули (12.5) одержуємо $\frac{G'_c}{G_c} = \frac{\Delta f_c}{\Delta f'_c}$. Оскільки

$\Delta f_c = 1/\tau_0$, а $\Delta f'_c = 1/\tau_i$, то

$$\frac{G'_c}{G_c} = \frac{\tau_i}{\tau_0} = W_c. \quad (12.6)$$

Отже, максимальне значення спектральної щільності потужності широкосмугового сигналу є у W_c разів меншим порівняно з відповідним значенням для простого сигналу. За умови, що у порівнюваних системах передачі для забезпечення заданої імовірності помилки $P_{\text{пом}}$ необхідне відношення сигнал/шум $Q^2 = E/G_0$.

Перетворимо Q^2 для простого сигналу і ШСС з використанням прийнятих раніше позначень.

Для простого сигналу ($W_c = 1$)

$$Q^2 = \frac{E}{G_0} = \frac{P_c \tau_i}{G_0} = \frac{\frac{P_c}{\Delta f'_c} \tau_i}{G_0} = \frac{G'_c}{G_0}. \quad (12.7)$$

Для ШСС ($W_c \gg 1$)

$$Q^2 = \frac{E}{G_0} = \frac{P_c \tau_i}{G_0} = \frac{P_c W_c \tau_0}{G_0} = \frac{\frac{P_c}{\Delta f'_c} W_c \tau_0}{G_0} = \frac{G_c}{G_0} W_c. \quad (12.8)$$

З формул (12.7) і (12.8) випливає

$$\frac{G'_c}{G_0} = Q^2, \quad \frac{G_c}{G_0} = \frac{Q^2}{W_c}. \quad (12.9)$$

Наприклад, якщо задана імовірність помилки $P_{\text{пом}}$ забезпечується, припустимо, при $Q^2 = 10$, а основа ШСС дорівнює $W_c = 1000$, то

$$\frac{G'_c}{G_0} = 10, \quad \frac{G_c}{G_0} = \frac{10}{1000} = 0,01.$$

Отже, у розглянутому прикладі в системі передачі з *простим сигналом* рівень спектра сигналу G'_c буде перевищувати рівень шуму G_0 у $Q^2 = 10$ разів. У системі передачі з *ШСС* рівень шуму G_0 перевищує рівень спектра сигналу G_c в $W_c/Q = 100$ разів. Тобто, *забезпечується робота «під шумом»*. Не знаючи форми і параметрів використовуваного сигналу, радіорозвідці системи РЕП складно знайти сигнал, і тим більше, розкрити структуру і вимірити його параметри. При цьому утрудняється постановка прицільної навмисної завади.

Таким чином, дві порівнювані системи передачі мають різні здібності протистояти розвідці супротивника. Система передачі з ШСС може одночасно мати і високу потайність і високу завадостійкість (задану величину Q^2).

Однією з характерних властивостей широкосмугових сигналів є підвищена завадостійкість щодо вузькосмугових завад.

Розглянемо еквівалентне порівняння двох систем передачі — з простим сигналом і з широкосмуговим сигналом — за умови однакових енергій E . В обох системах обробка сигналів здійснюється за допомогою узгодженого фільтра (УФ) за наявності тієї самої за спектром зосередженої завади. Для спрощення аналізу припустимо, що вузькосмугова завада $B(t)$ має прямокутну форму спектральної щільності потужності (СЦП)

$$G_B(f) = G_{\max}; \quad f_0 - \frac{\Delta f_B}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{\Delta f_B}{2},$$

де Δf_B — ширина спектра вузькосмугової завади;

f_0 — центральна частота, яка збігається з центральною (несучою) частотою сигналу.

Потужність вузькосмугової завади визначається співвідношенням $P_B = G_{\max} \Delta f_B$, а потужність завадової складової на виході узгодженого фільтра описується виразом

$$P_{B_{\text{УФ}}} = \int_0^{\infty} G_B(f) K_{\text{УФ}}^2(f) df, \quad (12.10)$$

де $K_{\text{УФ}}(f)$ — амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) УФ.

На рис. 12.8 показані СЦП вузькосмугової завади $G_B(f)$ і квадрата АЧХ фільтрів, узгоджених з простим сигналом ($W_c = 1$) і ШСС ($W_c \gg 1$).

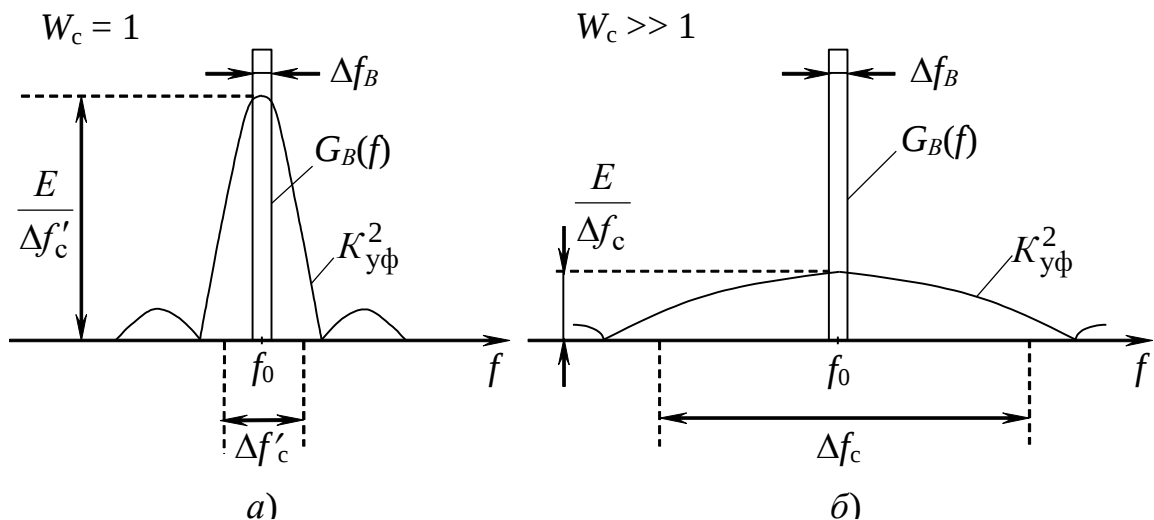


Рис. 12.8. Спектральна щільність потужності вузькосмугової завади $G_B(f)$ і квадрата АЧХ фільтрів, узгоджених з простим сигналом ($W_c = 1$) і ШСС ($W_c \gg 1$)

Нагадаємо, що амплітудно-частотна характеристика узгодженого фільтра збігається зі спектральною щільністю амплітуд того сигналу, для якого він

оптимізований, а площа під квадратом АЧХ узгодженого фільтра дорівнює енергії сигналу. Відповідно до поняття еквівалентної смуги пропускання узгодженого фільтра, яка відповідає ефективній ширині спектра сигналу, максимальне значення $K_{\text{уф}}^2(f)$ при $f = f_0$ для простого сигналу визначається виразом (рис. 12.8, а)

$$K_{\text{уф}}'^2(f_0) = \frac{E}{\Delta f_c'},$$

при ШСС (рис. 12.8, б)

$$K_{\text{уф}}^2(f_0) = \frac{E}{\Delta f_c}.$$

З урахуванням того, що $\Delta f_B \ll \Delta f_c'$, а тим більше, $\Delta f_B \ll \Delta f_c$ інтеграл (12.10), який визначає потужність вузькосмугової завади на виході узгодженого фільтра, може бути поданий у такому вигляді

$$P_{B\text{уф}} = \int_{f_0 - \frac{\Delta f_B}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f_B}{2}} G_{\text{max}} K_{\text{уф}}^2(f) df = G_{\text{max}} \Delta f_B K_{\text{уф}}^2(f_0). \quad (12.11)$$

Формула (12.11) є справедливою, так як в межах смуги Δf_B підінтегральна функція $K_{\text{уф}}^2(f)$ практично не залежить від f тобто може вважатися сталою, і дорівнює $K_{\text{уф}}^2(f_0)$.

Згідно формули (12.11) потужність вузькосмугової завади на виході узгодженого фільтра (для $W_c = 1$) можна записати

$$P_{B\text{уф}}^{W_c=1} = P_B \frac{E_c}{\Delta f_c'}, \quad (12.12)$$

а для $W_c \gg 1$

$$P_{B\text{уф}}^{W_c \gg 1} = P_B \frac{E_c}{\Delta f_c}. \quad (12.13)$$

Зауважимо, що в цьому випадку ефективна смуга пропускання узгодженого фільтра для простого сигналу співпадає зі смугою спектра сигналу, що й зумовлює відсутність виграшу в завадостійкості щодо вузькосмугових завад.

Таким чином, застосування широкосмугових складних сигналів приводить до значного зростання завадостійкості каналів зв'язку, насамперед щодо вузькосмугових завад.

Використання багаточастотних сигналів (див. рис. 12.4) створює сприятливі умови для відносно простої реалізації багаторазового частотно-рознесеного приймання. Це досягається за умови, що інтервал між сусідніми несучими

частотами елементів сигналу перевищує ширину частотної кореляції завмираючого каналу, тобто

$$\Delta f_p = |f_{i+1} - f_i| > \Delta f_{\text{кор}},$$

де f_i – несуча частота i -го частотного елемента багаточастотного сигналу. За такої умови завмирання окремих частотних компонентів є статистично некорельованими, що забезпечує ефективний частотний рознос і підвищує надійність приймання.

Крім того, складні сигнали характеризуються значно більшою локалізацією автокореляційної функції в часовій області порівняно з простими сигналами. Обвідні автокореляційних функцій $r(\tau)$ для простого сигналу у вигляді прямокутного радіоімпульсу та для складного сигналу типу ФМ-ШСС наведені на рис. 12.9, що наочно ілюструє переваги останніх з погляду часової роздільної здатності.

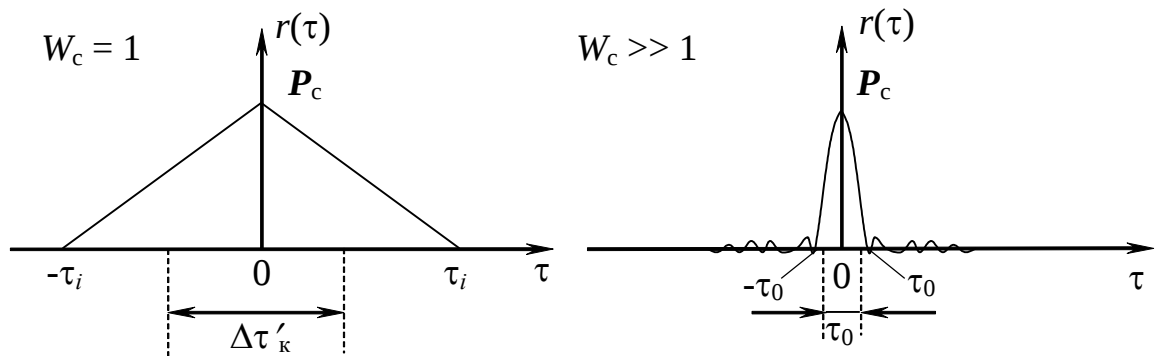


Рис. 12.9. Обвідні автокореляційних функцій $r(\tau)$ простого (радіоімпульсу прямокутної форми) і складного (ФМ-ШСС) сигналів

Кореляційний інтервал простого сигналу дорівнює $\Delta \tau'_k = \tau_i = \frac{1}{\Delta f_c'}$, тоді як для широкосмугового складного сигналу він становить $\Delta \tau_k = \tau_0 = \tau_i / W_c = 1 / \Delta f_c$. Зі зростанням основи сигналу W_c кореляційний інтервал ШСС відповідно зменшується, що є його принциповою відмінністю від простих сигналів.

Зазначена властивість ШСС отримала практичне застосування для підвищення завадостійкості систем зв'язку в умовах багатопроменевого поширення радіохвиль. Зокрема, у прийमाх, що використовують ШСС з великою основою, з'являється можливість реалізації просторово-часового рознесення за променями приходу сигналу. Розглянемо загальну ідею побудови такого способу рознесеного приймання.

У разі використання узгодженого фільтра реакція приймача на корисний сигнал за формою відповідає автокореляційній функції застосованого сигналу.

При цьому еквівалентна тривалість імпульсної реакції на виході фільтра, узгодженого з простим (вузькосмуговим) сигналом, дорівнює $\Delta t'_{\text{екв}} = \tau_i$ тоді як для фільтра, узгодженого з широкосмуговим складним сигналом, вона значно менша і становить $\Delta t_{\text{екв}} = \tau_0 = \tau_i/W_c$ що наочно показано на рис. 12.9.

Таким чином, використання широкосмугових складних сигналів забезпечує високу часову роздільну здатність приймання. Якщо затримка між окремими променями в багатопроменевому каналі Δt_z перевищує еквівалентну тривалість імпульсної реакції узгодженого фільтра $\Delta t_{\text{екв}}$ ($\Delta t_z > \Delta t_{\text{екв}}$), то на виході УФ сигнали, що надходять різними шляхами, стають часово розділеними (рис. 12.10). Надалі ці компоненти піддаються окремій обробці та комбінуються шляхом когерентного або некогерентного підсумовування з метою формування сумарного відліку. Зазначений принцип часово-променевого рознесення лежить в основі побудови систем тропосферного зв'язку, де багатопроменеве поширення є визначальним фактором формування сигналу на приймальному боці каналу.

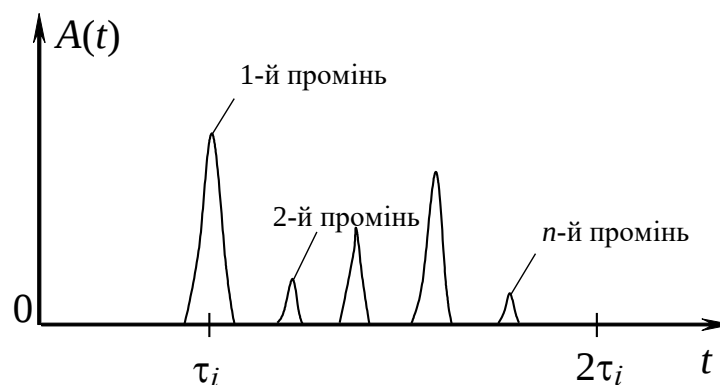


Рис. 12.10. Розділення променів у багатопроменевому каналі за допомогою узгодженого фільтра (УФ) при використанні ШСС

Отже, з урахуванням наведеного вище можна стверджувати, що використання складних широкосмугових сигналів дозволяє забезпечити низку важливих переваг. Зокрема, досягається істотне підвищення завадозахищеності систем передачі за рахунок зростання їх потайності та збільшення завадостійкості до навмисних впливів, у тому числі зосереджених за спектром вузькосмугових завад.

Крім того, застосування широкосмугових сигналів створює умови для ефективної реалізації багатократного рознесеного приймання в каналах з багатопроменевим поширенням радіохвиль, що, у свою чергу, приводить до додаткового підвищення завадостійкості таких каналів передачі.

Питання для самоконтролю:

1. Що таке завадозахищеність системи передачі і які два основні аспекти її визначають?
2. Які етапи включає радіоелектронне подавлення (РЕП), і яка мета кожного етапу?
3. Назвіть три види потайності системи передачі та поясніть, чим вони відрізняються.
4. Які основні методи підвищення енергетичної та структурної потайності системи передачі?
5. Як визначається основа сигналу, і чим відрізняються прості вузькосмугові сигнали від складних широкосмугових (ШСС)?
6. Опишіть принцип формування сигналів з прямим розширенням спектра (DSSS). Що таке псевдовипадкова послідовність (ПВП) у цьому контексті?
7. Які переваги багаточастотних сигналів (БЧС) і сигналів з псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти (ППРЧ) для підвищення завадостійкості?
8. Як використання складних сигналів ШСС впливає на співвідношення сигнал/шум (Q^2) у порівнянні з простими сигналами при однакових середніх потужностях?
9. Поясніть, чому системи передачі з ШСС мають підвищену завадостійкість щодо вузькосмугових завад.
10. Як велика основа сигналу W_c ШСС впливає на інтервал кореляції та на можливість багатократного рознесеного приймання в багатопромених каналах?

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Шульга В.П., Беркман Л.Н., Галаган Н.В., Нестеренко К.С., Варфоломеева О.Г., Хаб'юк Н.С. Сучасні методи передачі та обробки інформації в інфокомунікаційних мережах: Підручник. – Київ: ФОП Білецький Р.Г., 2024. – 536 с.
2. Кононова І.В., Павлов В.П., Софієнко І.І. Теорія передачі сигналів. Основи теорії електронних комунікацій [Електронний ресурс]: Навчальний посібник до лабораторних занять з навчальних дисциплін “Теорія передачі сигналів” та “Основи теорії електронних комунікацій”. – Київ: ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського 2025. – 57 с.
3. Основи теорії телекомунікацій і радіотехніки [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів спеціальності 172 “Телекомунікації та радіотехніка” / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: П.В. Кучернюк. – Електронні текстові дані. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 290 с.
4. Гусєв О.Ю. Теорія електричного зв'язку: навчальний посібник / Гусєв О.Ю., Конахович Г.Ф., Корнієнко В.І., Кузнецов Г.В., Пузиренко О.Ю; Міністерство освіти і науки України. – Львів: Видавництво “Магнолія”, 2020. – 363 с.
5. Бортник Г.Г. Напрямні телекомунікаційні системи: лабораторний практикум / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак; ВНТУ. – Вінниця: ВНТУ, 2021. – 104 с.
6. Теорія електрозв'язку : конспект лекцій / укладачі: О. М. Кобяков, І. А. Кулик. – Суми: Сумський державний університет, 2022. – 124 с.
7. Горбатий І.В. Методи формування й оброблення сигналів у телекомунікаційних системах: монографія / І.В. Горбатий, Р.І. Желяк, М.Д. Кіселичник; за загальною редакцією І.В. Горбатого // Міністерство освіти і науки України, Національний університет “Львівська політехніка”. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2019. – 335 с.
8. Основи теорії телекомунікацій / [Корнейко О.В., Кувшинов О.В., Лежнюк О.П., Лівенцев С.П. і др.] за заг. ред. М.Ю. Ільченка. – Київ: Вид-во ІСЗЗІ НТУУ “КПІ”, 2010. – 788 с.