

Навчальне видання

Конахович Георгій Філімонович

Системи радіозв'язку

Навчальний посібник для студентів спеціальностей:

7.090703 “Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення”,

7.090702 “Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси”

КИЇВ 2004

ББК з 811.722я 73-2

Ж.911

УДК 621.39 (075.8)

Рецензенти: професор Правда В.І. декан радіотехнічного факультету НТУ КПП.

Кафедра Інформаційних технологій Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій.

Затверджено на засіданні секції факультету електроніки та телекомунікацій редради НАУ 5 вересня 2002 року.

Конахович Г.Ф.

Системи радіозв'язку. Навчальний посібник. – К.: НАУ, 2004 - 311с.

Призначений для студентів спеціальностей 7.090703 “Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення”, 7.090702 “Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси”

ББК з 811.722я 73-2

© Г.Ф. Конахович, 2004

Вступ

Бурхливий розвиток засобів зв'язку в останній час призвів до корінної зміни як елементів бази так і принципів передавання, прийому та обробки інформації. Особливо це стосується проблем передавання мовних повідомлень. Зараз розробляються все нові й нові високоефективні алгоритми цифрової обробки мови різного призначення. Найбільш бурхливо розвивається галузь цифрового передавання мови, яка являє собою мобільний радіозв'язок, інтернет-телефонія, в тому числі з застосуванням радіоканалів, та інші системи.

Проблеми спільного передавання мови та даних у загальному цифровому пакеті в мережах ATM, Frame Relay вимагають вирішення розробниками та технічним персоналом нових, раніше невідомих задач. З нових позицій стовлять вже відомі завдання створення систем низько-швидкісного передавання з високою якістю сприйняття мови, розробки методів об'єктивної та суб'єктивної оцінки якості передавання мови.

Все це, а також навчальна програма дисципліни „Систем радіозв'язку” обумовило структуру та зміст навчального посібника.

Перша глава навчального посібника присвячена характеристиці джерела та одержувача мовних повідомлень, методам стискання для усунення надлишковості мовних сигналів, їх статистичним характеристикам. Розглянуто також системи для передавання безперервних повідомлень за допомогою цифрових сигналів. Таким чином у читача формується необхідний обсяг знань про сигнали які передаються в системах безперервного радіозв'язку.

Як було зазначено вище в системах зв'язку передаються не тільки мовні повідомлення, а й дані. Тому, друга глава присвячена розгляду систем зв'язку для передавання дискретних повідомлень. Розглянуті основні характеристики та види модуляції в системах передавання даних.

Третя глава присвячена теоретичному обґрунтуванню та прикладам практичної реалізації методів цифрової обробки мовних сигналів. Показані передавачі та недоліки різноманітних методів передавання безперервних повідомлень за допомогою цифрових сигналів.

Після ознайомлення з принципами представлення мовних сигналів у цифровому вигляді читач, в четвертій главі, має можливість розглянути та порівняти різноманітні системи передавання мови. Як система з пакетним передаванням мови, статистичні системи передавання. З одним з найпопулярніших протоколів, який забезпечує доступ користувачів до глобальної мережі передавання даних (PDN-Public Date Network) протоколом X25. Читач має можливість проаналізувати такі сучасні технології як Frame Relay та АТМ (Asynchronous Transfer Mode), яка є синтезом мережі з комутацією пакетів та мереж з комутацією каналів.

В останій час намітилась тенденція переходу мобільних систем зв'язку на принципово нові носії сигналів, так звані широкосмугові системи. Тому п'ята глава присвячена розгляду широкосмугових систем радіозв'язку. Показано як використовувати складовий сигнал у якості носія інформаційного повідомлення. Наведені види модуляції в широкосмугових системах зв'язку.

Шоста глава присвячена розгляду прикладів практичної реалізації кодерів мобільних радіосистем.

1. СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ БЕЗПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ

1.1. Структурна схема системи зв'язку та її елементи

У процесі людської діяльності виникає потреба в передачі відомостей з місця їх виникнення до деякої віддаленої точки. Сукупність відомостей, або інформацію, яка повинна бути передана, називають повідомленням, а саме джерело виникнення – джерелом повідомлення (ДП).

Залежно від характеру повідомлення (кількості станів, в якому воно може знаходитись) розрізняють безперервні та дискретні повідомлення.

Для передачі повідомлення по лінії зв'язку використовують деякий фізичний процес як матеріальний носій інформації. Фізична величина, яка змінюється та відтворює стан джерела повідомлення, називається сигналом. Прикладом сигналів можуть бути струм у проводі, акустична хвиля в повітрі, електромагнітне поле і ін.

Будь-який сигнал можна подати у вигляді функції $x(t)$, де $x \in X$, $t \in T$. Якщо множини X та T мають нескінченну кількість елементів, то такі сигнали називають аналоговими. Якщо тільки множина T має кінцеву кількість елементів, то сигнали називають дискретними. У разі, коли X та T мають фіксовану кількість елементів, сигнали називають цифровими. Пристрої, які перетворюють повідомлення в сигнал, називають перетворювачами повідомлень (ПП). В якості ПП виступають мікрофони або ларингофони.

Середовище, в якому поширюється сигнал від передавача до приймача, називають лінією зв'язку. Лінії зв'язку (ЛЗ) бувають акустичні та електричні і в свою чергу поділяються на радіолінії та провідні лінії зв'язку.

В системах радіозв'язку для передачі сигналів за допомогою радіоліній використовують радіопередавачі (РПД) та радіоприймачі (РПМ).

Сукупність пристроїв, які забезпечують незалежну передачу та прийом інформації від джерела повідомлень до одержувача повідомлення (ОП), називають каналом зв'язку (КЗ).

Система зв'язку (СЗ) – це впорядкована сукупність каналу зв'язку, джерела та одержувача повідомлень, яка характеризується заданими правилами перетворення повідомлення в сигнал і відновлення повідомлення за прийнятим сигналом. Основним призначенням системи зв'язку є передача із заданою якістю інформації від джерела до одержувача повідомлення [1].

Структурна схема системи зв'язку показана на рис. 1.1.

!

Рис.1.1. Структурна схема системи зв'язку

Крім вищезгаданих скорочень, на рис. 1.1:

З – джерело завад;

СЧ – синтезатор частот;

ПС – перетворювач сигналу в повідомлення.

Системи зв'язку можна класифікувати за такими ознаками:

за призначенням:

- системи радіомовлення та телебачення;
- системи професійного зв'язку;

за видом джерела повідомлення:

- СЗ для передачі безперервних повідомлень;
- СЗ для передачі дискретних повідомлень;

за видом сигналу:

- аналогові СЗ;
- дискретні СЗ;
- цифрові СЗ;

за видом модуляції:

- системи з амплітудною модуляцією;
- системи з частотною модуляцією;

- системи з фазовою модуляцією;
- системи з імпульсною модуляцією;
- системи з шумоподібними сигналами;

за частотами, що використовуються;

за кількістю повідомлень, які передаються одночасно:

- одноканальні СЗ;
- багатоканальні СЗ;

за порядком обміну повідомленнями і т. ін.

1.2. Характеристики безперервних джерел та одержувачів повідомлень

Джерелом безперервних повідомлень є голосовий апарат людини, а мова вважається самим повідомленням. Одержувачем мовного повідомлення є слуховий апарат людини. Системи зв'язку, в яких використовуються мовні повідомлення, ще називають телефонними системами.

Характерною особливістю систем передачі мовних повідомлень вважають наявність у них акустичних елементів (голосовий та слуховий апарати людини, мікрофон та телефон).

Розглянемо основні характеристики джерела звуків та слуху. Складовими елементами мовних повідомлень є слова та фрази. Слова, в свою чергу, складаються з більш простих елементів мови – складів та звуків, характерних для тієї чи іншої мови. Точного визначення терміна „звук мови” не існує. Його можна порівняти з великою літерою. Залежно від мови, місця наголосу кожний звук може мати різні відтінки. Так, нараховується декілька тисяч звуків, які відрізняються за суб'єктивним сприйняттям один від одного. Проте, все ж вдається класифікувати всі звуки та їх варіанти. А якщо ще й виділити типові ознаки звуків, то їх кількість вдається скоротити до 40...42. Такі типізовані звуки мови носять назву фонем. Кожна фонема має свої характерні ознаки, які легко розрізнити на слух. Але під час навіть найточнішого наголосу її в послідовній мові внаслідок впливу сусідніх звуків вона може набувати тих чи інших відтінків. Це будуть варіанти фонем за місцем у слові або так звані фоноїди. [1]

Структура звуку досить складна та характеризується цілою низкою складових звукових частот. При цьому розрізняють голосні та приголосні звуки.

Спектр голосних звуків має дискретний характер і складається з основного тону та його гармонік. Математичне очікування частоти основного тону F_{OT} для чоловічого голосу складає 120 Гц, а для жіночого – 240 Гц. Під час промови повідомлень різними особами відбувається зміна частоти основного тону $\left(\frac{\partial F_{OT}}{\partial t}\right)$ навколо математичного очікування, що й визначає особу, яка веде розмову. Таким чином, кожна людина розмовляє з характерною для неї частотою основного тону F_{OT} та похідною $\frac{\partial F_{OT}}{\partial t}$.

Для глухих приголосних та мови пошепки характерний суцільний спектр звуків. Частотні спектри дзвінких приголосних звуків мають комбінований дискретний та суцільний вигляди.

Типова осцилограма голосного звуку показана на рис.1.2.

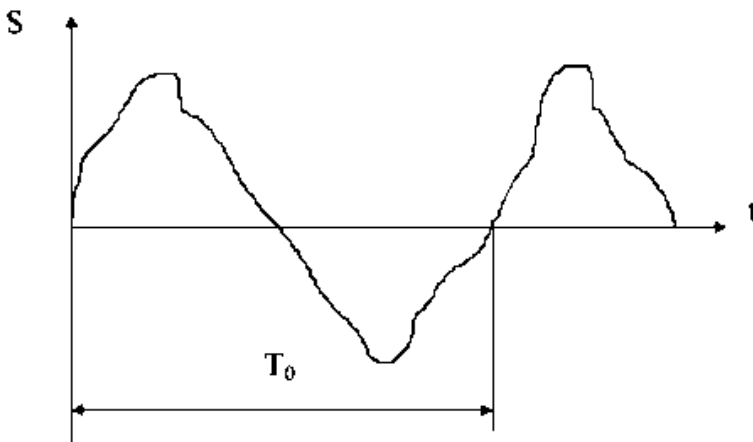


Рис.1.2. Осцилограма голосного звуку

В спектрі звуків утворюються області концентрації енергії, які носять назву формант. Іншими словами, формантою називають групу суміжних частотних складових спектра звуку, рівні яких більші, ніж у сусідніх складових. Для голосних звуків характерно до трьох яскраво виражених формант, які знаходяться в діапазонах: 300...1000 Гц (це перша форманта), 1000...2000 Гц (друга форманта)

та 2000...3500 Гц (третя форманта) (рис. 1.3). Глухі приголосні мають лише одну форманту з досить розмитим екстремумом у діапазоні частот понад 1200 Гц. Слід зазначити, що кожній фонемі відповідає свій формантний рисунок. Це означає, що мозок людини аналізує розташування формант та їхню інтенсивність, отримує інформацію з мовного повідомлення.

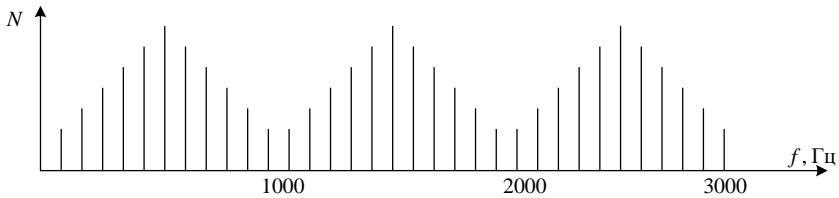


Рис.1.3. Спектр голосного звуку

Так звані вибухові звуки (п, к, т) не мають особистого формантного рисунку, а являють собою ту чи іншу зміну попередніх та наступних звуків.

Таким чином, діапазон частот, в якому розташовані форманти, які несуть інформацію про звуки, що промовляються, досить вузький. Він складає від 300 до 3500 Гц і носить назву телефонного каналу. Хоч під час розмови утворюються звуки в смузі частот від 100 до 9000 Гц, з точки зору отримання інформації немає ніякого сенсу робити телефонний канал ширше від 300...3500 Гц.

Все це стосується професійних систем зв'язку. В системах же радіомовлення та телебачення намагаються передати всі частоти, які утворюються під час розмови, співу, музичного супроводження тощо.

У професійному зв'язку завжди визначають темп мови, він складає близько $10 \frac{\text{фонем}}{\text{с}}$. У разі такого темпу (швидкості проголошення фонем) інтервал існування звуків складає 20...300 мс, при цьому у голосних він більший, ніж у приголосних. Найкоротші звуки – це вибухові, вони звучать 20...30 мс.

Під час розмови утворюється звукова хвиля, яка зумовлює відповідний звуковий тиск. Його позначають літерою P та вимірюють у паскалях (Па). Відчуття гучності пов'язано з силою звуку, яку позначають літерою I та вимірюють у $\text{Вт}/\text{м}^2$. Сила звуку

еквівалентна потужності, а звуковий тиск – напрузі електричних коливань, тому можна записати, що $I \equiv P^2$.

Рівень інтенсивності звуків мови (N) вимірюють у децибелах (дБ). При цьому за одиницю, з якою порівнюють звукові коливання, приймають мінімальну силу I_0 звукових коливань, що відчуває вухо людини з середнім слухом. Ця сила на середніх частотах (600...800) Гц дорівнює $I_0 = 10^{-2}$ Вт/м² або $P_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па [1].

Тоді рівень будь-якого звукового коливання силою I та звуковим тиском P буде дорівнювати:

$$N = 10 \lg \frac{I}{I_0} = 20 \lg \frac{P}{P_0}.$$

Діапазон зміни рівнів звуків мови називають динамічним діапазоном мови. Вухо людини не відчуває звуків нижче 0 дБ, а поріг відчуття болю лежить у межах 120...125 дБ.

Рівні чутності звуків виражають у фонах та позначають літерою L . Рівень чутності L визначає число децибел рівня тону з частотою 1000 Гц, який рівнозначний зі звуком, що досліджується. Він також залежить від частоти (рис. 1.4). Виміри рівня чутності виконують за допомогою шумоміра.

Рівень різних частотних складових мови неоднаковий. Залежність усереднених за великий термін часу рівнів мови від частоти називають спектром мови. На рис. 1.5 наведено спектр української мови, звідки видно, що найбільші рівні мають складові мови в діапазоні 200...600 Гц, і тут зосереджена основна частка енергії мови.

Цікавою особливістю спектра мови є те, що в цьому частотному діапазоні можна отримати тільки інформацію про частоту основного тону та про першу форманту. Тому, у разі аналізу слухового апарату людини слід звернути увагу на те, яким чином компенсується такий невдалий розподіл енергії в спектрі мови.

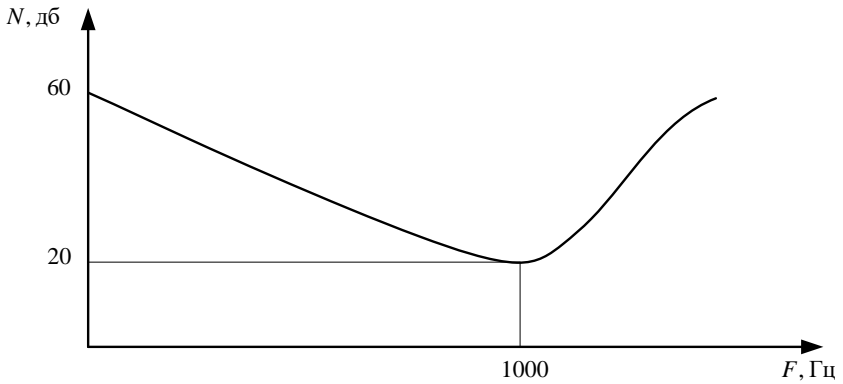


Рис.1.4. Залежність гучності від частоти

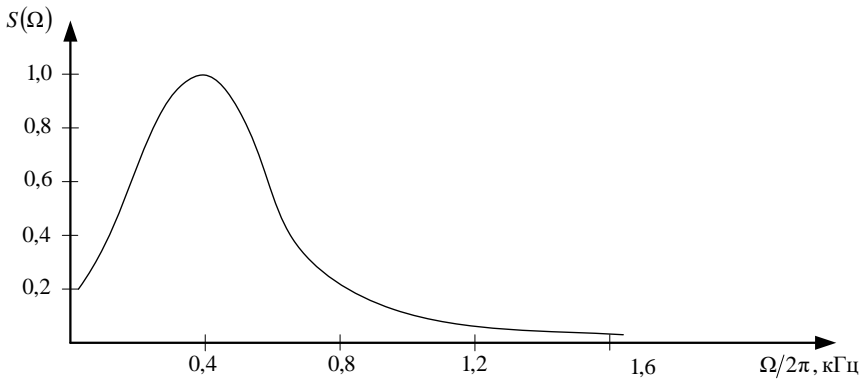


Рис.1.5. Спектр української мови

Досить часто в літературі доводиться зустрічатися з такими термінами, як пікфактор та рівень спектра звуку. Під пікфактором мови (Pr) розуміють відношення пікового тиску до середнього ефективного: $Pr = 20 \lg \frac{P_{\text{пик}}}{P}$.

Рівень спектра звуку (B) є тим же рівнем інтенсивності звуку, приведеним до 1 Гц:

$$B = 10 \lg \frac{I}{I_0 \Delta f_E},$$

де f_E – значення еквівалентної смуги частот, в якій вимірювали рівень інтенсивності.

Для пояснення процесу слухового сприйняття мови користуються так званою резонансною теорією слуху. Відповідно до цієї теорії модель вуха уявляють у вигляді набору резонаторів, які настроєні на різні частоти та мають смугу пропускання, що зветься критичними смугами слуху для тієї чи іншої частоти. Вухом здатне інтегрувати частотні складові звукового спектра, які знаходяться у межах критичної смуги. Критична смуга слуху залежить від частоти (рис. 1.6).

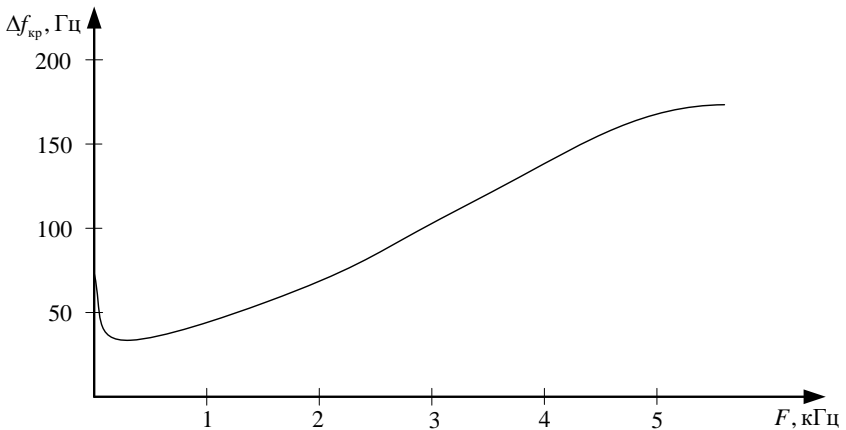


Рис 1.6. Залежність критичної смуги слуху від частоти

Існує деякий мінімальний рівень звуку, який сприймається вухом. Він зветься порогом чутливості, а також є функцією частоти. Так, звуки на різних частотах вухом людини починає чути з неоднаковим рівнем.

На рис.1.7 показано залежність порога чутливості від частоти. З рис. 1.7 видно, що звуки з частотою 200 Гц починають бути чутливими при рівні інтенсивності 30 дБ. В той же час для звуків на частоті 3000 Гц досить навіть 0 дБ, щоб бути почутими вухом людини.

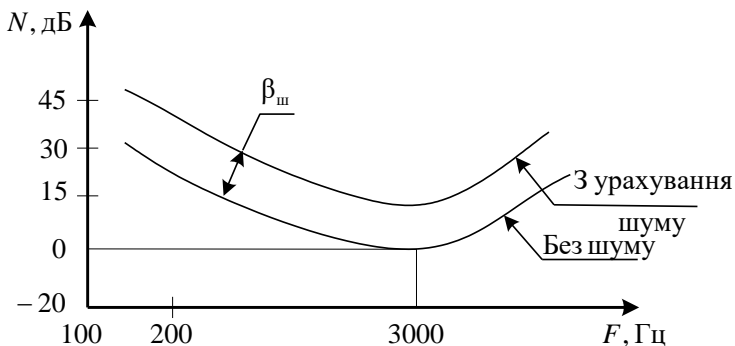


Рис. 1.7. Залежність порога чутливості від частоти

Таким чином, вухо людини, немовби, компенсує недоліки розподілу енергії в спектрі мови. Тобто звуки мови, які мають багато енергії, починають бути чутними при високому рівні інтенсивності (звуки в смузі 200...600 Гц), а звуки з малою енергією – відповідно чутні з низьким рівнем (звуки в смузі від 1000 до 4000 Гц).

Зрозуміло, що поріг чутності в тиші відрізняється від порога під час дії шуму на відповідний рівень інтенсивності шуму, який оцінюють як $\beta_{ш} = 10 \lg \frac{I_{ш}}{I_0}$.

Слід відзначити, що шум стає відчутним, коли його рівень перевищує 80 дБ. Рівень шуму в 90 дБ потребує вести розмову з напругою, а при рівні в 115 дБ розмова взагалі не можлива.

1.2.1. Теорія розбірливості мови

Якість зв'язку під час передачі неперетворених мовних повідомлень оцінюється розбірливістю мови, названою також артикуляцією. Під артикуляцією розуміють відсоток правильно прийнятих елементів мови із загальної кількості елементів, переданих у даному повідомленні. Як передані елементи мови можуть бути фрази, слова, склади, звуки, форманти. Тоді якість зв'язку оцінюють артикуляцією фраз I , слів W , складів S , звуків D , формант A .

Сприйняття звуку залежить від рівнів формант над порогом чутності. Під час передачі окремого звуку приймання його

достовірний тільки у тому випадку, коли усі форманти даного звуку, істотні для розуміння, сприймаються слухачем, у разі передачі ряду послідовних звуків мови ця вимога не є обов'язковою. У цьому випадку звук з неповно прийнятими формантами може бути прийнятий вірно, якщо достатня кількість інших звуків була прийнята правильно. Звичайно, розбірливість звуків *D* певним чином пов'язують з розбірливістю формант *A*.

Індивідуальні розрізнення частот формант та їхнє взаємне розташування у різних людей виявляється значним, тому у разі аналізу прийнятого повідомлення мозок слухача виконує величезну роботу щодо порівняння прийнятого сигналу із "еталонами" комбінацій даного звуку, що зберігаються в "чарунках пам'яті", причому відповідність прийнятого сигналу "еталона" встановлюється не тільки з урахуванням відхилення сигналу від "еталона", але й імовірності появи даного звуку за попередніми звуками.

Кількісне значення артикуляції визначається експериментальним шляхом. При цьому звичайно користуються артикуляційними таблицями, що містять набір тих чи інших елементів мови. У більшості випадків артикуляційні таблиці складають зі складів чи звукосполучень, що не мають суттєвого значення.

Приклад кількісної оцінки якості зв'язку за допомогою артикуляції проілюструємо за допомогою табл. 1.1, що містить значення розбірливості елементів мови для оцінки якості зв'язку.

З табл. 1.1 видно, що абсолютні зміни форматної розбірливості за своїм значенням значно більші, ніж для звукової, складової і словесної розбірливості. Це означає, що точність вимірів за формантною розбірливістю буде значно вище, ніж за іншими видами розбірливості.

Під час оцінки однієї з основних експлуатаційних характеристик трактів передачі мови – пропускну здатності (чи часу, необхідного для передачі повідомлення) необхідно враховувати, що чим нижче якість переданої мови, тим більше часу потрібно для її повного розуміння.

Таблиця 1.1

Вид розбірливості, %	Якість зв'язку				
	зрив зв'язку	мінімально допустима	задовільна	добра	відмінна
A	36	42	46	52	60
D	60	70	77	85	91
S	20	32	45	60	75
W	65	73	80	90	95
I	–	60	70	80	90

Дослідження показали, що значення розбірливості формант A обернено пропорційно значенню часу T , необхідного для повного розуміння змісту мови $\left(A = \frac{K}{T} \right)$. Отже, розбірливість формант – це відносно значення гранично можливої швидкості передачі, тобто формантна розбірливість є найбільш показовим видом розбірливості.

Значення формантної розбірливості за умови практики з достатнім ступенем точності визначається добутком ширини частотного діапазону (у герцах) і середнього значення ефективного динамічного діапазону мови (у децибелах)

$$A = K_1 D_{\text{cp}} F,$$

де D_{cp} – середнє значення ефективного динамічного діапазону мови по входу тракту; F – ширина частотного діапазону мови, що пропускається трактом $\frac{1}{K_1} = N_0 F_0 = 1,05 \cdot 10^5$ дБ·Гц, тут $F_0 = 3500$ Гц і $N_0 = 30$ дБ.

У роботі [8] зроблено цікавий висновок про те, що кількість прийнятої інформації прямо пропорційна добутку частоти, яка пропускається трактом F , середнього динамічного діапазону D і часу передачі T :

$$I \approx K_1 D_{\text{cp}} FT,$$

тобто пропорційна добутку формантної розбірливості на час передачі.

Теорія розбірливості мови заснована на статистичному процесі сприйняття формант за умов дії шуму. За цих умов має місце

маскування мови шумами, тому велике значення в теорії розбірливості мови має визначення залежності ефекту маскування від рівнів і спектрів шумів.

Для широкополосних рівномірних флукуаційних шумів низьких і середніх рівнів поріг чутності в критичній смузі слуху $\Delta f_{\text{кр}}$ визначається виразом

$$N_{\text{ш}} = \beta + K_c + 10 \lg [1 + 10^{-0.1} (\beta + K_c - N_0)],$$

де β – рівень спектра шуму; K_c – логарифмічна ширина критичної смуги слуху, $K_c = 10 \lg \Delta f_{\text{кр}}$; N_0 – рівень порога чутності в тиші.

при $\beta + K_c - N_0 > 10$,

$$N_{\text{ш}} = \beta + K_c. \quad (1.1)$$

Із виразу (1.1) випливає, що в кожній ділянці частотного діапазону флукуаційних шумів рівень порога чутності визначається рівнем спектра шуму і шириною критичної смуги слуху і як би не залежить від маскуючої дії складових на інших ділянках. Насправді маскуючий ефект на кожній такій ділянці визначається сумарною дією всіх складових шуму, причому частка кожної з них тим менше, чим далі він знаходиться від розглянутої області частот. При цьому маскуюча дія більш помітно позначається на частотах, що лежать вище частоти маскуючого тону чи шуму.

Вираз (1.1) показує, що тон може бути почутий, якщо його рівень інтенсивності дорівнює рівню шуму в критичній смузі. Для рівномірного шуму з діапазоном частот 100...4000 Гц це означає, що тон може бути почутий, якщо його рівень на $10 \lg 3900 / \Delta f_{\text{кр}}$ нижче рівня шуму. Для частоти 1000 Гц $\Delta f_{\text{кр}} = 65 \text{ Гц}$, отже, загальний рівень шуму може бути на 18 дБ вище рівня тону. Це пояснюється високою вибірковістю слуху.

1.2.2. Розбірливість мови при радіозв'язку

Розбірливість мови в системі радіозв'язку є функцією багатьох перемінних, з яких найбільше значення мають:

- відношення сигнал/завада на вході приймача;
- перетворення цього відношення в приймальному пристрої;

- спектральне відношення сигнал/завада на вході демодулятора;

- низькочастотна характеристика радіолінії;
- наявність зовнішніх завад (наприклад, акустичного шуму).

Під завадостійкістю радіолінії розуміють таку сукупність її властивостей, яка забезпечує визначену розбірливість мови при заданому відношенні сигнал/завада на вході приймача для даного типу завад і заданому акустичному шумі на приймальному і передавальному кінцях.

Як критерій розбірливості зручніше використовувати величину A , оскільки ймовірність правильного приймання елементів повідомлення виражається залежністю $R_{\text{пр}} = A/100$ і відповідно

$$R_{\text{вик}} = 1 - A/100; R_{\text{пр}} = \Phi\left(\frac{P_c}{P_{\text{п}}}\right)_{\text{вх}}. \text{ Чи залежність } R_{\text{пр}} = \Psi\left(\frac{P_c}{P_{\text{п}}}\right)_{\text{вх}}$$

цілком характеризувати роботу радіолінії (тут P_c – потужність сигналу; $P_{\text{п}}$ – потужність завади).

Оскільки розбірливість у системах радіозв'язку в основному залежить від спектрального відношення $\frac{P_c}{P_{\text{п}}}$, розглянемо, як це відношення змінюється під час проходження через різні елементи системи зв'язку.

Наявність істотно нелінійних елементів зумовлює серйозні зміни спектрального відношення сигнал/завада в різних елементах лінії зв'язку. Перетворювач частоти не змінює відношення спектральних складових сигналу і завади в радіоприймальному пристрої. Тут має місце зміна спектрів сигналу і завади – придушення модуляції шумом і збільшення шуму у разі впливу несучої.

Рівні спектра сигналу під час детектування збільшуються, оскільки відбувається додавання симетричних бічних, тому

$$N_1 = N_2 + 6 \text{ дБ},$$

де N_1 – рівень сигналу після детектора; N_2 – рівень сигналу до детектора.

Рівні спектра завади зростають менше, оскільки відбувається додавання компонентів з випадковими фазами й амплітудами. Можна

вважати, що це зростання відбувається на 3 дБ. Однак одночасно (в силу специфіки проходження завади через детектор) відбувається зменшення рівнів спектра завади, тому

$$N_3 = N_4 + (3 - X) \text{ дБ},$$

де N_3 – рівень завади після детектора; N_4 – рівень завади до детектора; X – розрахунковий рівень.

Для розрахунків розбірливості мови звичайно X приймають рівним 6 дБ. Таким чином, зміна спектрального відношення сигнал/завада виявляється в процесі демодуляції.

У разі постійного рівня шуму зміна смуги підсилювача проміжної частоти (ППЧ) не викликає зростання рівня спектра шуму N_4 і не збільшує придушення частоти модуляції. Разом з тим артикуляційні виміри показують зменшення розбірливості передачі, якщо при сталості відношення потужності несучої до потужності завади в смузі частот приймача смуга ППЧ звукується. Це свідчить про те, що при передачі мови в лінії з амплітудною модуляцією (АМ) заважають лише компоненти шуму, розташовані в області складових сигналу, що визначають розбірливість мови.

Розширення смуги пропускання приймача по проміжній частоті не буде впливати на розбірливість мови. А розширення смуги пропускання підсилювача низької частоти (ПНЧ) не впливає на розбірливість мови при помірних рівнях акустичного шуму. У разі великих рівнів шуму розширення цієї смуги може викликати перевантаження вуха і зниження розбірливості мови через зростання рівня інтенсивності шуму.

Заважаюча дія високих рівнів шуму може виявлятися не тільки в маскуванні складових мови, але й у змушеному зниженні рівня її відтворення. Це зниження може відбуватися за рахунок таких складових спектра шуму, що безпосередньо маскуючої дії не виконують і тому, здавалося б, нешкідливе. Саме так позначаються шкідливі впливи потужних низькочастотних компонентів шуму з частотою до 250 Гц. Не впливаючи на розбірливість мови по прямому маскуванню, вони в значній мірі визначають загальний рівень інтенсивності шуму і тим самим можуть знижувати можливий рівень відтворення мови.

Для одержання найбільшої завадостійкості і розбірливості мови в системі радіозв'язку низькочастотні характеристики модулятора і

каналу в цілому повинні вибиратися таким чином, щоб на граничній дальності зв'язку забезпечувалося найвигідніше формантне перевищення. Це перевищення буде здійснюватися у разі максимальної модуляції передавача, якщо максимальній модулюючій напрузі відповідає найвигідніший для розбірливості розподіл частотних складових мови під час впливу даних завад. Такому найвигіднішому розподілу складових мови відповідають цілком визначені викривлення частотного і динамічного діапазонів мови, тобто маємо визначену структуру мови, що є оптимальною для зв'язку у разі наявності завад заданого виду. Одержання такої структури мови можливо тільки при використанні модулятора з оптимальною низькочастотною характеристикою. Ця характеристика буде різною для різних співвідношень сигналу завади на вході приймача. Дослідження показали, що оптимальна характеристика модулятора повинна мати підйом порядку 6 дБ/окт, починаючи з частоти 500...600 Гц. Якщо говорити про оптимальну смугу пропускання модулятора, то необхідно врахувати ряд суперечливих факторів. Так, збільшення смуги пропускання модулятора дає підвищення розбірливості мови в процесі роботи за умов сильного шуму. Однак це зумовлює зменшення завадостійкості. Тому розширення смуги модулятора не слід робити більшим, ніж це потрібно для забезпечення заданої максимальної розбірливості, оскільки при цьому зменшуються формантні перевищення для даного значення відношення P_c/P_n і дальність зв'язку падає.

Звичайно в службових системах радіозв'язку смуга пропускання модулятора не перевищує 300...3500 Гц.

У роботі [8] показано, що вибір оптимальних низькочастотних характеристик каналу зв'язку і введення невеликого амплітудного обмеження дозволяє збільшувати дальність зв'язку на 30...40 %.

Це рівноцінно майже шестиразовому виграшу в потужності.

1.3. Компресія мовних сигналів

1.3.1. Елементи теорії інформації в застосуванні до мовного сигналу

Кількісною мірою мовного повідомлення є кількість відомостей, що містяться в ньому. Так, наприклад, у телеграфному повідомленні кількість відомостей може бути легко визначена з кількості відомостей, що містяться в кожному знаці. Під час аналізу мовних повідомлень на перший погляд здається, що мову, як неперервний процес, можна представити тільки нескінченно великим числом елементів. Однак із теореми Котельникова відомо, що сигнал, у який перетворюється будь-яке неперервне повідомлення, можна представити з наперед заданою точністю кінцевим числом елементів, тобто передаються тільки ординати безупинного сигналу, розташовані на інтервалах $1/2F_{\text{в}}c$, де $F_{\text{в}}$ – верхня частота діапазону.

У системах авіаційного радіозв'язку – це звичайно сигнали обмеженої тривалості T і смугою спектра F . Процес передачі повідомлення в цьому випадку цілком визначається числом параметрів, рівним [8]

$$n = 2FT .$$

Цими параметрами можуть бути або миттєві значення сигналу, розташовані на інтервалах $1/2Fc$, або спектральні коефіцієнти розкладання в ряд Фур'є і т. ін.

Отже, безупинний сигнал кінцевої тривалості і з обмеженим спектром точно описується кінцевим числом значень цього процесу.

Крім квантування в часі, може бути квантування за рівнем (рівнями) миттєвих значень сигналу, при якому відбувається викривлення форми сигналу, однак ці викривлення не перевищують значень викривлень, викликаних завадою. Можна вважати, що ніякого викривлення сигналу під час квантування за рівнем не відбувається, а лише з'являється завада зі ступінчатою зміною свого рівня.

Під час розгляду процесу квантування за рівнем необхідно запам'ятати, що поняття рівня миттєвого значення сигналу не слід змішувати з поняттям рівня потужності сигналу, що часто скорочено називають також рівнем сигналу.

Таким чином, сигнал можна замінити послідовністю імпульсів, розташованих на дискретних інтервалах і дискретних значеннях рівнів. У будь-якому вигляді мовного повідомлення (звук, склад, слово і т. ін.) кількість відомостей буде тим більше, чим більше загальне число знаків, з яких даний знак обраний. Якщо всіх можливих знаків m , а число знаків у повідомленні n , то число можливих сполучень буде $N = m^n$, звідси число знаків у повідомленні

$$n = \frac{\log_2 N}{\log_2 m}$$

і максимальне число відомостей (інформації) пропорційне числу знаків у повідомленні:

$$I = \log_2 N = n \log_2 m .$$

Максимальна кількість відомостей, що приходяться на один знак повідомлення, тобто змістовність повідомлення, оцінюють у бінарних одиницях (біт):

$$I = \log_2 m .$$

Розглянемо взаємозв'язок між основними параметрами сигналу і кількістю відомостей, що містяться в ньому. Як відомо, сигнал визначається тривалістю, частотним і динамічним діапазонами. Нижня границя динамічного діапазону і точність його передачі визначаються рівнем завад. Звичайно вважають, що динамічний діапазон сигналу характеризується відношенням середніх потужностей сигналу P_c і завади P_n чи різницею їхніх рівнів:

$$D = \log \frac{P_c}{P_n} = \log P_c - \log P_n . \quad (1.2)$$

Добуток трьох вимірів сигналу називають обсягом сигналу і записують у такий спосіб:

$$V = FTD$$

чи з урахуванням виразу (1.2)

$$V = FT \log \frac{P_c}{P_n} . \quad (1.3)$$

Вираз для кількості відомостей, вважаючи, що кількість знаків у неперервному сигналі $n = 2FT$ і $m^2 = a \frac{P_c}{P_n}$, запишемо в такий спосіб:

$$I = FT \log a \frac{P_c}{P_n}, \quad (1.4)$$

де a визначається кодом сигналу.

Таким чином, порівнюючи вирази (1.3) і (1.4), знаходимо, що кількість відомостей і обсяг сигналу розрізняються тільки на постійну величину $\log a$. Якщо врахувати, що кількість відомостей у заданому повідомленні – величина незмінна, то, змінюючи основу коду m , можна відповідно змінювати число елементів сигналу n . Це означає, що, наприклад, змінюючи число переданих рівнів, можна відповідно змінювати ширину частотного діапазону $\left(n = \frac{T}{\Delta t} = 2FT \right)$. Таким чином, шляхом кодування можна змінювати кожний з трьох вимірів сигналу за рахунок іншого (інших). У цьому випадку обсяг сигналу також залишається незмінним.

В процесі передачі інформації з каналу зв'язку в реальному масштабі часу лише час повідомлення T залишається незмінним, смуга ж частот F і відношення $\frac{P_c}{P_n}$ зменшуються. Таким чином, обсяг прийнятого сигналу завжди менше обсягу переданого. Для більш повного використання ліній зв'язку та їхнього спрощення обсяг переданого сигналу бажано зменшувати, однак це часто суперечить вимогам підвищення завадостійкості передачі. У таких випадках необхідно шукати компромісне рішення, обумовлене призначенням лінії зв'язку. При цьому необхідно мати на увазі, що відношення $\frac{P_c}{P_n}$ у виразі (1.3) є інтегральним, і йому відповідає нескінченність комбінацій спектральних відношень $\frac{P_c}{P_n}$ у кожній точці площини TF , і тільки цілком визначені сполучення відношень дають найбільшу

завадостійкість передачі при даному відношенні $\frac{P_c}{P_n}$. Отже, при

передачі мови має значення не тільки обсяг сигналу, але і його конфігурація. Тому перетворення обсягу сигналу, вироблене для підвищення ефективності роботи лінії зв'язку, може бути здійснено всілякими способами.

Дослідження показали, що обсяг інформації, перенесеної мовним сигналом, виявляється майже на порядок менше обсягу мовного сигналу. Тому зменшення обсягу сигналу не призводить до скорочення інформації, перенесеної цим сигналом. Зменшення обсягу мовного сигналу чи його стиснення (компресія) досягається за допомогою відповідних перетворень мовного сигналу. Розрізняють методи безпосередньої і параметричної компресії (компресія з функціональним перетворенням мови). Класифікація методів компресії мови показана на рис.1.8.

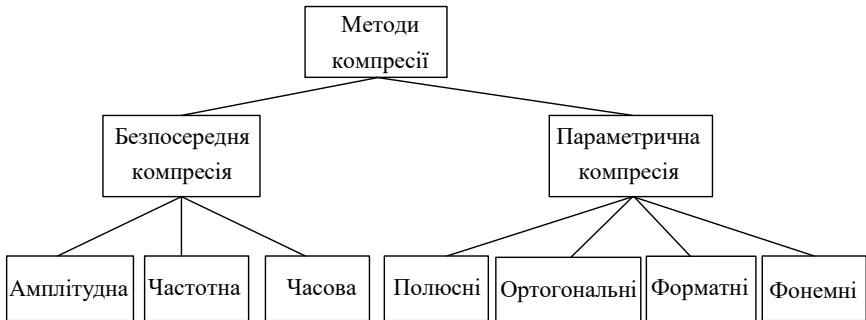


Рис. 1.8. Класифікація методів компресії мови

1.3.2. Методи безпосередньої компресії

Компресією мовних сигналів називається зменшення обсягу сигналів за рахунок стиснення одного чи декількох параметрів сигналу (динамічний діапазон, спектр частот, тривалість). Ці методи відрізняються тим, що виробляються тільки деформації обсягу сигналу, а мікроструктура сигналу цілком не знищується. Під час деформації об'єму сигнал частково викривляється, однак ці викривлення відіграють роль завад. Тут сигнал у відповідному вимірі "деформується", тобто стискається на передавальному кінці з відповідним розширенням його на приймальному кінці.

Отже, після обмеження сигналу по динамічному, частотному діапазону чи в часі відновити сигнал цілком на приймальному кінці не вдасться.

Розгляд методів безпосередньої компресії почнемо з амплітудної компресії. У динамічному діапазоні сигналу міститься переважно інформація про якість звучання й у значно меншому ступені – інформація про розбірливість звуків, тобто компресований за рівнем мовний сигнал має розбірливість, що мало відрізняється від вихідного сигналу. Таким чином, компресія дозволяє підвищувати завадостійкість передачі.

Стиснення динамічного діапазону мови виробляється або методом автоматичного регулювання фонетичного рівня мови, або миттєвою компресією сигналу. При першому способі стиснення рівні звуків мови так чи інакше зближаються один з одним. У результаті піковий і мінімальний рівні компресованої мови також зближаються. Перехідні процеси, що залежать від сталої часу компресуючого пристрою, дуже спотворюють деякі звуки мови (б, п, д, т). В цілому динамічне компандування мови, крім корисного ефекту, має недолік – поява викривлень через наявність перехідних процесів. Корисна дія компандування виявляється в тому, що при заданій піковій потужності передавача, незважаючи на викривлення, розбірливість мови підвищується навіть при наявності завад. У цьому випадку максимальний рівень мови на виході компресора буде таким же, як і на вході, а більш низькі рівні будуть піднятими.

Внаслідок “підтягування” слабких складових мови збільшується її розбірливість на тлі завад. Крім того, стиснення динамічного діапазону при заданій піковій потужності генератора забезпечує краще використання вихідних каскадів. Більш ефективним є спосіб стиснення динамічного діапазону шляхом миттєвої компресії (амплітудного обмеження). Цей спосіб є без інерційним. Розрізняють обмеження по максимуму (рис.1.9, а, в) і по мінімуму (рис.1.9, б, г).

Під ступенем обмеження зверху розуміють величину

$$\gamma_B = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\text{обм}}}, \text{ а при обмеженні знизу} - \gamma_H = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\max} - U_{\text{обм}}}, \text{ де}$$

U_{\max} – максимальне значення напруги на вході обмежувача; $U_{\text{обм}}$ – напруга початку обмеження.

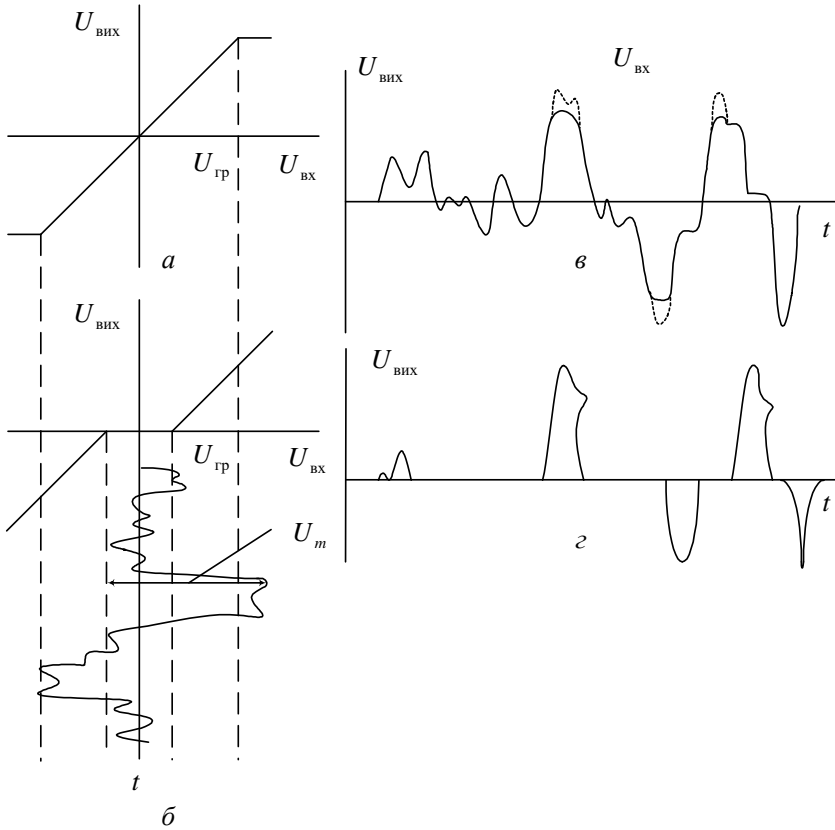


Рис. 1.9. Епюри напруг, що пояснюють принцип обмеження по максимуму і мінімуму

Вплив обмеження знизу і зверху на розбірливість мови різний (рис. 1.10). Незначне обмеження знизу викликає істотне зниження розбірливості мови, а навіть при сильному обмеженні зверху розбірливість мови неістотно падає. Встановлено, що висока розбірливість мови зберігається навіть при граничному обмеженні, що називається кліпуванням. Кліпована мова має вигляд прямокутних імпульсів різної тривалості (рис. 1.11). При цьому єдиною інформацією про первісну мову є послідовність нульових переходів. Виходячи з високої розбірливості процесу кліпування, впливає, що ті чи інші властивості розташування нулів (рис. 1.11) містять велику кількість інформації про мовне повідомлення.

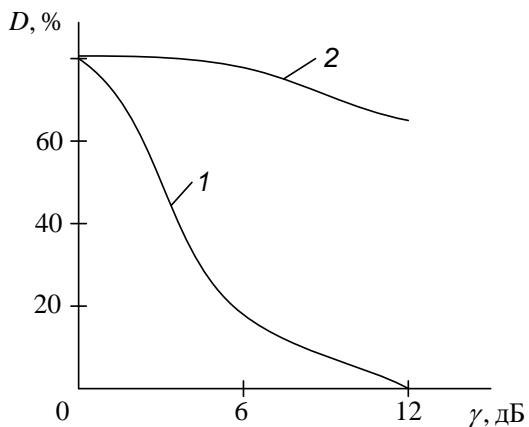


Рис. 1.10. Вплив на розбірливість обмеження зверху (2), і знизу (1)

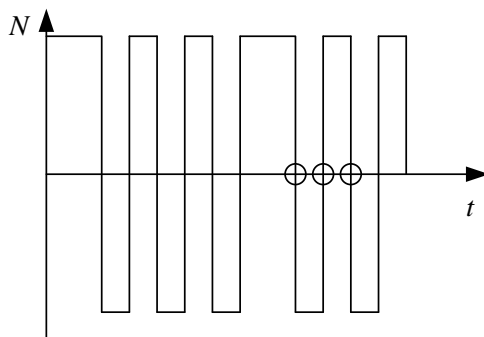


Рис. 1.11. Осцилограма кліпованої мови

Ще краща розбірливість, якщо мову попередньо диференціюють, а потім обмежують похідну мовного процесу. У цьому випадку зберігається положення не нульових, а екстремальних значень мовного повідомлення. Більш висока розбірливість мови для цього випадку пояснюється тим, що число екстремальних значень у мовному повідомленні більше числа нульових значень. Експериментально встановлено, що для чоловічих голосів нульові значення випливають з частотою 2780 Гц, а екстремальні – з частотою 4700 Гц. Таким чином, при збереженні положень екстремальних

значень за допомогою диференціювання зберігається і передається в лінію зв'язку більш повна інформація про структуру сигналу.

Мовний сигнал у разі дотримання деяких умов може бути записаний як

$$F(t) = U_F(t) \cos \varphi(t).$$

При цьому функції $U_F(t)$ і $\varphi(t)$ визначені у такий спосіб:

$$U_F(t) = \sqrt{F^2(t) + V^2(t)}; \quad \varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{V(t)}{F(t)},$$

де вихідна функція $F(t)$ і сполучена функція $V(t)$ однозначно пов'язані між собою інтегральними перетвореннями Гільберта:

$$V(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{F(\tau)}{\tau - t} d\tau; \quad F(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{V(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

Визначені таким способом функції $F(t)$ і $V(t)$ являють собою на комплексній площині функцію $F(t) + jV(t) = U_F(t)e^{j\varphi(t)}$, що називається аналітичною формою сигналу, утвореного з функції $F(t)$.

Сигнал $F(t)$ є дійсною частиною аналітичного виразу $F(t) = R_e U_F(t) e^{j\varphi(t)}$.

Вхідні у виразі (1.7) функції $U_F(t)$ і $\varphi(t)$ являють собою огинаючу і фазу сигналу $F(t)$ і містять відповідно амплітудну і частотну інформації. Очевидно, що похідна миттєвої фази $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$ є миттєва частота сигналу $F(t)$.

Кліпування мови зводиться до усунення амплітудної інформації і до виділення та передачі частотної інформації, що міститься у функції $\cos \varphi(t)$, тобто в передачі мови постійного рівня. Виділення частотної інформації не можна здійснювати шляхом безмежного стискання, тому що спектри $U_F(t)$ і $\cos \varphi(t)$ перекриваються, а ширина спектра $F(t)$ перевершує октаву. У такому випадку частина гармонік, що виникли в результаті сильного обмеження, потрапить у вхідний діапазон частот і буде засмічувати обмежений сигнал на виході. Один зі способів усунення зазначеного

недоліку полягає в зменшенні продуктів нелінійного викривлення шляхом попередньої корекції частотної характеристики мови до обмеження.

При стисненні динамічного діапазону сигналу найбільш обмежуються низькочастотні складові спектра, що мають найбільшу частку енергії мови, в результаті чого утворюються інтенсивні гармоніки, що не виходять за межі спектра мови, і тому спотворюють її. Крім того, в обмежувачі має місце безпосереднє придушення високочастотних складових низькочастотними. Якщо перед обмежувачем підняти високочастотні складові мови, то воно буде більш рівномірним, і зазначені викривлення зменшаться. Таке піднімання частотної характеристики може бути отримано під час проходження мовного сигналу через ланку, що диференціює. Це також є причиною підвищення розбірливості попередньо диференційованої обмеженої мови. Ще більш ефективним способом зменшення продуктів нелінійних викривлень є перенесення обмеження в область високих частот. Так, якщо

$$F(t) = U_F(t) \cos[\omega t + \varphi(t)],$$

то частоту ω можна вибрати настільки великою, що спектри функцій $U_F(t)$ і $\cos[\omega t + \varphi(t)]$ не будуть перекриватися, тобто $U_F(t)$ порівняно з $\cos[\omega t + \varphi(t)]$ буде змінюватися повільно. Крім того, можна домогтися, щоб ширина спектра сигналу, зміщеного на частоту ω , була меншою порівняно зі значенням $\frac{\omega}{2\pi}$, тобто вже октави.

Таким чином, гармоніки, що виникають при обмеженнях, виявляються поза межами діапазону частот функції $F(t)$ і тому можуть бути відфільтровані на виході обмежувача.

У результаті замість сигналу прямокутної форми процес на виході фільтра буде мати вигляд частотно-модульованого коливання.

Отже, оптимальний ступінь обмеження залежить від виду модуляції, від заходів, прийнятих для боротьби з нелінійними викривленнями, а також від умов, за яких здійснюється передача мовних повідомлень. Так, під час передачі з тиші оптимальним є обмеження на 18...24 дБ щодо пікового рівня мови. Таке обмеження прийнятне доти, поки відношення шум/сигнал менше одиниці. У разі більш інтенсивних завад розбірливість обмеженого сигналу різко

знижується. Розбірливість необмеженого сигналу за таких умов знижується менш різко, однак вона буде також незадовільною. У разі ступеня обмеження 40 дБ розбірливість обмеженого сигналу при будь-якому рівні завад буде нижче розбірливості необмеженого сигналу.

За умов роботи з високим рівнем шуму ($\beta_{\text{ш}} = 110 \dots 120$ дБ) за рахунок мимовільного збільшення рівня мови оператором на 6...8 дБ ступінь обмеження можна вибирати в межах 18...24 дБ. Слід зазначити, що передача обмеженої мови пов'язана з необхідністю великого підсилення в низькочастотному тракту передавального пристрою. Це призводить до відносного зростання шумів у паузах, що погіршує якість звучання, і є істотним недоліком систем зв'язку, що використовують граничну компресію динамічного діапазону.

Одним зі способів зменшення шумів у паузах є запирання мовного тракту за допомогою обмежувача по мінімуму. Однак у цьому випадку погіршується якість відтворення внаслідок пропадання коротких вибухових звуків, особливо на початку слів. Високу розбірливість і гарну якість звучання мови можна одержати шляхом передачі по рівнобіжних каналах кліпованого сигналу і його огинаючої з наступним перемножуванням на приймальному кінці. Порівнюючи між собою перший і другий способи стиснення динамічного діапазону, бачимо, що при другому способі відбувається більше звуження динамічного діапазону, однак нелінійні викривлення при цьому більш значні. Пристрої, що реалізують цей спосіб, дуже прості, тоді як пристрої автоматичного регулювання рівня досить складні, нестійкі в роботі і вносять помітні викривлення внаслідок процесів, що відбуваються в них.

Існує третій спосіб стиснення динамічного діапазону, що називається амплітудною селекцією. Сутність його полягає в передачі тільки максимальних і мінімальних значень мовного сигналу. Амплітудна селекція, маючи всі достоїнства кліпованої мови, має перевагу перед нею, тому що потребує смугу передачі в 2,5 рази вужчу.

Розглянемо основні методи частотної компресії. Спектр мови займає смугу частот 100...9000 Гц. Найпростіший і найбільш поширений спосіб частотної компресії полягає в обмеженні спектра мовних сигналів, переданих по лінії зв'язку. Для передачі

вибирається ділянка спектра, що є найбільш важливою для забезпечення необхідної якості зв'язку. Високочастотні складові мови понад 3...5 кГц несуттєво впливають на її розбірливість, тому з метою звуження спектра телефонного каналу і зниження внаслідок цього рівня завад ці складові доцільно обрізати. Це також доцільно і для низькочастотних складових нижче 250...300 Гц, що мають досить високу інтенсивність, однак мало впливають на розбірливість мови. Результати досліджень показали, що під час телефонної передачі мови, особливо за умов флуктуаційних шумів з рівномірною щільністю по частоті, обмеження частотного діапазону зверху частотою 3500 Гц і знизу частотою 300 Гц призводить лише до підвищення розбірливості мови.

Компресія спектра телефонного сигналу може бути отримана також за рахунок збільшення часу передачі. Якщо мову спочатку записати на плівку і зменшувати частоту обертання магнітофона проти нормальної в n разів, то у таке ж число разів звужиться спектр мови. На приймальній стороні для відновлення нормальної мови частота обертання повинна бути збільшена в n разів. Хоча розглянуті вище методи безпосередньої частотної компресії мають практичне значення, стиснення спектра мови в цьому випадку невелике і дуже далеке від гранично можливого стиснення.

Теоретична межа можливого стиснення спектра телефонного сигналу може бути встановлена на основі формули Шеннона [1]:

$$C = \frac{I}{T} = \frac{FT \log \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right)}{T} = F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right),$$

де F – ширина спектра сигналу; $\frac{P_c}{P_n}$ – відношення потужності сигналу до потужності функціональної завади.

Нормальна розмова ведеться зі швидкістю $V = 10$ фонем/с. У разі ідеального кодування кількість двоїчних одиниць, необхідних для передачі кожної букви, близька до ентропії повідомлення, тобто $H = 2$ біт/фонем. Тоді швидкість передачі при розмові $C = VH = 20$ біт/с. Якщо взяти відношення сигналу до завади в каналі

зв'язку рівним $\frac{U_{\max}}{\sqrt{2}\sigma} = 3$, тобто $\frac{P_c}{P_n} = 9$, що необхідно для системи

зв'язку з амплітудною модуляцією (АМ), то необхідна смуга частот визначиться з умови

$$F = \frac{VH}{\log_2(1+9)} = \frac{VH}{3,32}.$$

Якщо $H = 2$ біт/фонем, то $F \approx 6$ Гц, а при $H = 5$ біт/фонем $F \approx 15$ Гц. Системи телефонного радіозв'язку з безпосередньою компресією, які застосовуються на практиці, займають значно більшу смугу частот.

Існує також метод тимчасової компресії телефонного сигналу, що полягає в збереженні часу передачі і заснований на надмірності мови, обумовленої її тимчасовими характеристиками. Зазначена надмірність характеризується наявністю повторюваних ділянок у тимчасовій функції. Так, при розгляді спектрограм голосних звуків помітні повторювані ділянки, що впливають одна за одною з частотою основного тону. Наявність основного тону в мові може бути визначена за її осцилограмою (див. рис.1.2). Осцилограма являє собою серію згасаючих коливань. Інтервал між сусідніми коливальними процесами дорівнює періоду основного тону. Статистика показує, що основний тон чоловічих голосів знаходиться в межах від 70...120 до 150...160 Гц із середньою частотою 120 Гц, для жіночих голосів в межах від 180...220 до 300...330 Гц із середньою частотою 240 Гц.

Враховуючи, що більшість дзвінких звуків має тривалість 50...300 мс, процес коливань можна вважати до середини звуку цілком сталим і тому говорять про частоту тимчасової огинаючої процесу коливань, вимірюваної системами з невеликою сталою часу (не більше 1/50 с). При цьому розрізняють два основних аспекти основного тону: мелодію, що представляє собою зміну миттєвої частоти тону, та інтегральний розподіл миттєвої частоти тону. Можна сформулювати три основні особливості характеристик основного тону.

Першою особливістю є те, що основний тон голосу є майже періодичним процесом і, отже, має спектр, що складається з ряду груп складових. У кожній групі є складові, які розташовані на частотних

інтервалах, близьких до інтервалів між гармоніками основного тону при тривалому його звучанні. Таке представлення про особливості основного тону не завжди правомірно, тому що тільки для деяких тривалих звуків можна говорити про встановлення процесу. У більшості ж випадків тривалість звучання основного тону невелика. Вважають, що якщо різниця в інтервалах не виходить за межі 10...15 %, то основний тон незмінний. Однак слух розрізняє таку зміну основного тону як характерну рису, за якою можна впізнати голос.

Другою особливістю основного тону є зміна в значних межах тривалості інтервалів під час вимови окремих фраз, а також наявність у багатьох людей різного основного тону для вимови тих чи інших фраз. Перше явище називається мелодією основного тону. Вона характерна, наприклад, для питальних і окличних речень. За цією особливістю можна впізнати голос людини, що говорить.

Третьою особливістю основного тону є швидка зміна його інтервалів, особливо при переходах від голосного до приголосного, і навпаки. Якщо ввести поняття швидкості зміни основного тону, то виявляється, що вона доходить до 6000 Гц/с.

Розглянуті вище характеристики основного тону допомагають краще зрозуміти процес тимчасової компресії мовного сигналу. На відміну від спектрограми голосних звуків багато приголосних звуків за своїми властивостями наближаються до шумів, а, отже, не мають періодичності. Однак і в цьому випадку деякі параметри коливання на невеликому відрізку часу залишаються постійними.

Для розпізнавання звуків необов'язково передавати їх протягом всього інтервалу часу мовного повідомлення. Щоб зрозуміти звук мови, потрібно інтервал часу близько 10 мс. Отже, скорочення часу передачі можливо шляхом усунення тимчасової надмірності. Дослідження показують, що можна скоротити половину чи навіть більше половини загальної тривалості передачі при збереженні досить високої розбірливості.

В роботі запропонований метод тимчасової компресії мови, синхронної з частотою основного тону. Тут із сигналу, що надходить, виділяється частота основного тону і замикає канал передачі сигналу в момент найбільш слабких коливань на час, рівний трьом періодам основного тону, після чого канал відкривається на один період основного тону і т. ін.

На приймальному кінці є лінія затримки з паралельними послідовними ланками, керована імпульсами основного тону. Сумарний сигнал від відповідних ланок лінії затримки представляє безупинний сигнал.

1.4. Статистичні характеристики мовних повідомлень

Дослідження статистичних характеристик мовного сигналу базується на математичному представленні акустичного процесу утворення мови, який, у свою чергу, базується на фізичних процесах утворення мови. Розглянемо дискретну модель утворення мови (рис 1.12).

В цій моделі можна виділити дві системи, модель збудження і модель випромінювання. Більшість звуків мови можна віднести або до вокалізованих (голосних), або до невокалізованих (приголосних). У випадку вокалізованих звуків джерело збудження повинно формувати квазіперіодичну послідовність імпульсів. У випадку невокалізованих – випадкові шумові коливання [2].

Структурна схема пристрою, який реалізує один із способів одержання такого сигналу, показана на рис.1.12. Вона складається з генератора імпульсної послідовності (ГП) з періодом слідування імпульсів T_i , який дорівнює періоду основного тону $T_{от}$ мовного сигналу. З виходу ГП сигнал надходить на лінійну інерційну систему імпульсна характеристика $u(t)$ якої відповідає формі коливань в голосовій щілині. Коефіцієнт підсилення вокалізованого звуку K_B визначає інтенсивність голосового збудження.

Для невокалізованих звуків модель збудження реалізується у вигляді генератора шуму (ГШ) з коефіцієнтом підсилення $K_{нв}$, який регулюється. Так, у дискретному часі замість ГШ може бути використано генератор випадкових чисел, який формує послідовність із рівномірним спектром та довільною функцією розподілу.

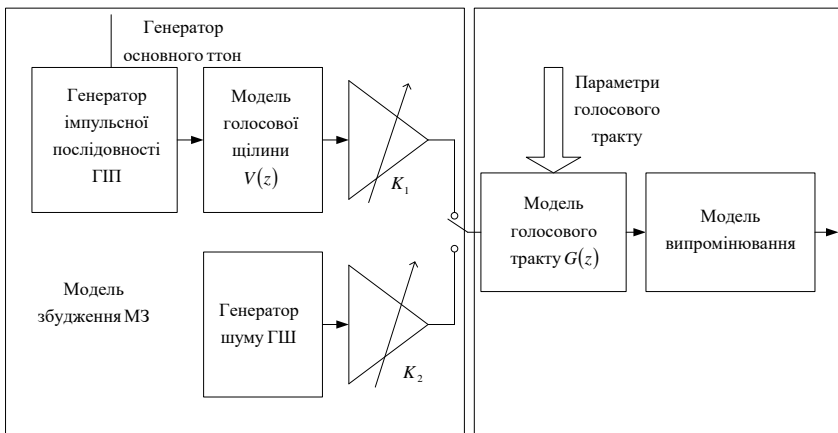


Рис.1.12. Дискретна модель утворення мови

Модель голосового тракту цілком характеризується передавальною функцією $G(z)$, полюси якої відповідають резонансам (формантам) мовного сигналу. Поліусна модель $G(z)$ дає у більшості випадків хороше зображення голосового тракту для більшості звуків мови. Для розширення можливостей описаних звуків необхідно використовувати не тільки резонанси, а й антирезонанси, тобто враховувати не тільки полюси, але й нулі функції $G(z)$, що в деяких випадках і робиться.

Передавальну функцію $G(z)$ можна реалізувати як аналоговими, так і цифровими пристроями.

Ефект випромінювання мови можна описати за допомогою передавальної функції $R(z)$. Звичайно, моделі голосового тракту об'єднують разом. При цьому результуючу передатну функцію процесу утворення мови записують у вигляді

$$H(z) = V(z)G(z)R(z) .$$

Для управління такою моделлю повинна бути апріорна інформація про залежність відповідних параметрів (частоти основного тону, положення перемикача гучності та коефіцієнти передачі фільтрів) від часу.

Для вокалізованих звуків, які повільно змінюються у часі, ця модель виявляється найбільш точною. Для невокалізованих звуків,

які швидко змінюються, розглянута модель утворення мови може не відповідати реальним фізичним процесам.

У будь-якому випадку припускається, що мовний процес, який є випадковим нестационарним процесом, повинен бути підданий короткочасному аналізу. Найчастіше вважають, що параметри моделі незмінні протягом 10...20 мс.

Під час синтезу та аналізу систем передачі мови використовують різні абстрактні моделі мовного процесу, що в якійсь мірі відповідають реальній дійсності. Найбільш поширена модель являє собою нестационарний гауссівський випадковий процес з дисперсією та спектральною щільністю, що повільно змінюються. У разі використання такої моделі можна синтезувати систему зв'язку з найкращими характеристиками. Але при цьому виходить досить складна система, яка сама настроюється, синтез її досить складний, тому що відсутні численні статистичні характеристики таких моделей мовного процесу.

Меншу точність має модель мовного сигналу, який являє собою нестационарний гауссівський процес з повільно змінюваною дисперсією та постійною усередненою спектральною щільністю, яка визначається експериментально з використанням усереднення за часом.

Разом з тим, для реальних мовних процесів на досить великих відрізках часу задовольняються умови стаціонарності, що дає можливість розглядати мовний сигнал як квазістаціонарний.

Для оцінки якості передачі мовного сигналу в цифрових системах передачі інформації широко використовуються різні апроксимації усередненої за часом щільності розподілу вірогідності розподілу мови (ЩВР) $\omega(\lambda)$.

Найбільш зручною вважається така модель апроксимації ЩВР:

$$\omega(\lambda) = \frac{0,5}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{ПР}}}} \exp\left[-\frac{\lambda^2}{2\sigma_{\text{С}}^2}\right] + \frac{0,5}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{Г}}}} \exp\left[-\frac{\lambda^2}{2\sigma_{\text{Г}}^2}\right],$$

де $\frac{\sigma_{\text{П}}}{\sigma_{\lambda}} = 0,1$; $\frac{\sigma_{\text{Г}}}{\sigma_{\lambda}} = 1,4$.

Вважається, що вірогідності голосних $P_{\text{Г}}$ та приголосних $P_{\text{ПР}}$ звуків однакові та дорівнюють 0,5.

Поряд з ЦВР важливе прикладне значення для аналізу систем передачі мови мають спектральні $S_\lambda(f)$ та кореляційні $B_\lambda(\tau)$ характеристики.

Найбільш поширена модель мовного процесу, який пройшов попереднє обмеження спектра за допомогою фільтра нижніх частот з частотою зрізу F_3 . Спектральна щільність потужності мовного процесу на виході такого фільтра визначається за співвідношенням:

$$S_\lambda(f) = \sigma_\lambda^2 \alpha (1 + M) \left[\frac{1}{\alpha^2 + 4\pi^2 (f + f_0)^2} + \frac{1}{\alpha^2 + 4\pi^2 (f - f_0)^2} \right];$$

$$M = 1 - \frac{1}{\pi} \arctg\left(\frac{2\pi F_3 - \omega_0}{\alpha}\right) - \frac{1}{\pi} \arctg\left(\frac{2\pi F_{CP} + \omega_0}{\alpha}\right); \quad (1.5)$$

$$\alpha = \frac{4\Delta f}{1+g^2}; \quad \omega_0 = \frac{4\Delta f_g}{1+g^2}; \quad g = \frac{2\pi f_0}{\alpha}. \quad (1.6)$$

Для аналізу пристроїв перетворення мови, наприклад у вокодерах, використовують апроксимацію у вигляді

$$S_\lambda(f) = \sigma_\lambda^2 \sum_{i=1}^{n-1} S_i(\omega); \quad S_i(\omega) = S_i\left(\frac{\omega_i - \omega_{i+1}}{2}\right) = S_i\left(\frac{\pi F_{CP}}{n}\right).$$

Взагалі мовні випадкові процеси не є суттєво гауссівськими випадковими процесами.

1.5. Параметрична компресія мовних сигналів

1.5.1. Загальні положення

Методи компресії телефонних сигналів з функціональним перетворенням мови (параметрична компресія) ґрунтуються на заміні мови її параметрами, відомості про які передаються в лінію зв'язку для відновлення повідомлення в приймальному пристрої. Найчастіше вибирають параметри, які повільно змінюються в часі, тому для передачі інформації про такі параметри треба використовувати смугу частот, вужчу ніж для передачі самої мови [8].

Пристрої для функціонального перетворення мови називають вокодерами (від англ. voice – голос та coder – кодувальник).

Робота вокодерів ґрунтується на моделюванні людської мови з урахуванням її характерних особливостей. Замість безпосереднього вимірювання амплітуди вокодер перетворює вхідний сигнал в деякий інший, схожий на первинний. При цьому характеристики мовного сигналу використовують для коригування параметрів прийнятої

моделі мовного сигналу. Саме ці параметри і передаються приймачу, який за ними відновлює первинний мовний сигнал. По суті йдеться про синтез мови. У цьому випадку випромінювання спотворень відношення сигнал/шум не має сенсу для вокодерів, а тому необхідні інші суб'єктивні оцінки, такі як середня експертна оцінка, діагностичний римований текст та інші оцінки.

Вокодери можна розділити на два класи: мовноелементні та параметричні. У мовноелементних вокодерах під час передачі розпізнаються елементи мови (наприклад фонем) і передаються тільки їх номери. На приймальному кінці ці елементи створюють за правилами мовоутворення або беруть із пам'яті пристрою. Галузь застосування фонемних вокодерів – лінії командного зв'язку, мовне керування та інформаційно-довідкові служби. Практично в таких вокодерах здійснюється автоматичне розпізнавання слухових образів, а не визначення параметрів мови.

В параметричних вокодерах з мовного сигналу виділяють два типи параметрів:

- параметри, які характеризують огинаючу спектра мовного сигналу (фільтрову функцію);
- параметри, які характеризують джерело мовних коливань (генераторну функцію) – частота основного тону, її зміни в часі, моменти появи та зникнення основного тону, шумового сигналу.

За цими параметрами на приймальній стороні синтезують мову.

За принципом визначення параметрів фільтрової функції мови розрізняють вокодери:

- смугові каналні (channel);
- формантні;
- ортогональні;
- ліпредери (з лінійним передбаченням мови);
- гомоморфні.

У смугових вокодерах спектр мови ділиться на 7...20 смуг (каналів) аналоговими або цифровими смуговими фільтрами. Велике число каналів у вокодері дозволяє збільшити натуральність та розбірливість. З кожного смугового фільтра сигнал надходить на детектор та фільтр низьких частот з частотою зрізу F_3 . Таким чином, сигнали на виході кожного каналу змінюються з частотою не більше F_3 . Їх передача можлива в аналоговому та цифровому вигляді.

У формантних вокодерах огинаюча спектра мови зображується комбінацією формант (резонансних частот голосового тракту). Основні параметри формант – центральна частота, амплітуда та ширина смуги частот.

В ортогональних вокодерах огинаюча миттєвого спектра розкладається в ряд за вибраною системою ортогональних базисних функцій. Коефіцієнти цього розкладання передаються на приймальну сторону. Найбільше поширення отримали гармонічні вокодери, які використовують розкладання в ряд Фур'є.

Вокодери з лінійним передбаченням (LPC – Linear Prediction Coding) ґрунтуються на оригінальному математичному апараті.

Гомоформна обробка дозволяє розділити генераторну та фільтрову функції, які утворюють мовний сигнал.

Враховуючи складність одержання параметрів генераторної функції, широке застосування отримали напіввокодери (VE – Voice Excited Vocoder), в яких замість сигналів основного тону та тон-шум використовується смуга мовного сигналу. Смуга частот до 1000 Гц передається по каналу зв'язку в аналоговому або цифровому вигляді. Найбільш відомі напіввокодери VELP (Voice Excited Linear Prediction) та RELP (Residual Excited Linear Prediction).

Вокодери VELP використовують голосове збудження та коефіцієнти лінійного передбачення (КЛП). У вокодерах RELP по вихідному сигналу також обчислюють КЛП.

Якість мови вокодерів є функція від швидкості передачі, продуктивності та затримки обробки. Так, наприклад, низькошвидкісні вокодери звичайно мають більшу затримку та нижчу якість мови ніж високошвидкісні.

У зв'язку з тим, що вокодер використовує канал разом з іншими споживачами або Інтернет з іншими інформаційними потоками, максимальна швидкість повинна бути якомога меншою. Метою сучасних розробок є вокодери зі змінною швидкістю. При цьому використовують фіксовану швидкість для мови та низьку швидкість для фонових шумів. Це досягається за допомогою алгоритмів стискання пауз. У цьому випадку використовують детектор активності мови (VAD), який визначає, чи є вхідний сигнал мовою, чи фоновим шумом. Якщо сигнал вважається мовою, він кодується на номінальній фіксованій швидкості, а коли сигнал вважається шумом, він кодується на більш низькій швидкості.

На приймальній стороні відбувається генерація комфортного шуму. Спосіб генерації комфортного шуму повинен бути таким, щоб кодер та декодер залишалися синхронізованими, навіть якщо протягом деякого часу передача даних не здійснюється. Це дозволяє згладжувати переходи між сегментами активної та неактивної мов.

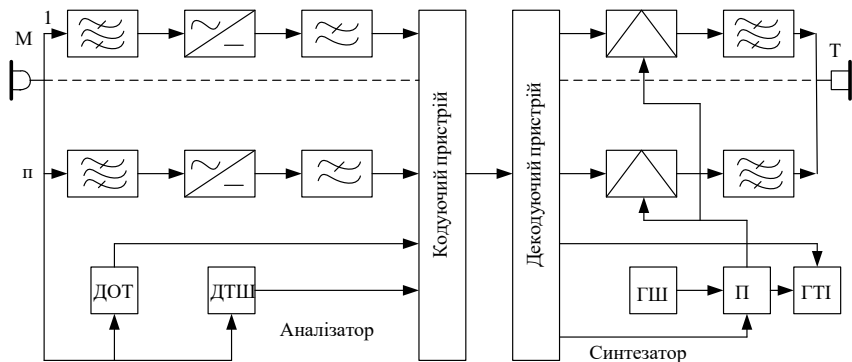
1.5.2 Смугові вокодери

Типова схема смугового вокодера показана на рис 1.13. Мовний сигнал із мікрофона надходить на гребінку смугових фільтрів (СФ) аналізатора. Кількість фільтрів, а отже і кількість смуг можуть бути різними (від 5 до 20). На виході кожного СФ підключено детектор та згладжувальний фільтр НЧ, який виділяє огинаючу мовного сигналу в даній частотній смузі. Отримана повільно змінювана напруга на виході ФНЧ характеризує амплітуду мовного сигналу в даній смузі частот $a_n(t)$. Практика показує, що при досить великій кількості смуг напруга на виході ФНЧ змінюється повільно, тому за амплітуду мовного сигналу в i -й смузі для інженерних розрахунків приймають значення мовного сигналу на середній частоті i -ї смуги. Мовний сигнал надходить також на пристрій виділення основного тону (ОТ), на виході якого формується сигнал, який характеризує частоту основного тону $\Omega(t)$.

Крім того, в аналізаторі виділяється сигнал тон-шум (Т-Ш), який характеризує склад спектра звуків мови – дискретний для вокалізованих звуків (тон) або безперервний для невокалізованих звуків (шум). Пристрій виділення сигналів Т-Ш може працювати або безпосередньо від мовних сигналів, або від сигналів, отриманих на виході пристрою виділення ОТ. Тому на рис. 1.13. схема виділення сигналів має два входи.

Сигнали, отримані на виході згладжувального фільтра та на виходах схеми виділення сигналів ОТ та Т-Ш, об'єднуються і перетворюються у форму, яка придатна для передачі каналом зв'язку.

Об'єднання та перетворення сигналів $a_i(t)$, $i = \overline{1, N}$ виконуються в пристрої (рис. 1.13), який називається об'єднуючим. На приймальній стороні каналу зв'язку здійснюється розділення сигналів (у розділювальному пристрої) та перетворення їх у форму, яка необхідна для роботи синтезатора.



1.13. Функціональна схема полосного вокодера

В аналогових вокодерах об'єднувальні та розділювальні пристрої реалізуються за принципами частотного розділення сигналів, а в аналогових та цифрових вокодерах – за часовим розділенням сигналів.

Сигнали Т-Ш керують приймачем, за допомогою якого на вхідну гребінку смугових фільтрів подається або широкосмуговий шум від генератора шуму, або імпульси від генератора ОТ. Цей генератор керується сигналом $\Omega(t)$ таким чином, що частота слідування імпульсів на виході дорівнює частоті основного тону мовного сигналу на передавальній стороні. Сукупність генераторів ОТ, шуму та схеми переключення Т-Ш називають генератором мовного сигналу (ГМС).

З виходу смугових фільтрів сигнали надходять на амплітудні модулятори (АМ). На інший вхід АМ як модулюючі надходять сигнали $a_i(t)$, $i = \overline{1, N}$, які після розділювального пристрою проходять через згладжувальні фільтри ФНЧ. З виходу АМ сигнали надходять на гребінку вихідних смугових фільтрів, які застосовуються для зменшення впливу побічних продуктів модуляції, які виникають в АМ. Сукупність схем та вузлів, у яких перетворюють мовні сигнали в межах кожної з частотних смуг (від входу смугового фільтра до виходу вихідного смугового фільтра синтезатора), називають спектральним каналом смугового вокодера. Звичайно, схеми смугових вокодерів доповнюються пристроями лінійного передбачення, що дозволяє створити смугові вокодери з лінійним

передбаченням або ЛПК-вокодери. У таких вокодерах використовуються алгоритми лінійного передбачування, за допомогою яких під час аналізу в передавальному пристрої визначаються коефіцієнти передбачення, а в приймальному пристрої на основі цих коефіцієнтів за допомогою рекурсивного цифрового фільтра синтезується еквівалент голосового тракту.

Ідея методу лінійного передбачення заключається в тому, що величина, яка прогнозується у мовному сигналі $\tilde{\lambda}(h)$ на момент випробування h , визначається як лінійно зважена сума попередніх вибірок:

$$\tilde{\lambda}(h) = \sum_{m=1}^P \tilde{\lambda}(h-m) a_m,$$

де $\tilde{\lambda}(h-m)$ – мовний сигнал в попередній момент випробувань; $m=1,2,\dots,P$; a_m – коефіцієнти передбачення.

Інтервали часу між моментами вимірювань частотної дискретизації $t_h - t_{h-1} = 1/F_d$. В момент h , коли відомі $\tilde{\lambda}(h-m)$, але й дійсне значення мовного сигналу $\lambda(h)$, можна визначити помилку передбачення

$$e_h = \lambda_h - \tilde{\lambda}_h,$$

а потім підібрати коефіцієнти передбачення a_m таким чином, щоб помилка передбачення була мінімальною. Звичайно, як критерій мінімізації використовують мінімум середньоквадратичної помилки. В цьому випадку треба визначити такі значення a_m , при яких

$$\sum_{h=0}^{M-1} e_h^2 = \min.$$

Задача мінімізації зводиться до рішення системи лінійних рівнянь відносно a_m .

Пристрій для обчислення помилки передбачення відповідно до виразу (1.6) представляє собою фільтр, передатна характеристика якого дорівнює передатній характеристиці фільтра, який імітує мовний тракт. Тому перетворення, що відповідає виразу (1.6), називають інверсною фільтрацією.

Усреднення помилки передбачення виконується на інтервалі $\Delta t = M t_h$ вибірок, які утворюють кадр (фрейм). Бажано, щоб довжина

аналізованого звуку мови була узгоджена з довжиною кадру, але це технічно виконати складно. Тому звичайно приймають $M = 100 \dots 200$, що при $F_d = 8000$ Гц відповідає довжині кадру $\Delta t \approx 12,5 \dots 25$ мс.

Для одержання задовільної якості мовних сигналів, які синтезуються, потрібно підрахувати не менше десяти коефіцієнтів передбачення a_m , що в (1.5) відповідає $p = 10 \dots 12$. Враховуючи це, в аналізаторі ЛПК-вокодера треба вирішувати $100 \dots 200$ лінійних рівнянь з $10 \dots 12$ невідомими.

Коефіцієнти передбачення, значення яких передаються каналом зв'язку, використовуються як перемінні параметри у рекурсивному цифровому фільтрі, на вхід якого подаються сигнали збудження. Як сигнали збудження в ЛПК-вокодері використовуються такі ж сигнали, які мають місце на виході генераторів мовного спектра (ГМС) у смугових вокодерах. Під час відтворення вокалізованих звуків – це послідовність імпульсів ОТ, а невокалізованих звуків – це випадкова послідовність імпульсів, сформованих генератором шуму.

Замість коефіцієнтів передбачення в більшості варіантів схем ЛПК-вокодерів передбачено отримання еквівалентного набору величин, які носять назву коефіцієнтів відбиття K_0 . Ці параметри менш чутливі до квантування, ніж коефіцієнти передбачення a_m . Набори параметрів a_m та K_0 пов'язані поміж собою набором стандартних рекурентних співвідношень.

Ширина смуги фільтрів на вході та виході вибирається з урахуванням електроакустичних перетворювачів, які використовуються при цьому. Перетворювачі аналог-код та код-аналог працюють на принципах ІКМ. Аналізатор сигналів збудження здійснює виділення сигналів ОТ та Т-Ш, а також загального рівня (огиначаючої мовного сигналу). Інші вузли виконують ті ж функції, що й у смуговому вокодері без лінійного передбачення.

Під час синтезу та дослідження смугових вокодерів з ЛПК використовують різні моделі мовного процесу. Найбільш точна модель мови представляє собою нестационарний випадковий процес з повільно змінюваною дисперсією та спектральною щільністю. У разі використання такої моделі можна одержати найбільш точний результат оцінки якості вокодера.

1.6. Системи передачі безперервних повідомлень за допомогою дискретних сигналів

Можливість передачі безперервних повідомлень за допомогою дискретних сигналів витікає з теореми В.І. Котельникова, згідно з якою будь-яка функція $F(t)$ з обмеженим спектром цілком визначається послідовністю її значень у точках, які знаходяться одна від одної на відстані $\Delta t = \frac{1}{2F_{\max}}$, де F_{\max} – максимальна частота спектра функції $F(t)$. Такі системи називаються імпульсними системами радіозв'язку [9].

В імпульсних системах зв'язку частота слідування імпульсів дорівнює частоті Котельникова, а один із параметрів імпульсної послідовності визначається значенням моделюючої функції (повідомлення, яке передається) на момент відліку. Послідовність відеоімпульсів характеризується такими параметрами: A – амплітуда; τ – довжина (ширина) імпульсу; f_T – тактова частота; $T_0 = \frac{1}{f_T}$ – період слідування імпульсів; t_0 – часове положення імпульсів відносно тактових точок.

Важливими параметрами імпульсної послідовності є скважність імпульсів $q = \frac{T_0}{\tau}$ та коефіцієнт заповнення $K_3 = \frac{1}{q} = \frac{\tau}{T_0}$. Ці параметри визначають спектр імпульсної послідовності.

Спектр немодульованої послідовності відеоімпульсів визначається за формулою

$$L(t) = A \left(\frac{1}{q} + \frac{2}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi n}{q}}{\frac{\pi n}{q}} \cos n 2\pi f_T t \right). \quad (1.7)$$

Під час модуляції за законом модулюючого сигналу змінюється один із параметрів імпульсної послідовності. Залежно від того, який параметр модулюється, розрізняють:

- амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ), тут змінюється амплітуда імпульсів;
- широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), тут змінюється ширина імпульсів;
- фазо-імпульсну модуляцію (ФІМ), тут змінюється часове положення імпульсів відносно тактових точок.

Розглянемо більш детально ці види модуляції.

Представимо амплітуду імпульсів при АІМ у вигляді

$$A(t) = A_0 + \Delta A_{\max} x(t) = A_0 [1 + m_{AIM} x(t)],$$

де A_0 – амплітуда імпульсів немодульованої послідовності; ΔA_{\max} – максимальна зміна амплітуди імпульсів; $x(t)$ – модулююча функція; $m_{AIM} = \frac{\Delta A_{\max}}{A_0}$ – коефіцієнт модуляції.

Якщо модулююча функція являє собою гармонічні коливання ($x(t) = \cos 2\pi Ft = \cos \Omega t$), $A(t) = A_0(1 + m \cos \Omega t)$, то спектр АІМ сигналу можна знайти підстановкою значення $A(t)$ у формулу (1.7):

$$L(t) = A_0 \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{q} + \frac{m_{AIM}}{q} \cos 2\pi Ft + \frac{2}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi n}{q}}{\frac{\pi n}{q}} \cos n 2\pi f_i t + \\ & \left[+ \frac{m}{2} \cos n 2\pi (f_T + F)t + \frac{m}{2} \cos 2\pi n (f_T - F)t \right] \end{aligned} \right\}.$$

З цієї формули видно, що спектр АІМ сигналу складається зі сталої складової, складової з частотою модулюючого сигналу та амплітудно-модульованих гармонік тактової частоти.

Демодуляцію АІМ сигналів можна здійснити за допомогою ФНЧ, який виділяє складову з частотою модулюючого сигналу із спектра АІМ сигналу.

У ШІМ пропорційно значенню моделюючої функції змінюється довжина (ширина) імпульсів.

Довжина імпульсів у ШІМ може бути представлена виразом

$$\tau(t) = \tau_0 + \Delta \tau_{\max} x(t) = \tau_0 [1 + m_{ШИМ} x(t)],$$

де τ_0 – довжина імпульсів немодульованої послідовності; $\Delta \tau_{\max}$ – максимальна зміна довжини імпульсів; $m_{ШИМ} = \frac{\Delta \tau_{\max}}{\tau_0}$ – коефіцієнт модуляції у ШІМ.

Зміна довжини імпульсів зумовлює зміну коефіцієнта заповнення

$$K_3(t) = \frac{\tau(t)}{T_0} = \frac{\tau_0 + \Delta \tau_{\max} x(t)}{T_0} = K_{30} [1 + m_{ШИМ} x(t)], \quad (1.8)$$

де K_{30} – коефіцієнт заповнення немодульованої послідовності імпульсів.

Під час модуляції гармонічним сигналом $\tau(t)$ та $K_3(t)$ мають такий вигляд:

$$\tau(t) = \tau_0 (1 + m_{ШИМ} \cos \Omega t);$$

$$K_3(t) = K_{30}(1 + m_{ШИМ} \cos \Omega t).$$

Підставляючи значення коефіцієнта заповнення (1.8) у формулу (1.7), одержимо вираз для спектра сигналу з ШІМ:

$$L(t) = A\{K_{30} + K_{30}m_{ШИМ} \cos \Omega t + \\ + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin[\pi n K_{30}(1 + m_{ШИМ} \cos \Omega t) \cos n 2\pi f_T t]\},$$

де $m_{ШИМ} = \frac{\Delta\tau_{\max}}{\tau_0}$.

Спектр ШІМ сигналу може бути отриманий за допомогою розкладу в ряд виразу

$$\sin[\pi n K_{30}(1 + m_{ШИМ} \cos \Omega t) \cos n 2\pi f_T t].$$

В загальному випадку такий розклад відбувається за функціями Бесселя. Характер спектра біля гармонік тактової частоти виявляється схожим на спектр при кутовій модуляції.

Приклади спектрів немодульованої послідовності, з АІМ та ШІМ наведені на рис. 1.14.

Відзначимо деякі властивості спектра немодульованої послідовності. Так, амплітуда спектральних складових дорівнює 0 в точках $\frac{1}{\tau}$, $\frac{2}{\tau}$ тощо. Стала складова спектра дорівнює AK_3 або $\frac{A}{q}$.

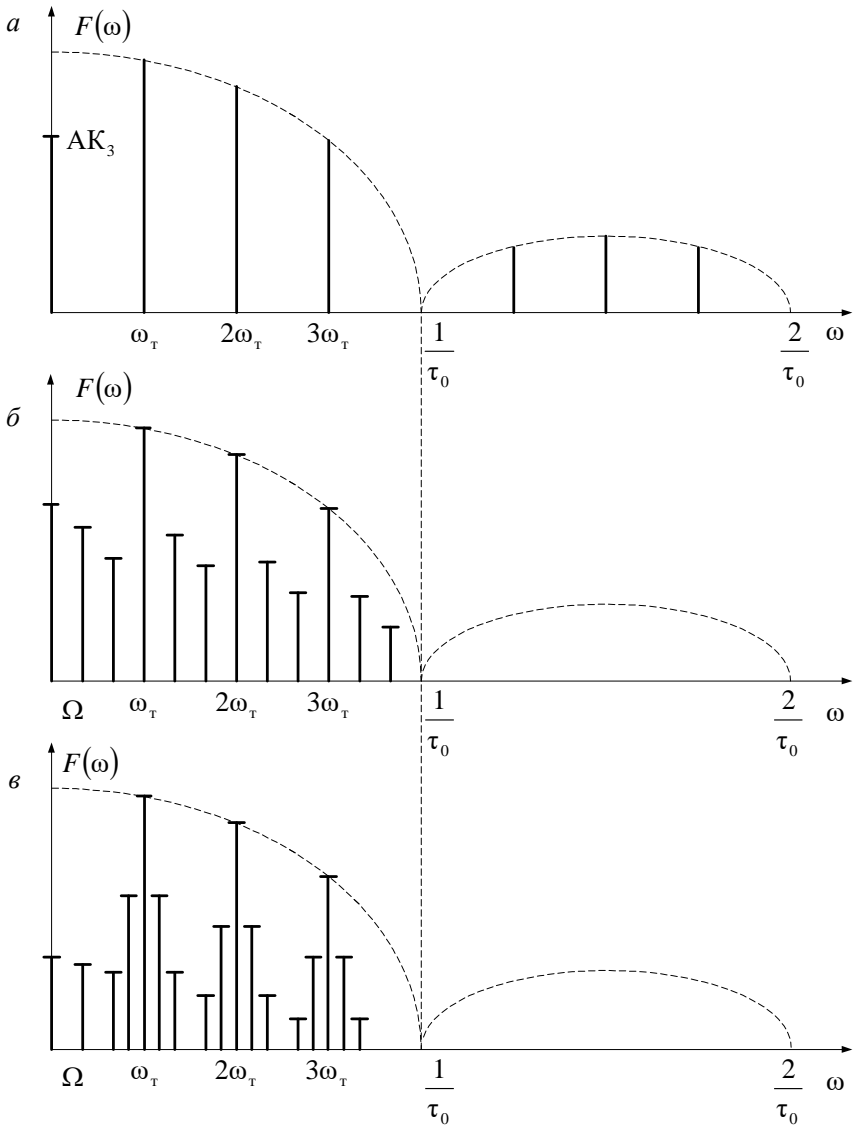


Рис. 1.14. Спектри сигналів з імпульсною модуляцією:
a – спектр немодульованої послідовності;
б – спектр АІМ сигналів;
в – спектр ШІМ сигналів.

В основній ділянці спектра частот від 0 до $\frac{1}{T_c}$ розташовано $(q-1)$ гармоніки на відстані одна від одної, яка дорівнює ω_m . Амплітуда спектральних складових змінюється за законом $y = \left| \frac{\sin x}{x} \right|$.

В спектрі сигналу з АІМ є складова, яка пов'язана з модулюючою функцією Ω . Величина цієї складової дорівнює $A_0 K_3 m_{AIM}$. Таким чином, якщо $m_{AIM} = 1$, то максимально можливий рівень складової з корисним сигналом дорівнює $A_0 K_3 = 0,5 A_0$.

Аналіз спектра сигналу з АІМ показує, що корисна складова може бути легко виділена за допомогою ФНЧ з характеристикою $K(\Omega) = \text{const}$.

Спектр сигналу з ШІМ хоч і носить більш складний характер також має складову, яка пов'язана з модулюючою функцією. Величина цієї складової дорівнює $A_0 K_{30} m_{ШИМ}$ або $A_0 \frac{T_0}{T_0} \frac{\Delta t}{T_0} = A_0 \frac{\Delta t}{T_0} = A_0 \alpha$, тут $\alpha = \frac{\Delta t}{T_0}$. Таким чином, рівень складової спектра з корисним сигналом залежить тільки від Δt .

Ця складова також може бути виділена із спектра сигналу за допомогою ФНЧ з характеристикою $K(\Omega) = \text{const}$.

Фазово-імпульсна модуляція – це найбільш розповсюджений вид аналогової модуляції, який застосовується в багатоканальних системах із часовим ущільненням. Вона, як і ЧІМ, є різновидом часо-імпульсної модуляції. У цих видах модуляції інформація закладена у часовому положенні імпульсів відносно тактових точок.

У ФІМ частота слідування імпульсів визначається за формулою $f_i(t) = f_0 [1 + x'(t)]$.

У разі модуляції гармонічним сигналом $x(t) = \cos \Omega t$ $x'(t) = -\Omega \sin \Omega t$. Тому $f_T(t) = f_0 (1 - \Delta t_{\max} \Omega \sin \Omega t)$, де Δt_{\max} – максимальний часовий зсув імпульсу відносно тактової точки.

Коефіцієнт заповнення визначають як

$$K_3(t) = K_{30} (1 - \Delta t_{\max} \Omega \sin \Omega t) = K_{30} (1 - m_{ФІМ} \sin \Omega t),$$

де $m_{ФІМ} = \Delta t_{\max} \Omega$.

Таким чином, у ФІМ коефіцієнт заповнення залежить від моделюючої частоти i , як наслідок, від частоти та амплітуди

відповідних складових спектра, в тому числі й складових з частотою модулюючого сигналу.

Спектр сигналу з ФІМ дещо схожий на спектр сигналу з ШІМ. Для аналізу складової, яка містить інформацію про корисний сигнал, треба вираз для $K_s(t)$ підставити в формулу (1.7). Ця складова має вигляд $A_0 K_{30} m_{ФІМ} \sin \Omega t$ або

$$A_0 K_{30} m_{ФІМ} \sin \Omega t = A_0 \frac{\tau_0}{T_0} \Delta t_{\max} \Omega \sin \Omega t = A_0 \beta \tau_0 \Omega, \quad (1.9)$$

де $\beta = \frac{\Delta t_{\max}}{T_0}$.

Аналіз складової (1.9) показує, що демодуляція сигналу можлива при наявності ФНЧ з характеристикою $K(\Omega) = \text{const}$, що має досить складну схемну реалізацію. Іншим недоліком системи з ФІМ є те, що складова (1.9) має дуже малу амплітуду. Порівняємо її з складовою ШІМ. $\frac{A_{\Omega ШІМ}}{A_{\Omega ФІМ}} = \frac{A_0 \alpha}{A_0 \beta \tau_0 \Omega}$, якщо врахувати, що за фізичним змістом $\alpha = \beta$, отримаємо $\frac{A_{\Omega ШІМ}}{A_{\Omega ФІМ}} = \frac{1}{\tau_0 \Omega}$.

Враховуючи те, що $\tau_0 = 1$ мкс, а $\frac{\Omega}{2\pi} = 3000$ Гц, можна визначити величину $\frac{A_{\Omega ШІМ}}{A_{\Omega ФІМ}}$, яка дорівнює ≈ 53 . Тобто амплітуда складової з корисним сигналом з ШІМ у 53 рази більше, ніж у сигналу з ФІМ. Тому сигнал з ФІМ спочатку перетворюють в АІМ або ШІМ, а потім здійснюють демодуляцію за допомогою ФНЧ. Перетворення ФІМ у ШІМ можна здійснити за допомогою звичайного RS-тригера.

Для передачі сигналів з імпульсною модуляцією на велику відстань за допомогою радіохвиль застосовують амплітудну або частотну модуляцію високочастотних коливань. Найбільш поширені системи з АІМ-АМ, АІМ-ЧМ, ШІМ-АМ, ШІМ-ЧМ та ФІМ-АМ.

Питання для самоперевірки

1. Яка роль безперервних систем зв'язку в загальній системі зв'язку цивільної авіації?
2. Наведіть основні характеристики мовного сигналу.
3. Що таке основний тон мови, форманта, фонема?
4. Що таке артикуляція?

5. Які орієнтовні цифри, що характеризують норми розбірливості?
6. Яка природа надлишковості мовного сигналу?
7. Що таке кліпування мови?
8. Яка теоретична границя можливого стиснення спектра телефонного сигналу?
9. Що таке вокодер?
10. Які схемні методи підвищення завадостійкості безперервних систем зв'язку ви знаєте?

2. СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ДИСКРЕТНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ

2.1. Роль і місце дискретних систем зв'язку

Широке впровадження автоматизованих систем керування повітряним рухом (АС КПП) обумовило появу в авіаційному повітряному електрозв'язку дискретних каналів, необхідних для передачі з борту ПС у пам'ять обчислювальної машини стандартних повідомлень про стан ПС і основних характеристик польоту. Це спонукало створення систем авіаційного радіозв'язку, що забезпечують передачу дискретних сигналів. Так з'явилися системи автоматизованого обміну даними (САОД), що реалізують замикання основного потоку інформації між наземними і бортовими ЕОМ.

Сьогодні за пропозицією ІКАО застосовуються наступні системи обміну даними з ПС: дискретно-адресна навігаційна система (DABS), супутники для аеронавігації і зв'язку (система Aerasat), система обміну даними з ПС дискретної служби КПП.

Системи автоматизованого обміну даними в метровому (МХ) і декаметровому (ДКМХ) діапазонах, використаних у ЦА, реалізуються відносно просто. Для цього до складу бортового обладнання вводяться модем, кодек, кінцевий пристрій (бортовий телетайп чи дисплей). Кодек і модем послідовно включаються між бортовою цифровою обчислювальною машиною (БЦОМ) і входом модулятора командної чи зв'язуючої радіостанції.

Використання зв'язкових і командних радіостанцій для обміну даними потребує додаткових технічних вимог. Ці вимоги стосуються амплітудних і фазочастотних характеристик приймального тракту радіостанцій і швидкості переключення з режиму передачі на режим прийому і навпаки.

Нерівномірність амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) у смузі пропускання приймального тракту не повинна перевищувати 3 дБ. Час переключення режимів приймання і передачі залежно від швидкості передачі повинен лежати в межах 0,005...0,25 с. Швидкості маніпуляції, які рекомендуються ІКАО, визначаються за формулою $75n$ Бод, де n – ціле позитивне число. Таким чином, ряд значень швидкостей маніпуляції складає: 75, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800 і 9600 Бод. Для трьох останніх значень швидкостей рекомендована синхронна передача восьмирозрядним кодом, метод частотної

модуляції (ЧМ) без розриву фази чи відносно-фазова модуляція (ВФМ).

Звичайно, до низькошвидкісних систем передачі дискретних повідомлень (СПДП) відносять системи передачі телеграфних повідомлень. Телеграфні повідомлення і низькошвидкісні дані передаються методами амплітудної, частотної чи фазової маніпуляції з двома боковими смугами частот.

Структурна схема СПДП наведена на рис. 2.1, з якого видно, що повідомлення від джерела повідомлення (ДП) до одержувача повідомлення (ОП) надходять у пристрій спряження (ПС), що забезпечує узгодження джерела повідомлень і каналу передачі дискретних повідомлень по швидкості, застосовуваному коду й іншим параметрам. Для підвищення вірогідності прийому повідомлень у кодер здійснюється завадостійке кодування.

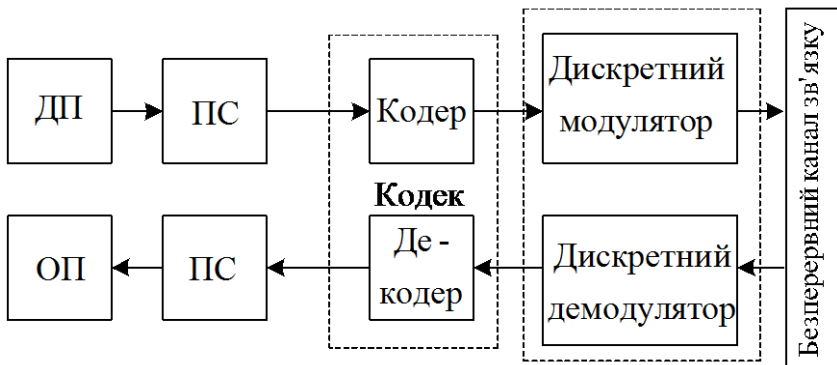


Рис. 2.1. Структурна схема системи передачі дискретних повідомлень

Дискретний модулятор забезпечує перетворення сигналів у вид, придатний для передачі по безперервному каналу зв'язку.

Основним видом представлення дискретних повідомлень є цифровий. При цьому повідомлення різних дискретних джерел описуються найчастіше упорядкованою сукупністю цифр двоїчної системи числення. Відповідний їй код називається природним чи натуральним двоїчним кодом.

У радіотелеграфії і САОД знайшли застосування рівномірні коди. Нерівномірні коди, що дозволяють враховувати статистику повідомлень, зручні під час ручної роботи. Сигнали цього коду легко

приймати на слух. Однак використання нерівномірних кодів у телеграфних апаратах утруднено через конструктивні складнощі.

Кожен цифровий символ кодової комбінації для виконання наступних операцій і передачі по каналу зв'язку представляється фіксованим значенням параметра відрізка електричного сигналу, що діє на інтервалі часу τ . Вибір виду представлення залежить від обмежень, що накладаються на канал зв'язку, зокрема, від швидкості передачі, припустимої смуги пропускання приймального пристрою, вимог до точності посимвольної синхронізації в приймальному пристрої і т. ін.

Залежно від виду представлення цифрових символів електричними знаками розрізняють також і способи формування дискретних послідовностей. Серед них метод повернення до нульового рівня (ПН) і метод без повернення до нульового рівня (БПН).

У разі використання методу ПН кожен елемент дискретної послідовності починає формуватися від деякого нульового (вихідного) рівня і закінчується також на цьому рівні.

У методі БПН для одержання дискретної послідовності використовуються два рівні – позитивний і негативний, розташовані симетрично щодо вихідного нульового рівня.

2.2. Основні характеристики системи передачі дискретних повідомлень

Основними характеристиками СПДП є: швидкість передачі інформації, швидкість модуляції (маніпуляції), завадостійкість, зайнята смуга частот, перевищення сигналу над завадою, надійність [7].

Швидкість передачі інформації R визначається кількістю інформації, переданої в одиницю часу

$$R = \sum_{i=1}^n \frac{\log_2 m_i}{\tau_0 i},$$

де n – число паралельних каналів; m – число позицій сигналу в i -му каналі.

Для дискретного сигналу з завадами

$$R = \frac{1}{\tau_0} \left[\log_2 m + P_0 \log_2 \frac{P_0}{m-1} + (1-P_0) \log_2 (1-P_0) \right],$$

де P_0 – імовірність помилки, обумовлена ймовірністю збою одиничного елемента.

Параметром, безпосередньо зв'язаним зі швидкістю передачі інформації R , є швидкість модуляції R_0 .

Швидкість модуляції R_0 є величина, зворотна тривалості одиничного елемента. Вона вимірюється в бодах і визначається за формулою $R_0 = \frac{1}{\tau_0}$. Відповідно до критерію Найквіста при ширині

смуги частот каналу F величина $R_{0\max} = F$ у разі двохполосної передачі і $R_{0\max} = 2F$ – при однополосній.

Обмеженість смуги пропущення, нерівномірність АЧХ і нелінійність фазочастотної характеристики (ФЧХ) реальних фільтрів призводять до кінцевого часу наростання фронту сигналу, до появи коливальних викидів і хвостів, обумовлених ехо-сигналами. Тому практично тривалість елементарного сигналу (одиничного елемента) повинна перевищувати час перехідного процесу в 1,4...1,8 рази [7].

Отже, технічна швидкість модуляції

$$R_T = \frac{F}{1,4 \dots 1,8}.$$

За швидкістю модуляції СПДП підрозділяються на такі:

– низькошвидкісні (50...200 Бод), що працюють по виділених телеграфних каналах;

– середньошвидкісні (600... 9600 Бод);

– високошвидкісні (понад 12000 Бод).

Завадостійкістю СПДП називається її здатність протистояти шкідливому впливу завад. Останні можуть призвести до неправильної реєстрації одиничного елемента на прийомі і, отже, до розходження між переданим і прийнятим повідомленням. Значення цього розходження оцінюють імовірністю передачі інформації. Мірою вірності може служити ймовірність помилки

$$P_0 = \lim_{n_{\text{пер}} \rightarrow \infty} \frac{n_{\text{ном}}}{n_{\text{пер}}} = \lim_{n_{\text{пер}} \rightarrow \infty} K_{\text{ном}},$$

де $n_{\text{пер}}$ і $n_{\text{ном}}$ – загальне число переданих і число неправильно прийнятих одиничних елементів відповідно; $K_{\text{ном}} = \frac{n_{\text{ном}}}{n_{\text{пер}}}$ – коефіцієнт помилок.

У разі передачі даних припустимі значення $P_0 = 10^{-7} \dots 10^{-11}$. Смуга частот F , зайнята СПДП, є важливим параметром, що пов'язаний зі швидкістю передачі, завадостійкістю і з перевищенням сигналу над завадою. Оскільки реально застосовувані дискретні сигнали мають кінцеву тривалість, смуга частот, зайнята їх спектром, нескінченна. На практиці займана смуга частот визначається як інтервал частот, за межами якого сумарна потужність компонентів спектра не перевищує наперед заданого значення. Для визначення значення F звичайно розглядають спектр амплітуд одиночного прямокутного імпульсу, обчислений за допомогою інтеграла Фур'є:

$$S(w) = U_0 \tau_0 \left| \frac{\sin \pi \tau_0 f}{\pi \tau_0 f} \right|.$$

Тут $S(w)$ – спектральна щільність амплітуд; f – частота.

На рис. 2.2 показані приклади одиночних імпульсів та їхні спектри.

Зі смугою частот F пов'язане поняття необхідної смуги частот F_n , під якою розуміють таку смугу частот, яка при заданій вірності забезпечує швидкість передачі не нижче необхідної.

Іншим параметром, пов'язаним зі смугою частот F , є ефективна ширина енергетичного спектра сигналу Δf_e . Поняття Δf_e дозволяє замінити спектр реального сигналу фіктивним, у якого щільність потужності рівномірна в смузі Δf_e , а за межами смуги дорівнює нулю.

Перевищення сигналу над завадою H^2 багато в чому визначає вірність передачі інформації і характеризується відношенням енергії одиничного елемента (E) і спектральної щільності завади N_0 на вході демодулятора. Якщо середня потужність одиничного елемента P , то

$$E = P \cdot \tau_0.$$

Для оптимального прийому

$$H_{\max}^2 = \frac{E}{N_0},$$

для неоптимальних методів прийому

$$H^2 = aH_{\max}^2 \quad j \leq a \leq 1.$$

Імовірність помилки P_0 є монотонною функцією H^2 . Вид цієї функції в кожному окремому випадку характеризується конкретними умовами: методом передачі і прийому, видом каналу, характером завад і т. ін.

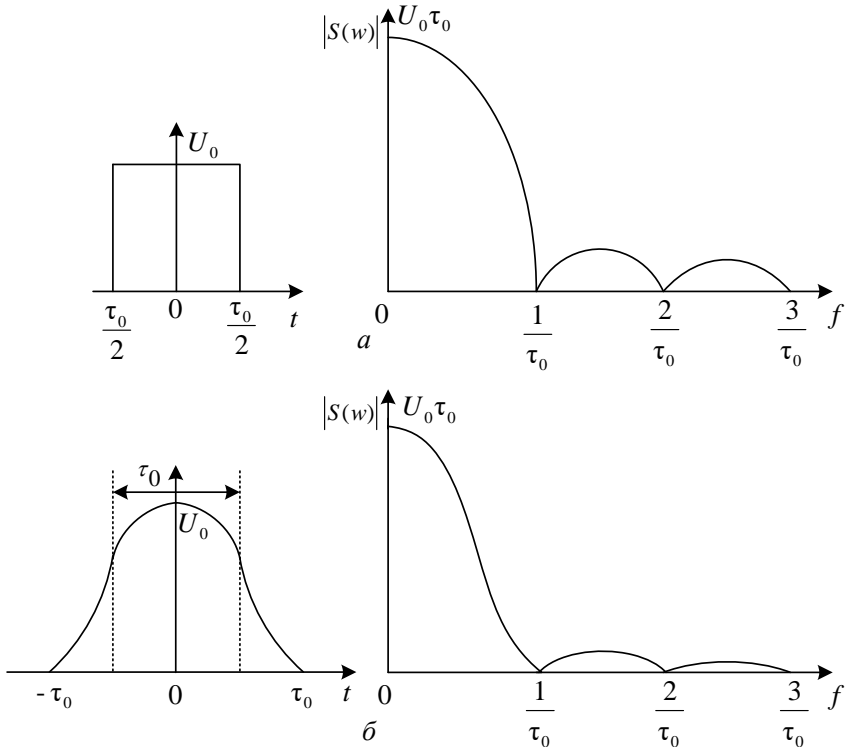


Рис.2.2. Приклади одиночних імпульсів та їхні спектри:
 а – прямокутний імпульс; б – імпульс “припіднятий” косинус

Надійність системи передачі дискретних повідомлень – це

властивість системи виконувати задані функції, зберігаючи експлуатаційні показники (наприклад, швидкість і вірність передачі) у заданих межах протягом заданого проміжку часу.

Розглянуті вище характеристики СПДП можуть бути використані при формалізації критеріїв ефективності даних систем. Так, при порівняльних оцінках СПДП використовуються такі критерії ефективності, як критерій завадостійкості і сукупність коефіцієнтів β -, γ -, і η – ефективності [7]. Критерій завадостійкості дозволяє порівнювати СПДП по імовірності P_0 при рівних значеннях h^2 і R (рівношвидкісне порівняння) або рівних значеннях h і F (рівношвидкісне порівняння), де $h^2 = \frac{P}{N_0}$.

Сукупність коефіцієнтів

$$\beta = \frac{R}{h^2}; \quad \gamma = \frac{R}{F}; \quad \eta = \frac{R}{C}$$

характеризує використання основних параметрів сигналу і каналу: потужності, смуги частот і пропускної здатності. Використовується також узагальнений критерій ефективності, який носить назву добротності [7].

Добротність виражається залежністю

$$Q_c = g_c \cdot \eta,$$

де

$$g_c = 1 + P_0 \frac{\log_2 \frac{P_0}{m-1}}{\log_2 m} + (1 - P_0) \frac{\log_2 (1 - P_0)}{\log_2 m},$$

де g_c – відношення кількості інформації на виході і вході каналу зв'язку.

2.3. Види модуляції в дискретних системах зв'язку

2.3.1. Дискретний канал з амплітудною модуляцією

У системах радіозв'язку як переносник звичайно використовується гармонійне коливання, що характеризується трьома параметрами: амплітудою, частотою та фазою. У процесі

модуляції (маніпуляції) відповідно до переданого сигналу $L(t)$ змінюється один із параметрів переносника.

Амплітудну маніпуляцію можна представити як

$$U(t) = A_m \frac{1 - m + 2mL(t)}{1 + m} \cdot \sin(\omega_c t + \varphi_1),$$

де $0 < L(t) < 1$, $m = \frac{A_m - A_0}{A_m + A_0}$.

Спочатку в дискретних радіоканалах застосовувалася амплітудна маніпуляція на несучій, яка сьогодні застосовується тільки у разі ручної роботи і прийомі на слух. Для аналізу характеристик СПДП з АМ розглянемо характер спектра сигналів. На рис. 2.3 показані приклади спектрів АМ сигналів для випадку, коли коефіцієнт глибини модуляції $m = 1$, щільність $N = 2$ (рис. 2.3, в) і щільність $N = 6$ (рис. 2.3, з).

Розглядаючи рис. 2.3, можна помітити ряд закономірностей у спектрах імпульсних сигналів з АМ:

- форма бічних смуг спектра модульованого сигналу аналогічна формі спектра імпульсів, що модулюють;
- спектр модульованого сигналу вдвічі ширше спектра імпульсів, що модулюють;
- форма спектра завжди симетрична щодо несучої частоти;
- амплітуда несучої частоти вписується в огинаючу спектра при $m = 1$. У разі зменшення m енергія несучої зростає, а енергія бічних смуг падає. Зі спектральних характеристик можна визначити граничну швидкість модуляції.

Основна енергія спектра (рис. 2.3, в) міститься в двох перших компонентах спектру: сталій складовій і першій гармоніці з частотою

$$f_1 = \frac{1}{2\tau_0}, \text{ де } \tau_0 - \text{тривалість елементарної послідовності. Якщо вважати,}$$

що досить передавати лише ці два компоненти, одержимо мінімальну необхідну смугу частот (під час роботи імпульсами постійного струму):

$$\Delta F_{\min} = \frac{1}{2\tau_0} = \frac{R_0}{2},$$

де R_0 – швидкість модуляції, Бод.

Гранична швидкість модуляції під час роботи імпульсами постійного струму

$$R_{0\max} = 2\Delta F.$$

Розглядаючи модульовані сигнали, можна побачити, що гранична швидкість модуляції знижується вдвічі за рахунок передачі двох побічних смуг. Мінімально необхідна смуга частот у разі передачі модульованих сигналів із двома смугами буде дорівнювати

$$\Delta F_{\min} = \frac{1}{\tau_0} = R_0.$$

Гранична швидкість модуляції в цьому випадку $R_{0\max} = \Delta F$.

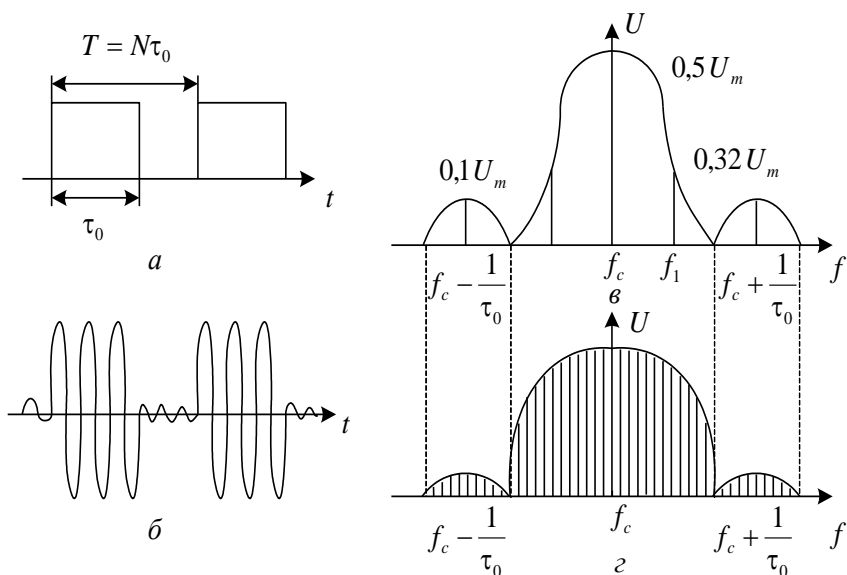


Рис. 2.3. Приклади спектрів АМ сигналів: а – форма імпульсів, що модулюють; б – форма АМ сигналу; в – спектр при $N = 2$, $m = 1$; г – спектр при $N = 6$, $m = 1$

Необхідна смуга частот згідно з рекомендаціями міжнародного консультативного комітету з радіо (МККР) у разі АМ визначається за

рівнянням $\Delta F_n = k \cdot R_0$, де $k = 3$ – для лінії без завмирань; $k = 5$ – для лінії з завмираннями.

Зайнята смуга при АМ, тобто така смуга частот, у межах якої середня випромінювана потужність складає за рекомендаціями МККР 99,5% всієї середньої потужності випромінювання, визначається також різними способами для каналів із завмираннями із без завмирань:

$$\Delta F_3 = \begin{cases} \Delta F_n + \frac{R_T}{2}, & k = 3; \\ \Delta F_n + R_T, & k = 5. \end{cases}$$

2.3.2. Дискретний канал з частотною модуляцією

Зміна частоти при частотній модуляції і прямокутному сигналі, що модулює, відбувається стрибком, тобто має місце частотна маніпуляція.

Позначимо функцію, що модулює, $L(t)$. Тоді модульований сигнал можна записати у вигляді

$$U_{\text{чм}} = A_m \sin \left[\omega_c t + \varphi_1 + \Delta\omega \int L(t) dt \right]. \quad (2.1)$$

Тут A_m – амплітуда сигналу; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ – девіація частоти, тобто максимальне відхилення миттєвої частоти від несучої.

Позначимо другу складову миттєвої фази у виразі (2.1)

$$\Theta(t) = \Delta\omega \int L(t) dt$$

і назвемо її перехідною фазою. Після простого тригонометричного перетворення можна записати

$$U_{\text{чм}} = A_m \left[\sin(\omega_c t + \varphi_1) \cos \Theta(t) + \cos(\omega_c t + \varphi_1) \sin \Theta(t) \right].$$

Для знаходження спектра частотно-модульованого (ЧМ) сигналу треба знайти спектри функцій $\cos \Theta(t)$ і $\sin \Theta(t)$. Нехай частота змінюється через рівні проміжки часу від нижньої робочої частоти $\omega_n = \omega_c - \Delta\omega$ до верхньої $\omega_v = \omega_c + \Delta\omega$ і назад. Фаза в цьому випадку буде змінюватися за пилкоподібним законом. Розклавши спектр у функції $\cos \Theta(t)$ і $\sin \Theta(t)$, можна обчислити спектр при частотній маніпуляції.

Амплітуда несучої

$$U_{\text{нес}} = A_m \left| \frac{\sin \frac{\pi m_{\text{ЧМ}}}{2}}{\frac{\pi m_{\text{ЧМ}}}{2}} \right|.$$

Амплітуда непарних побічних складових (верхніх і нижніх) з частотами відповідно $\omega_c + k\Omega$ чи $\omega_c - k\Omega$ при $k = 1, 3, 5 \dots$

$$U_{\text{біч.неп.}} = \frac{2A_m}{\pi} \left| \frac{m_{\text{ЧМ}} \cos \frac{\pi m_{\text{ЧМ}}}{2}}{m_{\text{ЧМ}}^2 - k^2} \right|,$$

а амплітуди парних побічних складових (при $k = 2, 4, 6 \dots$)

$$U_{\text{біч.пар.}} = \frac{2A_m}{\pi} \left| \frac{m_{\text{ЧМ}} \sin \frac{\pi m_{\text{ЧМ}}}{2}}{m_{\text{ЧМ}}^2 - k^2} \right|$$

Тут $m_{\text{ЧМ}}$ – індекс частотної модуляції, дорівнює відношенню девіації частоти $\Delta\omega$ до частоти повторення $\omega = \frac{2\pi}{T}$:

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = T\Delta f.$$

Приклади спектрів ЧМ сигналів показані на рис. 2.4, з яких видно, що форма спектра суттєво залежить від індексу модуляції і може суттєво відрізнятись від форми спектра при АМ. Ширина спектра ЧМ сигналу дорівнює ширині спектра АМ сигналу тільки при індексі модуляції менше одиниці. При збільшенні індексу модуляції кількість побічних частот, що мають помітну енергію, зростає.

Аналіз спектрів сигналів при ЧМ показує, що необхідна смуга пропускання приймального тракту може бути визначена за формулою

$$\Delta f_{\text{н}} = (f_1 - f_2) + \frac{2}{\tau_0}, \quad (2.2)$$

де $f_1 = \frac{\omega_{\text{в}}}{2\pi}$, $f_2 = \frac{\omega_{\text{н}}}{2\pi}$ і $f_1 - f_2 = 2\Delta f$ - девіація частоти, Гц.

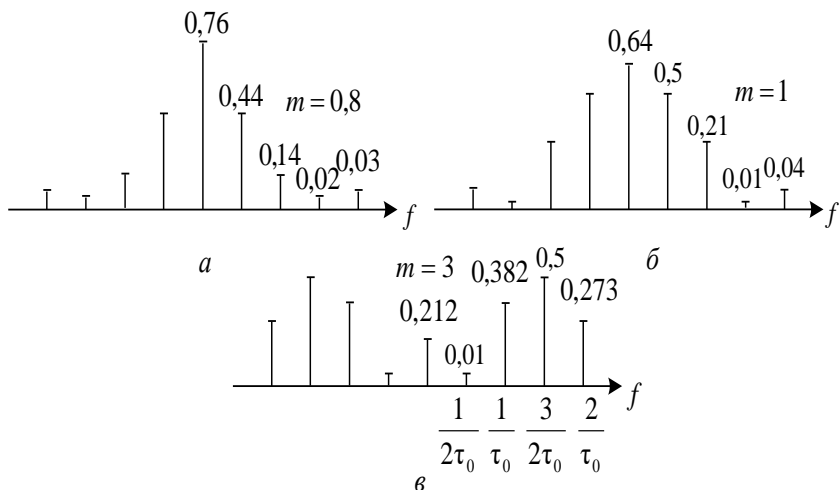


Рис.2.4. Приклади спектрів ЧМ сигналів:
a – $m = 0,8$; *б* – $m = 1$; *в* – $m = 3$

Структурна схема дискретного каналу з ЧМ показана на рис.2.5. Передавальна частина містить генератор (Γ) несучої частоти f_c , частотний модулятор і смуговий фільтр $\Phi 1$. Приймальна частина складається із смугового фільтра ($\Phi 2$), підсилювача, двостороннього обмежувача амплітуд, частотного детектора (ЧД), схеми порівняння (СП) і ФНЧ.

Частотна модуляція може здійснюватися різними способами. Найпростішим є безконтактна комутація реактивних елементів (L, C) контура генератора. Такий метод характерний для аналогових схем.

У приймальній частині смуговий фільтр $\Phi 2$ забезпечує захист від зосереджених завад і зниження рівня флуктуаційних завад перед обмежувачем. Смуга пропускання фільтра $\Phi 2$ визначається з формули (2.2). Обмежувач амплітуд практично усуває вплив зміни рівня сигналу в каналі зв'язку на тривалість демодулюючих сигналів, зменшує спотворення форми сигналу, знижує вплив імпульсних завад.

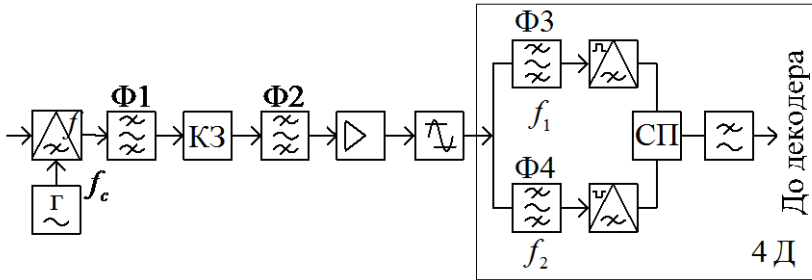


Рис.2.5. Структурна схема каналу з ЧМ

Основним елементом ЧМ демодулятора є частотний детектор (ЧД). Застосовуються детектори двох типів: частотні дискримінатори і фільтрові частотні детектори.

Фільтровий ЧД (рис.2.5) складається з двох роздільних фільтрів Ф3 і Ф4, настроєних відповідно на частоти f_1 і f_2 , диференціального детектора, що складається з двох детекторів огинаючих, котрі виділяють огинаючі сигнали, що діють на виходах фільтрів Ф3 і Ф4, а також СП, що являє собою віднімальний пристрій.

Полярність вихідної напруги визначається знаком найбільшої з напруг, що надходять від детекторів огинаючої.

У пороговому пристрої формується залежно від полярності сигналу на виході схеми порівняння один із двох сигналів: плюс 1 чи мінус 1. Реєстрацію полярності сигналу на виході схеми порівняння здійснюємо звичайно в середині одиничного інтервалу τ_0 .

Фільтри Ф3 і Ф4 звичайно є квазіоптимальними. Смуга пропущення кожного фільтра вибирається приблизно рівною

$$\Delta F_{\phi} \approx \frac{1 \dots 2}{\tau_0}.$$

Застосування в схемі не узгоджених з елементарними сигналами фільтрів призводить до того, що прийнятий елементарний сигнал створює напругу не тільки в тому фільтрі, що налаштований на його частоту, але й в іншому. Боротися з цим явищем можна шляхом зсуву частоти чи зменшенням технічної швидкості передачі. У разі обмеженої девіації частоти доводиться зменшувати швидкість передачі.

Для забезпечення ефективного розподілу елементарних

сигналів необхідно вибирати $f_1 - f_2 \geq \Delta F_\phi$.

Під час побудови демодуляторів слід забезпечити мінімальний рівень завад, обумовлений залишковими коливаннями у фільтрах від попередніх елементів. У випадку застосування П-подібних фільтрів для мінімізації завад цього типу необхідно вибирати смугу пропущення фільтрів Φ_3 і Φ_4 , рівну $\Delta F_\phi \approx \frac{2}{\tau_0}$.

Звідси, якщо прийняти $f_1 - f_2 = \Delta F_\phi$, вираз (2.2) можна записати як

$$\Delta f_H = \frac{4}{\tau_0} = 4R_T.$$

У разі використання оптимального погодженого прийому кожного елементарного сигналу справедливі залежності:

$$(f_1 - f_2) \min = \frac{1}{\tau_0};$$

$$\Delta F_{\phi \min} = \frac{1}{\tau_0};$$

$$\Delta f_H = \frac{2}{\tau_0} = 2R_T.$$

У реальних системах зв'язку необхідна і зайнята смуг частот при ЧМ визначаються наступними співвідношеннями:

$$\Delta f_H = \begin{cases} 2,6\Delta f_D + 0,55R_T & \text{при } 1,5 \leq m_{\text{чм}} \leq 5,5; \\ 2,1\Delta f_D + 1,9R_T & \text{при } 5,5 \leq m_{\text{чм}} \leq 20; \end{cases}$$

$$\Delta f_3 = \begin{cases} \Delta f_H + \frac{R_T}{2}; \\ \Delta f_H + R_T. \end{cases}$$

Головною перевагою каналів з ЧМ є те, що немає потреби встановлення оптимального порогу. Це істотно підвищує вірогідність передачі при наявності завмирань. Завдяки простоті реалізації і малій чутливості до АЧ і фазових спотворень канали з ЧМ знайшли застосування у разі побудови радіотелеграфних каналів автоматичної телеграфії і передачі даних.

В сучасній апаратурі використовуються схеми цифрової обробки ЧМ сигналів. Відчутний ефект, обумовлений переходом на цифрову обробку сигналів у СПДП і сучасним станом технології виготовлення елементів дискретної логіки, може бути отриманий при побудові наступних функціональних вузлів: синтезаторів сіток опорних частот, частотних однократних і багатократних модуляторів і демодуляторів, цифрових фільтрів, елементів схем контролю і діагностування.

Розглянемо методи побудови цифрових частотних маніпуляторів і дешифраторів.

Метою розробки даних методів є пошук шляхів формування ЧМ сигналів, які могли б забезпечити високу стабільність частот, малі погрішності частотних зсувів і простоту обслуговування в процесі експлуатації.

Ефективним напрямком для вирішення цих задач є використання принципу формування ЧМ сигналів за допомогою керованих подільників частоти при високостабільному опорному генераторі [1]. Спрощена структурна схема такого маніпулятора показана на рис.2.6.

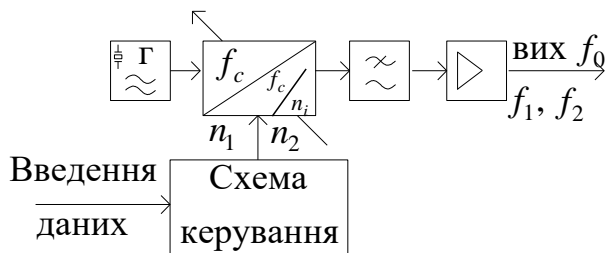


Рис.2.6. Структурна схема цифрового ЧМ маніпулятора

У цій схемі напруга опорного генератора з частотою f_c надходить на керований подільник частоти, коефіцієнт ділення якого n_i визначається позицією сигналу, що маніпулює. Так, наприклад, позитиву сигналу, що маніпулює, відповідає коефіцієнт ділення n_1 , а негативу – коефіцієнт ділення n_2 . З виходу керованого подільника напруга надходить на ФНЧ і далі через вихідний підсилювач – на вихід маніпулятора.

Для з'ясування співвідношення частот, що повинне

дотримуватися в схемі (рис. 2.7) будемо вважати, що заданими є вихідні частоти маніпулятора – частота позитива f_1 і частота негатива f_2 . Тоді номінальну вихідну частоту маніпулятора f_0 і частотний зсув $2\Delta f$ будуть визначати із співвідношень:

$$\begin{cases} 2f_0 = f_1 + f_2 ; \\ 2\Delta f = f_1 - f_2 . \end{cases}$$

Для одержання заданих частот на виході маніпулятора повинні дотримуватися такі співвідношення:

$$\begin{aligned} \frac{f_c}{n_1} + \frac{f_c}{n_2} &= f_1 + f_2 = 2f_0; \\ \frac{f_c}{n_1} - \frac{f_c}{n_2} &= f_1 - f_2 = 2\Delta f, \end{aligned} \quad (2.3)$$

де f_c – частота опорного генератора.

Нехай

$$M = \frac{n_2 - n_1}{2}; \quad W = \frac{f_0}{\Delta f} \quad \text{і} \quad k = \frac{f_c}{\Delta f}.$$

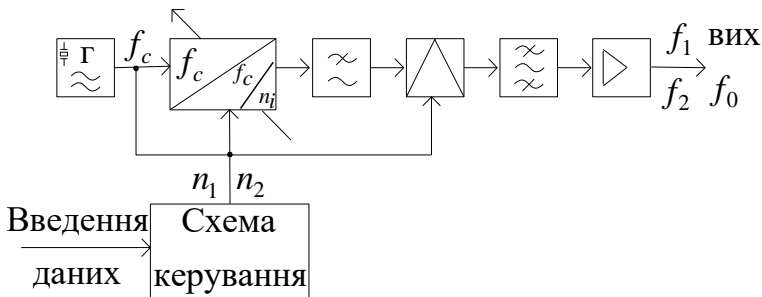


Рис.2.7. Двухланкова схема цифрового ЧМ маніпулятора

Тоді, розв'язуючи систему рівнянь (2.3), одержимо:

$$\begin{cases} n_1 = M(W - 1); \\ n_2 = M(W + 1); \\ k = M(W^2 - 1). \end{cases} \quad (2.4)$$

Додаткові вимоги, якими необхідно керуватися під час розрахунку схеми (рис. 2.6), зводяться до наступного:

1) коефіцієнти n_1 і n_2 – повинні бути цілими позитивними числами, при цьому $n_2 > n_1$;

2) для одержання менш твердих вимог до характеристики фільтра бажано одержати парні значення коефіцієнтів n_1 і n_2 . У цьому випадку подільник може бути виконаний таким чином, що його вихідна напруга буде містити тільки непарні гармоніки частот f_1 і f_2 . З цього випливає, що значення M також повинне бути цілим числом, мінімальне значення якого $M_{\min} = 1$;

3) частота опорного генератора f_c не може бути обрана більше максимальної частоти f_{\max} , на яку розрахований керований подільник частоти. Цю умову можна записати як:

$$k \leq \frac{f_{\max}}{\Delta f} = k_{\max}; \quad (2.5)$$

4) оскільки значення W задається умовами технічного завдання, то відповідно до формул (2.4) зменшення значення k (що приводить до зменшення f_c і, отже, полегшує реалізацію керованого подільника) може відбуватися тільки за рахунок зменшення значень M . Звідси, у свою чергу, випливає, що варіант схеми, у якому $M = M_{\min} = 1$, є оптимальним.

З урахуванням цих обставин система (2.4) приймає вигляд:

$$n_{1opt} = W - 1;$$

$$n_{2opt} = W + 1;$$

$$k_{opt} = W^2 - 1.$$

Поставлена задача буде здійсненою, якщо отримане в результаті розрахунку значення k задовольняє умові (2.5). У протилежному разі задача нездійсненна, і її рішення необхідно шукати за допомогою двухланкової чи більш складної схеми.

Приклад побудови двухланкової схеми наведено на рис. 2.7.

Такий варіант схеми дозволяє зменшувати значення W , що задається для першої ланки маніпулятора, і тим самим забезпечити виконання умови (2.5) у разі незмінних параметрів пристрою в цілому.

Для схеми (рис. 2.7) дійсні співвідношення:

$$W = \frac{f_0}{\Delta f} = n_1^2 + n_1 - 1; \quad (2.6)$$

$$f_c = (f_0 - \Delta f) \frac{n_1}{n_1 - 1}.$$

чи

$$W = \frac{f_0}{\Delta f} = n_1^2 + 3n_1 + 1; \quad (2.7)$$

$$f_c = (f_0 + \Delta f) \frac{n_1}{n_1 + 1}.$$

Незважаючи на те, що формули (2.6) і (2.7) дають дискретний ряд точних значень величини W , яка при проектуванні є заданою, схема (рис. 2.7) представляє великий практичний інтерес.

Розглянуті схеми дозволяють сформувати ЧМ сигнали без розриву фази, що забезпечує можливість максимального звуження спектра частот, випромінюваних передавальною станцією. Такий спосіб формування ЧМ сигналів обумовлено особливою побудовою вузла керування (рис. 2.6 і 2.7), що передає на керований подільник команди про зміну коефіцієнта ділення з n_1 на n_2 чи, навпаки, тільки по закінченні цілого періоду частоти, що видавав маніпулятор до моменту чергової зміни позицій сигналу, що маніпулює. У вихідний сигнал при цьому вносяться часові спотворення, значення яких можуть досягати значень, рівних тривалості цілого періоду частоти f_c . Цими спотвореннями можна знехтувати тільки в тому випадку, якщо абсолютні значення вихідних частот маніпулятора на два порядки вище, ніж швидкість маніпуляції.

Принцип дії вузла керування, що виконує зазначену функцію, пояснюється рис. 2.8. Тут схеми вузла керованого подільника і вузла керування зображені в більш розгорнутому вигляді, ніж на рис. 2.7.

Вузол керованого подільника складається з керованого подільника, що забезпечує ділення частоти f_c на $\frac{n_1}{2}$ чи $\frac{n_2}{2}$ і подільника з постійним коефіцієнтом ділення, рівним двом.

Схема керування містить тригер Т1 двотактного переходу, тригер фазування Т2 і чотири схеми J.

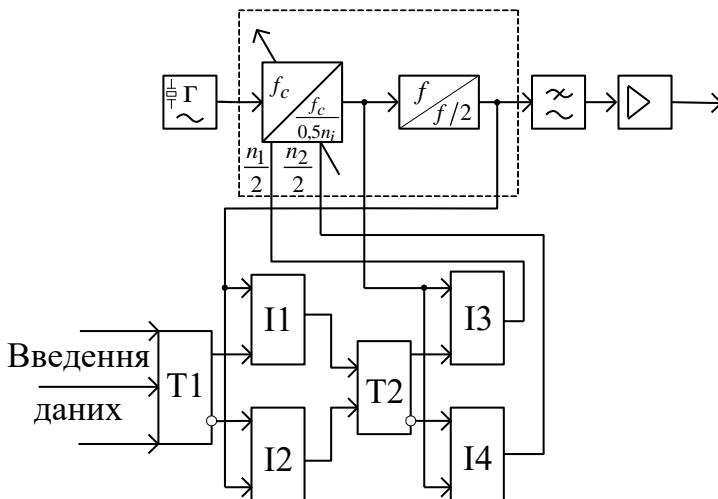


Рис.2.8. Схема вузла керування

Кожній позиції маніпулюючого сигналу (позитив чи негатив) відповідає один з можливих станів тригера Т1. У разі надходження позитивної послілки на виході тригера Т1 з'являється сигнал, що готує відкривання схеми І1. Коли імпульси з виходу подільника подадуть команду, що свідчить про закінчення чергового періоду вихідного сигналу, схема І1 відкриється і перекине тригер Т2 фазування таким чином, що він підготує до відкриття схему І3. Ця схема відкривається імпульсами з виходу попереднього подільника аналогічно схемі І1. Отже, в момент надходження позитивної послілки буде вироблятися керуючий сигнал, що забезпечує ділення опорної частоти на значення коефіцієнта n_1 .

Аналогічно схема працює в момент негативної послілки. У цьому випадку працюють схеми І2, І4.

Розглянемо принципи побудови цифрових дешифраторів ЧМ сигналів. Структурна схема цифрового дешифратора показана на рис. 2.9 [1]. Основними схемними вузлами дешифратора є: обмежувач вхідного сигналу, цифрові фільтри (ЦФ) негатива і позитива і вузли вагових функцій (ВВФ) негатива і позитива, опорний генератор (Г) і подільник частоти.

Сигнали з низькочастотного виходу приймача надходять на обмежувач, до виходу якого підключені цифрові фільтри негатива і

позитива. Таким чином, даному конкретному значенню поточної частоти на виході дешифратора f_1 чи f_2 відповідає наявність імпульсів на виході одного з цифрових фільтрів і відсутність їх на виході іншого. Однак через розходження середніх частот фільтрів часова вага імпульсів на виходах фільтрів також різна. Імпульс на виході фільтра негатива відображає результат аналізу за час $\tau_H = \frac{1}{f_2}$, а імпульс на виході фільтра позитива – відповідно за час $\tau_{\Pi} = \frac{1}{f_1}$.

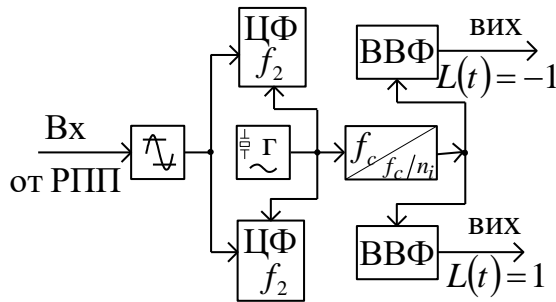


Рис.2.9. Структурна схема цифрового дешифратора

Для того, щоб за цих умов зберегти симетрію позицій, що є принциповою основою побудови систем частотного телеграфування, необхідно чисельно зрівняти результат дії сигналу на дешифратор за одиницю часу як при негативі, так і при позитиві.

Ця задача може бути вирішена шляхом множення числа, що визначає результат дії сигналу на даний фільтр (тобто кожного вихідного імпульсу даного фільтра), на нормуючий (ваговий) множник z , обумовлений зі співвідношення $z_j = \frac{G}{f_j}$, де G – найменше кратне ансамблю номінальних значень частот вихідного сигналу f_j .

Операція множення вихідних сигналів фільтрів на нормуючі коефіцієнти здійснюється вузлами вагових функцій, після яких сигнали надходять на вихід дешифратора і далі на аналізуючі пристрої. Опорний генератор і подільник частоти виробляють

допоміжні сигнали, необхідні для роботи основних вузлів (цифрових фільтрів і вузлів вагових функцій).

2.3.3. Дискретний канал із фазовою модуляцією

Позначимо функцію, що модулює, через $L(t)$. Тоді модульований сигнал у разі фазової модуляції (ФМ) можна записати як

$$U_{\text{фм}}(t) = A_m \sin \left\{ w_c t + \varphi_1 + \Delta\varphi \left[L(t) - \frac{1}{2} \right] \right\}. \quad (2.8)$$

Тут A_m – амплітуда сигналу; $\Delta\varphi$ – значення зміни початкової фази.

Такий сигнал змінює під час модуляції свою початкову фазу від $\varphi_1 - \frac{\Delta\varphi}{2}$ до $\varphi_2 + \frac{\Delta\varphi}{2}$ і назад при зміні сигналу, що модулює, $L(t)$ від 0 до 1 і назад. Значення $m_\varphi = \frac{\Delta\varphi}{2}$, що характеризує максимальне відхилення фази від середнього значення, називають індексом фазової модуляції.

Після тригонометричного перетворення виразу (2.8) можна записати:

$$U_{\text{фм}}(t) = A_m \left\{ \sin \left(w_c t + \varphi_1 - \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \cos[\Delta\varphi L(t)] + \cos \left(w_c t + \varphi_1 - \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \sin[\Delta\varphi L(t)] \right\}.$$

Спектр сигналу з ФМ знаходять шляхом аналізу спектрів функцій $\cos[\Delta\varphi L(t)]$ і $\sin[\Delta\varphi L(t)]$.

Звичайно на практиці використовується модуляція стрибком. Її називають фазовою маніпуляцією. У разі фазової маніпуляції на 180° сигнал $U_{\text{фм}}(t)$ можна розглядати як суму АМ сигналу з удвічі більшою амплітудою і немодульованим коливанням, фаза якого протилежна фазі несучої АМ сигналу.

Таким чином, спектр ФМ сигналу збігається за формою зі спектром АМ сигналу (за винятком несучої). Амплітуда несучої при ФМ обчислюється за формулою

$$U_{\text{нес}} = \frac{A_m}{N} \sqrt{(N-1 + \cos \Delta\varphi)^2 + \sin^2 \Delta\varphi}.$$

Амплітуда побічних складових (верхніх і нижніх з частотами відповідно $\omega_c + k\Omega$ і $\omega_c - k\Omega$) дорівнює

$$U_{\text{біч}} = \frac{2A_m}{N} \left| \frac{\sin \frac{\pi k}{N} \sin \frac{\Delta\varphi}{2}}{\frac{\pi k}{N}} \right|.$$

Для фазової маніпуляції на $\Delta\varphi = 180^\circ$ формули мають вигляд:

$$U_{\text{нес}} = \frac{A_m(N-2)}{N}; \quad U_{\text{біч}} = \frac{2A_m}{N} \left| \frac{\sin \frac{\pi k}{N}}{\frac{\pi k}{N}} \right|.$$

Приклади спектрів, розрахованих за цими формулами при $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$, а також $\Delta\varphi = 180^\circ$, показані на рис. 2.10 (а, б). На рис. 2.11 зображена узагальнена структурна схема дискретного каналу з ФМ (ДК із ФМ).

Особливістю дискретних каналів з ФМ є те, що метод ФМ потребує реалізації когерентного прийому. Передавальна частина ДК ФМ містить генератор несучої ω_c , фазовий модулятор ФМ, смуговий фільтр Ф1, схему синхронізації фазового модулятора (ССФМ). Приймальна частина складається зі смугового фільтра Ф2, обмежувача, фазового детектора, схеми виділення опорної частоти, що складається з подвоювача частоти і подільника на два, ФНЧ і вихідного пристрою (ВП).

Практично в СПДП використовуються два способи ФМ: абсолютна фазова маніпуляція (АФМ) і відносна фазова маніпуляція (ВФМ). При АФМ інформаційним параметром є абсолютне значення фази сигналу, що зіставляється однозначно зі значенням сигналу дискретного джерела. Наприклад, позитивному одиничному елементу відповідає початкова фаза несучого коливання $\varphi_0 = 0^\circ$, а негативному одиничному елементу $-\varphi_0 = 180^\circ$. Такий алгоритм реалізується схемою ДК із ФМ (рис. 2.11).

Основними труднощами демодуляції сигналів з АФМ є

необхідність одержання когерентного опорного сигналу на приймальній стороні. Цю задачу можна вирішити трьома способами: створенням високостабільного автономного генератора опорної частоти, передачею пілот-сигналів, виділенням опорної частоти з інформаційного сигналу.

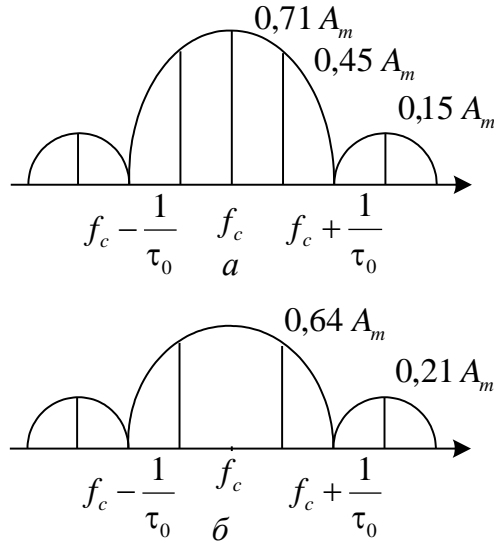


Рис.2.10. Приклади спектрів ФМ сигналів: а) $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$; б) $\Delta\varphi = \pm 180^\circ$

Практичне застосування одержав третій спосіб. На рис. 2.11 у структурній схемі ДК із ФМ пунктирною лінією показана схема виділення опорної частоти. Тут прийняті сигнали надходять на подвоювач частоти, що складається з двотактного випрямлювача і смугового фільтра з середньою частотою $2f_0$. Сигнал частоти $2f_0$ з виходу смугового фільтра надходить у подільник частоти на два. На виході подільника виходить коливання опорної частоти f_0 , що надходить на ФД.

Основним недоліком АФМ є наявність так званого явища "зворотної роботи". Цей недолік викликається збоями в каналі опорної частоти. Досить опорному сигналу внаслідок впливу завад змінити фазу на 180° , як усі кодові комбінації зареєструються в "негативі", тобто замість усіх "0" будуть фіксуватися "1" і навпаки.

Цього недоліку позбавлені системи з ВФМ.

Принцип ВФМ полягає в тому, що інформація про знак одиничного елемента зв'язується не з абсолютним значенням фази несучого коливання, а з відносною зміною фази коливання на даному одиничному інтервалі порівняно з фазою на попередньому одиничному інтервалі.

Алгоритм ВФМ може бути сформульований, наприклад, так: під час передачі позитивного одиничного елемента фаза несучого коливання змінюється на 180° порівняно з фазою попереднього елемента, а при передачі негативного – не змінюється.



Рис.2.11. Структурна схема каналу зв'язу з ФМ

Розглянемо схемні методи реалізації алгоритмів фазової модуляції. Фазові модулятори сьогодні реалізуються на цифрових інтегральних схемах. Серед них можна виділити модулятори послідовної дії (рис. 2.12) і комутаційного типу (рис. 2.13).

У модуляторі послідовної дії сигнал від генератора несучої Γ з частотою f_0 подається на формувач Ф1, на виході якого з'являються імпульси позитивної полярності з частотою $2f_0$ у моменти часу, коли напруга генератора переходить через нуль. Первинний дискретний сигнал подається на формувач Ф2, на виході якого діють короткі імпульси позитивної полярності в моменти часу, що відповідають дійсним характеристичним моментам модуляції.

Імпульси з виходів Ф1 і Ф2 надходять на вхід логічної АБО схеми. Об'єднаний потік імпульсів з виходу АБО схеми надходить на рахунковий вхід Т тригера, що працює в режимі ділення частоти. Якщо імпульсів на виході Ф2 немає, то на виході тригера Т буде періодична послідовність імпульсів з частотою f_0 .

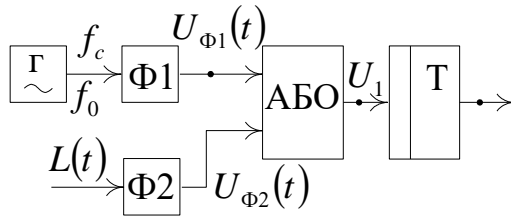


Рис.2.12. Структурна схема цифрового модулятора послідовної дії

Фаза сигналу на виході тригера змінюється стрибком кожного разу, коли з виходу $\Phi 2$ надходить на вхід АБО схеми імпульс позитивної полярності.

Модулятори послідовної дії не допускають асинхронної роботи, тому що при збігу позитивних імпульсів $\Phi 1$ і $\Phi 2$ відбувається втрата інформації. Отже, необхідна синхронізація обох послідовностей.

Для модуляторів комутаційного типу (рис. 2.13) не потрібна синхронізація послідовностей, що діють на виходах $\Phi 1$ і $\Phi 2$.

Якщо тригер Т2 перевести в нульовий стан, то сигнал із тригера Т1 буде проходити на вихід модулятора вже через логічні схеми ЛС2 і ЛС3, в результаті його фаза зміниться на 180° .

Тригер Т2 управляється по рахунковому входу позитивними імпульсами формувача $\Phi 2$, які відповідають дійсним характеристичним моментом модуляції. Отже, у кожний дійсний характеристичний момент модуляції буде відбуватися зміна фази вихідного сигналу на 180° .

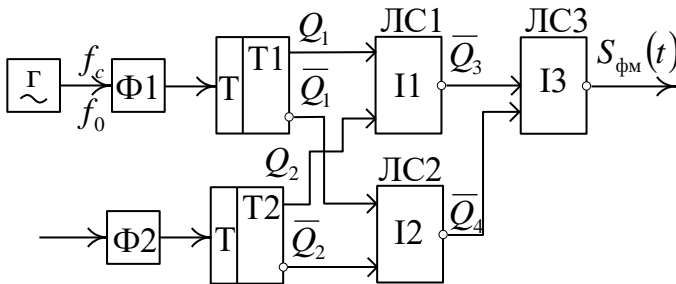


Рис.2.13. Структурна схема цифрового модулятора
На відміну від дискретного модулятора з АФМ дискретний

модулятор з ВФМ додатково містить у собі перекодований пристрій, що перетворює первинний дискретний сигнал у відносний первинний дискретний сигнал $L_{\text{від}}(t)$. Така побудова дискретних модуляторів ВФМ практично дуже зручна, тому що при цьому можуть бути використані дискретні модулятори АФМ. На рис. 2.14 показана структурна схема дискретного модулятора каналу з ВФМ.

Структурна схема перекодованого пристрою двоїчного первинного сигналу показана на рис. 2.15. Вона складається з суматора по модулю два (виняткове АБО) і елемента пам'яті D – тригер з внутрішньою затримкою (D – тригер). Особливість D – тригера полягає в тому, що вхідний сигнал з'являється на його виході після закінчення дії синхроімпульсу.

Під час демодуляції сигналів з ВФМ застосовують два способи:

- кореляційний (когерентний), заснований на використанні спеціальної сформованої опорної напруги;
- автокореляційний (некогерентний), заснований на використанні попередніх елементів як опорної напруги.

У разі кореляційного методу приймання демодуляція ВФМ сигналів здійснюється в два етапи. На першому етапі ФД, опорна напруга для якого формується в такий же спосіб, як і при демодуляції АФМ сигналів, і граничним пристроєм визначається оцінка переданого відносного первинного сигналу $L_{\text{від}}^*(t)$, тобто здійснюється демодуляція АФМ сигналів. На другому етапі відбувається перекодування оцінки відносного первинного сигналу в оцінку первинного дискретного сигналу $L^*(t)$.

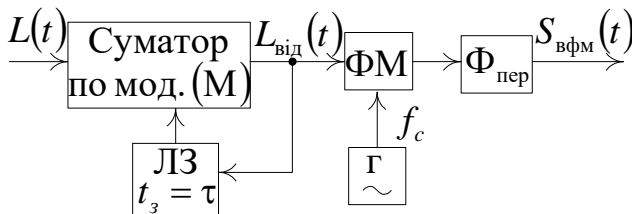


Рис.2.14. Структурна схема дискретного модулятора ВФМ

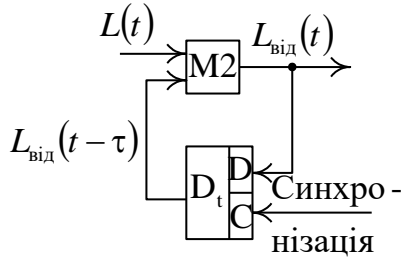


Рис.2.15. Структурна схема пристрою перекодування

Автокореляційний метод приймання називають ще методом порівняння фаз. У разі застосування цього методу як опорну напругу використовують затриманий на час τ вихідний $L(t)$ сигнал. У ФД відбувається порівняння фаз прийнятого елемента сигналу і попереднього елемента, тому що в різниці фаз цих елементів сигналу відображається елемент дискретного повідомлення.

2.4. Модуляція з мінімальним зсувом частоти

Модуляція з мінімальним зсувом частоти MSK (Minimum Shift Keying) являє собою частотну маніпуляцію, при якій частота модульованого радіосигналу дискретно приймає значення верхньої f_v і нижньої f_n частоти відповідно до виразу

$$f_v = f_o + F/4; f_n = f_o - F/4 \quad (2.9)$$

де f_o – центральна частота використовуваного частотного каналу, F – частота модулюючої бітової послідовності, вигляд якої визначає порядок чергування частот f_v і f_n .

Назва цього методу модуляції пояснюється тим, що рознос чи зсув частот $f_v - f_n = F/2$ є мінімально можливим, при якому на інтервалі тривалості одного біта $T = 1/F$ забезпечується ортогональність коливань з частотами f_v і f_n .

Розглянемо принцип формування радіосигналу, модульованого за методом MSK.

Послідовність d_i вхідних інформаційних бітових імпульсів модулятора розділяється на дві послідовності, що складаються з

непарних і парних імпульсів. Вхідний сигнал модулятора $S(t)$ визначається за виразом

$$S(t) = \pm A \cos \frac{\pi t}{2T} \cos \omega_0 t \pm A \sin \frac{\pi t}{2T} \sin \omega_0 t = \pm A \cos \left(\omega_0 t \pm \frac{\pi t}{2T} \right); \quad (2.10)$$

$$(i-1)T \leq t \leq iT,$$

де A – амплітуда сигналу; $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Вибір знаків «плюс» чи «мінус» у виразі (2.10) визначається алгоритмом, наведеним у табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Метод MSK

Непарний біт d_{2i-1}	Парний біт d_{2i}	Модульований сигнал $S(t)$
1	1	$A \sin \left(\omega_0 t - \frac{\pi t}{2T} \right) = A \sin 2\pi f_{\text{н}} t$
1	-1	$A \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi t}{2T} \right) = A \sin 2\pi f_{\text{г}} t$
-1	1	$-A \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi t}{2T} \right) = -A \sin 2\pi f_{\text{г}} t$
-1	-1	$-A \sin \left(\omega_0 t - \frac{\pi t}{2T} \right) = -A \sin 2\pi f_{\text{н}} t$

Очевидно, що сигнал $S(t)$ протягом i -го інтервалу T залежить від стану поточного i -го і попереднього $(i-1)$ -го біта.

Структурна схема модулятора, що формує сигнал MSK, зображена на рис. 2.16, де Д – демультимплексор, ПР – перетворювачі рівня; знаком \times позначені перемножувальники, Σ – суматор сигналів. Призначення блока Г роз'яснюється далі.

Часові діаграми, що пояснюють роботу схеми, представлені на рис. 2.17. Схема працює таким чином.

Демультимплексор Д розділяє вхідну бітову послідовність d_i на дві послідовності непарних d_{2i-1} і парних d_{2i} бітів. Перетворювачі рівня ПР при вхідних рівнях один чи нуль формують, відповідно,

вихідні рівні один чи мінус один, при цьому сигнали a_I і a_Q являють собою послідовності перетворених за рівнем непарних і парних бітів сигналу d_i , розтягнутих у часі удвічі. Сигнал a_Q на першому інтервалі T зображений у припущенні, що попередній біт вхідного сигналу є нулем. Відзначимо, що для кожного інтервалу T значення a_I і a_Q є тією парою непарного і парного бітів, що служить аргументом алгоритму, наведеного в табл. 2.1.

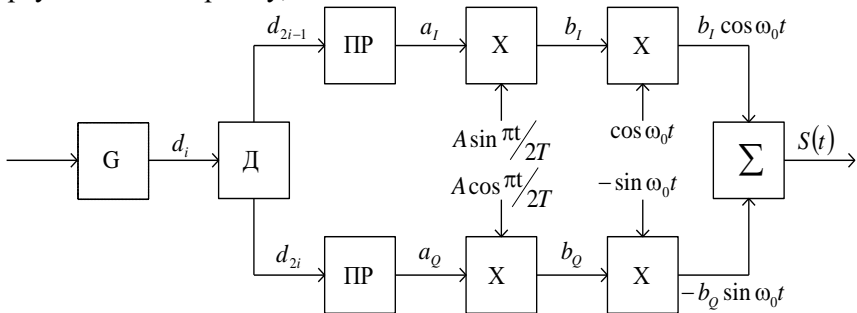


Рис. 2.16. Структурна схема модулятора MSK

Сигнали b_I і b_Q – це результат множення сигналів a_I і a_Q на гармонійні ортогональні сигнали з періодом $4T$ чи частотою $F/4$ (при $t = 4T$ аргумент кожної гармонійної функції дорівнює $\pi t/2T = 2\pi$).

Період сигналів $\cos \omega_0 t$ і $(-\sin \omega_0 t)$ (рис. 2.17) обраний рівним T . Вид сигналів $b_I \cos \omega_0 t$ і $(-b_Q \sin \omega_0 t)$ на входах суматора враховує величину і знак відповідних співмножників.

Вихідний сигнал модулятора $S(t)$ є сигналом MSK і має поточну фазу (див. табл. 2.1),

$$\varphi(t) = \omega_0 t \pm \frac{\pi t}{2T} \quad (2.11)$$

описану лінійно-ламаною кривою. Зміна поточної фази на інтервалі $t=T$ (так званий набіг фази) складає $\Delta\varphi = \pm \pi/2$ і є причиною накопичуваного на кожному інтервалі T часового зсуву сигналу $S(t)$

щодо немодульованого сигналу з частотою f_0 . Іншими словами, через набіг фази $\Delta\varphi$ сигнал $S(t)$ «стискається» чи «розтискається» по частоті відповідно до характеру зміни $\Delta\varphi$.

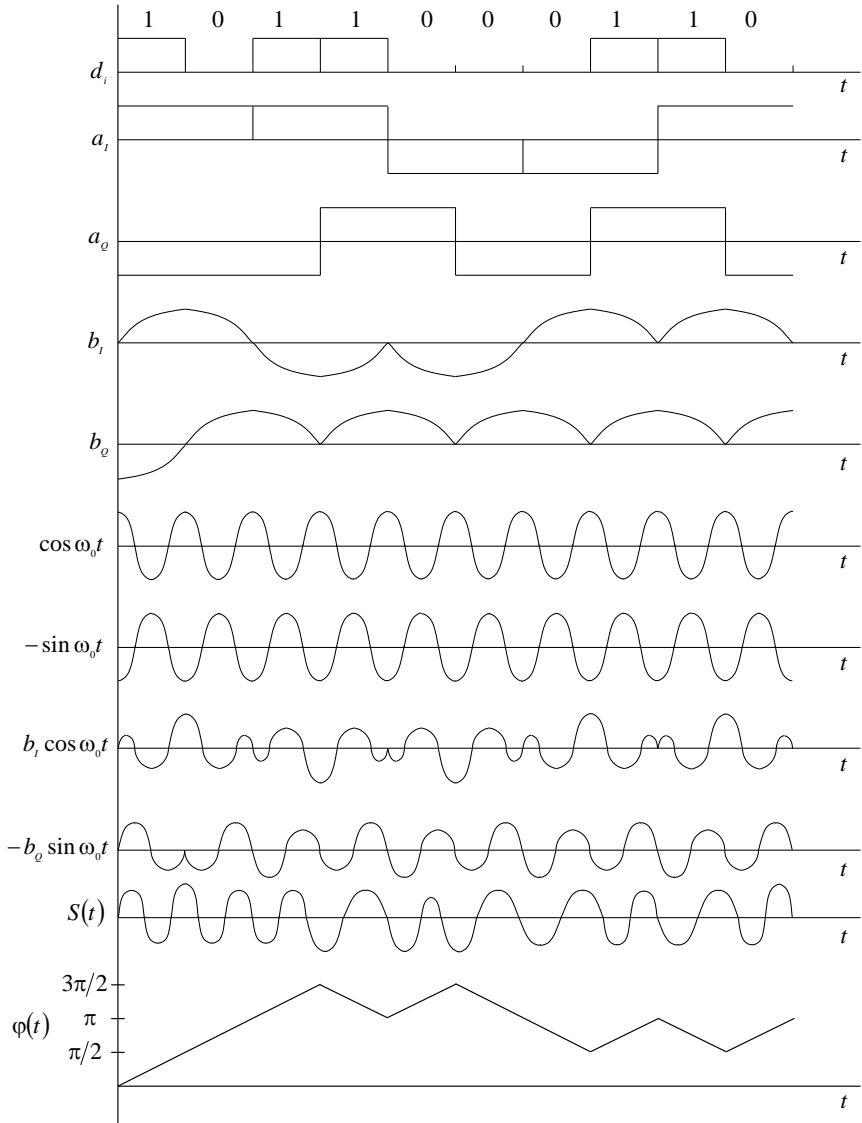


Рис. 2.17. Формування сигналу MSK

Порівняння графіків $S(t)$ і $\varphi(t)$ на рис. 2.17 наочно показує, що позитивний набіг фази $\varphi(t)$ відповідає збільшенню миттєвої частоти сигналу $S(t)$, а негативний – її зменшенню.

Миттєва частота $\omega(t)$ як похідна від фази (2.11) визначається за виразом

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 \pm \frac{\pi}{2T} = 2\pi \left(f_0 \pm \frac{1}{4T} \right) = 2\pi \left(f_0 \pm \frac{F}{4} \right). \quad (2.12)$$

З формули (2.12) випливає, що миттєва частота приймає одне з двох значень f_v і f_n (2.9), що зберігається на інтервалі T тривалості одного біта. Оскільки модулююча частота, тобто частота проходження рівнів a_1 і b_1 , дорівнює $F_M = F/2$, а девіація частоти $\Delta f = F/4$, то індекс частотної модуляції дорівнює $m = \Delta f / F_M = 0,5$.

Для остаточного усвідомлення принципу формування сигналу MSK доцільно самостійно зіставити на декількох різних інтервалах T часові діаграми a_1 (непарні біти), a_0 (парні біти), а також $S(t)$ і $\varphi(t)$ з виразами, наведеними в табл. 2.1. Додатково відзначимо, що зміна загального знака виразу для сигналу $S(t)$ в табл. 2.1 еквівалентна зміні початкової фази цього сигналу на π , що дозволяє зберегти безперервність фази у разі зміни миттєвої частоти.

Різновид модуляції MSK, застосовуваної, наприклад, у стандарті стільникового зв'язку GSM, де є гаусівська модуляція з мінімальним зсувом частоти (Gaussian MSK, GMSK). У разі такої модуляції виконується додаткова фільтрація бітової послідовності, що модулює, смуговим фільтром з амплітудно-частотною $K(f)$ характеристикою у вигляді гаусівської кривої

$$K(f) = \exp \left[- \left(\frac{f}{B_{0,5}} \right)^2 \frac{\ln 2}{2} \right],$$

де $B_{0,5}$ – смуга пропускання фільтра на рівні 0,5 амплітуди сигналу (на рівні -3 дБ). Застосування такого фільтра (рис. 2.16, блок G) забезпечує згладжування перепадів рівнів сигналів a_I і a_Q , згладжування гострих піків сигналів b_I і b_Q і, як наслідок, згладжування зламів сигналу $S(t)$ в моменти зміни його миттєвої частоти з f_b на f_n і навпаки. Відповідна залежність $\varphi(t)$ також стає більш гладкою, залишаючись безперервною залежністю. В результаті смуга частот радіосигналу $S(t)$ зменшується, що знижує рівень перешкод в суміжних каналах.

У стандарті GSM при $F=270,833$ кГц застосовується гаусівський фільтр зі смугою $B_{0,5}=81,3$ кГц, тобто нормована смуга

складає $B_{0,5}/F = B_{0,5}T = 0,3$.

Модуляцію GMSK характеризують такі властивості:

- модульований радіосигнал має постійну за рівнем обвідну, що дозволяє використовувати радіопередавачі з підсилювачами потужності класу C;
- радіосигнал на виході підсилювача потужності має відносно вузький спектр, що забезпечує низький рівень позаполосного випромінювання;
- канал зв'язку має високу завадостійкість.

Питання для самоперевірки

1. Яка роль СПДП в автоматизації керування повітряним рухом?
2. Назвіть загальні характеристики дискретних систем зв'язку.
3. У чому сутність амплітудної модуляції? Які спектри сигналів при цьому?
4. Які особливості структурних схем дискретних каналів з ЧМ?
5. Проаналізуйте спектри сигналів з ЧМ.

6. Від чого залежить гранична швидкість модуляції при ЧМ?
7. У чому головне достоїнство каналу з ЧМ?
8. Наведіть приклади цифрових маніпуляторів.
9. Поясніть принцип роботи цифрового фільтра.
10. Порівняйте між собою принцип формування сигналу з АФМ і ОФМ.

3. СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ БЕЗПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ ЗА ДОПОМОГОЮ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ

3.1. Загальні положення

В сучасних системах зв'язку широке застосування знаходять цифрові системи передачі, в яких безперервне повідомлення (мовний сигнал) передається за допомогою цифрових сигналів. Перетворення безперервного повідомлення у цифрову форму здійснюється шляхом операцій дискретизації та квантування.

Загальна схема цифрового представлення мовного сигналу зображена на рис. 3.1. З рисунку випливає, що мовне коливання як безперервна функція часу піддається дискретизації, найчастіше періодичній, в результаті чого утворюється послідовність відліків $x_a(nT)$. Ці відліки можуть у загальному випадку приймати безперервну безліч значень. Тому для одержання цифрового, тобто дискретного за амплітудою та за часом представлення необхідно проквантувати кожен відлік до кінцевої безлічі значень. Ми побачимо далі, що рис. 3.1 досить повно відображає процес формування цифрового представлення мовного сигналу. Може бути, що не в усіх випадках можна розділити цю процедуру на два окремих етапи, але основні операції – дискретизація та квантування – властиві всім методам, наведеним у цій главі.

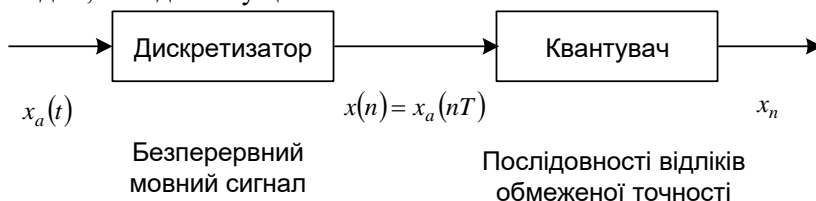


Рис. 3.1. Загальна схема цифрового представлення

На початку глави викладені питання дискретизації стосовно мовних сигналів. Далі викладаються методи квантування відліків мовного коливання.

Послідовність відліків сигналу однозначно описує аналоговий сигнал, якщо він обмежений по смузї частот і частота дискретизації, принаймні, вдвічі більше найвищої частоти спектра сигналу. Оскільки нас цікавить цифрове представлення мовних сигналів,

нагадаємо спектральні властивості мови. Мовний сигнал не обмежений за смугою частот, хоча його спектр швидко спадає в області високих частот. На рис. 3.2 зображені спектри типових звуків мови.

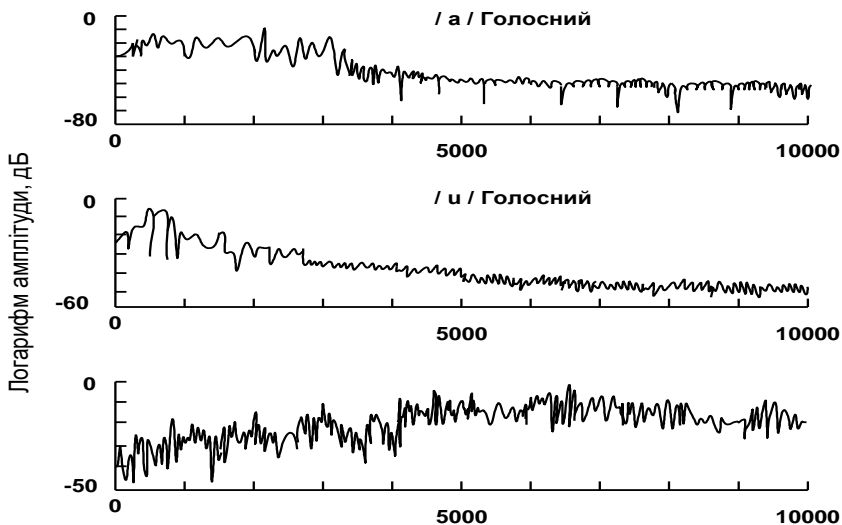


Рис. 3.2. Спектри вокалізованих звуків |a| і |i| і невокалізованого |d| при частоті дискретизації 20 кГц

Як видно з рис. 3.2, для вокалізованих звуків найвища частота, нижче якої максимуми спектра менше рівня 40 дБ, складає близько 4 кГц. З іншого боку, для невокалізованих звуків спектр не загасає навіть на частотах вище 8 кГц. Таким чином, для точного відтворення всіх звуків мови потрібна частота дискретизації близько 20 кГц. У більшості випадків така частота дискретизації, однак, не потрібна. Наприклад, якщо дискретизація передус оцінюванню трьох перших форматних частот вокалізованої мови, то досить мати у своєму розпорядженні частину спектра до частоти близько 3,5 кГц. Таким чином, якщо перед дискретизацією мовний сигнал пропускається через фільтр нижніх частот так, що частота Найквіста дорівнює 4 кГц, то частота дискретизації повинна складати 8 кГц. Інший приклад. Розглянемо мовний сигнал, що потрібно передати по телефонному каналу. На рис. 3.3 наведена типова частотна характеристика телефонного каналу. Очевидно, що телефонний канал обмежує смугу

частот сигналу і частота Найквіста для “телефонної мови” складає приблизно 4 кГц.

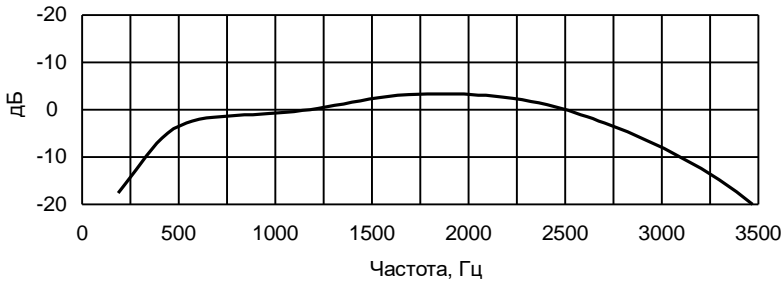


Рис. 3.3. Типова частотна характеристика тракту телефонного зв'язку

Важливою особливістю, на яку звертають увагу під час обговорення дискретизації, є те, що навіть, якщо сигнал має обмежений по частоті спектр, він може бути спотворений широкополосним випадковим шумом перед аналого-цифровим перетворенням. У таких випадках суміш сигналу і шуму повинна бути пропущена через фільтр з частотою зрізу, близькою до частоти Найквіста, що дозволить уникнути ефекту накладання частот при цифровому представленні.

Під час розгляду цифрових методів представлення часто достатньо вважати, що мовний сигнал є ергодичним випадковим процесом. Хоча це є великим спрощенням, далі буде показано, що статистична точка зору приводить до корисних результатів, тим самим підтверджуючи доцільність подібної моделі.

Якщо припустити, що сигнал $x_a(t)$ являє собою неперервний випадковий процес, то періодична послідовність відліків цього сигналу може розглядатися як випадковий процес з дискретним часом. У ряді випадків в процесі аналізу систем зв'язку адекватними характеристиками аналогового сигналу є одновимірною функцією щільності ймовірності й автокореляційною функцією, визначена за виразом

$$\varphi_a(\tau) = E[\chi_a(t)\chi_a(t + \tau)],$$

де $E[\cdot]$ означає усереднення згідно з ансамблем величини, що стоїть в квадратних дужках. Безперервна спектральна щільність потужності являє собою перетворення Фур'є від $\varphi_a(\tau)$:

$$\Phi_a(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_a(\tau) e^{-i\Omega\tau} d\tau$$

Сигнал з дискретним часом, отриманий з безперервного сигналу, має автокореляційну функцію:

$$\begin{aligned} \varphi(m) &= E[x(n)x(n+m)] = \\ &= E[x_a(nT)x_a(nT+mT)] = \varphi_a(mT) \end{aligned}$$

Це просто дискретизована функція $\varphi_a(\tau)$, тому спектральна щільність потужності дорівнює

$$\begin{aligned} \Phi_a(e^{i\Omega T}) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi(m) e^{-i\Omega T m} = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Phi_a\left(\Omega + \frac{2\pi}{T}k\right). \end{aligned} \quad (3.1)$$

З виразу (3.1) випливає, що спектральна щільність дискретизованого сигналу являє собою періодичну послідовність, кожен член якої повторює спектр аналогового сигналу.

Функція щільності ймовірності величини $x(n)$ така ж, як і величини $x_a(t)$, тому що $x(n) = x_a(nT)$. Це означає, що середнє математичне очікування і дисперсія неперервного сигналу і сигналу з дискретним часом однакові.

Для використання статистичних понять під час опису мовних сигналів необхідно оцінити функцію щільності ймовірності і кореляційну функцію (чи спектральну щільність потужності) мовного коливання. Функція щільності ймовірності оцінюється шляхом визначення гістограми за великим числом відліків, тобто протягом великого відрізка часу. Давенпорт провів великі дослідження такого роду, а пізніше Паез і Гліссон, використовуючи подібні виміри, показали, що гарною апроксимацією для експериментальної функції щільності ймовірності може служити гамма-розподіл

$$p(x) = \left(\frac{\sqrt{3}}{8\pi\sigma_x|x|} \right)^{1/2} e^{-\frac{\sqrt{3}|x|}{2\sigma_x}}$$

Більш простою апроксимацією є функція щільності ймовірності Лапласа

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x} e^{\frac{-\sqrt{2}|x|}{\sigma_x}}.$$

На рис. 3.4 показана експериментальна функція щільності ймовірності разом з функцією щільності ймовірності Лапласа і гамма-розподілом. Усі функції нормалізовані таким чином, що середнє значення дорівнює нулю, а дисперсія – одиниці. Хоч обидві функції щільності ймовірностей добре апроксимують експериментальний результат, гамма-розподіл забезпечує кращу апроксимацію.

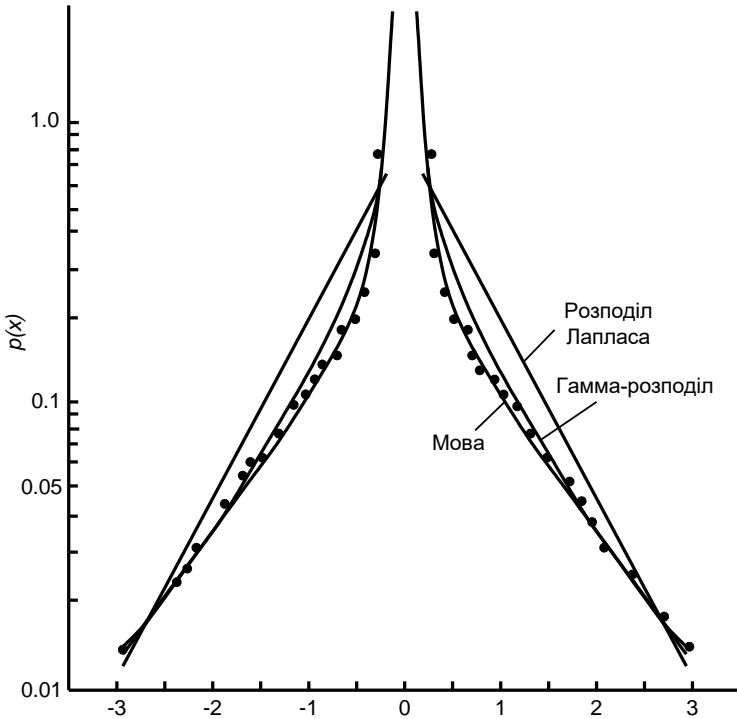


Рис. 3.4. Функції щільності ймовірності мови, гамма-розподіли і розподіли Лапласа

Автокореляційна функція і спектральна щільність потужності мовного сигналу можуть бути отримані з використанням стандартних методів аналізу тимчасових рядів. Оцінка автокореляційної функції ергодичного випадкового процесу може бути отримана шляхом

усереднення за великий відрізок часу. Наприклад, для одержання усереднення за великий інтервал часу досить трохи змінити визначення короткочасної автокореляційної функції:

$$\hat{\varphi}(m) = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1-m} x(n)x(n+m), \quad 0 \leq |m| \leq L-1, \quad (3.2)$$

де L – велике ціле число. Приклад такої оцінки показаний на рис. 3.5 з частотою дискретизації 8 кГц. Верхня крива обчислена за сигналом, пропущеним через фільтр нижніх частот, нижня – через смуговий фільтр. Заштриховані ділянки навколо кожної кривої показують зміни в кореляції, що виникають для різних операторів. Кореляція дуже велика між сусідніми відліками і швидко зменшується у разі збільшення відстані між ними. Отже, мовний сигнал на виході фільтра нижніх частот більш корельований, ніж на виході смугового фільтра.

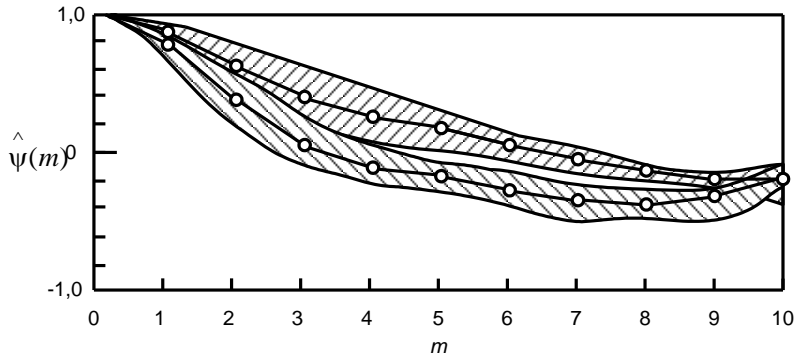


Рис. 3.5. Автокореляційна функція мовних сигналів: верхня крива – для низькочастотної складової мови, нижня – для високочастотної

Спектральну щільність потужності можна оцінити різними шляхами. Для мовного сигналу один з перших результатів був отриманий шляхом виміру сигналу на виході гребінки смугових фільтрів. На рис. 3.6 наведено приклад, коли потужність усереднювалась за хвилину безперервної мови. Отже, усереднена спектральна щільність потужності має максимум у діапазоні 250 ÷ 500 Гц і загасає приблизно на 8 ÷ 10 дБ на октаву. Інший підхід до оцінки усередненої спектральної щільності полягає в оцінюванні $\hat{\varphi}(m)$ відповідно до виразу (3.2) і наступному обчисленні

$$\hat{\Phi}(e^{i\Omega T}) = \sum_{m=-M}^M \omega(m) \hat{\phi}(m) e^{-i\Omega m T} .$$

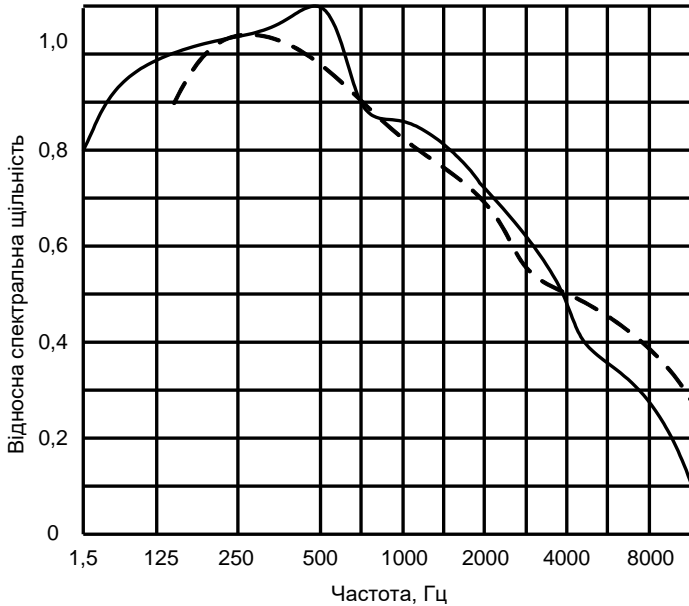


Рис. 3.6. Усереднена спектральна щільність потужності безперервного мовного сигналу : – шість операторів-чоловіків; --- п'ять операторів-жінок

для дискретної послідовності $\Omega_k = 2\pi k / T$ при $k = 0, 1, \dots, N-1$, використовуючи дискретне перетворення Фур'є, де $\omega(m)$ – вікно (зважена функція) для автокореляційної функції. Як приклад застосування цього методу до оцінки спектральної щільності мови (рис. 3.7) наведені відповідні результати при використанні вікна Хеммінга. Інший підхід полягає в обчисленні передатної функції цифрового фільтра, на вході якого діє білий шум, а сигнал на виході має ті ж спектральні властивості, що і даний сигнал.

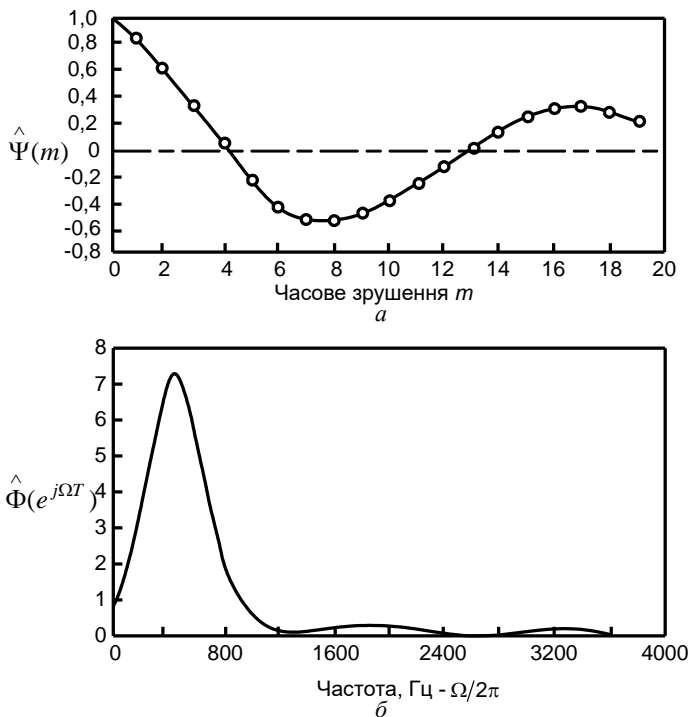


Рис. 3.7. *a* – автокореляційна функція; *b* – спектральна щільність потужності мовного сигналу

3.2. Квантування миттєвих значень

Як уже відзначалося, операції дискретизації і квантування зручно розглядати окремо, хоча часто розділити їх важко. Припустимо, що мовний сигнал пропущений через фільтр нижніх частот і в результаті дискретизації отримана послідовність безперервних величин $\{x\{n\}\}$. У більшості випадків у даній главі послідовність $\{x\{n\}\}$ розглядається як випадковий процес у дискретному часі. Для того, щоб передати цю послідовність відліків по цифровому каналу зв'язку, зареєструвати її в цифровому блоці пам'яті чи використати її як вхідний сигнал деякого алгоритма цифрової обробки, кожен відлік необхідно проквантувати до кінцевої множини значень, які можна описати кінцевою множиною символів.

Цей процес квантування і кодування зображений на рис. 3.8. Так само, як корисно розділяти операції дискретизації і квантування, доцільно розділити процес представлення послідовності $\{x\{n\}\}$ множиною символів на два етапи: квантування, результатом якого є послідовність величин $\{\hat{x}(n)\} = \{Q[x(n)]\}$, і кодування, при якому кожній квантованій величині ставиться у відповідність кодове слово $c(n)$. Цей процес зображено на рис. 3.8, *а*. (Величина $Q[\]$ на рисунку означає крок квантування в квантувачі.) Аналогічно визначимо декодер як пристрій, який послідовності кодових слів $\{c'(n)\}$ ставить у відповідність послідовності квантованих відліків $\{\hat{x}'(n)\}$, як це показано на рис. 3.8, *а*. Якщо послідовність кодових слів $c'(n)$ точно збігається з послідовністю кодових слів $c(n)$, тобто помилки відсутні, то сигнал на виході ідеального декодера точно збігається з послідовністю квантованих відліків вхідного сигналу, тобто $x'(n) = \hat{x}(n)$.

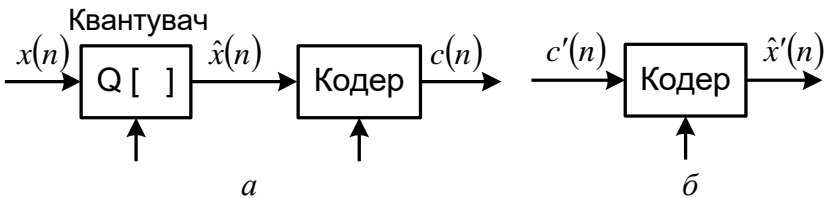


Рис. 3.8. Квантування і кодування: *а* – кодер; *б* – декодер

У більшості випадків доцільно для кодування квантованих відліків використовувати двоїчну послідовність. За допомогою B – розрядного двоїчного кодового слова можна представити 2^B різних рівнів квантування. Інформаційний обсяг цифрового представлення, який потрібно знати у разі передачі або збереження сигналу, можна підрахувати:

$$I = BF_s = \text{швидкість, біт/с,}$$

де B – число біт на відлік сигналу; F_s – частота дискретизації.

В загальному випадку бажано вибирати швидкість передачі найбільш низькою, при якій ще зберігається необхідна якість сприйняття сигналу. Для даної смуги частот мовного сигналу

мінімальна частота дискретизації визначається теоремою Котельникова про дискретизацію. Таким чином, єдиний шлях зменшення швидкості передачі полягає в скороченні числа двоїчних одиниць на відлік сигналу. З цією метою продовжимо обговорення різних способів квантування сигналу.

У загальному випадку доцільно припускати, що відліки сигналу будуть попадати в кінцевий інтервал значень, при якому

$$|x(n)| \leq X_{\max}.$$

Для зручності варто припустити, що величина X_{\max} нескінченно велика, що відповідає, наприклад, функціям щільності ймовірності гамма-розподілу чи Лапласа. Однак слід мати на увазі, що припущення про скінченність діапазону значень у більшій мірі відповідає реальній ситуації. Якщо для опису сигналу навіть використовується функція щільності ймовірності Лапласа, то легко показати, що тільки 0,35% відліків сигналу виявиться поза діапазоном

$$-4\sigma_x \leq x(n) \leq 4\sigma_x.$$

Таким чином, доцільно вважати, що повний розмах сигналу пропорційний середньому квадратичному відхиленню.

Діапазон зміни вхідного сигналу поділяється на інтервали, і операція квантування зводиться до того, що всім відлікам вхідного сигналу, що попали в деякий інтервал, приписується теж саме задане значення. Цей процес ілюструє рис. 3.9 для восьми-рівневого квантувача. Наприклад, для всіх значень вхідного сигналу $x(n)$, розташованих між x_1 і x_2 , значення сигналу на виході буде $\hat{x}(n) = Q[x(n)] = \hat{x}_2$. Кожному рівню поставлено у відповідність трирозрядне слово, яким кодується значення відповідного рівня. Наприклад, якщо відлік попадає в інтервал між x_1 і x_2 (рис. 3.9), то на виході кодера з'явиться слово 101. Конкретний спосіб кодування рівнів на рис. 3.9 довільний. В принципі можна використовувати всі вісім способів позначення рівнів, однак часто виникає потреба вибрати цілком визначений спосіб кодування.

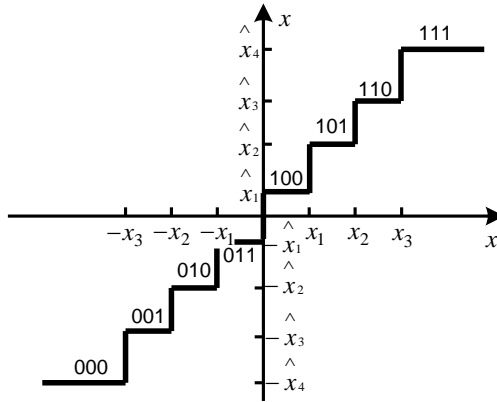


Рис. 3.9. Характеристика трирозрядного квантувача

3.2.1. Рівномірне квантування

Інтервали і рівні квантування можна вибирати по-різному залежно від запропонованого використання цифрового представлення. Коли цифрове представлення сигналу призначене для обробки в деякій системі, рівні й інтервали квантування вибирають звичайно рівномірно. Таким чином, для рівномірного квантувача (див. рис. 3.9) одержуємо

$$x_i - x_{i-1} = \Delta,$$

і

$$\hat{x}_i - \hat{x}_{i-1} = \Delta,$$

де Δ – крок квантування.

Для випадку восьми рівнів квантування на рис. 3.10 наведені характеристики двох звичайно використовуваних квантувачів. На рис. 3.10, *а* зображений випадок, коли початок відліку приходить на середину вертикальної ділянки східчної функції. Цей клас квантувачів називається квантувачами з усіканням. Аналогічно на рис. 3.10, *б* показаний приклад квантувачів з округленням. Для випадку, коли число рівнів дорівнює степені 2, як це звичайно і буває при використанні методів двоїчного кодування, квантувач з усіканням буде мати однакову кількість позитивних і негативних рівнів, розташованих симетрично відносно початку координат. На

відміну від цього квантувач з округленням має на один негативний рівень більше, але при цьому має нульовий рівень, який відсутній у квантувача з усіканням. Кодові слова розподілені по рівнях на рис. 3.10 аналогічно тому, як це зроблено на рис. 3.9. Але в даному випадку вони позначають безпосередньо номер рівня в двоїчній системі числення. Наприклад, якщо інтерпретувати кодові слова на рис. 3.10, *a* як представлення значення сигналу зі знаком, вважаючи, що знаковий розряд – крайній ліворуч, то рівні квантування будуть зв’язані з кодovими словами співвідношенням

$$\hat{x}_n = \left(\frac{\Delta}{2} \right) \text{sign}(c(n)) + \Delta c(n),$$

де $\text{sign}(c(n)) = +1$, якщо перший розряд $c(n) = 0$, і $\text{sign}(c(n)) = -1$, якщо знаковий розряд $c(n) = 1$. Аналогічно можна представити і кодові слова на рис. 3.10, *б*, але в цьому випадку співвідношення між рівнями

$$\hat{x}(n) = \Delta c(n),$$

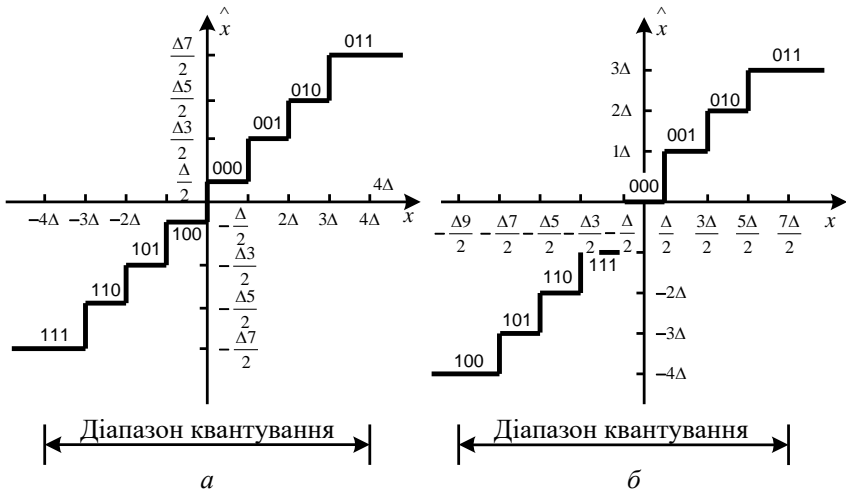


Рис. 3.10. Характеристики рівномірних квантувачів: *a* – з усіканням; *б* – з округленням

Останній спосіб відображення рівнів кодovими словами використовується, коли послідовність відліків обробляється з

представленням чисел у додатковому коді (як у більшості мікропроцесорів), тому що кодові слова в цьому випадку є просто чисельним значенням відліку сигналу.

Для опису рівномірних квантувачів (рис. 3.10) досить задати два параметри: число рівнів і крок квантування Δ . Число рівнів вибирають звичайно 2^B (де B – розрядність кодових слів). Параметри Δ і B вибирають таким чином, щоб охопити весь діапазон сигналу. Якщо припустити, що $|x(n)| \leq X_{\max}$, то (вважаючи симетричною функцію щільності ймовірності $x(n)$) будемо мати

$$2X_{\max} = \Delta \cdot 2^B. \quad (3.3)$$

Під час вивчення ефектів квантування корисно представити квантований сигнал як

$$\hat{x}(n) = x(n) + e(n),$$

де $x(n)$ – безперервний відлік, а $e(n)$ – помилка чи шум квантування. З рис. 3.10, *a, б* легко встановити, що якщо Δ і B вибрати відповідно (3.3), то

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e(n) \leq \frac{\Delta}{2}. \quad (3.18)$$

Якщо вибрати як приклад розмах сигналу $8\sigma_x$ і припустити, що сигнал має розподіл Лапласа, то тільки 0,35% відліків виявляться поза діапазоном квантувача. Квантування цих відліків буде супроводжуватися помилкою, більшою $\pm \frac{\Delta}{2}$, але їхнє число вкрай мале, тому доцільно вибрати діапазон квантування біля $8\sigma_x$ нехтуючи під час теоретичного аналізу рідкими великими помилками.

Зрозуміло, що нам відомий тільки $\hat{x}(n)$, а $x(n)$ і $e(n)$ невідомі. Для вивчення ефектів квантування зручно і корисно припустити просту статистичну модель шуму квантування. Ця модель заснована на наступних припущеннях.

1. Шум квантування є стаціонарним білим шумом, тобто

$$E[x(n)e(n+m)] = \begin{cases} \sigma_e^2, & m=0; \\ 0, & \text{у протилежному випадку.} \end{cases}$$

2. Шум квантування не корельований із вхідним сигналом, тобто

$$E[x(n)e(n+m)] = 0, \text{ для всіх } m.$$

3. Розподіл шуму рівномірний в будь-якому інтервалі квантування й оскільки всі інтервали рівні між собою, то

$$p_e(e) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\frac{\Delta}{2} \leq e \leq \frac{\Delta}{2}; \\ 0, & \text{у протилежному випадку.} \end{cases}$$

Очевидно, що ці припущення не виконуються для деяких сигналів. Вони порушуються, наприклад, якщо вхідний сигнал постійний для усіх n . Мовний сигнал, однак, є досить складним і швидкозмінним в межах будь-якого рівня квантування і, якщо крок Δ досить малий, то ймовірність попадання двох послідовних відліків у різні далеко віддалені інтервали досить велика. Справедливість зроблених припущень підтверджується експериментом.

Приклад, що ілюструє правомірність припущень, наведений на рис. 3.11. На рис. 3.11, *a* зображено 400 послідовних відліків сигналу, що були піддані квантуванню в три- і восьмирозрядному квантувачах (рис. 3.10, *б*). Помилки квантування зображені на рис. 3.11, *б*, *в* відповідно. У випадку трирозрядного квантування видно кореляцію сигналу і помилки, у той час як у другому випадку така кореляція не спостерігається. Для підтвердження цього факту на рис. 3.12, *a*, *в* представлені кореляційні функції для першого і другого випадків відповідно. Очевидно, що кореляційна функція (рис. 3.12, *в*) більш узгоджена з припущенням, що $\varphi(m) = \sigma^2 e \delta(m)$, оскільки на рис. 3.12, *a* спостерігається значна кореляція у разі $m > 0$. Цей же ефект спостерігається і на спектральній щільності потужності (рис. 3.12, *б*, *г*).

Спектр похибки у разі трирозрядного квантування зменшується в ділянці вищих частот (як і спектр мови), а для восьмирозрядного квантувача спектр рівномірний. Відмітимо, однак, що навіть для трирозрядного квантувача спектр згасає зі швидкістю 6 дБ на октаву.

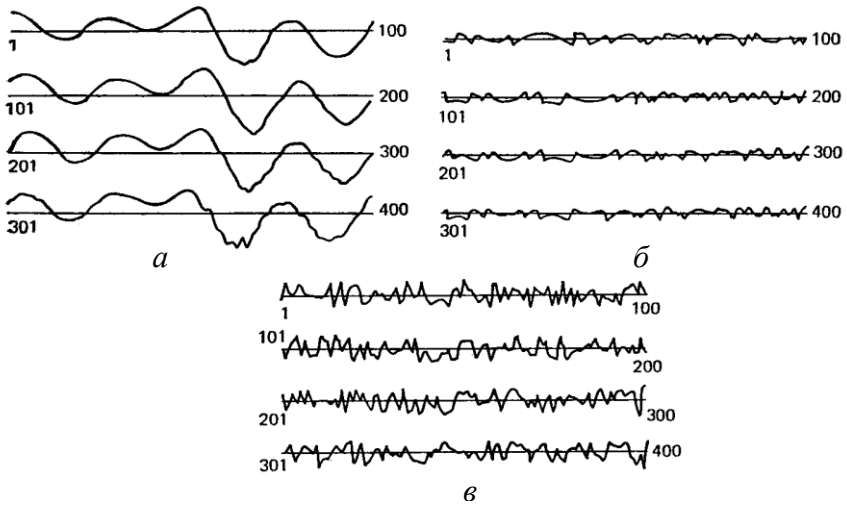


Рис. 3.11. *a* – тимчасова діаграма мови; *б* – шум квантування для трирозрядного квантувача; *в* – шум квантування для восьмирозрядного квантувача (збільшено в 66 разів порівняно з рис. 3.11, *a*, *б*)

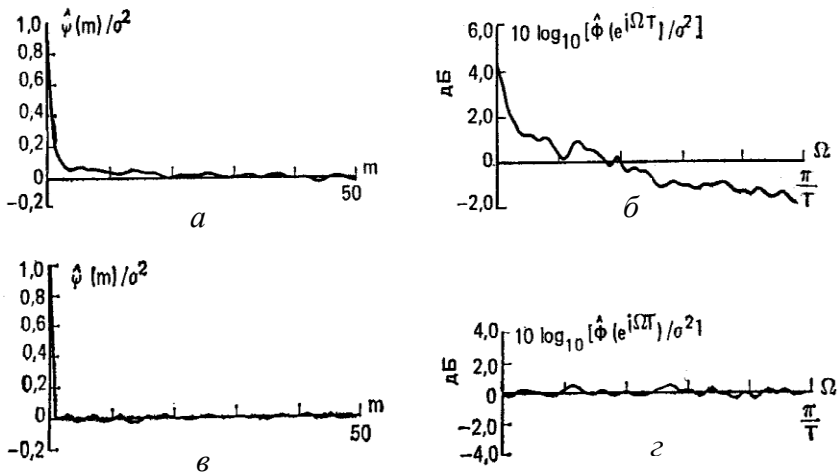


Рис. 3.12. *a* – нормалізована оцінка автокореляції для трирозрядного квантувача; *б* – спектр потужності для трирозрядного квантувача; *в* – нормалізована оцінка автокореляції для восьмирозрядного квантувача; *г* – спектр потужності для восьмирозрядного квантувача

У рамках прийнятої статистичної моделі можна зв'язати потужність шуму і сигналу з параметрами квантувача. Для цього зручно обчислити відношення сигнал/шум квантування, обумовлене виразом

$$SNR = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = \frac{E[x^2(n)]}{E[e^2(n)]} = \frac{\sum_n x^2(n)}{\sum_n e^2(n)}. \quad (3.4)$$

Якщо припустити, що діапазон безперервних значень дорівнює $2X_{\max}$, то для B -розрядного квантувача одержимо

$$\Delta = \frac{2X_{\max}}{2^B}.$$

Якщо припустити, що розподіл шуму рівномірний, одержимо

$$\sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{X_{\max}^2}{(3)2^{2B}}. \quad (3.5)$$

Підставляючи вираз (3.5) у вираз (3.4), маємо

$$SNR = \frac{(3)2^{2B}}{\left[X_{\max} / \sigma_x \right]^2},$$

чи, виражаючи відношення сигнал/шум у децибелах,

$$\begin{aligned} SNR &= 10 \log_{10} \left[\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right] = \\ &= 6B + 4,77 - 20 \log_{10} \left[\frac{X_{\max}}{\sigma_x} \right]. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Припускаючи діапазон квантування $X_{\max} = 4\sigma_x$, з рівняння (3.6) одержимо

$$SNR = [6B - 7,2] \text{ дБ}. \quad (3.7)$$

Співвідношення (3.7), з якого випливає, що кожне додавання одного розряду в кодовому слові поліпшує відношення сигнал/шум на 6 дБ, справедливо при наступних припущеннях: 1) вхідний сигнал змінюється таким чином, що справедлива описана раніше статистична модель шуму квантування; 2) крок квантування малий настільки, що шум білий і не корельований із сигналом; 3) діапазон

квантування встановлений таким чином, що він перевищує розмах сигналу. Отже, діапазон квантування використовується цілком, і в той же час кількість відліків, що не попадають в нього, досить мала.

Для мовних сигналів перші два припущення виконуються, якщо кількість рівнів квантування більша, ніж 2^6 . Однак третє припущення менш справедливе, оскільки енергія сигналу може змінюватися більш ніж на 40 дБ залежно від оператора й умов передачі. Навіть для одного оператора амплітуда мовного сигналу істотно змінюється під час переходу від вокалізованої мови до невокалізованої і протягом вокалізованих сегментів. Співвідношення (3.7) припускає повне використання діапазону квантування і, якщо розмах сигналу дуже малий, то це еквівалентно використанню лише декількох рівнів квантування квантувачем. Наприклад, з виразу (3.26) випливає, що у випадку, якщо дисперсія вхідного сигналу складає лише половину тієї, на яку розрахований квантувач, то це призведе до погіршення відношення сигнал/шум на 6 дБ. У той же час з короткочасного аналізу сигналу відомо, що дисперсія на невокалізованих сегментах може бути на 20 – 30 дБ менше, ніж дисперсія на вокалізованих, тобто, короткочасне відношення сигнал/шум на невокалізованих сегментах може бути значно менше, ніж на вокалізованих.

Для підтримки помилки квантування на прийнятному рівні необхідно вибирати значно більше рівнів квантування, ніж це випливає з попереднього аналізу в рамках припущення про стаціонарність сигналу. Наприклад, використання співвідношення (3.27) дозволяє зробити висновок, що значення $B = 7$ забезпечить відношення сигнал/шум, рівне 36 дБ, тобто якість зв'язку добра. Однак відомо, що необхідно близько 11 розрядів квантувача для одержання високоякісного мовного сигналу в рівномірному квантуванні.

Таким чином, бажано мати пристрій квантування, в якому відношення сигнал/шум не буде залежати від рівня сигналу, тобто замість сталої не залежної від рівня сигналу помилки (як це має місце при рівномірному квантуванні) хотілося б одержати постійну відносну помилку. Це досягається шляхом використання нерівномірного розподілу рівнів квантування.

3.2.2. Миттєве компандування

Для того, щоб відносна помилка була постійною, рівні квантування повинні бути розподілені логарифмічно. З іншого боку, замість квантування вихідного сигналу для досягнення постійної помилки можна квантувати його логарифм. Цей процес зображений на рис. 3.13, де вхідний сигнал компресується перед квантуванням за допомогою логарифмічного перетворення, а вихідний сигнал після декодування експандується за допомогою експонентного перетворення. Переконаємося, що це призводить до необхідної нечутливості помилки квантування від значення сигналу.

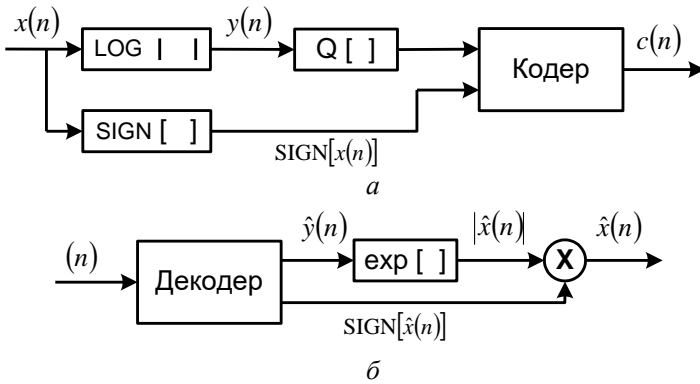


Рис. 3.13. Структурна схема системи логарифмічного кодування

Припустимо, що

$$y(n) = \ln|x(n)|.$$

Зворотне перетворення дорівнює

$$x(n) = \exp[y(n)]\text{sign}[x(n)],$$

де $\text{sign}[x(n)] = +1$, якщо $x(n)$ позитивне, і $\text{sign}[x(n)] = -1$, якщо $x(n)$ негативне. Тепер квантований логарифм має вигляд

$$\hat{y}(n) = Q[\log|x(n)|] = \log|x(n) + \varepsilon(n)|,$$

де, як і раніше, передбачається, що $\varepsilon(n)$ не залежить від $\log|x(n)|$. Застосовуючи до квантованої величини зворотне перетворення, одержуємо

$$\begin{aligned}\hat{x}(n) &= \exp[\hat{y}(n)] \text{sign}[x(n)] = \\ &= |x(n)| \text{sign}[x(n)] \exp[\varepsilon(n)] = x(n) \exp[\varepsilon(n)].\end{aligned}$$

Якщо $\varepsilon(n)$ мале, можна апроксимувати це рівняння як

$$\hat{x}(n) \approx x(n)[1 + \varepsilon(n)] = x(n) + \varepsilon(n)x(n) = x(n) + f(n),$$

де $f(n) = x(n)\varepsilon(n)$. Таким чином, оскільки $x(n)$ і $e(n)$ передбачаються некорельованими, одержуємо

$$\begin{aligned}\sigma_f^2 &= \sigma_x^2 \sigma_\varepsilon^2; \\ SNR &= \frac{\sigma_x^2}{\sigma_f^2} = \frac{1}{\sigma_{\varepsilon x}^2}.\end{aligned}$$

Отже, відношення сигнал/шум не залежить від потужності сигналу, а залежить тільки від кроку квантування. Квантувач такого типу не має практичного значення, оскільки динамічний діапазон (відношення максимального значення до мінімального) нескінченний і, отже, потрібно нескінченне число рівнів квантування. Виконаний аналіз можливо й позбавлений практичного змісту, однак, дозволяє зробити висновок про те, що характеристика компресора може бути близькою до логарифмічної. Використання системи компресор-експандер для квантування показано на рис. 3.14.

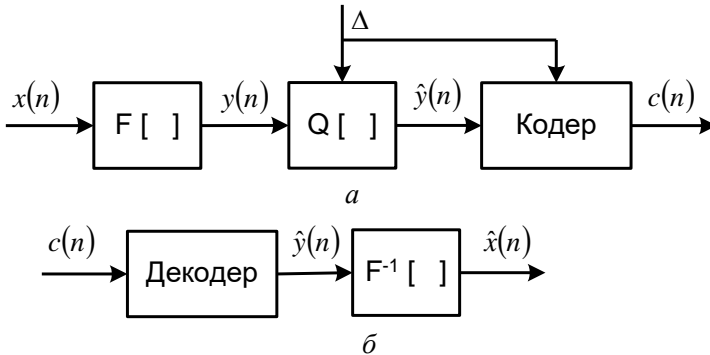


Рис. 3.14. Структурна схема системи компресор-експандер для квантування

Сміт досліджував характеристики компресора, названі μ – законом компандування. У цьому випадку

$$y(n) = F[x(n)] = X_{\max} \frac{\log \left[1 + \mu \frac{|x(n)|}{X_{\max}} \right]}{\log [1 + \mu]} \text{sign} [x(n)]. \quad (3.8)$$

На рис. 3.15 представлено сімейство залежностей $y(n)$ від $x(n)$ для різних значень μ . Очевидно, що використання функції (3.35) вирішує проблему малих амплітуд, оскільки $y(n) = 0$, якщо $|x(n)| = 0$. У разі $\mu = 0$ рівняння (3.8) перетворюється в рівність

$$y(n) = x(n),$$

тобто рівні квантування розташовуються рівномірно. Однак для великих μ і великих $|x(n)|$ одержуємо

$$|y(n)| \approx X_{\max} \log \left| \frac{x(n)}{X_{\max}} \right|.$$

Таким чином, за винятком дуже малих амплітуд, криві, що відповідають μ -закону, дозволяють одержати постійний відсоток дисперсії шуму від дисперсії сигналу. На рис. 3.16 показано розподіл рівнів квантування при $\mu = 40$ і восьми рівнях (характеристика квантувача антисиметрична відносно початку координат).

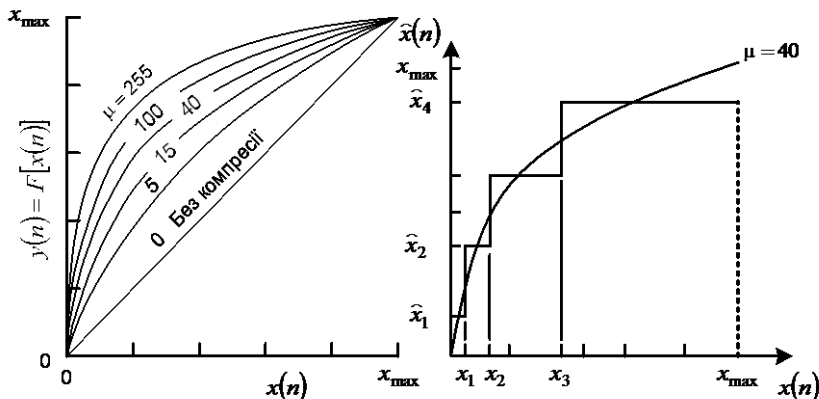


Рис. 3.15. Характеристика компресії по μ -закону

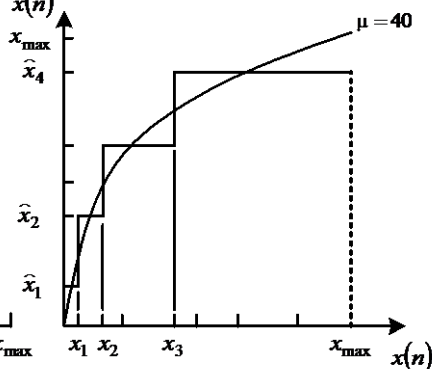


Рис 3.16. Розподіл рівнів квантування для μ -закону в трьохрозрядному квантувачі при $\mu = 40$

Використовуючи припущення такого ж типу, як і у випадку аналізу рівномірного квантувача, Сміт одержав формулу для відношення сигнал/шум при використанні μ -закону у вигляді

$$SNR = 6B + 4,77 - 20 \log_{10} [\ln(1 + \mu)] - 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{X_{\max}}{\mu \sigma_x} \right)^2 + \sqrt{2} \left(\frac{X_{\max}}{\mu \sigma_x} \right) \right], \quad (3.9)$$

Порівнюючи це рівняння з виразом (3.6), можна відзначити, що в такому випадку відношення сигнал/шум значно менше залежить від величини $\left(\frac{X_{\max}}{\sigma_x} \right)$. Ця залежність зменшується зі зростанням μ , тобто хоча член $20 \log_{10} [\ln(1 + \mu)]$ зменшує відношення сигнал/шум, другий доданок із ростанням μ зростає. На рис. 3.17 і 3.18 графічно представлені співвідношення (3.6) і (3.9) як функції величини у разі $\mu = 100$ і 500 відповідно. Величина μ є параметром пристрою квантування. Вона визначає поріг “переповнення”, тобто значення, вище якого всі відліки обмежуються. Величина σ_x є параметром сигналу, що визначає “середню” амплітуду сигналу. Величина $\frac{X_{\max}}{\sigma_x}$ показує, наскільки діапазон сигналу узгоджений із діапазоном квантувача. Пунктирні криві на рис. 3.17 ілюструють залежність відношення сигнал/шум у децибелах від $\frac{X_{\max}}{\sigma_x}$. При заданому значенні X_{\max} зменшення вдвічі величини σ_x призводить до втрати у відношенні сигнал/шум на 6 дБ. Для заданого значення $\frac{X_{\max}}{\sigma_x}$ відношення сигнал/шум зростає на 6 дБ у разі додавання одного розряду квантувача. Це справедливо як для рівномірного квантувача, так і при використанні μ -закону.

Пояснимо правомірність співвідношень (3.6) і (3.9) та кривих рис. 3.17 і 3.18. Одне з припущень, зроблених при виведенні цих рівнянь, полягає в тому, що кількість переповнень в квантувачі дуже мала, тобто ймовірність того, що деякий відлік перевищить X_{\max} , дуже мала. Це припущення, мабуть, порушиться, якщо дисперсія σ_x

приблизно буде дорівнювати X_{\max} , тобто $\frac{X_{\max}}{\sigma_x} \approx 1$.

Експериментальні криві відношення сигнал/шум підтверджують це твердження. Співвідношення (3.6) і (3.9) добре описують відношення сигнал/шум при $\left(\frac{X_{\max}}{\sigma_x}\right) > 8$.

Важливою властивістю μ -закону, зображеного цими кривими, є те, що відношення сигнал/шум більш-менш постійне в широкому діапазоні. Наприклад, при $\mu=100$ (рис. 3.17) відношення сигнал/шум зменшується всього на 2 дБ, коли

$$8 < \frac{X_{\max}}{\sigma_x} < 30,$$

а у разі $\mu=500$ (рис. 3.18) відношення сигнал/шум менше ніж на 2 дБ у діапазоні

$$8 < \frac{X_{\max}}{\sigma_x} < 150.$$

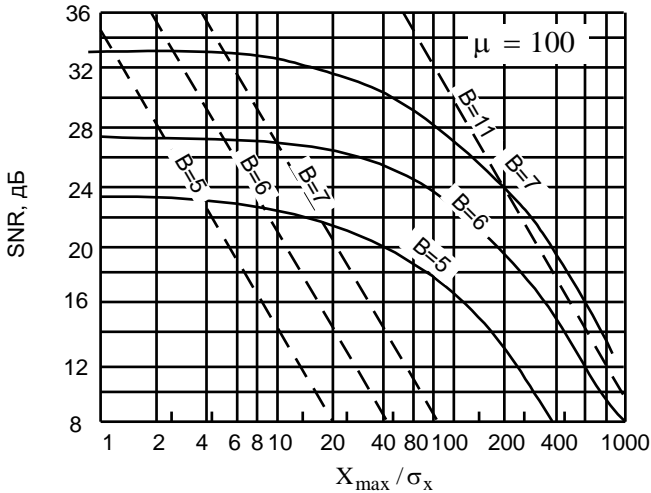


Рис. 3.17. SNR для μ -закону і рівномірного квантувача як функція $\frac{X_{\max}}{\sigma_x}$

при $\mu = 100$ і різному числі розрядів B

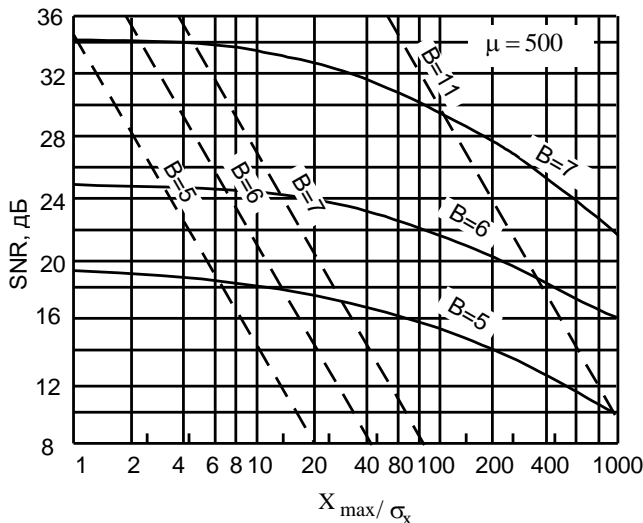


Рис. 3.18. SNR для μ -закону і рівномірного квантувача при $\mu = 500$, $B = 5; 6; 7; 11$

Однак порівняння рис. 3.17 і 3.18 показує, що максимальне відношення сигнал/шум у другому випадку зменшується на 2,6 дБ. Таким чином, використовуючи великі значення коефіцієнта компресії, ми одержуємо вигоду у динамічному діапазоні програш у відношенні сигнал/шум.

Як впливає з рис. 3.17 і 3.18, при $B=7$ відношення сигнал/шум, що дорівнює 34 дБ, досягається в широкому діапазоні рівнів вхідного сигналу. Тому семирозрядна ІКМ з компресією використовується як стандарт для одержання мовного сигналу доброї якості. У разі рівномірного квантування для одержання такого ж динамічного діапазону потрібно 11 розрядів. Як впливає з рис. 3.18, 11-розрядне рівномірне квантування виявляється краще семирозрядного квантування для $\mu = 500$ ($\sigma_x > 0,01 X_{\max}$). Отже, можна сказати, що 11-розрядне рівномірне квантування буде таким же чи ще кращим, ніж семирозрядне квантування при $\mu = 500$ для рівнів вхідного сигналу, що складають, принаймні, 1% від максимального рівня квантування.

3.2.3. Оптимальне квантування

Квантування за μ -законом дозволяє одержати постійне відношення сигнал/шум у широкому діапазоні дисперсій вхідного сигналу. Як вже відзначалося, це досягається ціною погіршення відношення сигнал/шум порівняно з тим, яке можна одержати, якщо діапазон квантування погоджений із дисперсією сигналу. У тих випадках, коли дисперсія сигналу відома, можна так вибирати рівні квантування, щоб мінімізувати потужність шуму і, таким чином, максимізувати відношення сигнал/шум квантування. Ця задача вивчалася Максом і пізніше Паезом і Гліссоном. Дисперсія шуму квантування має вигляд

$$\sigma_e^2 = E[e^2(n)] = E[(\hat{x}(n) - \hat{x}(n))]^2,$$

де $\hat{x}(n) = Q[x(n)]$. На основі рис. 3.9 припустимо, що є M рівнів квантування, які можна позначити через $\{\hat{x}_{-M/2}, \hat{x}_{-M/2+1}, \dots, \hat{x}_{-1}, \hat{x}_1, \dots, x_{M/2}\}$ з урахуванням, що M парне. Рівень квантування, що відповідає інтервалу від x_{j-1} до x_j , позначений як \hat{x}_j . Для симетричної функції щільності ймовірності з нульовим середнім зручно позначити центральну граничну точку $x_0 = 0$ і, якщо функція щільності ймовірності не обертається в нуль у разі великих значень, як наприклад, функція Лапласа, то максимальне значення границь зовнішнього інтервалу квантування буде $\pm\infty$, тобто $x_{\pm M/2} = \pm\infty$. Виходячи з цих припущень, можна записати

$$\sigma_e^2 = \int e^2 p_e(e) de. \quad (3.10)$$

На рис. 3.19 показана залежність e від x . Як видно з рис 3.19, внесок кожного інтервалу квантування у функцію щільності ймовірності похибки оцінити складно. Оскільки

$$e = \hat{x} - x,$$

можна виконати заміну перемінної в формулі (3.10)

$$p_e(e) = p_e(\hat{x} - x) = p_{x/\hat{x}}(x/\hat{x})^\Delta = p_x(x),$$

що приводить до співвідношення

$$\sigma_e^2 = \sum_{i=-M/2+1}^{M/2} \int_{x_{i-1}}^{x_i} (\hat{x}_i - x)^2 p(x) dx.$$

рішення можна одержати лише в спеціальних випадках. Для інших випадків варто використовувати ітеративні методи рішення. Такий метод послідовних наближень наведено Максом. Паез і Гліссон використовували цю процедуру для одержання оптимальних порогів у випадку розподілу Лапласа і гамма-розподілів.

У загальному випадку розв'язання рівнянь (3.11) приводить до нерівномірного розподілу рівнів квантування. Тільки у разі рівномірного розподілу сигналу оптимальне рішення буде рівномірним, тобто

$$\hat{x}_i - \hat{x}_{i-1} = x_i - x_{i-1} = \Delta.$$

Вважаючи квантувач рівномірним, можна визначити значення оптимального кроку квантування Δ , при якому мінімальна потужність шуму квантування і максимальне відношення сигнал/(шум квантування). У цьому випадку

$$x_i = \Delta i,$$

$$\hat{x}_i = (2i - 1)\frac{\Delta}{2},$$

і Δ задовольняє рівняння

$$\sum_{i=1}^{M/2-1} (2i-1) \int_{(i-1)\Delta}^{i\Delta} \left[\left(2i - \frac{1}{2}\right)\Delta - x \right] p(x) dx + (M-1) \times \\ \times \int_{(M/2-1)\Delta}^{\infty} \left[(M-1/2)\Delta - x \right] p(x) dx = 0.$$

Якщо $p(x)$ відома чи задана (наприклад, функція щільності ймовірності Лапласа), то інтеграли можуть бути обчислені. Тоді отримаємо просте рівняння, яке можна розв'язати на ЕОМ, користуючись ітеративними методами і змінюючи Δ до одержання оптимального значення.

У табл. 3.1 і 3.2 містяться оптимальні рівні квантування для гама-розподілу і розподілу Лапласа. (Результати отримані в припущенні одиничної дисперсії. Якщо в дійсності дисперсія σ_x^2 , то кожне число в таблиці варто помножити на σ_x).

На рис. 3.20 зображена схема трирозрядного (восьмирівневого) квантувача для функції щільності ймовірності Лапласа. Як бачимо, крок квантування зростає у разі зменшення значення функції

щільності ймовірності. Це узгоджується з інтуїтивним уявленням про те, що великі значення помилки квантування повинні відповідати найбільш рідко виникаючим відлікам. Порівняння рис. 3.16 і 3.20 дозволяє відзначити подібність оптимального квантувача до квантувача на основі μ -закону. Таким чином, можна вважати, що нерівномірний квантувач має поліпшений динамічний діапазон. Це підтверджується результатами роботи.

Таблиця 3.1

Оптимальний квантувач для сигналів з розподілом
Лапласа $m_x = 0, \sigma_x = 1$

N	2		4		8		16		32	
i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i
1	∞	0,707	1,102	0,395	0,504	0,222	0,266	0,126	0,147	0,072
2			∞	1,810	1,181	0,785	0,566	0,407	0,302	0,222
3					2,285	1,576	0,910	0,726	0,467	0,382
4					∞	2,994	1,317	1,095	0,642	0,551
5							1,821	1,540	0,829	0,732
6							2,499	2,103	1,031	0,926
7							3,605	2,895	1,250	1,136
8							∞	4,316	1,490	1,365
9									1,756	1,616
10									2,055	1,896
11									2,398	2,214
12									2,804	2,583
13									3,305	3,025
14									3,978	3,586
15									5,069	4,371
16									∞	5,768
MSE	0,5		0,1765		0,1548		0,0154		0,00414	
SNR, дБ	3,01		7,53		12,61		18,12		23,83	

Таблиця 3.2

Оптимальний квантувач для сигналів з

гама-розподілом $m_x = 0, \sigma_x^2 = 1$

N	2		4		8		16		32	
i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i	x_i	\hat{x}_i
1	∞	0,577	1,205	0,302	0,504	0,149	0,229	0,072	0,101	0,033
2			∞	2,108	1,401	0,859	0,588	0,386	2,252	0,169
3					2,285	1,944	1,045	0,791	0,429	0,334
4					∞	3,799	1,623	1,300	0,630	0,523
5							2,372	1,945	0,857	0,737
6							3,407	3,798	1,397	0,976
7							5,050	4,015	1,720	1,245
8							∞	6,085	2,089	1,548
9									2,517	1,892
10									3,022	2,287
11									3,633	2,747
12									4,404	3,296
13									5,069	3,970
14									5,444	4,838
15									7,046	6,050
16									∞	8,043
MSE	0,6680		0,2326		0,0712		0,0196		0,0052	
SNR, дБ	1,77		6,33		11,47		17,07		22,83	

На рис. 3.21 показана залежність кроку квантування оптимального рівномірного квантувача для гама-розподілу, розподілів Лапласа і Гаусса від числа рівнів. Як це і можна було очікувати, крок квантування зменшується приблизно експоненціально зі збільшенням розрядності кодових слів. Деякі розходження у формі кривих пояснюються розходженнями у вигляді функції щільності ймовірності. Хоча оптимальне квантування дає мінімальні похибки при точній відповідності дисперсії та розподілу сигналу, нестационарний характер мовного сигналу в системах зв'язку приведе до незадовільних результатів і в цьому випадку. Простим підтвердженням цієї обставини є ситуація, що виникає в системах передачі в період мовчання, тобто при незайнятому каналі передачі. При цьому сигнал на вході квантувача дуже малий (передбачається малий шум), що зумовлює до коливання сигналу на виході квантувача між найменшими рівнями квантування.

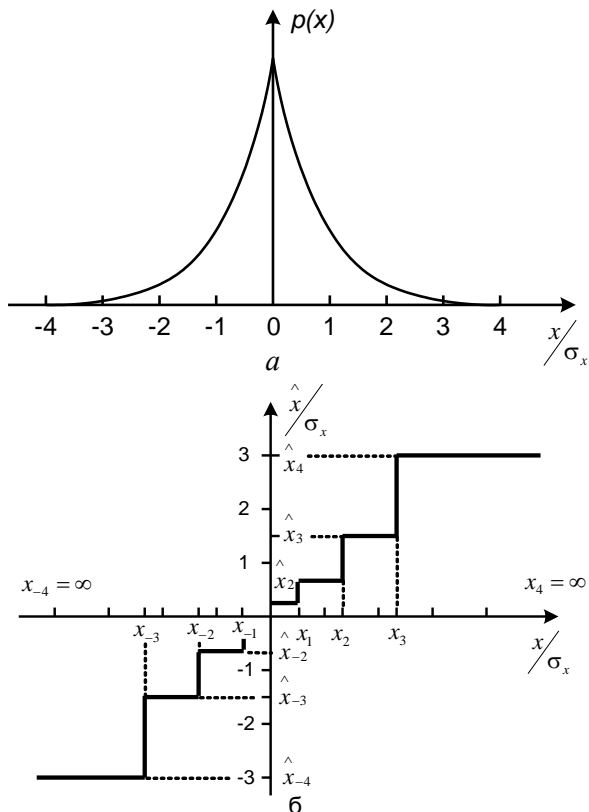


Рис. 3.20. *а* – функція щільності ймовірності і характеристика квантувача для розподілу Лапласа; *б* – функція щільності ймовірності і характеристика квантувача для розподілу нерівномірного квантувача з трьома розрядами

Для симетричного квантувача (див. рис. 3.10, *а*), якщо внутрішні рівні квантування більші, ніж миттєві значення шуму, потужність шуму на виході буде більше потужності шуму на вході. Тому застосування оптимального квантувача з малим числом рівнів квантування не має практичного значення. У табл. 3.3 для порівняння представлені значення найменшого рівня квантування для ряду оптимальних рівномірних і нерівномірних квантувачів і квантувача, побудованого за μ -законом при $\mu = 100$. Як бачимо, квантувач, побудований за μ -законом, зменшує шум незайнятого каналу

порівняно з будь-яким оптимальним квантувачем. А для великих значень μ найменший рівень квантування лежить ще нижче (так при $\mu = 255$ мінімальний рівень складає 0,031). Тому μ -квантувач частіше використовується на практиці, незважаючи на трохи менше відношення сигнал/шум у порівняно з оптимальним.

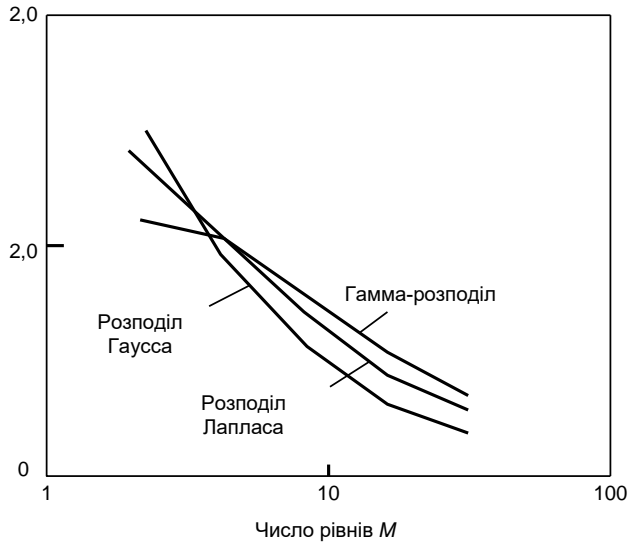


Рис. 3.21. Оптимальні розміри кроку рівномірного квантувача при лапласівському, гама і гаусівському розподілах

Таблиця 3.3

Відношення сигнал/шум для восьмирівневого квантувача

Закон	SNR, дБ	Найменший рівень ($\sigma_x = 1$)
μ – закон ($x_{\max} = 8\sigma_x = \mu = 100$)	9,5	0,062
Гаусса	14,6/14,3*	0,245/0,293
<i>Лапласа</i>	12,6/11,4	0,222/0,366
Гама	11,5/11,5	0,149/0,398
Мова	12,1/8,4	0,124/0,398

* У чисельнику для нерівномірного, у знаменнику – для рівномірного квантувача.

3.3. Адаптивне квантування

Як впливає з результатів попереднього розділу, під час квантування мовного сигналу виникають серйозні труднощі. З одного боку, крок квантування треба вибирати досить великим для узгодження діапазону квантування з розмахом сигналу. З другого – крок квантування повинен бути малим для зменшення шуму квантування. Це ще більше ускладнюється нестационарним характером мовного сигналу і його наступною передачею по каналу зв'язку. Амплітуда мовного сигналу може змінюватися в широких межах залежно від оператора, умов передачі, а також всередині фрази при переході від вокалізованого до невокалізованого сегмента. Як уже зазначалося, один з методів обліку цих флуктуацій полягає в застосуванні нерівномірного квантування, інший – в адаптації властивостей квантувача до рівня вхідного сигналу. У цьому параграфі розглянуті основні принципи адаптивного квантування, а в наступних – приклади застосування методів адаптивного квантування разом із лінійним передбаченням мови. Якщо адаптивне квантування застосовується безпосередньо до відліків вхідного сигналу, то такий метод обробки називається адаптивною ІКМ або скорочено АІКМ.

Основна ідея адаптивного квантування полягає в тому, що крок квантування (або, у загальному випадку, інтервали і рівні квантування) змінюється таким чином, щоб відповідати дисперсії вхідного сигналу, що змінюється (рис. 3.22, *а*). Інший метод адаптації (рис. 3.22, *б*) відповідає випадку, коли характеристики квантувача не змінюються, а постійний рівень дисперсії підтримується за рахунок перемінного коефіцієнта підсилення. У першому випадку крок квантування повинен збільшуватися чи зменшуватися у разі збільшення чи зменшення дисперсії вхідного сигналу відповідно. У випадку нерівномірного квантування це приводить до відповідного масштабування інтервалів і рівнів квантування. У другому випадку, що застосовується як до рівномірного, так і до нерівномірного квантувачів, коефіцієнт підсилення змінюється обернено пропорційно дисперсії вхідного сигналу, щоб підтримувати її постійною. В обох випадках необхідно оцінювати, що змінюються в часі характеристики сигналу.

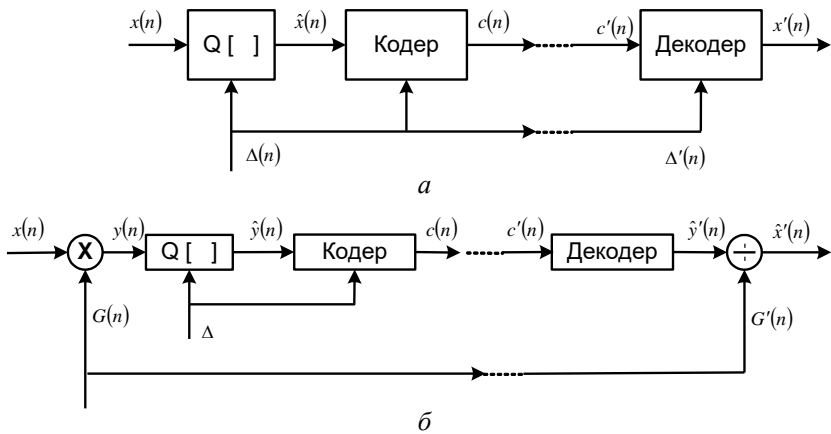


Рис. 3.22. Структурна схема адаптивного квантувача:
 а – з перемінним кроком; б – з перемінним підсиленням

В процесі вивчення поточних властивостей сигналу корисно з'ясувати, як швидко відбуваються їхні зміни. Значення сигналу змінюються від відліку до відліку чи на малій кількості відліків і можуть розглядатися як миттєві. Максимальні значення амплітуди сигналу на невокалізованому чи вокалізованому сегменті мови залишаються відносно постійними протягом тривалого інтервалу часу. Такі зміни називаються складовими, і це означає, що вони виявляються на інтервалах часу, порівняних за довжиною з тривалістю одного складу. Під час розгляду методів квантування доцільно їх класифікувати відповідно до того, повільно чи швидко відбувається адаптація, тобто чи є вона складовою, чи миттєвою.

Є два класи схем адаптивного квантування. У схемах першого класу амплітуда чи дисперсія вхідного сигналу оцінюється безпосередньо за цим сигналом. Такі схеми називаються квантувачами з адаптацією за входом. У схемах другого класу крок квантування підбудовується по вихідному сигналу $\hat{x}(n)$ чи, що те ж саме, по вихідній послідовності кодових слів $c(n)$. Це квантувачі з адаптацією за виходом. В обох випадках адаптація може бути як складовою, так і миттєвою.

3.3.1. Адаптація за вхідним сигналом

На рис. 3.23 показана загальна схема квантувача з адаптацією за вхідним сигналом. Для простоти будемо вважати, що квантувач рівномірний і, отже, досить змінювати тільки крок квантування. Отримані результати потім легко можна узагальнити на випадок нерівномірного квантування. Крок квантування, використовуваний при квантуванні $x(n)$ (рис. 3.23, а), повинен бути відомий на приймальній стороні (рис. 3.23, б). Таким чином, відлік характеризується кодовим словом і кроком квантування.

Якщо $c'(n) = c(n)$ і $\Delta'(n) = \Delta(n)$, то $\hat{x}'(n) = \hat{x}(n)$, однак, якщо $c'(n) \neq c(n)$ чи $\Delta'(n) \neq \Delta(n)$, наприклад є помилки під час передачі, то $\hat{x}'(n) \neq \hat{x}(n)$. Конкретний вплив помилок визначається методом адаптації. На рис. 3.24 зображена загальна схема квантувача з адаптацією за виходом на основі підсилювача з перемінним коефіцієнтом підсилення. У цьому випадку квантований сигнал характеризується спільно кодовим словом і коефіцієнтом підсилення.

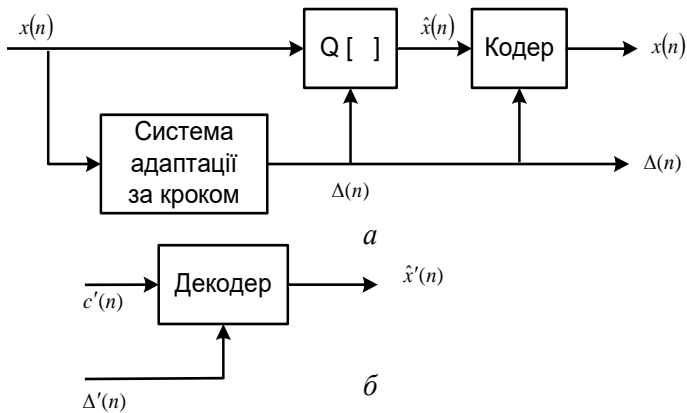


Рис. 3.23. Загальна схема адаптивного за входом квантувача:
а – кодер б – декодер

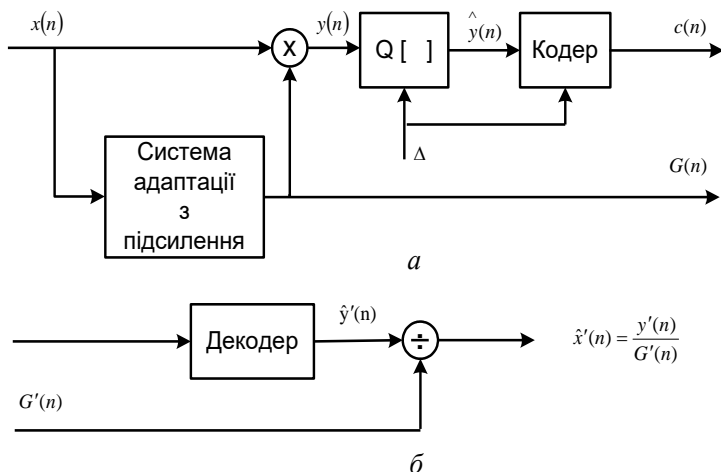


Рис. 3.24. Загальний квантувач з адаптацією за входом і перемінному посиленні: *a* – кодер *б* – декодер

Для того, щоб розібратися в роботі схеми квантувача з адаптацією за входом, корисно розглянути ряд прикладів. У більшості систем такого роду використовується оцінка дисперсії вхідного сигналу. У цьому випадку крок чи рівні квантування встановлюються пропорційно середньо-квадратичному відхиленню сигналу, а коефіцієнт підсилення обернено пропорційно.

Загальний підхід ґрунтується на тому, що дисперсія пропорційна короточасній енергії, що, як відзначалося раніше, являє собою сигнал на виході фільтра нижніх частот, на вході якого діє сигнал $x^2(n)$, тобто

$$\sigma^2(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x^2(m)h(n-m), \quad (3.13)$$

де $h(n)$ – імпульсна характеристика фільтра нижніх частот. Для стаціонарного сигналу легко показати, що математичне очікування $\sigma^2(n)$ пропорційне σ_x^2 . Наприклад,

$$h(n) = \begin{cases} \alpha^{n-1}, & n \geq 1; \\ 0, & \text{у протилежному випадку.} \end{cases} \quad (3.14)$$

Скориставшись виразами (3.13) і (3.14), одержимо

$$\sigma^2(n) = \sum_{m=-\infty}^{n-1} x^2(m)\alpha^{n-m-1}. \quad (3.15)$$

Можна показати, що $\sigma^2(n)$ задовольняє також рівняння

$$\sigma^2(n) = \alpha\sigma^2(n-1) + x^2(n-1) \quad (3.16)$$

(для стійкості необхідно, щоб $0 < \alpha < 1$). Крок квантування для схеми (рис. 3.23, *a*) тепер буде дорівнювати

$$\Delta(n) = \Delta_0\sigma(n) \quad (3.17)$$

і перемінний параметр адаптації (передбачається, що константи Δ_0 і G_0 входять у коефіцієнт підсилення фільтра) буде

$$G(n) = \frac{G_0}{\sigma(n)}. \quad (3.18)$$

Параметр α визначає довжину інтервалу часу, на якому сигнал вносить основний вклад в оцінку дисперсії. На рис. 3.25 наведено приклад квантувача в системі різницевої ІКМ. На рис. 3.25, *a* показана траєкторія оцінки середньоквадратичного відхилення разом із вхідним сигналом $\alpha = 0,99$. На рис. 3.25, *б* показана послідовність $y(n) = x(n)G(n)$. При такому виборі параметра α глибокий провал в амплітуді сигналу не повною мірою компенсується зміною коефіцієнта підсилення. На рис. 3.26 представлені аналогічні результати, коли $\alpha = 0,90$. У цьому випадку система швидше реагує на зміну амплітуди вхідного сигналу. Таким чином, у цьому випадку дисперсія $y(n) = G(n)x(n)$ залишається постійною, незважаючи на раптове зменшення амплітуди вхідного сигналу. У першому випадку, якщо $\alpha = 0,99$, стала часу (число відліків до загасання (e^{-1})) складає близько 100 (чи 12,5 мс при частоті дискретизації 8 кГц). У другому випадку, якщо $\alpha = 0,90$, стала часу дорівнює 9 (чи близько 1 мс при частоті дискретизації 8 кГц). Отже, можна вважати, що при $\alpha = 0,99$ є складова, а при $\alpha = 0,90$ – миттєва адаптація.

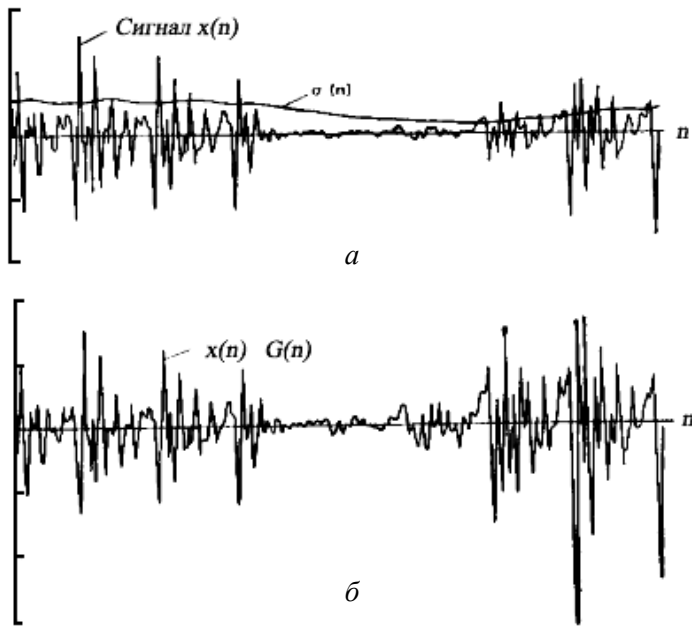


Рис. 3.25. Приклад квантувача в системі різницевої ІКМ:
 а – тимчасова діаграма сигналу $x(n)$ і $\sigma(n)$ для $\alpha = 0,99$;
 б – добуток перемінного коефіцієнту підсилення і сигналу

Як випливає з рис. 3.25, а, б оцінка середнього квадратичного відхилення чи обернена їй величина $G(n)$ являє собою повільно мінливу функцію часу порівняно з вихідним сигналом. Частота дискретизації коефіцієнта підсилення (чи кроку квантування) визначається шириною смуги пропускання фільтра нижніх частот. Так, для випадку (рис. 3.25 і 3.26) частоти, на яких коефіцієнт підсилення фільтра зменшується на 3 дБ, дорівнює відповідно 13 і 135 Гц при частоті дискретизації 8 кГц. Важливо вибрати найбільш низьку частоту дискретизації, оскільки загальна швидкість передачі інформації складається зі швидкості передачі вихідного сигналу квантувача і швидкості передачі коефіцієнта підсилення. Коефіцієнт підсилення (чи крок квантування) у схемах (рис. 3.23 і 3.24) перед передачею піддають дискретизації і квантуванню.

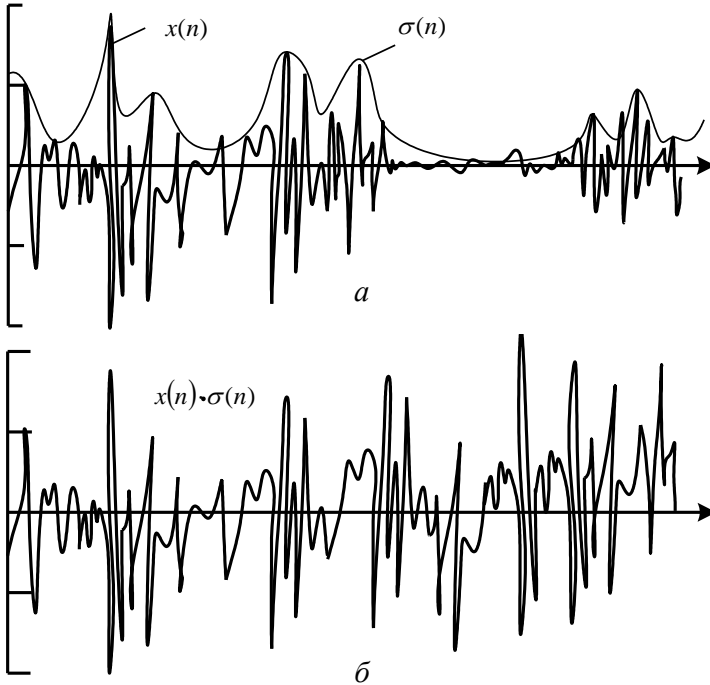


Рис. 3.26. Оцінка (3.16): *a* - $x(n)$ і $\sigma(n)$ для $\alpha=0,9$;
б - добуток $x(n) G(n)$

Перед квантуванням необхідно обмежити діапазон зміни коефіцієнта підсилення чи кроку квантування. Визначимо межі G і Δ інтервалом

$$G_{\min} \leq G(n) \leq G_{\max} ;$$

$$\Delta_{\min} \leq \Delta(n) \leq \Delta_{\max} .$$

Відношення цих меж визначає динамічний діапазон системи. Для одержання приблизно постійного відношення сигнал/шум у діапазоні 40 дБ потрібно, щоб G_{\max} / G_{\min} чи $\Delta_{\max} / \Delta_{\min} = 100$.

Приклад поліпшення відношення сигнал/шум при адаптації наведено у дослідженні Нолла. Він розглянув алгоритми з адаптацією по входу й оцінкою дисперсії у вигляді

$$\sigma^2(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=n}^{n+M-1} x^2(m). \quad (3.19)$$

Коефіцієнт підсилення (чи крок квантування) передавався через кожні M відліків. У даному випадку в системі використовується буфер обсягом M чарунок, і коефіцієнт підсилення, як і крок квантування, визначається за всіма відліками, а не тільки за останнім відліком, як у попередньому випадку.

У табл. 3.4 наведені результати порівняння різних трирозрядних квантувачів у випадку мовного сигналу з відомою дисперсією. У першому стовпці представлені різні типи квантувачів. У другому стовпці – відношення сигнал/шум без адаптації. У третьому і четвертому стовпцях – відношення сигнал/шум при адаптації на основі оцінки дисперсії (3.19) з $M=128$ і 1024 відповідно. Для даного мовного сигналу адаптивні квантувачі дозволяють одержати вигравш у відношенні сигнал/шум на 6,6 дБ. Подібних результатів можна чекати і на інших фразах мовного сигналу. Таким чином, адаптивний квантувач має перевагу порівняно з неадаптивним нерівномірним квантувачем. Додаткова перевага адаптивних квантувачів, не зазначена в табл. 3.4, полягає в тому, що відповідним вибором Δ_{\min} і Δ_{\max} можна збільшити відношення сигнал/шум у разі збереження малих шумів не зайнятого каналу і широкого динамічного діапазону.

Таблиця 3.4

Відношення сигнал/шум для адаптивного восьми-рівневого квантувача з адаптацією по входу

Закон	Неадаптивний SNR, дБ	Адаптивний ($M=128$) SNR, дБ	Неадаптивний ($M=1024$) SNR, дБ
μ – закон ($\mu=100, X_{\max}=8\sigma_x$)	9,5	--	--
Гаусса	7,3/6,7*	15,0/14,7	12,1/11,3
Лапласа	9,9/7,4	13,3/13,4	12,8/11,5

*- У чисельнику – для нерівномірного, в знаменнику – для рівномірного квантувача.

Це справедливо й у загальному випадку для більшості правильно спроектованих адаптивних схем. Таким чином, адаптивне квантування дозволяє досягти кращих результатів порівняно з миттєвим компандуванням і квантуванням за мінімумом дисперсії помилки.

3.3.2. Адаптація по вихідному сигналу

Квантувач другого типу показаний на рис. 3.27 і 3.28. Тут дисперсія вхідного сигналу оцінюється за вихідним квантованим сигналом чи за послідовністю кодових слів. Як і у випадку адаптації по вхідному сигналу, в даному випадку крок квантування і коефіцієнт підсилення прямо і обернено пропорційні дисперсії вхідного сигналу відповідно до формул (3.17) і (3.18). Такі схеми мають перевагу в тому, що крок квантування чи коефіцієнт підсилення не потрібно зберігати чи передавати по каналу зв'язку, оскільки вони отримані з послідовності кодових слів. Недоліком таких квантувачів є висока чутливість до помилок у кодових словах, тому що ці помилки призводять не тільки до неправильної установки рівня квантування, але й до помилок у кроці квантування.

Один з простих підходів полягає у використанні рівняння (3.13) безпосередньо для вихідного сигналу квантувача:

$$\sigma^2(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{x}^2(m)h(n-m).$$

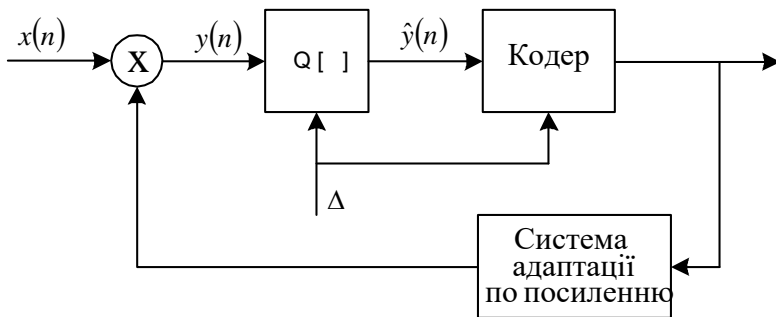


Рис. 3.27. Загальна схема адаптації по виходу з перемінним кроком (кодер)

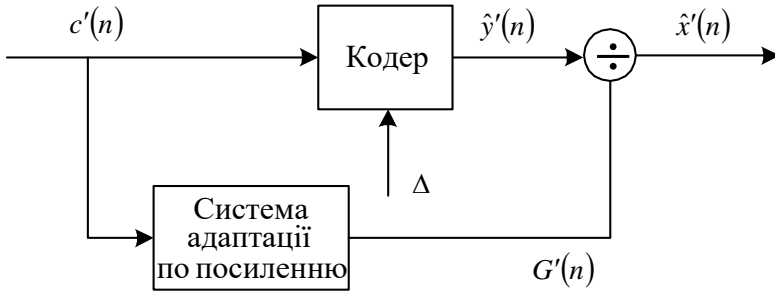


Рис. 3.28. Загальна схема адаптації по виходу з перемінним кроком (декодер)

У даному випадку, однак, не можна застосувати буфер для використання нереалізованого фільтра, тобто оцінка дисперсії повинна бути заснована тільки на останньому відліку $\hat{x}(n)$, оскільки поточне значення $\hat{x}(n)$ можна одержати тільки після квантування, що здійснюється після оцінки дисперсії. Можна, наприклад, використовувати фільтр з імпульсною характеристикою

$$h(n) = \begin{cases} \alpha^{n-1}, & n \geq 1; \\ 0, & \text{у протилежному випадку,} \end{cases}$$

як у рівнянні (3.15). Фільтр може також мати імпульсну характеристику

$$h(n) = \begin{cases} 1/M, & 1 \leq m \leq M; \\ 0, & \text{у протилежному випадку.} \end{cases}$$

Отже,

$$\sigma^2(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=n-M}^{n-1} x^2(m).$$

Такий квантувач дає задовільні результати з настроювання Δ_0 чи констант G_0 у виразах (3.57) і (3.58) (відношення сигнал/шум квантування близько 12 дБ при трирозрядному квантувачі) досягаються використанням вікна довжиною в два відліки. Великі значення M приводять лише до незначного поліпшення результатів.

Трохи інший підхід (рис. 3.28) запропонований Джаянтом. Тут крок квантування в адаптивному квантувачі змінюється відповідно до рівняння

$$\Delta(n) = P\Delta(n-1), \quad (3.20)$$

де множник P залежить лише від значення попереднього кодового слова $|c(n-1)|$. Це показано на рис. 3.29 для трирозрядного рівномірного квантувача, де старший розряд – знаковий, а залишок кодового слова – величина відліку.

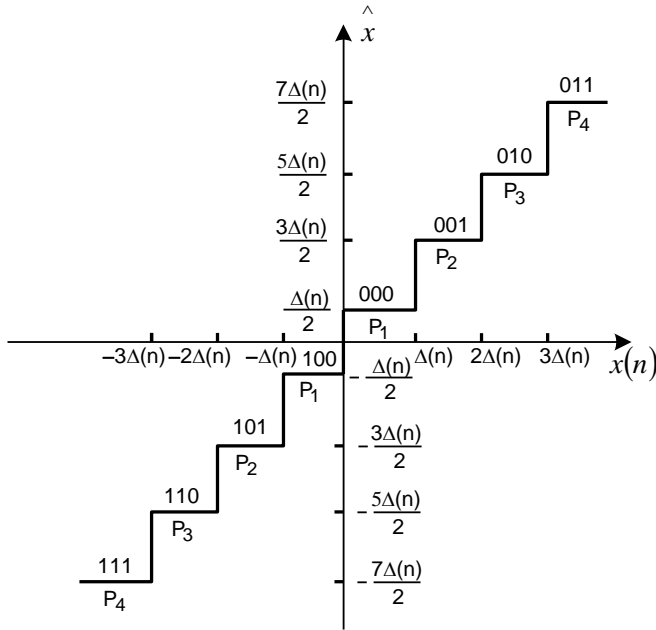


Рис. 3.29. Характеристика трирозрядного адаптивного квантувача.

При цьому

$$\hat{x}(n) = \frac{\Delta(n)\text{sign}(c(n))}{2} + \Delta(n)c(n),$$

де $\Delta(n)$ задовольняє рівняння (3.20). Оскільки $\Delta(n)$ залежить від попереднього значення кроку квантування і попереднього значення кодового слова, послідовність кодів цілком описує сигнал. На практиці необхідно ввести обмеження

$$\Delta_{\min} \leq \Delta(n) \leq \Delta_{\max}.$$

Відношення $\Delta_{\max} / \Delta_{\min}$ визначає динамічний діапазон кроку квантування.

Спосіб зміни значення P в рівнянні (3.20) на основі кодового слова $|c(n-1)|$ очевидний. Якщо попереднє кодове слово відповідає найбільшому позитивному чи найбільшому негативному рівню, то природньо припустити, що квантувач переповнився, і крок квантування занадто малий. У цьому випадку множник повинен бути більше одиниці. Навпаки, у випадку, якщо кодове слово відповідає найменшому позитивному чи найменшому негативному рівню, доцільно зменшити крок квантування шляхом множення його на число, менше одиниці. Розробка подібного квантувача включає вибір множника, що відповідає кожному з 2^b кодових слів B – розрядного квантувача. Джаянт вирішив цю проблему шляхом визначення набору множників, що мінімізують потужність шуму квантування. Були отримані теоретичні результати для сигналу, розподіленого за законом Гаусса, і емпіричні результати для мовного сигналу на основі ітеративних обчислень. Результати, отримані Джаянтом, наведені на рис. 3.30, де показана наближена залежність множників від величини

$$Q = \left[1 + 2|c(n-1)| \right] / (2^B - 1).$$

Заштрихована область відповідає очікуваній зміні множників при зміні статистики вхідного сигналу чи B . Конкретні значення множників будуть лежати усередині заштрихованої області. Важливо підкреслити, що множники будуть такими, щоб наростання відбувалося більш інтенсивно, ніж зменшення. У табл. 3.5 наведені значення множників для $B = 2, 3, 4, 5$.

Збільшення відношення сигнал/шум, що досягається у разі використання методу адаптивного квантування, ілюструє табл. 3.6. Множники з табл. 3.5 забезпечують $\Delta_{\max} / \Delta_{\min} = 100$. Як впливає з табл. 3.6, досягається вигреш близько 4,7 дБ відносно квантування на основі μ -закону. Покращення на 2 – 4 дБ досягається також відносно неадаптивного випадку. В іншому досліді Нолл установив, що відношення сигнал/шум для трирозрядного квантувача, побудованого за μ -законом, і адаптивного квантувача складають 9,4 і 14,1 дБ відповідно. У цьому експерименті, на відміну від

експерименту Джаянта, множники були рівні $\{0,8; 0,8; 1,3; 1,9\}$. Той факт, що настільки різні множники в різних експериментах дають порівняні результати, означає, що значення множників не є суттєвими.

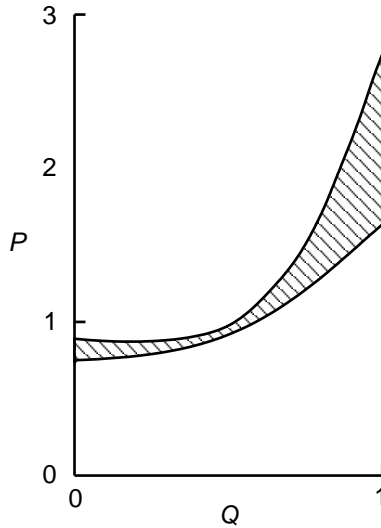


Рис. 3.30. Загальна форма функції кратності мовного квантувача для $B > 2$

Таблиця 3.5

Множники зміни кроку в методах адаптивного квантування

B	Тип кодера	
	ІКМ	РІКМ
2	0,6; 2,2	0,8; 1,6
3	0,85; 1; 1; 1,5	0,9; 0,9; 1,25; 1,75
4	0,8; 0,8; 0,8; 0,8 1,2; 1,6; 2,0; 2,4	0,9; 0,4; 0,9; 0,9 1,2; 1,6; 2,0; 2,4
5	0,85; 0,85; 0,85; 0,85 0,85; 0,85; 0,85; 0,85 1,2; 1,4; 1,6; 1,8, 2,0; 2,2; 2,4; 2,6	0,9; 0,9; 0,9; 0,9, 0,95; 0,95; 0,95; 0,95; 1,2; 1,5; 1,8; 2,1, 2,4; 2,7; 3,0; 3,3

Таблиця 3.6

Виграш у відношенні сигнал/шум (дБ) під час використання оптимальних множників зміни кроку для адаптивного квантування [3]

B	Логарифмічна ІКМ із μ -законом ($\mu = 100$) квантування	Адаптивна ІКМ із рівномірним квантуванням
2	3	9
3	8	15
4	15	19

3.3.3. Висновки

Як випливає з результатів цього розділу, мається практично необмежена безліч методів адаптивного квантування. Більшість цих методів сприяє виграшу у відношенні сигнал/шум у порівнянні з квантуванням за μ -законом і забезпечує такий же динамічний діапазон. Вибираючи малим Δ_{\min} , можна зменшити шум незайнятого каналу. Таким чином, адаптивне квантування має низку корисних властивостей. Однак не слід сподіватися, що подальше удосконалення методів адаптації може дати істотний виграш у швидкості передачі, оскільки ці методи використовують лише наші знання про розподіл миттєвих значень мовного сигналу. Тому в наступному параграфі розглянемо використання кореляції між сусідніми відліками на основі методів різницевого квантування.

3.4. Загальна теорія різницевого квантування

На основі аналізу рис. 3.7 можна зробити висновок, що між сусідніми відліками сигналу є значна кореляція, що поволи зменшується зі збільшення інтервалу між відліками. Це означає, що сигнал змінюється повільно і різниця між сусідніми відліками буде мати меншу дисперсію, ніж вихідний сигнал. Це дозволяє запровадити загальні методи різницевого квантування (рис. 3.31).

Тут на вході квантувача діє сигнал

$$d(n) = x(n) - \tilde{x}(n), \quad (3.21)$$

який являє собою різницю сигналу $x(n)$ і оцінки передбаченого значення вхідного сигналу, що позначене через $\tilde{x}(n)$. Передбачене

значення являє собою вихідний сигнал передбачувача; вхідним сигналом, як буде зрозуміло з подальшого, є квантований вхідний сигнал $x(n)$. Різницевий сигнал можна також назвати похибкою передбачення, оскільки це величина, на яку передбачене значення відрізняється від точного значення вхідного сигналу. Залишивши поки осторонь питання про обчислення передбачуваного значення, відзначимо, що замість вхідного сигналу квантуванню піддається різницевий сигнал. Квантувач може бути адаптивний чи неадаптивний, рівномірний чи нерівномірний, але в усіх випадках його параметри повинні відповідати похибці передбачення. Квантована похибка може бути представлена як

$$\hat{d}(n) = d(n) + e(n), \quad (3.22)$$

де $e(n)$ – помилка квантування. Згідно з рис. 3.31, *a*, похибка з виходу квантувача складається з передбаченим значенням для одержання квантованого сигналу:

$$\hat{x}(n) = \tilde{x}(n) + \hat{d}(n). \quad (3.23)$$

Підставляючи рівняння (3.21) і (3.22) в (3.23), бачимо, що

$$\hat{x}(n) = x(n) + e(n).$$

Таким чином, незалежно від властивостей пристрою, позначеного через P , квантований мовний сигнал відрізняється від вхідного тільки на величину шуму квантування різницевого сигналу. Таким чином, якщо передбачувач якісний, дисперсія $d(n)$ буде менше, ніж дисперсія $x(n)$, і квантувач із заданою кількістю рівнів дасть меншу похибку при квантуванні різниці, ніж у разі квантування вхідного сигналу.

Слід зазначити, що для передачі по каналу зв'язку чи занесення в запам'ятовуючій пристрій використовується квантований різницевий сигнал. Схема, що відновлює вхідний сигнал з послідовності кодових слів, неявно є і на рис. 3.31, *a*. У явному вигляді вона показана на рис. 3.31, *б* і містить декодер, що відновлює різницевий сигнал, і передбачувач (такий же, як і на передавальній стороні). Очевидно, що при збігу $c'(n)$ і $c(n)$ сигнал $\hat{x}'(n) = \hat{x}(n)$ і відрізняється від $x(n)$ лише помилкою квантування, внесеною квантуванням сигналу $d(n)$.

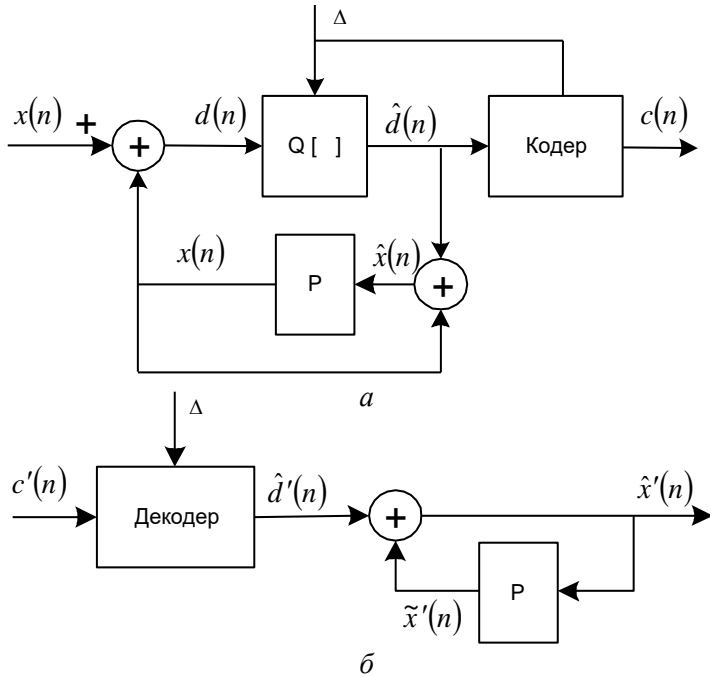


Рис. 3.31. Загальна схема різницевого квантування:
a – кодер; *б* – декодер

Відношення сигнал/(шум квантування) для системи (рис. 3.31) дорівнює

$$SNR = E[x^2(n)] / E[e^2(n)] = \sigma_x^2 / \sigma_e^2. \quad (3.24)$$

Вираз (3.24) можна переписати у вигляді

$$SNR = \left(\sigma_x^2 / \sigma_d^2\right) \left(\sigma_d^2 / \sigma_e^2\right) = G_p SNR_Q,$$

$$SNR_Q = \sigma_d^2 / \sigma_e^2.$$

Він являє собою відношення сигнал/(шум квантування), а величина

$$G_p = \sigma_x^2 / \sigma_d^2 \quad (3.25)$$

визначається як коефіцієнт підсилення, обумовлений різницеvim кодуванням.

Величина SNR_Q залежить від конкретного квантувача і відомих властивостей $d(n)$, SNR_Q і може бути максимізована на основі методів попереднього параграфа. Величина G_p визначає вигравш у відношенні сигнал/шум під час використання різницевого представлення. Очевидно, що необхідно збільшити P вибором схеми передбачення. Для даного сигналу σ_x^2 – величина фіксована, отже, G_p можна максимізувати за рахунок мінімізації знаменника в рівнянні (3.25), тобто мінімізації дисперсії похибки передбачення.

Для рішення поставленої задачі слід визначити тип передбачувача P . Один з методів, що добре узгоджується з попередніми міркуваннями щодо моделі сигналу і приводить до нескладних математичних викладень, заключається у використанні лінійного передбачення, тобто $\tilde{x}(n)$ представляється у вигляді лінійної комбінації попередніх значень сигналу

$$\tilde{x}(n) = \sum_{k=1}^p \alpha_k \hat{x}(n-k).$$

Передбачуване значення є, таким чином, вихідним сигналом фільтра з передатною функцією

$$P(z) = \sum_{k=1}^p \alpha_k z^{-k},$$

на вхід якого надходить відновлений сигнал $\hat{x}(n)$. Одночасно відзначимо, що відновлений сигнал являє собою вихідний сигнал фільтра з передатною функцією

$$H(z) = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^p \alpha_k z^{-k}},$$

на вхід якого надходить квантована похибка. Дисперсія похибки передбачення (рис. 3.31) має вигляд

$$\begin{aligned}\sigma_d^2 &= E[d^2(n)] = E[(x(n) - \tilde{x}(n))^2] = E\left[x(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k \hat{x}(n-k)\right]^2 = \\ &= E\left[x(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k x(n-k) - \sum_{k=1}^p \alpha_k e(n-k)\right]^2.\end{aligned}\quad (3.26)$$

Для обчислення безлічі параметрів передбачення, що мінімізують σ_d^2 , продиференціюємо σ_d^2 за кожним параметром і прирівняємо похідну до нуля. Це приводить до системи рівнянь

$$\begin{aligned}\frac{\partial \sigma_d^2}{\partial \alpha_j} &= -2E\left[\left[x(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k (x(n-k) + e(n-k))\right] \cdot [x(n-j) + e(n-j)]\right] = 0, \\ 1 \leq j \leq p.\end{aligned}\quad (3.27)$$

Рівняння (3.27) можна переписати в більш компактній формі:

$$E[(x(n) - \tilde{x}(n))\hat{x}(n-j)] = E[d(n)\hat{x}(n-j)] = 0, \quad 1 \leq j \leq p. \quad (3.28)$$

Якщо коефіцієнти передбачення такі, що σ_d^2 мінімально, то похибка передбачення не корельована з останніми значеннями сигналу на вході передбачувача, тобто ортогональна $\hat{x}(n-j)$ коли $1 \leq j \leq p$.

Рівняння (3.27) можна представити у вигляді

$$\begin{aligned}E[x(n-j)x(n)] + E[e(n-j)x(n)] &= \sum_{k=1}^p \alpha_k E[x(n-j)x(n-k)] + \\ &+ \sum_{k=1}^p \alpha_k E[e(n-j)x(n-k)] + \sum_{k=1}^p \alpha_k E[x(n-j)e(n-k)] + \\ &+ \sum_{k=1}^p \alpha_k E[e(n-j)e(n-k)],\end{aligned}\quad (3.29)$$

де $1 \leq j \leq p$. Враховуючи, що квантування досить точно, припустимо, що $e(n)$ не корельована з $x(n)$ і $e(n)$ – стаціонарна послідовність. Тоді

$$\begin{aligned}E[x(n-j)e(n-k)] &= 0 \text{ для всіх } n, j \text{ і } k; \\ E[e(n-j)e(n-k)] &= \sigma_e^2 \delta(j-k).\end{aligned}$$

Використовуючи ці припущення, рівняння (3.29) можна спростити:

$$\phi(j) = \sum_{k=1}^p \alpha_k [\phi(j-k) + \sigma_e^2 \delta(j-k)], \quad 1 \leq j \leq p, \quad (3.30)$$

де $\phi(j)$ – автокореляційна функція $x(n)$. Якщо розділити обидві частини цього рівняння на σ_x^2 і позначити нормовану кореляційну функцію через

$$\rho(j) = \phi(j) / \sigma_x^2,$$

то вираз (3.30) можна переписати в матричній формі у вигляді

$$\rho = C\alpha, \quad (3.31 \text{ а})$$

де

$$C = \begin{pmatrix} \left(1 + \frac{1}{SNR}\right) & \rho(1) & \dots & \rho(p-1) \\ \rho(1) & \left(1 + \frac{1}{SNR}\right) & \dots & \rho(p-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho(p-1) & \rho(p-2) & \dots & \left(1 + \frac{1}{SNR}\right) \end{pmatrix}, \quad (3.31 \text{ б})$$

$$\rho = \begin{pmatrix} \rho(1) \\ \rho(2) \\ \vdots \\ \rho(p) \end{pmatrix}, \quad \alpha = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_p \end{pmatrix}, \quad (3.31 \text{ в, г})$$

і $SNR = \sigma_x^2 / \sigma_e^2$. Таким чином, вектор оптимальних коефіцієнтів передбачення виходить як рішення матричного рівняння (3.31 а):

$$\alpha = C^{-1}\rho. \quad (3.32)$$

У загальному випадку матриця C^{-1} може бути обчислена різними чисельними методами, у тому числі і методом, заснованим на тій обставині, що C – теплицева матриця (див. гл. 8). Однак у загальному випадку рівняння (3.31 а) нерозв'язані, оскільки матриця містить члени, що залежать від відношення сигнал/шум (3.31 в), а відношення сигнал/шум, у свою чергу, визначається коефіцієнтами

лінійного передбачення (3.31 а). Вихід з цього положення в тому, щоб знехтувати членом $1/SNR$ у виразі (3.31). Коли $p = 1$, таке спрощення не потрібно, оскільки рівняння (3.32) можна вирішити безпосередньо:

$$\alpha_1 = \frac{\rho(1)}{1 + (1/SNR)}. \quad (3.33)$$

Рівняння (3.33) показує, що $\alpha_1 < \rho(1)$.

Незважаючи на труднощі прямого рішення рівнянь щодо коефіцієнтів передбачення, можна одержати вираз для оптимального G_p через α'_i . Для цього визначимо σ_d^2 , переписавши вираз (3.26) у вигляді

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &= E[(x(n) - \tilde{x}(n))(x(n) - \tilde{x}(n))] = \\ &= E[(x(n) - \tilde{x}(n))x(n)] - E[(x(n) - \tilde{x}(n))\tilde{x}(n)] \end{aligned} \quad (3.34)$$

Використовуючи вираз (3.28), можна показати, що для оптимальних коефіцієнтів передбачення другий доданок в рівнянні (3.34) обертається в нуль, тобто передбачене значення не корельовано з похибкою передбачення. Таким чином, можна записати

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &= E[(x(n) - \tilde{x}(n))x(n)] = E[x^2(n)] - \\ &- E \sum \alpha_k (x(n-k) + e(n-k))x(n) \end{aligned}$$

Використовуючи припущення про некорельованість сигналу і шуму, одержимо

$$\sigma_d^2 = \sigma_x^2 - \sum_{k=1}^p \alpha_k \varphi(k) = \sigma_x^2 \left[1 - \sum_{k=1}^p \alpha_k \rho(k) \right] \quad (3.35)$$

Враховуючи рівняння (3.25), маємо

$$(G_p)_{opt} = \left[1 - \sum_{k=1}^p \alpha_k \rho(k) \right]^{-1}, \quad (3.36)$$

де α_k задовольняють рівняння (3.31 а). Якщо $p = 1$, можна оцінити ефект впливу субоптимального значення α_1 на величину $G_p = \sigma_d^2 / \sigma_d'^2$. З рівняння (3.36) одержимо

$$(G_p)_{opt} = [1 - \alpha_1 \rho(1)]^{-1}.$$

Вибираючи довільне значення α_1 і повторюючи диференціювання, що приводить до формули (3.35), одержимо

$$\sigma_d^2 = \sigma_x^2 [1 - 2\alpha_1 \rho(1) + \alpha_1^2] + \alpha_1^2 \sigma_e^2$$

або

$$(G_p)_{arb} = \left[1 - 2\alpha_1 \rho(1) + \alpha_1^2 \left(1 + \frac{1}{SNR} \right) \right]^{-1}. \quad (3.37)$$

Член α_1^2/SNR показує збільшення дисперсії $d(n)$ через шум $e(n)$ у петлі зворотного зв'язку. Легко показати, що вираз (3.37) можна переписати у вигляді

$$(G_p)_{arb} = \frac{1 - (\alpha_1^2 / SNR_Q)}{1 - 2\alpha_1 \rho(1) + \alpha_1^2} \quad (3.38)$$

для кожного значення α_1 , включаючи оптимальне. Наприклад, якщо $\alpha_1 = \rho(1)$ (що відповідає субоптимальному випадку відповідно до виразу (3.33)), одержимо

$$(G_p)_{subopt} = \frac{1 - (\rho^2(1) / SNR_Q)}{1 - \rho^2(1)} = \left[\frac{1}{1 - \rho^2(1)} \right] \left[1 - \frac{\rho^2(1)}{SNR_Q} \right]. \quad (3.39)$$

Таким чином, коефіцієнт, розрахований при відсутності квантувача, зменшується за рахунок другого співмножника (3.39), обумовленого шумом квантування в петлі зворотного зв'язку.

Для одержання оптимального коефіцієнта підсилення можна продиференціювати рівняння (3.38) по α_1 . Тоді одержимо рівняння

$$\frac{d(G_p)}{d\alpha_1} = 0,$$

яке можна вирішити у разі оптимальному α_1 .

Припустимо, що можна знехтувати складовою $1/SNR$ у (3.31). Тоді для передбачення першого порядку з рівняння (3.33) випливає, що $\alpha_1 = \rho(1)$ і коефіцієнт має вигляд

$$(G_p)_{opt} = [1 - \rho^2(1)]^{-1}.$$

Отже, поки $\rho(1) \neq 0$, відношення сигнал/шум буде збільшуватися за рахунок передбачення. Раніше приводилася типова кореляційна функція (див. рис. 3.5) для мовного сигналу на виході смугового фільтра і фільтра нижніх частот при частоті дискретизації 8 кГц. Заштрихована ділянка показує зміни $\rho(n)$ кореляції для чотирьох різних операторів, а центральна крива – середнє значення кореляційної функції по всіх чотирьох операторах. З кривих видно, що при частоті дискретизації, що відповідає частоті Найквіста, справедлива нерівність

$$P(1) > 0,80.$$

Це означає, що

$$G_{opt} > 2,77 \text{ (або 4,43 дБ)}.$$

Нолл використовував дані рис. 3.5 для обчислення оптимального значення G_p як функції від p для сегментів мови тривалістю 55 с, отриманих як на виході фільтра нижніх частот, так і на виході смугового фільтра. Результати наведені на рис. 3.32. Заштрихована ділянка показує розкид результатів для чотирьох операторів, центральна крива отримана шляхом усереднення по всіх операторах. Отже, навіть у разі простою передбачувача можна одержати вииграш 6 дБ. Це еквівалентно додаванню ще одного розряду в квантувач, однак, оскільки насправді нічого не додається, швидкість залишається незмінною. Відзначимо також, що коефіцієнт не досягає 12 дБ ні при якому значенні p , тобто неможливо одержати вииграш, еквівалентний додаванню двох розрядів. З іншого боку, застосування різницевого квантування дозволяє понизити швидкість передачі при тому ж відношенні сигнал/шум. Це досягається, звичайно, через ускладнення квантувача.

Кілька основних результатів застосування схем різницевого квантування впливають з рис. 3.5 і 3.32. По-перше, різницеве квантування забезпечує вииграш у порівнянні з безпосереднім квантуванням. По-друге, величина виграшу залежить від величини кореляції. По-третє, один і той же передбачувач не може бути оптимальним для різних операторів і різного мовного сигналу. Ці обставини стимулюють розробку удосконалених схем, у яких зберігається основна структура, зображена на рис. 3.31. У них застосовуються різні адаптивні або неадаптивні квантувачі, або

передбачувачі для досягнення кращої якості або меншої швидкості передачі мовного сигналу. Далі розглядаються приклади, що дозволяють прогнозувати можливості таких систем.

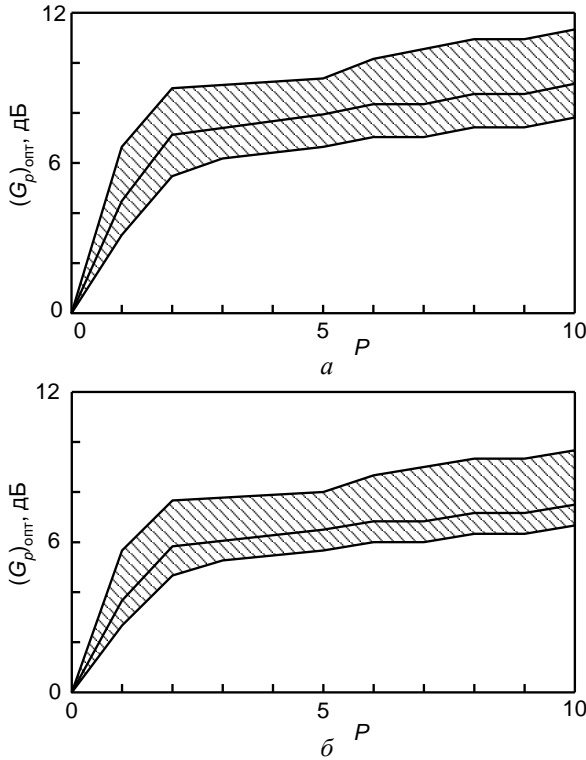


Рис. 3.32. Залежності оптимального за критерієм SNR посилення G від числа коефіцієнтів передбачення: a – низькочастотна фільтрація мови; b – високочастотна фільтрація мови [3]

3.5. Дельта-модуляція

Прикладом простого застосування різницевого квантування є дельта-модуляція (ДМ). У системах такого типу частота дискретизації вибирається в багато разів більше, ніж частота Найквіста. В результаті сусідні відліки виявляються значно корельованими. Це впливає з результатів § 3.2, де показано, що

автокореляційна функція послідовності відліків являє собою дискретизовану автокореляційну функцію безперервного сигналу:

$$\phi(m) = \phi_\alpha(mT).$$

Використовуючи властивості автокореляційної функції, природно припустити, що вона зростає, якщо $T \rightarrow 0$. Дійсно, можна вважати, що, за винятком випадку некорельованого сигналу, має місце співвідношення

$$\phi(1) \rightarrow \sigma_x^2 \text{ при } T \rightarrow 0.$$

Велика кореляція між відліками означає, що при зменшенні T можна більш точно передбачити поточний відлік за попереднім і, отже, зменшити дисперсію похибки передбачення. Тому більш “грубий” квантувач може дати гарні результати. Дійсно, в системі з дельта-модуляцією використовується простий однорозрядний (дворівневий) квантувач. Таким чином, швидкість передачі в процесі використання ДМ чисельно дорівнює частоті дискретизації.

3.5.1. Лінійна дельта-модуляція

Схема найпростішої системи з дельта-модуляцією наведена на рис. 3.33. Тут квантувач має тільки два рівні і крок квантування фіксований. Позитивний рівень квантування відповідає $c(n)=0$, а негативний $c(n)=1$. Таким чином,

$$\hat{d}(n) = \begin{cases} \Delta, & c(n)=0; \\ -\Delta, & c(n)=1. \end{cases}$$

На рис. 3.33 показано простий однокроковий передбачувач першого порядку, для якого оптимальний коефіцієнт підсилення

$$(G_p)_{opt} = [1 - \rho^2(1)]^{-1}.$$

Отже, якщо $\rho(1) \rightarrow 1$, то $(G_p)_{opt} \rightarrow \infty$. Цей результат носить якісний характер, тому що у разі використання “грубого” дворівневого квантувача припущення, при яких отримано вираз для $(G_p)_{opt}$, не справедливі.

Ефект квантування можна побачити на рис. 3.34, а, де показані аналоговий сигнал $x_a(t)$, результуючі відліки $x(n)_1$, $\tilde{x}(n)$ і $\hat{x}(n)$ при даному періоді дискретизації з урахуванням, що α (множник у петлі

зворотного зв'язку) дорівнює одиниці. З рис. 3.33, а видно, що $\hat{x}(n)$ в загальному випадку задовольняє рівняння

$$\hat{x}(n) = \alpha \hat{x}(n-1) + \hat{d}(n).$$

Якщо $\alpha \approx 1$, рівняння описує дискретний аналог інтегратора в тому розумінні, що здійснюється нагромадження позитивних і негативних приростів величини Δ . Відзначимо, що вхідний сигнал квантувача має вигляд

$$d(n) = x(n) - \hat{x}(n-1) = x(n) - x(n-1) - e(n-1).$$

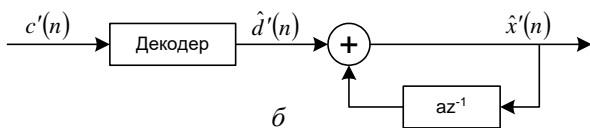
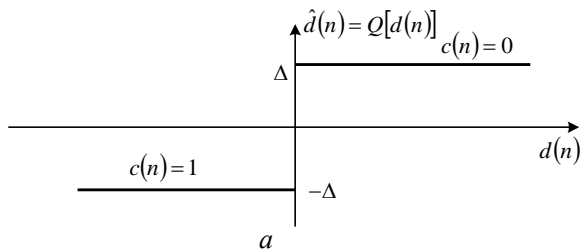
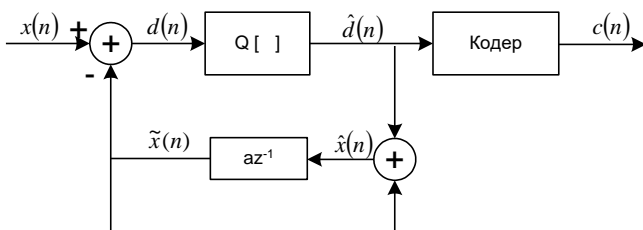


Рис. 3.33. Структурна схема системи з дельта модуляцією:
а – кодер; б – декодер

Таким чином, нехтуючи помилкою квантування $\hat{x}(n-1)$, значення $d(n)$ можна представити як різницю першого порядку сигналу $x(n)$. Різниця може розглядатися як апроксимація похідної вхідного сигналу, а її обчислення – як операція, зворотна цифровому інтегруванню. Якщо крутизна вхідного сигналу максимальна, то

очевидно, що для того, щоб послідовність відліків $\{\hat{x}(n)\}$ зростала так само швидко, як і послідовність $\{x(n)\}$ в області максимальної крутизни, необхідно виконання нерівності

$$\frac{\Delta}{T} \geq \max \left| \frac{dx_a(t)}{dt} \right|. \quad (3.40)$$

Інакше відновлений сигнал буде «відставати» від вихідного (рис. 3.34, а, ліва частина).

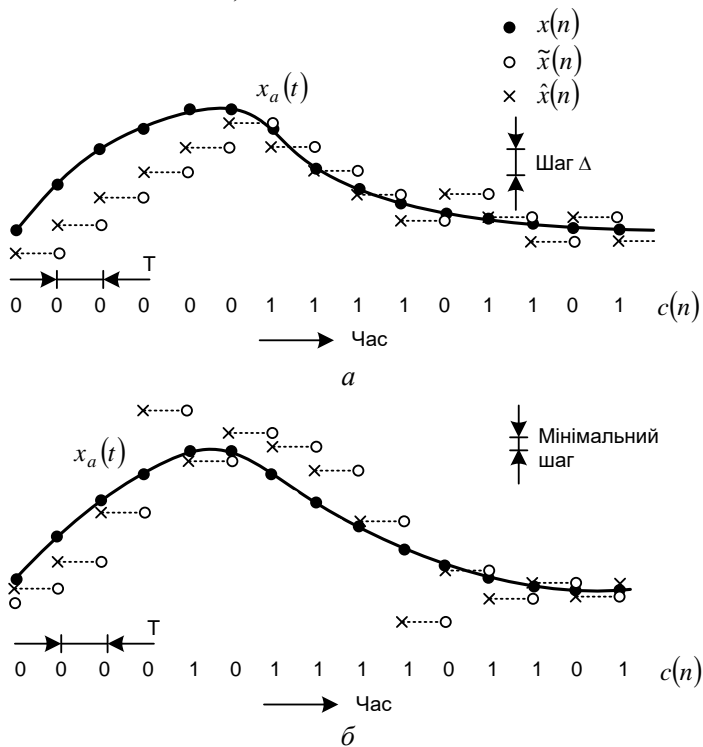


Рис. 3. 34. Ілюстрація дельта-модуляції:
а – фіксований крок; б – адаптивний крок

Якщо умова (3.40) виконується, то спотворення, які носять назву перевантаження по крутизні, відсутні. Відзначимо, що оскільки максимальна крутизна $\hat{x}(n)$ обмежується кроком квантування, то зростання чи зменшення послідовності $\hat{x}(n)$ відбувається згідно з

відповідною східчастою лінією. З цієї причини фіксовану (неадаптивну) дельта-модуляцію іноді називають лінійною (ЛДМ).

Крок квантування визначає також і максимальну помилку, коли крутизна мала. Наприклад, якщо сигнал на вході дорівнює нулю (канал не зайнятий), сигнал на виході квантувача буде являти собою перемінну послідовності нулів і одиниць, що призведе до флуктуації відновленого сигналу навколо нульового або іншого постійного рівня з розмахом Δ . Цей тип помилок квантування (рис. 3.34, а, права частина) називається шумом дроблення.

Раніше було показано, що для одержання великого динамічного діапазону необхідно мати великий крок квантування, у той же час для точного опису малих сигналів крок квантування повинен бути малим. У даному випадку це відноситься до динамічного діапазону й амплітуди різницевого сигналу (чи похідної аналогового сигналу). Напевно, що вибір кроку квантування, мінімізуючого середнє квадратичне значення шуму квантування, приведе до компромісу між перевантаженням за крутизною і шумом дроблення.

На рис. 3.35, зображена залежність відношення сигнал/шум від $\Delta / (E[(x(n) - x(n-1))^2])^{1/2}$ і параметра $F_0 = F_S / 2F_N$, де F_S – частота дискретизації, а F_N – частота Найквіста. Відзначимо, що швидкість передачі $= F_S (1 \text{ біт}) = F_S = 2F_N F_0$.

Таким чином, параметр F_0 відіграє аналітичну роль, що і кількість двоїчних одиниць на відлік у багаторівневому квантувачі у разі дискретизації з подвоєною частотою Найквіста. Криві отримані для сигналу з рівномірним спектром у смузі та гауссівським розподілом. Для мовного сигналу відношення сигнал/шум трохи більше внаслідок більшої кореляції, хоча форма кривих така ж. З рис. 3.35 видно, що для даного значення F_0 відношення сигнал/шум досягає максимуму при деякому Δ . Значення F_0 , що лежать ліворуч цього максимуму, відповідають перевантаженню за крутизною, а праворуч – шуму дроблення. Існує емпірична формула

$$\Delta_{opt} = \{E[x(n) - x(n-1)]^2\}^{1/2} \ln(2F_0)$$

для оптимального кроку квантування, тобто для розташування максимумів кривої при заданій F_0 . З рис. 3.35 випливає, що оптимальне значення сигнал/шум збільшується на 9 дБ у разі

подвоєння F_0 . Оскільки подвоєння еквівалентне подвоєнню F_S , можна сказати, що у разі подвоєння швидкості передачі відношення сигнал/шум зростає на 9 дБ. Таким чином, на відміну від ІКМ, де у разі подвоєння кількості двоїчних одиниць на відлік досягається збільшення відношення сигнал/шум, рівного 6 дБ, на кожний доданий біт, тут збільшення відбувається значно швидше.

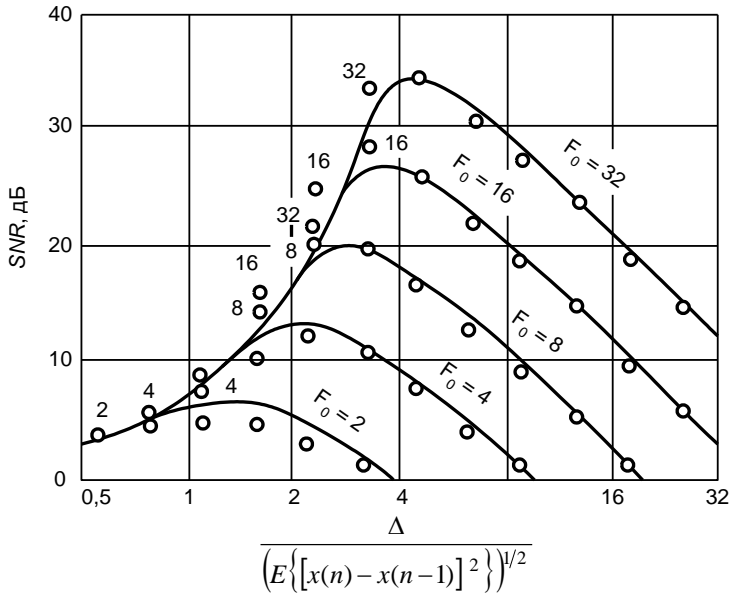


Рис. 3.35. SNR для дельта-модуляторів як функція нормованого кроку

Інша важлива особливість кривих, (рис. 3.35) полягає в тому, що вони дуже “гострі”, тобто відношення сигнал/шум значною мірою залежить від рівня вхідного сигналу (відзначимо, що $E[(x(n) - x(n-1))^2] = 2\sigma_x^2(1 - \rho(1))$). Таким чином, для одержання відношення сигнал/шум, рівного 35 дБ при частоті Найквіста 3 кГц, потрібна швидкість передачі 200 кбіт/с. Однак навіть на цій швидкості з постійним кроком квантування необхідна якість може бути досягнута для дуже вузького діапазону рівнів вхідного сигналу. Для одержання гарної якості відновленого мовного сигналу, порівняного з якістю, що досягається в семирозрядній логарифмічній ІКМ, потрібна значно більша швидкість.

Основне достоїнство ЛДМ полягає в її простоті. Система може бути реалізована на простому аналоговому або цифровому інтеграторі і, оскільки використовується тільки однорозрядний код, не потребує ніякої синхронності по кодових словах між передавачем і приймачем. Обмеження лінійної дельта-модуляції полягає, головним чином, у дуже грубому квантуванні похибки передбачення. З урахуванням попереднього розгляду адаптивних методів квантування природно припустити, що використання цього підходу в даному випадку може істотно поліпшити характеристики дельта-модулятора. Найбільший інтерес представляють прості адаптивні схеми, що поліпшують характеристики, проте не призводять до істотного ускладнення системи передачі.

3.5.2. Адаптивна дельта-модуляція

Відомий ряд методів адаптивної дельта-модуляції (АДМ). Більшість цих методів засновано на адаптації по виходу, коли крок квантування перебудовується згідно з вихідною послідовністю кодових слів. Загальний вигляд системи зображено на рис. 3.3б. Подібні схеми мають ту перевагу, що не потребують синхронізації за кодовими словами, оскільки при відсутності помилок крок квантування як передавача, так і приймача перебудовується в одній і тій же кодовій послідовності.

У цьому розділі ілюструється застосування адаптивного квантування в дельта-модуляції на прикладі двох спеціальних алгоритмів адаптації.

Перша з розглянутих систем була докладно досліджена Н.С. Джаянтом. Алгоритм Джаянта для адаптивної дельта-модуляції являє собою модифікацію алгоритму, розглянутого в розд. 3.4.2. Як і у випадку багаторівневого квантувача, крок квантування підпорядковується наступному правилу:

$$\Delta(n) = M\Delta(n-1); \quad (3.41 \text{ а})$$

$$\Delta_{\min} \leq \Delta(n) \leq \Delta_{\max}. \quad (3.41 \text{ б})$$

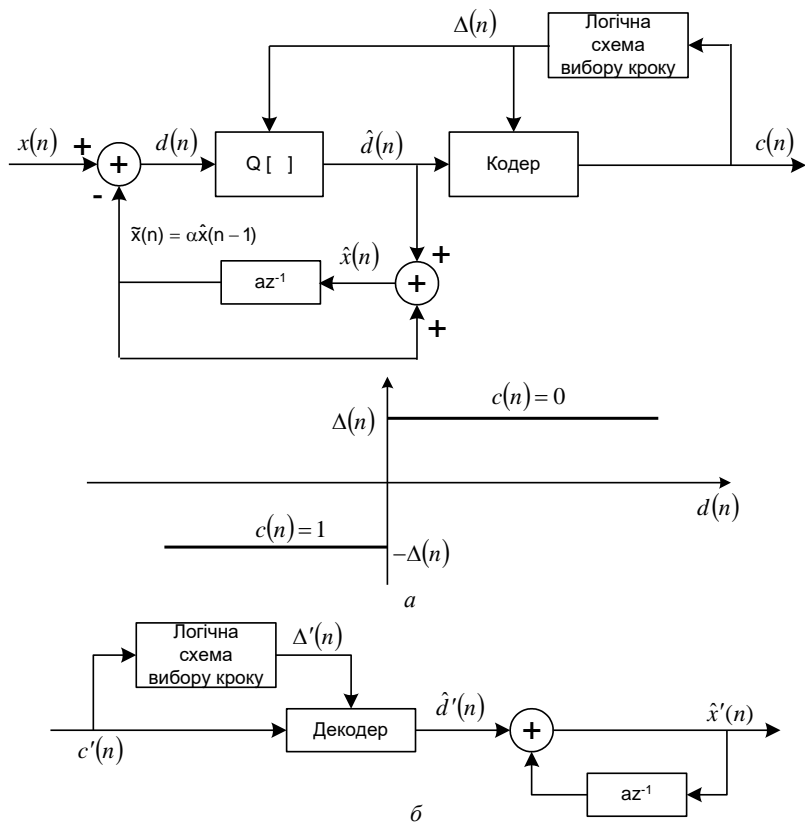


Рис. 3.36. Дельта-модулятор з адаптацією за кроком:
 а – кодер; б – декодер

У цьому випадку множник є функцією поточного і попереднього кодів слів $c(n)$ і $c(n-1)$. Це можливо, оскільки $c(n)$ залежить тільки від знака $d(n)$, що задається співвідношенням

$$d(n) = x(n) - \alpha \hat{x}(n-1).$$

Таким чином, знак $d(n)$ визначається перед одержанням квантованого значення $\hat{d}(n)$, що виникає після обчислення $\Delta(n)$ відповідно до (3.41 а, б). Алгоритм вибору множника кроку квантування в рівнянні (3.41 а) має вигляд

$$\left. \begin{aligned} M = P > 1, c(n) = c(n-1); \\ M = Q < 1, c(n) \neq c(n-1). \end{aligned} \right\} \quad (3.42)$$

Вибір такого методу адаптації пояснюється видом послідовності кодових слів, що спостерігається в лінійній дельта-модуляції. Наприклад, з рис. 3.34, *a* видно, що період перевантаження за крутизною відповідає відрізкам послідовності, що складаються тільки з нулів чи тільки з одиниць. Період шуму дроблення відповідає послідовності з нулів і одиниць, що чергуються, і має вигляд 010101. На рис. 3.34, *б* показано, як буде квантовано сигнал, зображений на рис. 3.34, *a*, з використанням адаптивного дельта-модулятора, описаного співвідношеннями (3.41 а, б) і (3.42).

Для зручності параметри системи в цьому випадку були прийняті такими: $P = 2$; $Q = 1/2$; $a = 1$; мінімальний крок квантування показано на рис. 3.37. Можна відзначити, що початковий відрізок ділянки великої позитивної крутизни породжує послідовність нулів, але в цьому випадку крок квантування збільшується за експонентою, і це дозволяє стежити за збільшенням крутизни вхідного сигналу. Ділянці дроблення в правій частині рисунку знову відповідає послідовність з нулів і одиниць, що чергуються, але в цьому випадку крок квантування швидко зменшується до мінімального (Δ_{\min}) і залишається таким доти, поки крутизна мала. Оскільки мінімальний крок квантування може бути значно менше, ніж той, який необхідний для оптимальної роботи лінійного дельта-модулятора, шум дроблення може бути істотно зменшений. Аналогічно максимальний крок квантування можна зробити більшим, ніж максимальна крутість вхідного сигналу, що зменшить шум перевантаження за крутизною.

Параметрами цієї системи адаптивної дельта-модуляції є: P , Q , Δ_{\min} і Δ_{\max} . Межу кроку квантування слід вибирати таким чином, щоб забезпечити необхідний динамічний діапазон вхідного сигналу. Відношення $\Delta_{\max}/\Delta_{\min}$ повинно бути досить великим, щоб забезпечити велике значення відношення сигнал/шум у необхідному діапазоні рівнів вхідного сигналу. Мінімальний крок квантування повинен бути настільки малим, щоб мінімізувати шум незайнятого каналу. Джаянт [3] показав, що P і Q повинні задовольняти співвідношення

$$PQ \leq 1$$

для стійкості системи, тобто для підтримки кроку квантування таким, щоб він відповідав рівню вхідного сигналу. На рис. 3.37 представлені результати моделювання на мовному сигналі з $PQ=1$ для трьох різних частот дискретизації. Як бачимо, значення відношення сигнал/шум досягає максимуму при $P=1,5$, однак в усіх трьох випадках відношення сигнал/шум мало міняється зі зміною P в межах $1,25 < P < 2$.

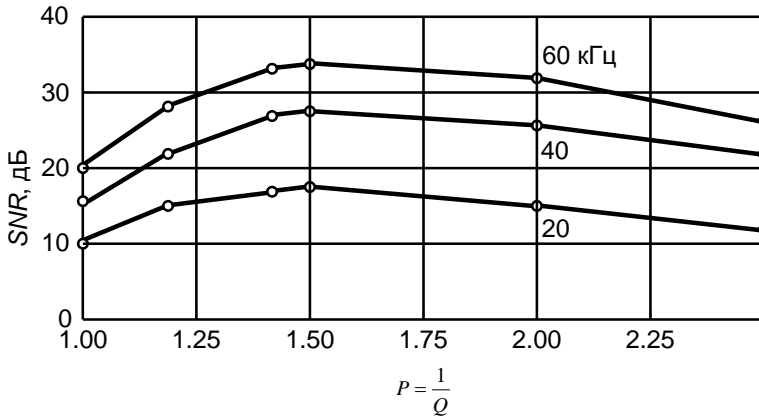


Рис. 3.37. SNR для адаптивного дельта-модулятора як функція P

На рис. 3.38 для порівняння систем АДМ, ЛДМ і логарифмічної ІКМ наведені залежності відношення сигнал/шум від швидкості передачі для всіх трьох випадків. Наведені на рис. 3.38 результати для ЛДМ відповідають випадку $P=1/Q$ за додаткової умови $P=1=1/Q$. Результати для АДМ отримані, коли $P=1,5$. У випадку логарифмічної ІКМ залежність відношення сигнал/шум від швидкості передачі обчислена відповідно до співвідношення (3.38) з врахуванням частоти дискретизації Найквіста ($2F_N = 6,6$ кГц) у разі $\mu = 100$.

Як видно з рис. 3.38, при АДМ відношення сигнал/шум на 8 дБ вище, ніж при ЛДМ (швидкість передачі 20 кбіт/с). Цей вигреш досягає 14 дБ, при швидкості 60 кбіт/с. З подвоєнням частоти дискретизації (швидкості передачі) відношення сигнал/шум збільшується на 6 дБ при ЛДМ і на 10 дБ при АДМ. Порівнюючи

АДМ і логарифмічну ІКМ, відзначимо, що при швидкостях менше 40 кбіт/с АДМ має кращі характеристики, ніж логарифмічна ІКМ. Для великих швидкостей логарифмічна ІКМ має краще відношення сигнал/шум. Наприклад, як впливає з рис. 3.38, система з АДМ потребує швидкості, приблизно рівної 60 кбіт/с для досягнення тієї ж якості, що і при семирозрядній логарифмічній ІКМ зі швидкістю передачі близько 46 кбіт/с.

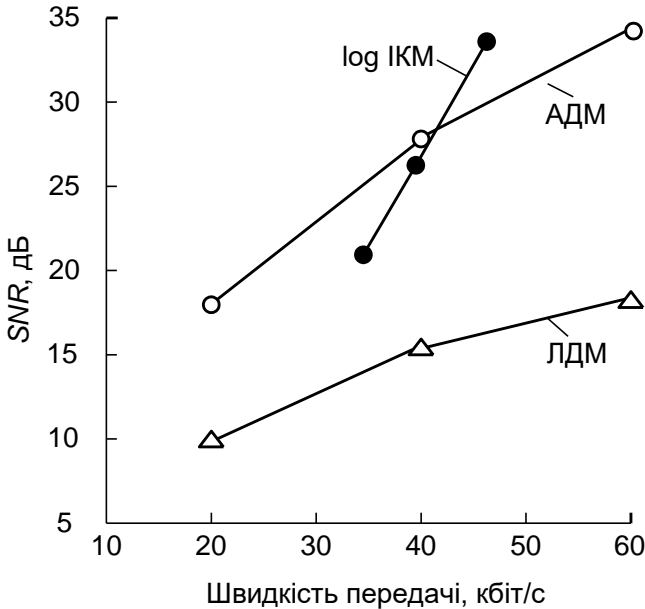


Рис. 3.38. Залежність SNR від швидкості передачі для трьох схем кодування з частотою дискретизації 6,6 кГц

Поліпшення якості системи АДМ досягнуто шляхом її незначного ускладнення. Оскільки адаптація здійснюється по вихідному потоці двоїчних символів, система АДМ зберігає основну перевагу систем з дельта-модуляцією, тобто не потребує синхронізації по кодових словах. Таким чином, у багатьох випадках доцільно використовувати АДМ замість логарифмічної ІКМ навіть за рахунок незначного збільшення швидкості передачі.

Іншим прикладом адаптивного квантування з дельта-модуляцією є дельта-модуляція з крутизною, що змінюється (ІКДМ).

Ця система (уперше запропонована Гріфкесом [3]) не відрізняється від системи, зображеної на рис. 3.35, але крок квантування в цьому випадку змінюється відповідно до рівнянь

$$\Delta(n) = \begin{cases} \beta\Delta(n-1) + D_2, & c(n) = c(n-1) = c(n-2); \\ \beta\Delta(n-1) + D_1, & \text{в протилежно му випадку,} \end{cases}$$

де $0 < \beta < 1$ і $D_2 \gg D_1 > 0$. У цьому випадку мінімальний і максимальний кроки квантування визначаються рекурентним співвідношенням $\Delta(n)$.

Суть методу, як і раніше, полягає в тому, щоб збільшити крок квантування під час виникнення послідовності двоїчних символів, що свідчить про перевантаження по крутизні. У випадку виникнення трьох послідовних символів одиниць чи нулів до кроку квантування додається приріст D_2 . Під час відсутності трьох послідовних однакових символів крок квантування зменшується (тому що $\beta < 1$), поки не досягне Δ_{\min} . Таким чином, крок квантування збільшується у разі перевантаження по крутизні і зменшується при її відсутності. Величини Δ_{\min} і Δ_{\max} знову вибираються за умов забезпечення необхідного динамічного діапазону і малого шуму дроблення за умов незайнятого каналу. Параметр β визначає швидкість адаптації. Якщо β близько до одиниці, то швидкість наростання і зменшення $\Delta(n)$ мала. З іншого боку, якщо β набагато менше одиниці, то адаптація відбувається швидше. Отже, адаптація в даному випадку може бути як складовою, так і миттєвою.

Така система може бути використана у випадку, коли необхідна мала чутливість до помилок у каналі і знижені вимоги до якості мовного сигналу порівняно з комерційними каналами зв'язку. При цьому використовується складова адаптація. Крім того, коефіцієнт передбачення α встановлюється значно меншим одиниці, в результаті чого вплив помилок у каналі істотно послаблюється. За нечутливість до помилок у каналі доводиться розплачуватися зниженням якості сприйняття мови при їхній відсутності. Основні переваги системи АДМ у даному випадку полягають в тому, що вона має достатню гнучкість, що дозволяє здійснювати обмін між якістю передачі і завадостійкістю.

3.5.3. Передбачення високого порядку в дельта-модуляції

Для простоти в більшості систем ЛДМ і АДМ використовуються передбачувачі першого порядку

$$\tilde{x}(n) = \alpha \hat{x}(n-1),$$

як показано на рис. 3.36. У цьому випадку відновлений сигнал задовольняє різницеве рівняння

$$\hat{x}(n) = \alpha \hat{x}(n-1) + \hat{d}(n), \quad (3.43)$$

яке визначається передатною функцією

$$H_1(z) = (1 - \alpha z^{-1})^{-1}.$$

Раніше відзначалося, що рівняння (3.43) відповідає цифровому інтегратору (якщо $\alpha = 1$). Коли $\alpha < 1$, такий пристрій іноді називають квазіінтегратором.

Із рис. 3.32 випливає, що в системі з дельта-модуляцією можна одержати більше відношення сигнал/шум під час використання передбачувача другого порядку, для якого

$$\tilde{x}(n) = \alpha_1 \hat{x}(n-1) + \alpha_2 \hat{x}(n-2).$$

У цьому випадку

$$\hat{x}(n) = \alpha_1 \hat{x}(n-1) + \alpha_2 \hat{x}(n-2) + d(n),$$

що відповідає передатній функції

$$H_2(z) = (1 - \alpha_1 z^{-1} - \alpha_2 z^{-2})^{-1}.$$

Показано, що передбачувач другого порядку дає вигоду порівняно з передбачувачем першого порядку, коли обидва полюси $H_2(z)$ дійсні:

$$H_2(z) = \frac{1}{(1 - a z^{-1})(1 - b z^{-1})}, \quad 0 < a, b < 1.$$

Таку систему часто називають системою з подвійним інтегруванням. Збільшення відношення сигнал/шум порівняно з системою з одним інтегратором може досягати 4 дБ залежно від оператора і мовного сигналу.

На жаль, використання передбачувачів більш високого порядку в системах з АДМ не є такою ж простою справою, як заміна передбачувача першого порядку передбачувачем другого порядку, тому що алгоритм адаптивного квантування зв'язаний з алгоритмом передбачування. Наприклад, випадку незайнятого каналу будуть

відповідати різні послідовності двоїчних символів залежно від порядку передбачувача. Для передбачувача другого порядку ця послідовність може бути 010101... чи 00110011... залежно від вибору α_1 і α_2 та останнього стану системи перед тим, як сигнал на вході став рівним нулю. Це потребує використання алгоритму адаптації, заснованого більш ніж на двох послідовних двоїчних символах у випадку, якщо крок квантування досяг свого мінімального значення для незайнятого каналу.

3.6. Різницева ІКМ

Системи, аналогічні зображеній на рис. 3.31, будуть далі називатися системами з різницевою ІКМ(РІКМ). Дельта-модулятор також можна називати однорозрядною системою з ІКМ. У загальному випадку, проте, термін “різницева ІКМ” застосовується стосовно систем, у яких квантувач має більше двох рівнів квантування.

Як випливає з рис. 3.32, системи з РІКМ забезпечують виграш від 4 до 11 дБ порівняно з прямим квантуванням (ІКМ). Найбільший виграш досягається під час переходу від системи без передбачення до передбачувача першого порядку, трохи менший – у разі збільшення порядку від одного до 4 – 5, після чого виграш незначний. Як вказувалося в розд. 3.5, це збільшення відношення сигнал/шум означає, що системи з РІКМ можуть забезпечувати таке відношення сигнал/шум при розрядності, меншій на одиницю, ніж це було б потрібно під час прямого квантування мовного сигналу. Отже, методи, викладені в розд. 3.3 і 3.4, можуть бути використані для оцінки якості, що може бути досягнуто під час застосування звичайного квантувача в різницевій схемі. Наприклад, для системи з різницевою ІКМ і рівномірним неадаптивним квантувачем відношення сигнал/шум буде приблизно на 6 дБ більше, ніж для такого ж квантувача у разі прямого квантування вхідного сигналу. Різницева ІКМ буде мати ті ж властивості, що й звичайна ІКМ, тобто відношення сигнал/шум буде збільшуватися на 6 дБ для кожного додаткового розряду кодового слова і буде залежати також від рівня вхідного сигналу. Аналогічне використання квантувача за μ -законом в різницевій схемі збільшить відношення сигнал/шум на 6 дБ, і в той же час її характеристики будуть нечутливі до рівня вхідного сигналу.

На рис. 3.32 показані зміни коефіцієнта підсилення залежно від оператора і ширини смуги частот сигналу. Значний розкид виникає під час обробки різних фраз мовного сигналу, що є наслідком нестационарності мови. Не існує єдиної множини коефіцієнтів передбачувача, що були б оптимальними для різного мовного матеріалу і різних операторів.

Цей розкид разом зі змінами рівня сигналу, що характерні для систем зв'язку, приводить до необхідності використання адаптивних передбачувачів і адаптивних квантувачів для одержання найкращих характеристик при різних операторах і за різних умов. Такі системи називаються системами адаптивної різницевої ІКМ (АРІКМ).

3.6.1. АРІКМ з адаптивним квантуванням

Результати аналізу адаптивного квантування (розд. 3.4) можна застосувати й у випадку РІКМ. Є два основних способи керування адаптивним квантуванням.

На рис. 3.39 показано застосування квантувачів з адаптацією по входу в системі АРІКМ. Тут крок квантування пропорційний дисперсії сигналу на його вході. Однак, оскільки різницевий сигнал $d(n)$ пропорційний вхідному сигналу, доцільно керувати кроком чи квантуванням по $d(n)$, чи, як це показано на рис. 3.39, по вхідному сигналу $x(n)$. У розд. 3.4.1 наведено кілька алгоритмів керування кроком квантування. Як впливає з результатів цього розділу, адаптивне квантування може забезпечити вииграш близько 5 дБ у порівняно з стандартною неадаптивною ІКМ μ -законом квантування. Цей вииграш разом з додатковим збільшенням відношення сигнал/шум 6 дБ, яке можна одержати у разі застосування різницевої схеми з неадаптивним квантуванням, означає, що АРІКМ з адаптацією по входу дозволить одержати відношення сигнал/шум на 10 – 11 дБ більше, ніж під час використання неадаптивного квантувача з тим же числом рівнів.

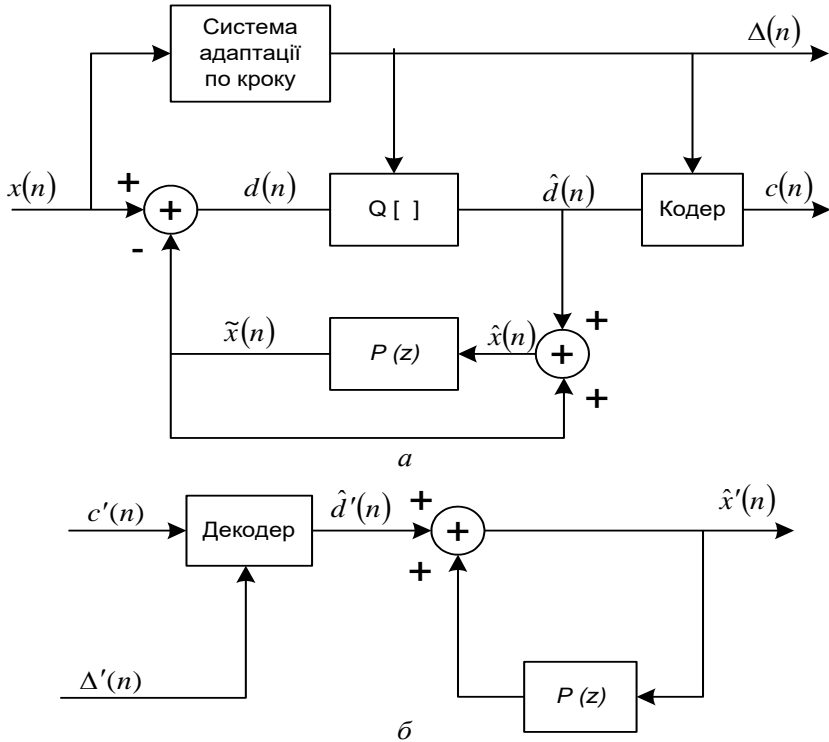


Рис. 3.39. Система АРІКМ з адаптивним по входу квантувателем:
а – кодер; б – декодер

На рис. 3.40 показано використання квантувача з адаптацією по виходу в системі АРІКМ. Якщо, наприклад, адаптація здійснюється відповідно до рівнянь (3.66) – (3.68), можна чекати вигреш 4 – 6 дБ порівняно з неадаптивним квантуванням за μ -законом з тим же числом рівнів. Таким чином, адаптація як за виходом, так і за входом дозволить досягти вигрешу, рівного 10 – 12 дБ порівняно з неадаптивним квантуванням з тим же числом рівнів. Крім того, адаптивний квантувач дозволяє розширити динамічний діапазон. Перевагою адаптації по виходу також є те, що не потрібно передавати додаткову інформацію про крок квантування. Завдяки цьому відновлений сигнал стає більш чутливим до помилок у каналі зв'язку. У разі адаптації по вході кодові слова і крок квантування являють

собою опис сигналу. Хоч це й збільшує складність представлення, однак з'являється можливість захисту передачі кроку квантування від помилок, що дозволяє істотно поліпшити якість відновленого сигналу.

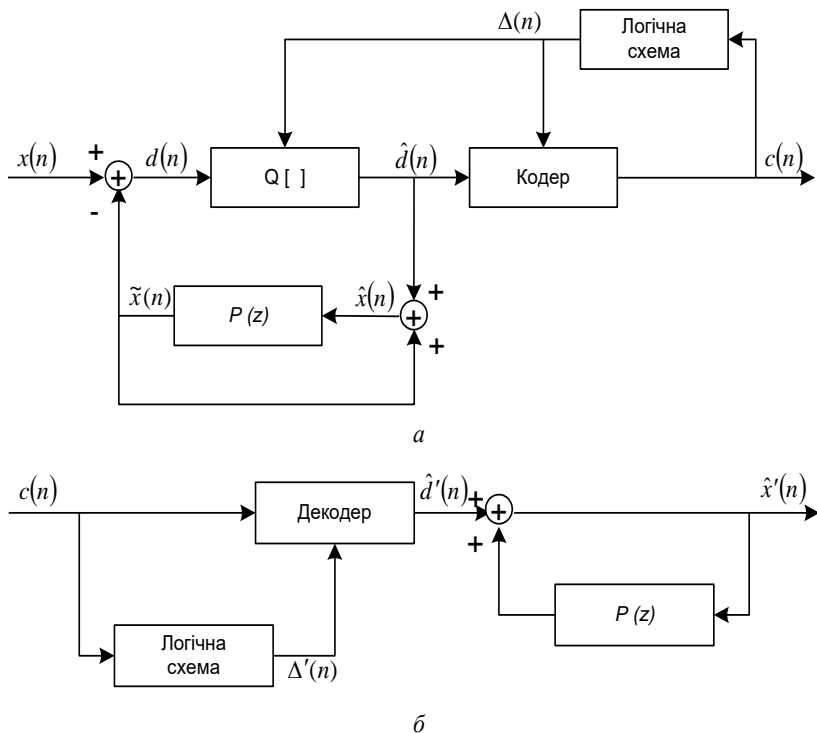


Рис. 3.40. Система АРІКМ з адаптивним за виходом квантувачем:
а – кодер; б – декодер

3.6.2. АРІКМ з адаптивним передбаченням

Вище розглядалися системи з неадаптивним передбачувачем і було з'ясовано, що навіть у разі використання передбачувачів високого порядку можна чекати, що різницеве квантування за сприятливих умов дасть вигравш близько 10 – 12 дБ. Крім того, величина вигравшу залежить від оператора і мовного матеріалу. З огляду на нестандартність мовного сигналу природно розглянути адаптивний передбачувач, що, як і адаптивний квантувач, стежить за

поточними змінами в мовному сигналі. Система АРІКМ, що містить адаптивний квантувач і адаптивний передбачувач, зображена на рис. 3.41. Пунктирні лінії показують, що адаптація передбачувача і квантувача може здійснюватися по вхідному і вихідному сигналах. У першому випадку до послідовності кодових слів $c(n)$ для повного опису мовного сигналу необхідно додати $\Delta(n)$ чи коефіцієнти передбачення $a(n) = \{\alpha_k(n)\}$, (чи те й інше).

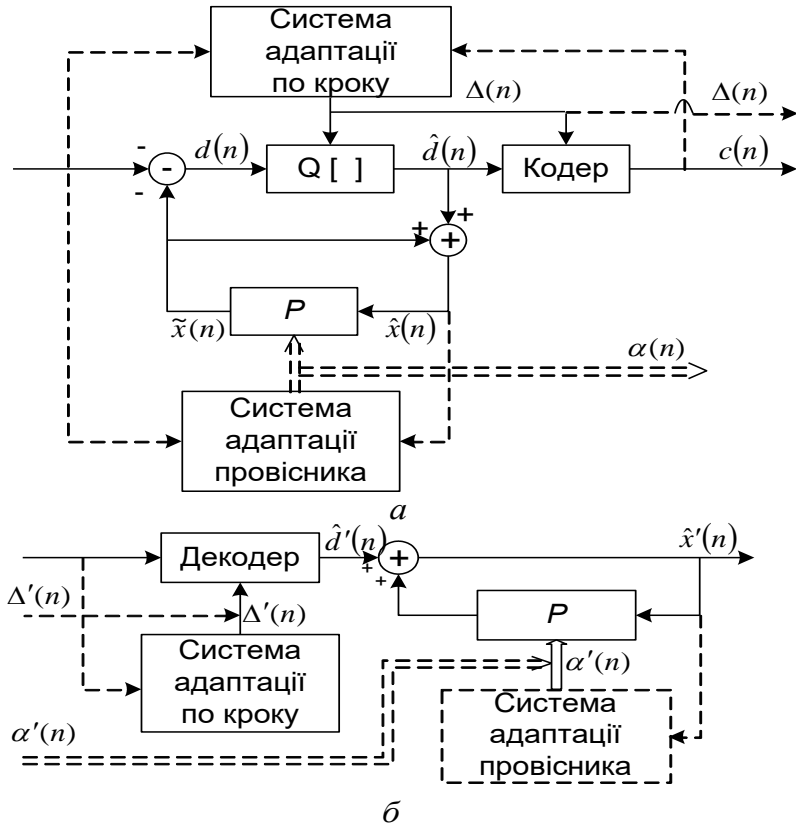


Рис. 3.41. Система АРІКМ з адаптивним квантувачем і адаптивним передбаченням: *a* – кодер; *б* – декодер.

Припустимо, що коефіцієнти передбачення залежать від часу таким чином, що передбачене значення буде мати вигляд

$$\tilde{x}(n) = \sum_{k=1}^p \alpha_k(n) \hat{x}(n-k).$$

У разі адаптації коефіцієнтів передбачення $\alpha(n)$ звичайно припускається, що властивості мовного сигналу не міняються протягом короткого інтервалу часу. Коефіцієнти передбачення вибираються, отже, так, щоб мінімізувати середній квадрат похибки передбачення на короткому інтервалі часу. У разі адаптації по входу передбачувач адаптується по вимірах вхідного сигналу (це справедливо, якщо в співвідношеннях розд. 3.5 знехтувати членом $1/SNR$). Застосовуючи ті ж самі вирази, які використовувалися у процесі розв'язання рівнянь (3.30) і (3.31), і зневажаючи впливом помилок квантування, можна показати, що оптимальні коефіцієнти передбачувача задовольняють рівняння

$$R_N(j) = \sum_{k=1}^p \alpha_k(n) R_n(j-k), \quad j=1, 2, \dots, p, \quad (3.44)$$

де $R_n(j)$ – короткочасна автокореляційна функція;

$$R_n(j) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m) \omega(n-m) x(j+m) \omega(n-m-j), \quad 0 \leq j \leq p \quad (3.45)$$

і $\omega(n-m)$ – функція зваження (тимчасове вікно). Можна використовувати прямокутне вікно або інші придатні вікна (наприклад, вікно Хеммінга довжиною N). Оскільки параметри мови міняються відносно повільно, доцільно підбудовувати параметри передбачувача $\alpha(n)$ періодично. Наприклад, нову оцінку можна обчислювати через кожні 10 – 20 мс, сподіваючись, що на цих інтервалах вона залишиться постійною. Тривалість вікна може дорівнювати цьому інтервалу чи бути трохи більше. В останньому випадку сусідні сегменти мовного сигналу будуть перетинатися. Як випливає з виразу (3.45), під час обчислення оцінок кореляційної функції в рівнянні (3.44) передбачається, що перед обчисленням $R_n(j)$ необхідно записати N відліків $x(n)$ у буфер. Безліч параметрів $\alpha(n)$, що задовольняють вираз (3.44), використовуються в схемі рис. 3.41, а для того, щоб квантувати вхідний сигнал протягом інтервалу N відліків, починаючи з n . Таким чином, для відновлення вхідного сигналу по послідовності кодових слів необхідно знати

коефіцієнти передбачення (і, можливо, крок квантування), як це показано на рис. 3.41, б.

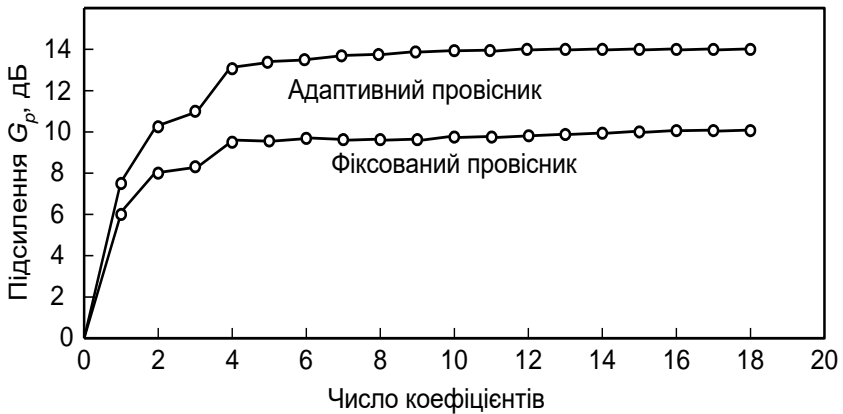


Рис. 3.42. Залежність показника якості передбачення від числа коефіцієнтів передбачення для жіночого голосу (смуга частот 0 – 32000 Гц)

Для оцінки переваг адаптивного передбачення Нолл досліджував залежність коефіцієнта якості передбачення G_p від порядку передбачення для фіксованого та адаптивного випадків. На рис. 3.42 наведена залежність величини

$$10\log_{10}[G_p] = 10\log_{10}\left[\frac{E[x^2(n)]}{E[d^2(n)]}\right]$$

від порядку передбачувача p для випадків адаптивного і неадаптивного передбачення. Нижня крива, отримана шляхом обчислення автокореляційної функції з усередненням по всій фразі з наступним розв'язанням системи рівнянь (3.31), показує, що максимальне значення коефіцієнта якості передбачення близько 10,5 дБ. Верхня крива отримана шляхом визначення такої довжини вікна L і таких значень коефіцієнтів передбачення $\alpha(n)$, що максимізують G_p на усій вхідній фразі при даному значенні p . Ця максимальна величина зображена для кожного p . Максимальне значення коефіцієнта якості передбачення при цьому складає близько 14 дБ. Таким чином, Нолл виходив з припущення, що прийнятна верхня межа виграшу АРІКМ систем з неадаптивним і адаптивним

передбачувачами складає 10,5 і 14 дБ відповідно. Криві (рис. 3.42), однак, не відображають тієї обставини, що неадаптивний оптимальний передбачувач дуже чутливий як до оператора, так і до мовного матеріалу на відміну від адаптивного передбачувача, чутливість якого помітно менше.

У разі адаптивного передбачення усувається надмірність мовного сигналу. Якщо можливо якісне передбачення, то похибка передбачення $d(n)$ буде зовсім некорельованою (білим шумом). Можна сказати, що надмірність усувається строго відповідно до моделі мовного сигналу. Як впливає з рис. 3.42, коефіцієнт підсилення трохи збільшується у разі збільшення порядку передбачення від 4 до 5. Таке передбачення, однак, не враховує важливого джерела надмірності в мовному сигналі, а саме кореляцію внаслідок квазіперіодичного характеру вокалізованої мови. Один з підходів до обліку цієї кореляції, запропонований Аталом і Шредером, що використовували передбачувач

$$\tilde{x}(n) = \beta \hat{x}(n - M) + \sum_{k=1}^p \alpha_k [\hat{x}(n - k) - \beta \hat{x}(n - k - M)],$$

де параметри передбачення β , M і $\{\alpha_k\}$ адаптуються на інтервалі, рівному N відліків. Нехтуючи ефектами похибки квантування в $x(n)$, можемо записати помилку передбачення

$$d(n) = x(n) - \tilde{x}(n) = x(n) -$$

$$- \beta x(n - M) - \sum_{k=1}^p \alpha_k [x(n - k) - \beta x(n - k - M)],$$

яка може бути виражена як

$$d(n) = v(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k v(n - k).$$

Тут

$$v(n) = x(n) - \beta x(n - M).$$

Безпосереднє обчислення значень β , M і $\{\alpha_k\}$, що мінімізують $d(n)$, досить важке. Тому Атал і Шредер запропонували субоптимальне рішення, в якому спочатку мінімізується дисперсія $v(n)$, а потім – дисперсія $d(n)$ при заданих β і M . Таким чином, у

даному випадку автокореляційна функція обчислюється так само, як і раніше, але для затримок, що попадають у смугу періоду основного тону. Коефіцієнт передбачення β повинен збігатися зі значенням піка нормованої автокореляційної функції, а M являє собою положення цього піка в $R_n(j)$. Таким чином, значення β враховує зміну амплітуди між послідовними періодами, у той час як M – це період основного тону (у числі відліків). За відомими M і β обчислюється послідовність $v(n)$ і визначається її кореляційна функція для $j=0, 1, \dots, p$, за якою можна визначити коефіцієнти передбачення з рівняння (3.44), де $R_n(j)$ є короткочасною автокореляційною функцією послідовності $v(n)$.

Для представлення мовного сигналу на основі такого методу необхідно передавати чи зберігати квантований різницевий сигнал, крок квантування (якщо здійснюється адаптація по входу) і коефіцієнти передбачення (квантовані). У роботі Атала і Шредера використовувався однорозрядний квантувач для різницевого сигналу і крок квантування змінювався кожні 5 мс (33 відліки на частоті 6,67 кГц) для мінімізації помилки квантування. Крім того, через кожні 5 мс оцінювалися і параметри передбачувача. Хоча в роботі не наводяться дані щодо відношення сигнал/шум, однак передбачається, що можна одержати високу якість відновленого сигналу на швидкостях порядку 10 кбіт/с. Використовуючи відповідне квантування параметрів і коефіцієнтів, Джаянт стверджував, що можна одержати вираш, рівний 20 дБ, порівняно з ІКМ.

Антиподом АРІКМ може служити лінійна дельта-модуляція з її простим процесом квантування й однорідним потоком однорозрядних двоїчних кодових слів. Вибір схеми квантування залежить від різних факторів, у тому числі від необхідної швидкості передачі, якості передачі, складності кодера і цифрового представлення. У наступному розділі зібрані результати декількох порівняльних досліджень, що дозволяють класифікувати різні методи квантування. Але перед цим стисло розглянемо питання керування по виходу в адаптивному передбаченні.

Один з підходів заснований на обчисленні кореляційної функції квантованого сигналу. Таким чином, у виразі (3.44) $R_n(j)$ замінюється на

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{x}(m) \omega(n-m) \hat{x}(m+j) \omega(n-m-j), 0 \leq j \leq p.$$

У цьому випадку вікно повинно мати вигляд

$$\omega(m) = \begin{cases} 1, & 0 \leq m \leq N-1; \\ 0, & \text{в протилежному випадку,} \end{cases}$$

тобто оцінки коефіцієнтів передбачення повинні ґрунтуватися на минулих квантованих відліках, а не на майбутніх, котрі не можуть бути отримані для коефіцієнтів передбачення. Як і у випадку адаптації квантувача, у даному випадку по каналу зв'язку передається тільки послідовність кодових слів. Але передбачення з керуванням по виходу не одержало широкого поширення через властиві йому чутливість до помилок і характеристики, обумовлені використанням для керування спотвореного вхідного сигналу.

3.7. Порівняння систем

Під час порівняння цифрових систем кодування мовного коливання як критерій досить використовувати відношення сигнал/шум. Однак у кінцевому підсумку якість систем передачі мовного сигналу необхідно оцінювати згідно з слуховим сприйняттям. Питання про те, наскільки добре звучить кодований сигнал порівняно з вихідним, є справою великої ваги. На жаль, суб'єктивна якість сприйняття, як правило, не піддається кількісним оцінкам і закінчені результати в цьому напрямку відсутні. Тому в цьому параграфі розглядаються і порівнюються системи кодування мовного сигналу стосовно сигнал/шум квантування, а також наводиться ряд суб'єктивних оцінок, що дозволяють зіставити отримані результати.

Нолл приводив докладне порівняльне дослідження схем кодування мови. Він розглядав наступні системи:

- 1) неадаптивну ІКМ з логарифмічним компандуванням і з $\mu = 100$, $X_{\max} = 8\sigma_x$ (ІКМ);
- 2) адаптивну ІКМ (оптимальний гаусівський квантувач) з керуванням по вхідному сигналу (ІКМ-АК_{вх});

3) різницеву ІКМ із передбачувачем першого порядку (не адаптивним) і адаптивним “гаусівським квантувачем” з керуванням за вихідним сигналом (РІКМ-АК_{вих});

4) адаптивну різницеву ІКМ з адаптивним передбачувачем першого порядку й адаптивним гаусівським квантувачем, керованими за вхідним сигналом (АРІКМ-АК_{вих}) (довжина вікна 32);

5) адаптивну різницеву ІКМ з передбачувачем четвертого порядку й адаптивним “квантувачем Лапласа”, що адаптуються за вхідним сигналом (АРІКМ4-АК_{вих}) (довжина вікна 128);

6) адаптивну різницеву ІКМ з адаптивним передбачувачем 12 - го порядку й адаптивним “гамма-квантувачем” з адаптацією за вхідним сигналом (АРІКМ 12-АК_{вих}) (довжина вікна 256).

В усіх системах частота дискретизації складала 8 кГц, а довжина кодового слова змінювалася від 2 до 5 біт на відлік, тобто швидкість змінювалася від 16 до 40 кбіт/с. Відношення сигнал/(шум квантування) для всіх систем наведено на рис. 3.43. Представлені криві дозволяють відзначити ряд цікавих особливостей. По-перше, нижня крива відповідає квантувачу з кодовими словами довжиною 2 біт. В міру збільшення довжини кодового слова криві піднімаються угору і відстоять одна від одної на 6 дБ. Зауважимо також, що додавання як неадаптивного передбачувача, так і адаптивного квантувача дозволяє одержати виграш у відношенні сигнал/шум, але адаптація простого передбачувача практично не приводить до виграшу. Однак, як бачимо, адаптивні передбачувачі більш високого порядку приводять до істотного виграшу у відношенні сигнал/шум.

Під час телефонної передачі звичайно припускають, що прийнятна якість мови забезпечується квантувачем з μ -законом 6–7 біт на відлік. З виразу (3.38) видно, що семирозрядний квантувач при $\mu = 100$ дає відношення сигнал/шум приблизько 33 дБ. На основі рис. 3.43 можна зробити висновок, що така ж якість забезпечує п'ятирозрядний адаптивний квантувач і адаптивний передбачувач.

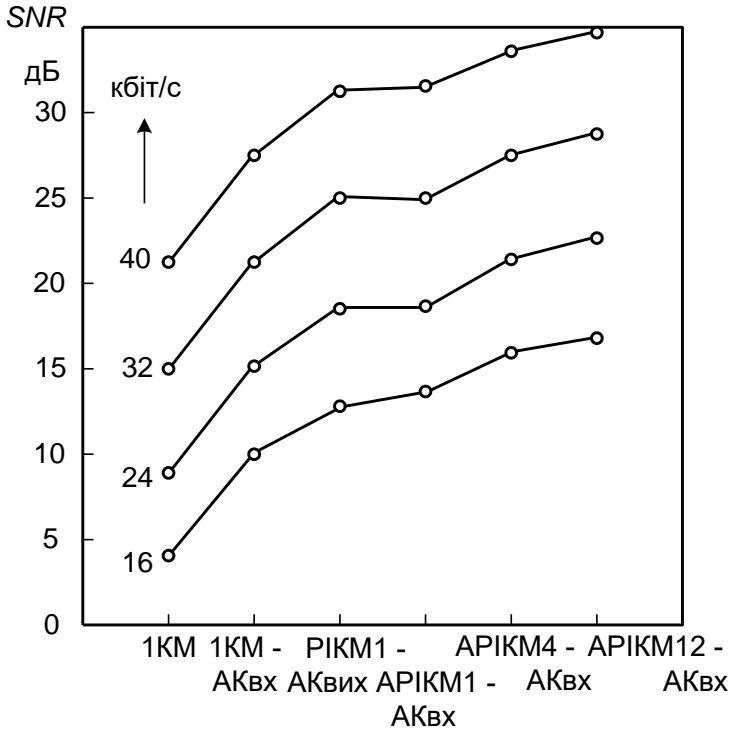


Рис. 3.43. Відношення сигнал/шум для квантування від 2 до 5 біт на відлік (16-40 кбіт/с): АК_{вх} – адаптивний квантувач з адаптацією по виходу; АРікмг – система АРІКМ з порядком передбачення г [3].

На практиці суб'єктивна якість мовного сигналу в системах з АРІКМ виявляється краще, ніж з ІКМ при тому ж відношенні сигнал/шум. Досліджуючи системи з АРІКМ і адаптацією квантувача за виходом і неадаптивному передбачувачу, встановлено, що слухачі віддають перевагу АРІКМ сигналу перед сигналом логарифмічної ІКМ з великим відношенням сигнал/шум. Результати тесту представлені в табл. 3.7, де ІКМ – це система 1 (дослідження Нолла), а АРІКМ – це система 3 (див. вище). З представлених результатів випливає, що чотирирозрядна АРІКМ є кращою за шестирозрядну ІКМ. Цей результат не буде вважатися дивним, якщо згадати, що виграш у відношенні сигнал/шум у разі використання АРІКМ із неадаптивним передбачувачем і адаптивним квантувачем 10 – 12 дБ

чи, грубо кажучи, двохрозрядною, але фактично четирирозрядна АРІКМ переважає шестирозрядну ІКМ, незважаючи на трохи менше відношення сигнал/шум.

Таблиця 3.7

Порівняння об'єктивної і суб'єктивної якості системи АРІКМ ілог-ІКМ

Об'єктивна оцінка (за <i>SNR</i>)	Суб'єктивна оцінка (за перевагою)
7 біт ІКМ	7 біт ІКМ (висока якість)
6 біт ІКМ	4 АРІКМ
4 АРІКМ	6 біт ІКМ
5 біт ІКМ	3 АРІКМ
3 АРІКМ	5 біт ІКМ
4 біт ІКМ	4 біт ІКМ (низька якість)

Досліджуючи адаптивне передбачення, Атал і Шредер встановили, що їхня система АРІКМ із дворівневим адаптивним квантувачем і складним адаптивним квантувачем дозволяє одержати сигнал, не гірший, ніж при шестирозрядній логарифмічній адаптивній ІКМ. Оцінена швидкість передачі у цій системі складала 10 кбіт/с, а для ІКМ за тих же умов, тобто при частоті дискретизації 6,67 кГц, потрібно швидкість 40 кбіт/с. У цьому випадку особливо явно спостерігається розходження між суб'єктивною якістю і розходженням після аналізу величини відношення сигнал/шум.

Дати точне пояснення цьому ефекту важко, але можна припустити, що таке розходження виникає внаслідок впливу двох факторів: кращих характеристик незайнятого каналу для адаптивного квантувача і більшої кореляції між шумом квантування і сигналом.

3.8. Перетворення способів кодування

З матеріалу цієї глави досить ясно, що існує безліч можливостей для квантування мовного сигналу. Ці методи розрізняються щодо своєї складності – від надзвичайно простої у технічній реалізації лінійної дельта-модуляції, що потребує великих швидкостей передачі, до різноманітних методів адаптивної різницевої ІКМ, що забезпечують гарну якість на малих швидкостях передачі, але при більшій складності алгоритмів обробки. В результаті значний інтерес представляє розробка методів прямого

перетворення одного цифрового представлення в інше, минаючи аналогове представлення сигналу. Ця задача важлива з таких причин.

1. У великих системах зв'язку дуже ймовірно виникнення ситуацій, у яких на районних мережах більш важливо мати дешеве кінцеве устаткування, а не низьку швидкість передачі інформації. В інших випадках, наприклад, у разі міжміського зв'язку чи збереження мовного сигналу в цифровому блоці пам'яті більш важливо одержати скорочений опис сигналу. Для об'єднання різних частин системи зв'язку з різними швидкостями надзвичайно важливо мати у своєму розпорядженні можливість прямого перетворення цифрових представлень, використовуваних у кожній з підсистем, що дозволить уникнути додаткових втрат якості.

2. Реалізація низькошвидкісних представлень сигналу істотно спрощується під час застосування простих методів цифрового перетворення. Наприклад, може бути корисним використання лінійної дельта-модуляції, скажімо, для аналого-цифрового перетворення, щоб далі представити отриманий сигнал у більш компактній формі, такій як ІКМ чи АРІКМ.

3. Під час обробки мовного сигналу потрібно представити його в цифровій формі за допомогою лінійної ІКМ для того, щоб далі, наприклад при цифровій фільтрації, можна було використовувати окремі відліки сигналу.

3.8.1. Перетворення ЛДМ в ІКМ

Для одержання високоякісного цифрового представлення за допомогою лінійної дельта-модуляції потрібна дуже велика частота дискретизації і простий дворівневий квантувач. Такі системи можуть бути просто реалізовані на основі спільного використання аналогових і цифрових компонентів. Дійсно, весь кодер ЛДМ можна легко реалізувати як простий інтегруючий ланцюг. На рис. 3.44 показані звичайний аналоговий компаратор, що формує різницевий сигнал, тригер, що визначає знак цього сигналу, та інтегратор, що відновлює передбачуване значення для порівняння його з вхідним сигналом. Це просте об'єднання аналогових і цифрових ланцюгів – усе, що необхідно для реалізації лінійного дельта-модулятора. Цей пристрій може бути реалізований на інтегральній мікросхемі.

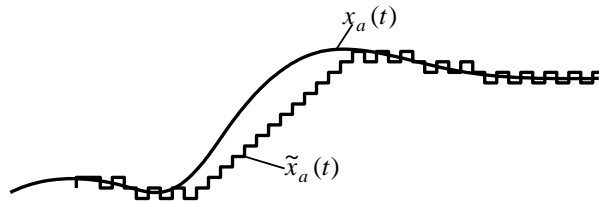
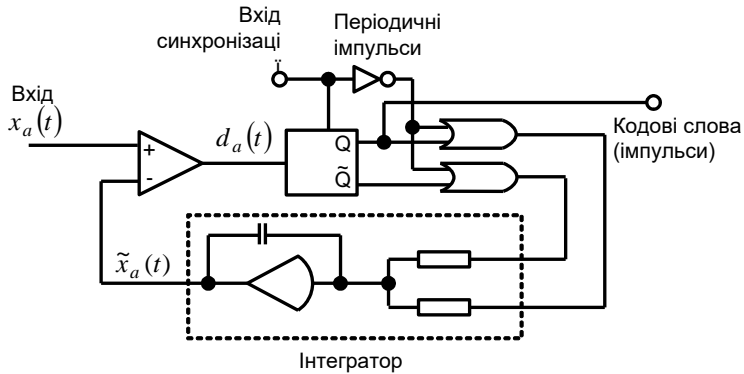


Рис. 3.44. Схема лінійного дельта-модулятора

Простота схеми разом з можливістю роботи на дуже високих швидкостях робить цей пристрій дуже зручним для використання під час аналого-цифрових перетворень. Простота досягається, звичайно, за рахунок надзвичайно високої швидкості, що необхідна для одержання якісної передачі.

Швидкість передачі, однак, можна знизити за рахунок використання перетворення лінійної дельта-модуляції в більш ефективні види цифрового представлення, такі як ІКМ чи АРІКМ. Найбільш важливим є перетворення ЛДМ у лінійну ІКМ, оскільки ІКМ представлення потрібно у разі будь-якої цифрової обробки відліків аналогового сигналу.

Процес перетворення ЛДМ у ІКМ містить у собі, по-перше, одержання ІКМ представлення і, по-друге, зниження частоти дискретизації до частоти Найквіста. Перший крок полягає в декодуванні послідовності нулів і одиниць у послідовність величин $\pm \Delta$, а потім у цифровому інтегруванні позитивних і негативних збільшень для одержання квантованих відліків $x_a(t)$ з частотою дискретизації, що відповідає ЛДМ. Отримана послідовність містить шуми квантування в смузі $|\Omega| \leq \pi/T$, де T – період дискретизації в

ЛДМ, хоча спектр вхідного сигналу обмежений по смузі більш низькою частотою. Таким чином, перед зменшенням частоти дискретизації необхідно усунути шум квантування в смузі від максимальної частоти спектра сигналу до половини частоти дискретизації ЛДМ. Це можна зробити дуже ефективно у рзі використання КІХ-фільтра нижніх частот з частотою зрізу, рівною частоті Найквіста оброблюваного сигналу. Вихідний сигнал фільтра обчислюється для кожних M відліків, де M – відношення частоти ЛДМ дискретизації до частоти ІКМ дискретизації. Таким чином, ЛДМ-ІКМ-перетворювач містить інтегратор, вихід якого фільтрується і піддається дискретизації. Як видно з рис. 3.45, перетворювач ЛДМ-ІКМ разом з кодером ЛДМ – це пристрій аналого-цифрового перетворення, який майже цілком виконаний в цифровій формі.

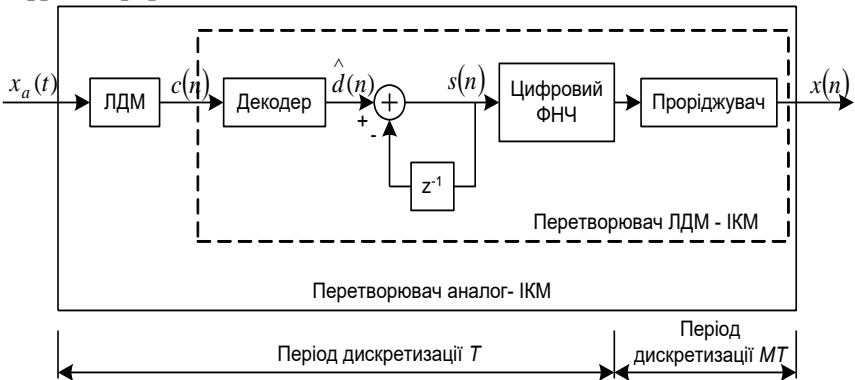


Рис. 3.45. Перетворювач аналог – ІКМ у системі ЛДМ і перетворювач ЛДМ-ІКМ

3.8.2. Перетворення ІКМ – АРІКМ

Інший приклад перетворення – це перетворення лінійної ІКМ в АРІКМ [3]. Інтерес до цього виду перетворення визначається бажанням одержати більш ефективне представлення сигналу, ніж те, що дає лінійна ІКМ. На рис. 3.46 показана структурна схема даного перетворення. Очевидно, що основний принцип полягає в реалізації звичайного алгоритму АРІКМ, застосовуваного щодо послідовності на виході кодера лінійної ІКМ. Це досягається шляхом реалізації операцій, зображених на рис. 3.46. Важливе питання, що виникає під

час будь-яких цифрових перетворень, стосується погіршення якості, обумовленого наступною цифровою обробкою. Очевидно, що вхідний ІКМ сигнал буде містити похибку, яку можна охарактеризувати відношенням сигнал/шум SNR_1 . Алгоритм АРІКМ внесе додаткові спотворення. Якщо припустити, що ці спотворення не залежать від оброблюваного сигналу і помилок, внесених ІКМ, то можна вважати, що загальні перекручування приблизно рівні:

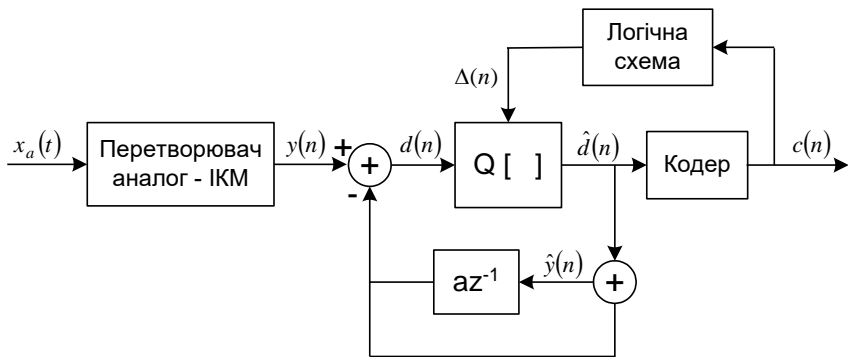


Рис. 3.46. Перетворювач ІКМ – АРІКМ

$$SNR = SNR_1 / (1 + SNR_1 / SNR_2),$$

де SNR_2 – відношення сигнал/шум системи з АРІКМ. З цього співвідношення видно, що повне SNR не може бути більше, ніж SNR_1 . Однак, якщо SNR_2 порядку SNR_1 , то втрати малі. Дійсно, якщо $SNR_1 = SNR_2$, вони складають близько 3 дБ.

Кодоперетворення можна розглядати як точний і ефективний метод застосування звичайних алгоритмів кодування мови. Так, спочатку одержують лінійну ІКМ, наприклад так, як це описано в розд. 3.9.1, а потім здійснюють цифрову обробку з використанням різних методів кодування сигналу.

Питання для самоперевірки

1. Складіть алгоритм перетворення мовного повідомлення в цифровий сигнал.

2. Поясніть різницю між рівномірним квантуванням та миттєвим компандуванням.
3. Зробіть оцінку завадостійкості системи з рівномірним квантуванням.
4. Зробіть оцінку завадостійкості системи з миттєвим компандуванням.
5. Поясніть особливості оптимального квантування.
6. Зробіть оцінку завадостійкості оптимального квантувача.
7. Зробіть порівняння характеристик оптимального та рівномірного квантувачів.
8. В чому полягає суть адаптивного квантування?
9. Поясніть різницю адаптації по вхідному та вихідному сигналу.
10. В чому полягає суть теорії різницевого квантування?
11. Поясніть принцип дії системи з дельта-модуляцією.
12. Поясніть характерні особливості дельта-модуляції.
13. Які особливості систем з передбаченням високого порядку в дельта модуляції?
14. У чому полягає суть роботи системи з різницевою ІКМ?
15. Від чого залежить якість роботи різницевого ІКМ з адаптивним передбаченням?
16. Зробіть порівняльний аналіз відомих вам систем цифрового кодування мовних сигналів.
17. Які методи перетворення способів кодування ви знаєте?

4. ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ МОВИ

4.1. Передача мови. Проблеми та рішення

Переваги цифрових методів відображення, обробки, передачі і збереження інформації, бурхливий розвиток цифрової елементної бази — усе це сприяє тому, що цифрові методи обробки і передачі інформації стали основним напрямком систем зв'язку, телебачення, інших інфокомунікаційних систем.

Використання цифрових методів відображення, обробки і передачі призводить до багаторазового збільшення нею займаної смуги частот і, як наслідок цього, до багаторазового збільшення швидкості передачі інформаційних повідомлень. Під інформаційними повідомленнями звичайно розуміють мову, різні види зображень, мультимедіа, Інтернет і т.ін. Вирішення проблеми лежить в області розробки ефективних методів цифрового перетворення — стискання (кодування) різних повідомлень, що є, зазвичай, нестационарними випадковими процесами. Оскільки мова є найбільш поширеним аналоговим інформаційним повідомленням, питання стискання (цифрового кодування) мови є найбільш актуальними і традиційними.

Під цифровим відображенням аналогового випадкового процесу будемо надалі розуміти перетворення кожної реалізації цього процесу на інтервалі спостереження T сукупності чисел, за якими дана реалізація може бути відновлена в аналоговій формі з припустимою похибкою.

Оптимальне цифрове перетворення аналогового процесу з апріорно відомими статистичними характеристиками в цифрову послідовність, зазвичай, містить дві процедури: 1) відображення аналогового процесу у вигляді послідовності незалежних координат (при збереженні кількості апріорної інформації про аналогове повідомлення під час перетворення); 2) безнадмірне статистичне кодування кожної координати.

Удосконалення алгоритмів стискання аналогових (найчастіше мовних) повідомлень обумовлено бурхливим розвитком засобів комунікації. Системи Інтернет-телефонії, пакетної передачі інформації, мобільні системи радіозв'язку (супутникові, стільникові,

транкінгові і т. ін.) — ось лише незначний перелік додатків, що потребує подальшого розвитку алгоритмів і технічних засобів цифрової обробки та передачі аналогових повідомлень. Отже, основний зміст книги спрямовано на розгляд питань цифрової обробки, перетворення і передачі мовної інформації (залишаючи осторонь питання обробки інформації).

4.2. Пакетна передача мови

Мова являє собою потік інтервалів активності, що чергуються, і пауз. Аналоговий, за своєю природою, мовний сигнал може передаватися цифровим способом після дискретизації, квантування і кодування, наприклад, методом імпульсно-кодової модуляції (ІКМ).

У мережах з комутацією пакетів (КМ) повідомлення розбивається на частки стандартної довжини (пакети), які постачаються службовою інформацією (символи початку і кінця, керування, адреси, контрольні символи для виявлення та виправлення помилок) і передаються по мережі як єдине ціле. Кожен пакет може передаватися незалежно від інших (дейтаграмний чи датаграмний режим), що істотно знижує затримку, і відносно рівномірно розподіляється між усіма активними абонентами або з обліком інших переданих пакетів (режим віртуальних каналів).

У першому випадку число пройдених пакетами вузлів випадкове і це може призводити багатопакетні повідомлення до зміни порядку їхнього надходження у вузел комутації (ВК) одержувача і безпосередньо до одержувача. Для передачі в реальному масштабі часу (наприклад, діалогових мовних повідомлень), коли затримка не повинна перевищувати припустиму величину, це призводить до необхідності «викидання» пакетів на приймальному кінці і їхнього пересортовування в необхідній послідовності.

У другому випадку передачі повідомлень передують стадія встановлення з'єднання, що забезпечує збереження послідовності надходження пакетів до одержувача в порядку, обумовленому джерелом. При цьому у ВК одержувача виділяються ресурси для упорядкування пакетів, що може призвести до додаткової затримки. Кожен пакет може впливати за фіксованим чи незалежним маршрутом. Для протоколу з фіксованим маршрутом число вузлів, прохідних кожним пакетом, фіксовано на стадії встановлення

з'єднання. Це дозволяє зменшити частку службової інформації в кожному пакеті, але збільшує затримку. Для протоколу з незалежним маршрутом пакети можуть передаватися за різними маршрутами, тобто число ВК прохідних кожним пакетом, як і в режимі дейтаграм, являє собою випадкову величину.

Оскільки у мережах з КП для передачі даних звичайно використовуються цифрові канали, то помилками в інформаційній частині пакета можна знехтувати. Основний вплив на передачу роблять блокування і втрати пакета у ВК, викликані перевантаженнями в мережі. Для оцінки якості передачі повідомлень необхідно задати довжину пакета, розподіл потоку пакетів, розподіл затримки пакета у вузлі, розподіл числа ВК, прохідних кожним пакетом.

Важлива умова ефективного використання каналів зв'язку — передача мови в цифровій формі — мовними пакетами (МП).

Дослідження питань вибору оптимальної довжини МП і ущільнення мовних каналів зв'язані з адекватним моделюванням мовного сигналу. Для цієї мети звичайно використовується спрощена модель, що відображає тільки розподіл довжин активностей і пауз. Активності і паузи розподілені геометрично (чи полігеометрично), причому математичні чекання їх тривалості приблизно однакові — близько 1 мс, а діапазон їхньої зміни складає від 10 мкс до 2 с.

Пакетна мова належить до категорії трафіка реального часу, тобто висуває тверді вимоги до тимчасових характеристик доставки. При цьому мова досить нечутлива до помилок.

Розробки цифрових систем передачі мови пов'язані з необхідністю обліку втрат, викликаних затримкою, а також пропусками в мовному сигналі. Ці причини породжуються флуктуаціями часу затримки, перевантаженнями буферів і особливостями відповідних мережних протоколів. У результаті необхідно забезпечити мінімальний середній час проходження МП через мережу. Варіації цього середнього часу повинні бути невеликими. Загальний час затримки МП не повинен перевищувати припустимого і, разом з тим, повинен бути досяжним при досить низьких витратах на відповідне устаткування. Коли затримка досягає 800 мс, психологічні чинники перешкоджають нормальній телефонній розмові; затримка нижче 200 мс, з цього погляду, є

припустимою. Це досягається під час передачі мови короткими пакетами.

Відновлена (безупинна) мова, доведена до слухача по мережі з КП, містить пропуски через статистичні флуктуації мережного навантаження і відповідні флуктуації мережної затримки, втрати пропускну здатності.

4.2.1. Специфіка пакетної передачі мови

Хоча для деяких задач вимоги щодо окремих параметрів якості передачі даних збігаються з аналогічними параметрами для передачі мови, мовний обмін має ряд особливостей, що зумовлюють специфічні вимоги до мережі КП. Порівняно з передачею даних мова пред'являє до цифрових систем передачі (ЦСП) більш тверді вимоги за часом доставки МП. Якість мовного діалогу істотно не погіршується при досить значній величині сумарної затримки інформації від джерела до одержувача і назад.

Різні методи усунення надмірності в процесі перетворення мовного сигналу представляють широкий діапазон можливих швидкостей передачі (від 1,2 до 64 кбіт/с).

Мова, на відміну від даних, має суттєву і сигнальну надмірності і допускає визначений рівень втрат і перекручувань у разі транспортування її по мережі у вигляді пакетів. Залежно від надмірності цифрового сигналу і тривалості сегментів мови, стерпних пакетом (від 250 до 16 мс), припустимий рівень втрат може складати від 1 до 50 % часу активності абонента. Менш за все на розбірливість мови впливають втрати пакетів, що відбуваються.

Особливістю мовного обміну є висока частка пауз, що складає в середньому під час телефонних переговорів 56 % від тривалості всього обміну. Мова містить безліч коротких перерв тривалістю від 5 до 200 мс, що існують як усередині слів, так і між словами в злитій мові. Сумарна тривалість перерв у середньому займає близько 15 % від тривалості зливої мови. З урахуванням коротких перерв середнє значення коефіцієнта активності абонента не перевищує 0,37. Якість сприйняття мови в процесі діалогу істотно не знижується у разі подовження пауз між окремими словами (групами слів) до 300 мс, а для 10 % випадків — до 1 с.

Слуховий апарат людини має дозволяючу спроможність за часом: девіація тривалості коротких перерв до 50 % від їхнього вихідного значення практично не сприймається. Однак зрощування окремих частин слів, розділених перервою, чи збільшення тривалості перерви в два рази є неприпустимими.

Відзначені особливості передачі мови та їхня відсутність в процесі передачі даних (ПД) обумовлюють складність безпосереднього перегляду технічних рішень, отриманих для мереж ПД, до передачі МП у мережах із КП. Потрібна значна модифікація частини алгоритмічного забезпечення мережі для задоволення вимог щодо передачі мови і даних по мережах із КП.

4.2.2. Передача мови методом комутації пакетів

Алгоритм обміну мовною інформацією через мережу КП містить у собі наступні основні етапи.

1. Формування і передача пакета “виклик” адресата.
2. Приймання пакета “виклик” з мережі, формування акустичного сигналу для викликуваного абонента і передача пакета “підтвердження” приймання “виклику” чи пакета “зайняте”.
3. Приймання пакета “підтвердження” з мережі, формування сигналу “контроль посилки виклику” для слухового сприйняття зухвалом абонентом і передача пакета “готовність до обміну”. У випадку прийому пакета “зайнято” формування для зухвалого абонента сигналу “відбій”, повернення терміналу мови у вихідний стан.
4. Приймання з мережі пакета “готовність до обміну”, формування і передача відповідного пакета “готовність до обміну”, включення мовноперетворюючого пристрою (МПП) викликуваного абонента.
5. Приймання з мережі відповідного пакета “готовність до обміну”, включення МПП зухвалого абонента.
6. Передача і приймання МП, пакетів керування міжкінцевим обміном.
7. Формування і передача пакета “кінець обміну”, повернення терміналу мови у вихідний стан (на стороні абонента, що закінчив обмін першим).

8. Прийом від мережі пакета “кінець обміну”, формування абонента сигналу “відбій”, повернення терміналу мови у вихідний стан (на стороні, що одержує відбій).

У разі встановленого з'єднання абонентів аналоговий мовний сигнал надходить на МПП, де за допомогою відомих методів перетворюється в цифрову послідовність. З виходу МПП цифровий сигнал надходить на вхід пакетизатора мови, де здійснюється аналіз активності абонента і формування МП, що несе інформацію про відповідний сегмент мови. Після цього МП разом з іншими МП і пакетами даних передається по мережі з КП відповідно до прийнятого на мережі протоколу.

Після досягнення центра, до якого підключений абонент-адресат, МП виводиться із мережі в депакетизатор, де і відбувається виділення інформаційного блока МП. З виходу депакетизатора МП надходить у згладжувальний буфер, куди вводиться необхідна затримка відтворення мовної інформації, і мовний сигнал відтворюється в аналоговій формі, забезпечуючи безупинне звучання. Робота в зворотному напрямку відбувається аналогічно.

4.2.3. Алгоритми пакетизації

Процедура пакетизації та аналіз активності абонента під час нагромадження МП тісно взаємопов'язані і повинні розглядатися та реалізовуватися спільно. Формування МП містить у собі цілий комплекс питань: вибір довжини (чи діапазону довжин) МП, вибір формату МП, розподіл змісту і структури службової частини МП і т. ін. Зокрема, для службової частини МП може знадобитися введення такої інформації, як: ознаки початку і кінця інформаційного блока; циклічний номер інформаційного блока; тимчасова оцінка, що відповідає моменту остаточного формування інформаційного чи блока інтервалу часу між двома суміжними інформаційними блоками; мітки першого, чергового й останнього інформаційного блоків у МП; тип МПП; поточна швидкість формування цифрової послідовності на виході МПП; керування для межкінцевої взаємодії, наприклад, з метою керування режимом роботи МПП і т.ін.

Пристрої чи програми, що реалізують зазначені функції, називаються пакетизаторами мови. Розрізняють пакетизатори мови синхронного й асинхронного типів.

У разі синхронного способу пакетизації мовні інформаційні блоки формуються з періодом $t_u = L_u/R_u$, де L_u — розмір інформації одного блока (біт), R_u — швидкість роботи МПП (біт/с). За сигналом керування, що надходить від пристрою, який виявляє мову, “порожні” інформаційні блоки обнуляються, а “повні” підлягають обслуговуванню. У разі асинхронного способу пакетизації початок нагромадження першого інформаційного блока зв'язується з моментом виникнення активності абонента. Наступні інформаційні блоки в МП формуються з періодом t_u .

Переваги синхронних пакетизаторів мови: відсутність втрат інформації, пов'язаних з кінцевим часом спрацьовування пристрою, який виявляє мови; зі спрощенням пристроїв індивідуального криптозахисту, що працюють у стартстопному режимі; спрощення синхронізації пакетизаторів і депакетизаторів.

Розмір і формат МП є важливими чинниками, що визначають ефективність цифрової системи передачі. Вибір технічних рішень з цих питань визначається обмеженнями, що накладаються мережними протоколами і вимогами щодо міжкінцевої затримки МП. Якщо протоколи не накладають твердих обмежень щодо розміру пакета, то орієнтовно значення L_{on} можна визначити, мінімізуючи середню затримку МП у мережі. Питання оптимальної довжини пакета і часу запізнювання при пакетній передачі мови будуть розглянуті далі.

Відомо чотири алгоритми пакетизації, засновані на поєднанні функцій виявлення і пакетизації мови.

1. Синхронний алгоритм. Пакети формуються з постійним періодом і мають фіксовану довжину. Якщо число мовних відліків на інтервалі пакетизації досягає заданого порога, то такий МП передається. У протилежному разі він обнуляється. Поріг прийняття рішень приймається рівним 50 % мовних відліків від загального числа відліків пакета.

2. Асинхронний алгоритм. Аналогічний синхронному алгоритму, однак пакетизатор мови після закінчення формування чергового МП починає формувати наступний пакет не відразу, а лише з моменту появи мовного відліку.

3. Синхронний алгоритм зі стисканням даних. За аналогією з першим алгоритмом МП, що містять достатнє число мовних відліків, не передаються, але в МП записуються тільки мовні відліки, а відліки

мовчання скидаються. Для відновлення мови на приймальній стороні пакетизатор мови вводить у пакет службову інформацію про розташування кинутих відліків. У цьому випадку вушна МП є змінною величиною.

4. Асинхронний алгоритм зі змінним періодом пакетизації. За аналогією з алгоритмом 2 пакета починає формуватися з появою мовного відліку, але, як і у випадку третього алгоритму у пакет записуються тільки мовні відліки, а відліки мовчання скидаються. Відмінність даного алгоритму від інших у тому, що робиться спроба формувати пакет з мовних звітів.

Формування пакета закінчується в момент його повного заповнення речовими відліками або після закінчення часу, відведеного на формування інформаційного блока МП.

Реалізація всіх чотирьох алгоритмів припускає наявність у МПП класифікатора, що розділяє мовні відліки і відліки мовчання.

Результати моделювання свідчать про те, що найбільш ефективним є останній з чотирьох алгоритмів.

З моменту, коли мовний сигнал перетворений у цифрову послідовність, розходження між мовою та іншими існує тільки в прикладному аспекті й у частині вимог щодо надійності і часу доставлення. Тому питання аналізу роботи цифрових систем передачі на основі методу КП повинні, насамперед, враховувати відмінні риси передачі мовної інформації і даних.

4.2.4. Особливості архітектури інтегральної цифрової мережі з комутацією пакетів

Відомі рекомендації з протоколів, розроблені для цілей ПД, не враховують специфіку передачі мови і тим більше не призначені для спільної передачі мови і даних. Зокрема, у Рекомендаціях X.25, що будуть розглянуті далі, не передбачені механізми пріоритетного обслуговування МП.

Принципова можливість полягає в реалізації ієрархії нових протоколів, що враховує вимоги спільної передачі мови і даних.

Такий шлях зумовлює великі економічні витрати, обумовлені розробкою цілого класу нових протоколів, апаратних і програмних засобів.

Разом з тим існують підходи до побудови ЦСП із КП у рамках існуючої архітектури цифрових систем передачі — на базі протоколів мереж ПД із КП.

Найбільш виправданим на сьогодні слід вважати напрямок робіт щодо збереження архітектури протоколів для передачі даних з необхідними змінами для передачі мови. Допустимість такого підходу визначається незалежністю окремих рівнів еталонної моделі, що дозволяє вносити зміни в окремі рівні, а також вводити нові рівні без зміни раніше організованих. Як показує аналіз, протоколи фізичного рівня задовольняють вимоги обох видів навантаження. Відмінність щодо необхідної якості передачі мови і даних виявляється на каналному рівні.

4.2.5. Введення мови в мережу комутації пакетів

Підключення терміналів мови до мережі КП є дещо новою задачею, що має ряд специфічних особливостей. Відомі різні варіанти підключення мовних абонентів до мережі КП.

1. Телефонний апарат через аналоговий канал зв'язку підключається до індивідуального чи групового МПП, що, у свою чергу, через індивідуальний чи груповий мовний термінальний модуль і високошвидкісний цифровий тракт підключається до центра комутації пакетів (ЦКП).

2. МПП розміщується в абонента і через цифровий канал підключається до мовного термінального модуля (групового або індивідуального), який високошвидкісним цифровим каналом доступу зв'язаний із ЦКП.

3. Індивідуальний пакетний термінал мови розміщується в абонента і через високошвидкісний цифровий канал підключається до ЦКП.

4. Пакетний термінал мови абонента через високошвидкісний цифровий канал підключається до концентратора пакетів, зв'язаного з ЦКП також високошвидкісним цифровим каналом доступу.

5. Пакетні термінали мови через локальну мережу КП одержують доступ до інтерфейсного модуля, підключеного через високошвидкісний цифровий канал до ЦКП.

З огляду на інтенсивний розвиток теорії та практику побудови локальних ЦСП із КП, які підтверджують їхню економічну

ефективність, найбільш перспективними є схеми підключення з використанням пакетних терміналів мови й особливо варіант 5. Подальший розвиток пакетних терміналів мови і даних зв'язано зі створенням багатофункціональних пакетних терміналів, які забезпечують пакетний обмін користувача з мережею КП різними видами інформації, в тому числі даними і мовою.

4.2.6. Мовоперетворюючі пристрої

Сьогодні найбільше поширення мають такі види МПП.

До першої групи пристроїв відносяться МПП, що реалізують кодування форми мовного сигналу та її відновлення на приймальній стороні, МПП, що формують пакети з діапазоном швидкостей 64...16 кбіт/с за допомогою імпульсно-кової (ІКМ), диференціальної імпульсно-кової (ДІКМ) і дельта-модуляції (ДМ), а також реалізації в МПП модифікації зазначених методів кодування мови.

Друга група МПП включає в себе різноманітні вокодери, що забезпечують кодування спектра мовного сигналу та відновлення аналогового сигналу, що звучить подібно оригіналу, але не повторює його форми, які забезпечують кодування мови на швидкостях від 1,2 до 9,6 кбіт/с.

Третя група МПП використовує кодування як форми, так і спектра мовного сигналу і базується на методах вкладеного кодування. МПП першої групи сьогодні реалізуються у вигляді 1 (великої інтегральної схеми) ВІС. МПП, що не входять у першу групу, є більш складними і дорогими пристроями.

Використання методу КП для передачі мови дозволяє змінити швидкість роботи МПП не тільки на початку роботи, але й у процесі обміну, причому період мовної активності абонента може переноситися послідовністю МП, сформованих із використанням різних методів кодування. Найбільш перспективним є використання перетворення “одного виду модуляції в інший”. Наприклад, перетворення типу: високошвидкісна ІКМ-АДІКМ, стискання ІКМ-сигналу методами лінійного прокодування на передавальній стороні і відновлення ІКМ-сигналу на приймальній стороні. Наявність затримки пакетизації можна використовувати для зниження надмірності мовного сигналу шляхом реалізації спеціальних методів кодування мовної інформації.

4.2.7. Обробка пакетів і відновлення мови на приймальній стороні

Основні функції приймача МП полягають у формуванні цифрової послідовності з пакетів, що надходять з мережі, і введенні їх у МПП для відтворення мовного сигналу.

Для якісного відновлення мови на приймальній стороні необхідно:

- 1) здійснити компенсацію впливу втрат МП у мережі;
- 2) здійснити компенсацію впливу випадкової затримки при передачі МП;
- 3) відновити сигнал мовчання.

Якщо рішення перших двох задач спрямовано на забезпечення злиття мови і відновлення її часової структури, то рішення третьої задачі обумовлено відсутністю на приймальній стороні фрагментів цифрової послідовності, що відповідають паузам у мові.

Крім зазначених функцій, МПП розв'язують також інші задачі: розпакування пакетів, виділення й аналіз службової інформації, керування режимами роботи і т. ін. У випадку датаграмного режиму приймач мовних пакетів реалізує також процедуру впорядкування МП.

Втрати окремих МП обумовлені в основному двома чинниками: перевантаженням мережі і спотворенням службової (адресної) частини пакета, що призводить до необхідності його скидання. Припустима ймовірність втрат МП визначається надмірністю мовного сигналу, представленого в цифровому виді, і тривалістю фрагмента мови, який переноситься пакетом.

Компенсація впливу випадкової затримки передачі МП у мережі з комутацією пакетів здійснюється введенням затримки початку відтворення першого пакета, шляхом запису його інформаційного блока в згладжувальний буфер. Однак величина затримки, що вводиться в згладжувальний буфер, повинна вибиратися з урахуванням вимоги на затримку, необхідну для ведення нормального діалогу. Оскільки пакети активності мови чергуються з паузами, при виборі моменту початку відтворення мови в МП "автоматично" відновлюється пауза між попереднім і наступним пакетами мовної активності. При цьому залежно від алгоритму вибору моменту початку відтворення тривалість пауз

може бути відновлена точно чи з деякою припустимою похибкою. В останньому випадку дев'яцять величини пауз не перевищує, зазвичай, тривалості двох періодів пакетизації і складає приблизно 100...200 мс. Це практично не впливає на якість сприйняття послідовно відтворених пакетів активності мови, що відповідають окремим словам чи групам слів при злитті мови.

Відновлення сигналу мовчання, що відповідає паузі, також є специфічною задачею, розв'язуваною приймачем мовних пакетів під час формування цифрової послідовності.

Алгоритми компенсації випадкової затримки МП. Затримка початку відтворення мови, що вводиться в згладжувальному буфері, може бути обрана неточно, тобто з надлишком чи недостаткою. У першому випадку дисперсія затримки передачі МП буде цілком компенсована, що забезпечить злиття відновлюваної мови. Однак при цьому витрачається ресурс часу, що може бути використаний для поліпшення якості мовного діалогу, якщо більш точно вибрати затримку.

Недостатня затримка в згладжувальному буфері може призвести до порушення злиття мови через запізнення окремих МП до моменту їхнього відтворення. Для цього випадку існують дві стратегії: 1) скидання МП, що запізнилося до моменту його відтворення, і включення механізму маскування втрат на тривалість періоду пакетизації; 2) включення механізму маскування втрат МП на тривалість, що не перевищує періоду пакетизації, до моменту надходження МП, що запізнюється, із наступним відтворенням цього пакета.

На практиці одержали поширення наближені алгоритми вибору затримки в згладжувальному буфері, з урахуванням всього припустимого ресурсу часу, що задовольняє вимоги ведення нормального діалогу.

Алгоритми керування чергами при пакетній комутації. Передачу голосу по мережі, що розрахована на пересилання даних, можна здійснити за допомогою функцій одного з двох рівнів моделі взаємодії відкритих систем (OSI – Open System Interconnection). На каналному рівні моделі OSI використовуються мережі АТМ чи Frame Relay. На мережному рівні реалізується протокол ІР. В обох випадках голосовий сигнал повинен бути попередньо перетворено у пакети, вигляд яких відповідає технології, що використовується.

Оснoву мереж з пакетною комутацією складають черги й алгоритми обробки цих черг, що використовуються в будь-якому мережному пристрої, що працює на основі механізму комутації пакетів – маршрутизаторі, комутаторі локальної чи глобальної мережі, кінцевому вузлі.

Черга потрібна для обробки періодів часових перевантажень, коли мережний пристрій не може передати пакети на вихідний інтерфейс у темпі, в якому вони надходять для виконання такого просування. Якщо причиною перевантаження є процесорний блок мережного пристрою, то для вартового збереження неопрацьованих пакетів використовується вхідна черга, пов'язана з вхідним інтерфейсом. У випадку, коли причина перевантаження полягає в обмеженій швидкості вихідного інтерфейсу (а вона завжди обмежена швидкістю підтримуваного протоколу), пакети тимчасово зберігаються у вихідній черзі.

Важливим чинником, що характеризує виникнення черг, є коефіцієнт навантаження пристрою K_H , під яким розуміється відношення середньої інтенсивності вхідного трафіка пристрою до середньої інтенсивності просування пакетів на вихідний інтерфейс. Далі цей коефіцієнт буде також називатися коефіцієнтом використання K_B . Якщо $K_H > 1$, черга присутня завжди. Довжина черги прагнула б до нескінченності, якби не кінцевий розмір буфера, відведеного під збереження пакетів, що стоять в черзі. Але й у випадку, коли $K < 1$, черга також може існувати і навіть мати досить значну середню довжину. Це відбувається тоді, коли спостерігається деяка варіація інтервалів надходження пакетів у пристрій. Чим більша ця варіація, тим більша середня довжина черги. Варіація інтервалів надходження пакетів є іншим за величиною чинником, що впливає на поведінку черг, після коефіцієнта навантаження. У разі пульсуючого характеру багатьох типів трафіка комп'ютерних мереж, коли коефіцієнт пульсацій дорівнює 100:1 чи більше, черги можуть бути більш значними. Якщо ж ця варіація відсутня, тобто пакети прибувають строго через визначені проміжки часу, як це відбувається в трафіку типу рівномірного потоку, то черга при коефіцієнті навантаження, меншому одиниці, не виникає.

Наслідком виникнення черг є погіршення якості обслуговування трафіка. Утворюються затримки передачі пакетів, що

носять до того ж нестійкий характер, а це означає, що зростають варіації затримок. Крім того, при тривалих пульсаціях черги можуть зростати настільки, що пакети не поміщаються в буферну пам'ять мережних пристроїв і губляться.

Оцінка можливої довжини черг у мережних пристроях була б дуже корисною, оскільки вона допомогла б оцінити параметри якості обслуговування при відомих характеристиках трафіка. Однак поведження черг являє собою ймовірнісний процес, на який впливає багато чинників, особливо при складних алгоритмах обробки черг, що використовують пріоритети або зважене обслуговування різних потоків. Хоча теорія масового обслуговування і розроблена спеціально для аналізу черг, вона може дати кількісні оцінки тільки для дуже простих ситуацій, що не відповідають реальним умовам роботи мережних пристроїв. Важливо забезпечити якість обслуговування (Qo – Quality of Service), що означає надання додаткам і користувачам мережі передбачуваного сервісу доставки даних. Для підтримки гарантованого рівня Qo використовують досить складну модель, що вирішує задачу комплексно. Зазвичай, це роблять за допомогою наступних методів:

за рахунок попереднього резервування смуги пропускання для трафіка з відомими параметрами (наприклад, значеннями середньої інтенсивності і величини пульсації);

примусового профілювання вхідного трафіка, що підтримує коефіцієнт навантаження пристрою на потрібному рівні;

використання складних алгоритмів керування чергами.

Для кожного додатка можна сформулювати своє визначення якості обслуговування. Але, звичайно, усі вони базуються на наступних категоріях: пропусканна здатність; затримки передачі пакетів; рівень втрати і спотворення пакетів.

На базі цих категорій можна сформулювати різні числові характеристики, що відповідають потребам користувачів.

Для рішення прикладних задач розроблено кілька алгоритмів обробки черг, застосовуваних найчастіше в маршрутизаторах і комутаторах.

FIFO (First In – First Out) – традиційний алгоритм, що дослівно означає “першим прийшов – першим пішов”, також відомий як **FCFS** (First Come – First Served) – першим надійшов, першим обслугований.

Принцип алгоритму полягає в тому, що у випадку перевантаження пакети розміщуються в чергу, а при зникненні перевантаження передаються на вихід у порядку, в якому надійшли. Достоїнством алгоритму є простота реалізації і відсутність споживи в конфігурації. Основний недолік – неможливість диференційованої обробки пакетів різних потоків. Усі пакети стоять в загальній черзі на рівних підставах – як чутливі до затримок голосового трафіка, так і нечутливі до затримок.

Ще одним можливим правилом обслуговування черги може бути **LIFO** (Last In, First Out – останнім прийшов, першим пішов).

Алгоритми пріоритетного обслуговування (Priority Queuing) застосовуються для забезпечення переважної обробки одного класу трафіка порівняно з іншими.

Механізм пріоритетної обробки трафіка засновано на поділі всього трафіка мережі на невелику кількість класів і присвоєнні кожному класу деякого пріоритету. Поділ на класи (класифікація) може здійснюватись за різноманітними способами.

Пакети можуть розбиватися на пріоритетні класи відповідно до типу протоколу (наприклад, IP, IPX) на основі адреси призначення і джерела, номера TCP/UDP порту і будь-яких інших комбінацій ознак, що містяться в пакетах.

Пріоритети можуть призначатися не тільки комутатором або маршрутизатором, але й додатком у вузлі-відправнику. Необхідно також враховувати, що кожний мережний пристрій може не погодитися з призначенням в іншій точці мережі пріоритету даному пакету. У цьому випадку переписуться значення пріоритету відповідно до локальної політики, що зберігається безпосередньо в цьому пристрої.

Незалежно від обраного способу класифікації трафіка в мережному пристрої є кілька черг відповідно до кількості пріоритетних класів. Пакет, що надійшов, у періоді перевантажень розміщується в чергу, що відповідає його пріоритетному класу. Пріоритети черг мають абсолютний характер переваг при обробці: так, поки з більш пріоритетної черги не будуть вибрані всі наявні в ній пакети, пристрій не буде переходити до обробки наступної, менш пріоритетної черги.

Максимальна довжина буфера визначає максимальну кількість пакетів, що можуть зберігатися в черзі даного пріоритету. Якщо пакет надходить при заповненому буфері, то він відкидається.

Звичайно, розмір буфера визначається таким чином, щоб його вистачало з деяким запасом для збереження черги середньостатистичної довжини. Однак, оскільки це значення змінюється залежно від навантаження мережі, потрібно постійне і тривале спостереження за роботою мережі. У загальному випадку, чим вище значущість трафіка для підприємства, чим більше його інтенсивність і пульсації, тим більший розмір буфера потрібно цьому трафіку.

Пріоритетне обслуговування черг забезпечує високу якість обслуговування для пакетів із найпріоритетної черги. Якщо середня інтенсивність їхнього надходження в пристрій не перевищує пропускної здатності вихідного інтерфейсу (і продуктивності внутрішніх блоків самого пристрою), то пакети вищого пріоритету завжди одержують ту пропускну здатність, яка їм потрібна. Рівень затримок високо-пріоритетних пакетів також мінімальний і залежить в основному від характеристик потоку цих пакетів – чим вище пульсації потоку і його інтенсивність, тим вище рівень затримок. Трафік всіх інших пріоритетних класів майже прозорий для пакетів вищого пріоритету.

Якість обслуговування інших класів пріоритетів буде нижче, ніж у пакетів найвищого пріоритету. Це зниження може бути суттєвим, якщо високо-пріоритетний трафік потребує передачі даних з великою інтенсивністю. Якщо коефіцієнт навантаження вихідного інтерфейсу наближається в деякий період часу до одиниці за рахунок трафіка найвищого пріоритетного класу, то трафіки інших класів просто на цей час заморожуються. Таким чином, пріоритетне обслуговування звичайно застосовується тоді, коли в мережі є один клас трафіка, чутливий до затримок, але його інтенсивність невелика, так що його обслуговування не дуже обмежує обслуговування іншого трафіка. Наприклад, голосовий трафік чутливий до затримок, але його інтенсивність звичайно не перевищує 8 - 16 кбіт/с, так що при призначенні йому вищого пріоритету інші класи трафіка не будуть обмежені. Але, наприклад, при існуванні мережі відеотрафіка, який вимагає пріоритетного обслуговування, але такого який має набагато більш високу інтенсивність, можуть бути розроблені алгоритми

обслуговування черги, що дають низько-пріоритетному трафіку деякі гарантії, навіть у періоди підвищення інтенсивності високо-пріоритетного трафіка.

Алгоритм зважених черг (Weighted Queuing) розроблений для забезпечення всім класам трафіка визначеного мінімуму пропускної здатності або гарантії деяких вимог до затримок. Алгоритм, у якому вага класів трафіка може призначатися адміністратором, називається “чергою, що настроюється” (Custom Queuing). Під вагою даного класу розуміється відсоток пропускної здатності, наданої цьому класу трафіка, від повної пропускної здатності вихідного інтерфейсу. У випадку, коли вага класу трафіка призначається автоматично, на підставі деякої адаптивної стратегії реалізується так званий алгоритм “зваженого справедливого обслуговування” (WFQ – Weighted Fair Queuing).

Як при зваженому, так і при пріоритетному обслуговуванні трафік поділяється на кілька класів, кожен з яких має окрему чергу пакетів. Але з кожною чергою зв’язується не її пріоритет, а відсоток пропускної здатності вихідного інтерфейсу.

Поставлена позначка досягається тим, що черги обслуговуються послідовно і циклічно. У кожному циклі обслуговування з кожної черги вибирається таке число байтів, що відповідає вазі даної черги. У результаті кожний клас трафіка отримує гарантований мінімум пропускної здатності, що в багатьох випадках має перевагу придушення низько-пріоритетних класів високо-пріоритетними.

Зважене справедливе обслуговування сполучає пріоритетне обслуговування зі зваженим. Існує велика кількість різних реалізацій WFQ, що відрізняються способом призначення ваг і підтримкою різних режимів роботи.

Найбільш поширена схема передбачає існування однієї особливої черги, яка обслуговується в першу чергу і до того часу, поки всі заявки з неї не будуть вибрані. Ця черга призначена для системних повідомлень, повідомлень керування мережею і, можливо, пакетів найбільш критичних і вимогливих додатків. У всякому разі, передбачається, що її трафік має невисоку інтенсивність, так що значна частина пропускної здатності вихідного інтерфейсу залишається іншим класам трафіка.

Інші черги маршрутизатор переглядає послідовно, згідно з алгоритмом зваженого обслуговування.

Адміністратор може задати ваги кожного класу трафіка, тобто число байтів із кожної черги, обраних перед переходом до наступного. Можливий і варіант роботи з умовчання, коли всім іншим класам трафіка дістається рівна кількість пропускну здатності вихідного інтерфейсу, що залишилася від трафіка пріоритетного класу.

4.3. Статистичне ущільнення

Розвиток мереж цифрової передачі інформації повинен здійснюватися в напрямку підвищення ефективності як існуючих каналів, так і каналів, що вводяться знову в експлуатацію, і трактив. Розробка стохастичних систем передачі, що враховують статистичні особливості переданої інформації, є одним з основних напрямків підвищення ефективності ЦСП.

У процесі телефонної розмови між двома абонентами кожен напрямок передачі по телефонному каналу (канал тональної частоти, канал ТЧ) у середньому використовується тільки протягом половини часу розмови. Крім того, час активного стану каналу скорочується за рахунок пауз між окремими словами і фразами. Все це призводить до того, що час активного стану каналу ТЧ не перевищує 25 %.

Для кращого використання пропускну здатності каналу можна зайняти інші 75 % часу, організувавши під час пауз одного абонента передачу мовних сигналів інших абонентів. Це досягається статистичним ущільненням, а системи, що реалізують його, називаються статистичними системами передачі (ССП).

Метод цифрової інтерполяції мови (ЦІМ), реалізований у ССП, заснований на тому, що у разі нормальної двосторонньої розмови кожен, хто говорить, використовує телефонний канал приблизно протягом половини всього часу розмови. Більш того, проміжки між складами, словами і фразами додаються до часу невикористання каналу, так що нормальний однібічний телефонний канал активний у середньому тільки протягом 35...40 % тривалості з'єднання.

Отже, якщо один і той же канал буде надаватися різним абонентам, то він буде використовуватися краще. Це дасть значний виграш у числі розмов, що можуть відбутися в тому ж каналі

протягом даного періоду часу, і збільшить обсяг трафіка (наприклад, у 2,5 рази при активності 40 %). Теоретичний виграш від інтерполяції мови визначається відношенням числа абонентів, що розмовляють (вхідних ліній), до числа каналів передачі (фізичних каналів), необхідних для їхнього обслуговування.

Внаслідок великої пропорції телефонних каналів, використовуваних поперемінно або для передачі мови, або для передачі даних, причому з більш високим коефіцієнтом активності, ніж для передачі мови, виграш, що практично досягається, приблизно дорівнює двом. Метод ЦІМ може використовуватися при передачі як аналогових, так і цифрових сигналів.

Прикладом аналогових ССП є системи типу TASI (Time Assignment Speech Interpolation), TASI-A – 72 абоненти обслуговуються 36 каналами; TASI-Y – 275 абонентів обслуговуються 100 каналами.

У цифрових системах супутникового зв'язку одержали поширення два методи статистичного ущільнення: цифрова інтерполяція мови (ЦІМ, DSI – Digital Sound Interpolation) – цифровий варіант системи TASI; системи з передбаченням мови (SPEC – Speech-Predictive Coding).

У звичайної ЦСП з імпульсно-кодовою модуляцією від величини кодованого відліку залежить тільки структура кодової комбінації, у той час як число розрядів у цій комбінації є величиною постійною незалежно від наявності чи відсутності сигналу, від імовірності появи відліку з деякою амплітудою і її значення. Системні підвищення ефективності ЦСП повинні враховувати паузи, що виникають під час передачі сигналів, нерівномірність розподілу динамічних рівнів мови, наявність вільних каналів і т. ін. Використання перерахованих принципів дозволяє практично в два рази збільшити число каналів зв'язку з мінімальними капітальними витратами. У таких ССП стандартні цифрові потоки двох синхронно працюючих комплектів аналого-цифрового обладнання, наприклад, первинної ЦСП поєднуються в один. Відомі два алгоритми роботи таких пристроїв: 1) з фіксованим пріоритетом одного абонента; 2) із пріоритетом, що чергується.

Для прикладу статистичного ущільнення каналів ІКМ із фіксованим пріоритетом право передачі в даний каналний інтервал

належить одному (основному) комплекту. Це означає, що основний комплект передає весь потік своїх відліків без зміни, тобто працює в звичайному режимі ЦСП. Додатковий комплект у цьому випадку може передавати свої відліки тільки тоді, коли відсутні (дорівнюють нулю, чи, точніше, нижче визначеного порога) значення відліків основного комплекту. У випадку, коли основний і додатковий комплекти готові передавати відліки, значення яких вище деякого порога одночасно, право передачі віддається основному комплекту, а відлік додаткового комплекту відбракується.

Алгоритм статистичного ущільнення з пріоритетом, що чергується, відрізняється від розглянутого тим, що ролі комплектів (основний і додатковий) міняються кожного канального циклу. Аналіз оцінки якості роботи системи зі статистичним ущільненням є важливою актуальною задачею.

Для порівняльної оцінки різних методів статистичного ущільнення слід вирішити дві проблеми: аналіз впливу на розбірливість мовного сигналу при передачі по ССУ появи режиму нерегулярної дискретизації; вивчення й облік статистичних характеристик, що відбивають динаміку зміни параметрів дискретизації. Складна структура мовного сигналу дозволяє припустити, що в даному випадку оцінка середньої величини розбірливості є недостатньою, оскільки залежно від стану одного (заважаючого) мовного сигналу розбірливість на різних ділянках іншого мовного сигналу може значно змінюватися. Тому, за аналогією з поняттям поточного спектра мовного сигналу можна говорити про поточну величину розбірливості. Відомо, наприклад, що значення складової розбірливості може бути оцінено як функція від відношення сигнал/шум у каналі зв'язку. Оскільки в ДСП зі статистичним ущільненням умови передачі мовного сигналу одного абонента можуть значно змінюватися залежно від стану сигналу іншого абонента, можна говорити про величину умовної розбірливості для різних станів каналу. При цьому середнє значення розбірливості в каналі зв'язку ЦСП із СУ буде визначатися як значеннями умовної розбірливості, так і ймовірністю появи відповідних умов передачі.

На статистичному ущільненні каналів засновано метод пакетної комутації. При статистичному ущільненні фіксовані проміжки часу в каналі, що ущільнюється, не надаються окремо

кожному каналу передачі даних. У цьому випадку інформація кожного каналу передачі даних розбивається на окремі блоки. До блока додається заголовок (header), що містить ідентифікатор відповідного каналу, і хвіст (trailer), що утворює одиницю передачі інформації (Protocol Data Unit) – кадр. Кадрами можуть передаватися усі види трафіка. Можна виділити ряд переваг, характерних для статистичного ущільнення: динамічний розподіл пропускної здатності ущільненого каналу зв'язку залежно від активності в каналах передачі даних;

- можливість надання пропускної здатності за вимогою;
- можливість установки пріоритетів для різних видів трафіка.

Поняття пакета для мережного рівня багато в чому аналогічно поняттю кадру на каналному рівні. Мережа пакетної комутації складається з вузлів і статистично ущільнених каналів, що з'єднують вузли. В одному каналі зв'язку може бути прокладено декілька віртуальних з'єднань. Вузли керують потоками даних і здійснюють комутацію логічних з'єднань між абонентами мережі.

Прикладом реалізації технології пакетної комутації є мережі X.25, призначені для передачі даних. Основна задача цих мереж – забезпечити гарантовану доставку даних з ненадійних каналів зв'язку і підвищити ефективність їхнього використання. Протокол X.25 відрізняється засобами захисту від помилок на каналному і мережному рівнях. На жаль, він не підходить для трафіків, чутливих до затримки додатків (таких, як голос), і не може служити основним транспортним протоколом територіальної мережі з інтеграцією послуг.

Технологія Frame Relay, що також використовує метод пакетної комутації, має всі переваги статистичного ущільнення. Однак у цьому протоколі не реалізована корекція помилок, що припускає повторну передачу спотворених пакетів.

4.4. Протокол X.25

Найбільш популярним із протоколів, що забезпечують доступ користувачам глобальної мережі до загальнодоступної мережі передачі даних (PDN – Public Data Network) є протокол X.25. Мережі X.25 є найпоширенішими корпоративними мережами з комутацією

пакетів. Протокол X.25 офіційно називається “Рекомендація X.25” ССІТТ. Специфікація розроблена так, щоб забезпечити хорошу працездатність системи передачі користувача чи виготовлювача, для того щоб користуватися їхніми мережами передачі з комутацією пакетів (PSN – Packet Switching Node). Однією з унікальних властивостей X.25 є його міжнародний характер. Протокол X.25 визначає характеристики телефонної мережі для передачі даних. Перед початком зв’язку один комп’ютер звертається до іншого із запитом про сеанс зв’язку, причому викликаний комп’ютер може прийняти чи відхилити його. Обидві системи можуть почати передачу інформації з повним дублюванням. Кожна з сторін може припинити зв’язок.

Специфікація X.25 визначає двоточкову взаємодію між термінальним обладнанням і обладнанням завершення дії інформаційного кола (DCE – Data Circuit Terminating Equipment). Прилади DTE – Data Terminal Equipment (термінали і головні обчислювальні машини в апаратурі користувача) підключаються до пристроїв DCE (модеми, інші порти в мережі PDN, звичайно розташовані в апаратурі цієї ж мережі). У свою чергу прилади DCE з’єднуються за допомогою “перемикачів пакетів” (PSE - Packet Switching Exchange чи просто switches) через інші DCE усередині PSN з необхідним приладом DTE, як це показано на рис. 4.1.

DTE може бути терміналом, що неповністю реалізує усі функціональні можливості X.25, а підключається до DCE через трансляційний пристрій пакетний асемблер/дисасемблер (PAD – Packet Assembler/Disassembler). Іноді такі пристрої називаються як “збирач-розбирач пакетів”. Наявність PAD відрізняє технологію X.25 від інших мережних технологій. PAD призначений для збирання декількох низькошвидкісних потоків у пакети, передані по мережі, що направляються до комп’ютерів для обробки. Інтерфейс термінал/РАО – головна обчислювальна машина, визначена Рекомендаціями X.28. Основу специфікації X.25 складає схема рівнів 1-3 еталонної моделі OSI, представлена на рис. 4.2.

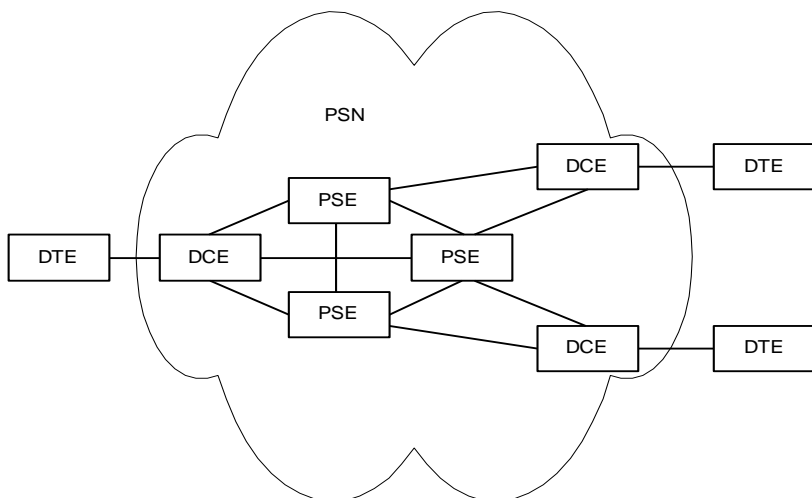


Рис.4.1. З'єднання приладів DCE за допомогою “перемикачів пакетів”

Третій рівень (Мережний (пакетний) рівень – Network (packet) layer) X.25/3 описує процедури обміну пакетами між рівноправними об'єктами третього рівня – кінцевим обладнанням і мережею передачі даних.

Другий рівень (каналний рівень – Frame layer) X.25 реалізовано на основі широко розповсюдженого протоколу (LAPB – Layer Access Procedure Balanced), що визначає кадрівання пакетів для DTE/DCE. Використовувані протоколи забезпечують можливість автоматичної передачі у випадку виникнення помилок у каналі зв'язку.

Перший рівень (фізичний рівень – Physical layer) визначає електричні й механічні процедури активації і дезактивації фізичного середовища, дані DTE і DCE. Тут визначені синхронні інтерфейси X.21 для обладнання передачі даних, або DSU/CSU (якщо виділений канал є цифровим), або для синхронного модема (якщо канал виділений).

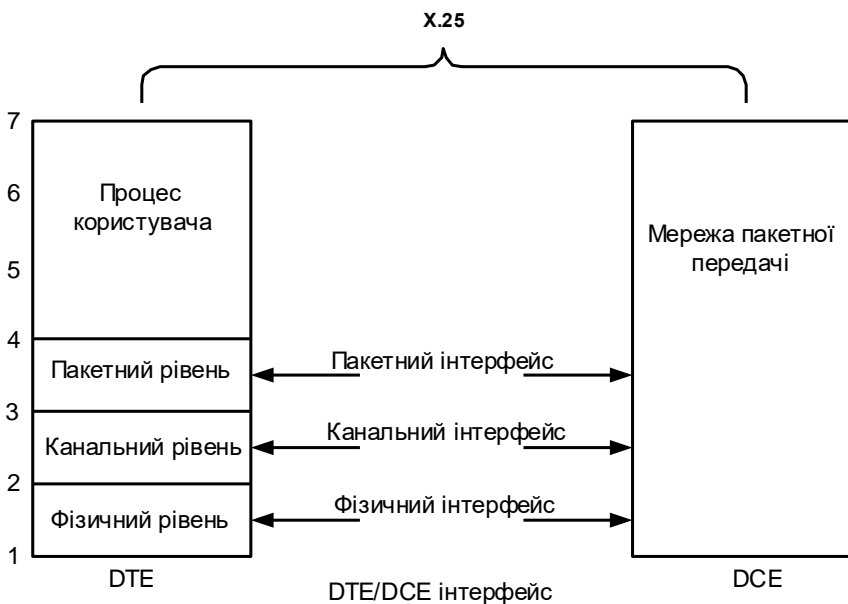


Рис.4.2. Схема рівнів 1-3 еталонної моделі OSI

Транспортний рівень може бути реалізований у кінцевих вузлах, але стандартом він не визначений.

Наскрізна передача між пристроями DTE виконується через двонаправлені канали. Віртуальні канали дозволяють здійснювати зв'язок між різними елементами мережі через проміжні вузли без призначення частин фізичного середовища. Віртуальні канали можуть бути або постійними, або комутованими тимчасово.

Постійні канали (PVC – Permanent Virtual Circuits) звичайно застосовуються для передачі найбільш використовуваних даних, у той час, як віртуальні канали, що комутуються (SVC – Switches Virtual Circuits) – для передачі рідко використовуваних даних.

Після того, як віртуальний канал організований, DTE відсилає пакет одержувачу.

Формат блока даних. Блок даних X.25 складається з послідовності поля показаного на рис. 4.3. Поле третього рівня складається із заголовка і даних користувача. Поле другого рівня

містить у собі блок даних, поле адресації та перевіірочну послідовність (FCS).

Рівень 3. Заголовок X.25 третього рівня утворений із ідентифікатора універсального формату (GFI – General Format Identifier), ідентифікатора логічного каналу (LCI – Logical Channel Identifier) і ідентифікатора типу пакета (PTI – Packet Type Identifier).

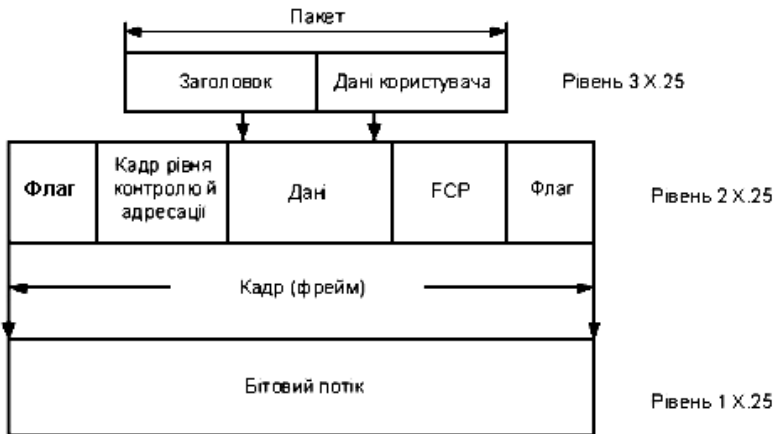


Рис. 4.3. Послідовність поля блоку даних X.25

GFI являє собою чотирибітове поле, що вказує на універсальний формат заголовка, і 12-бітове поле, що ідентифікує віртуальний канал. Поле LCI є основним в інтерфейсі DTE/DCE і призначений для організації віртуальних каналів PDN, кожен з яких має незалежний LCI з двома інтерфейсами DTE/DCE. Поле PTI служить для ідентифікації типів пакетів X.25. Поля адресації в пакетах містять адреси DTE джерела та пункту призначення і використовуються для організації віртуальних каналів, що забезпечують передачу згідно з протоколом X.25.

X.121. Формати адреса джерела і пункту призначення. Адреси X.121 (IDN – International Data Number) мають різну довжину, що може мати до 14 десяткових знаків. Четвертий байт у пакеті визначає довжину адреса DTE джерела і пункту призначення. Перші чотири цифри IDN називаються кодом мережі (DNIC – Data Network Identification Code). DNIC поділений на дві частини: перша (три

цифри) визначає країну, де знаходиться PSN, друга ідентифікує саму PSN. Інші цифри називаються національним номером термінала (NTN – National Terminal Number) і використовуються для ідентифікації визначеного DTE у мережі PSN. Формат X.121 зображено на рис. 4.4.

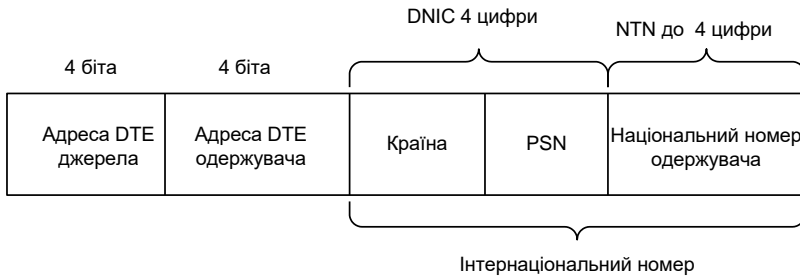


Рис. 4.4. Формат X.121

Поля адресації, що утворюють адрес X.121, необхідні тільки для встановлення звертання при використанні SVC. Після того, як зв'язок організовано, PSN використовує поле LCI заголовка пакета для призначення конкретного віртуального каналу вилученого DTE. X.25 третього рівня використовує трьох робітників процедури організації віртуального каналу:

- установа звертання;
- передача даних;
- роз'єднання виклику.

Виконання цих процедур залежить від використаного типу віртуального каналу. Для PVC рівень 3 X.25 завжди знаходиться в режимі передачі даних, тому що канал організований постійно. Якщо застосовано SVC, то використовуються всі три процедури.

Процедура передачі даних залежить від пакетів “дані”. X.25 третього рівня сегментує і виконує оперативну обробку повідомлень користувача, якщо їх довжина перевищує максимальний розмір пакету для даної мережі. Пакету “дані” привласнюється номер послідовності, тому можна контролювати помилки в передачі інформації через інтерфейс DTE/DCE.

Рівень 2 реалізований протоколом LAPB, що дозволяє двум сторонам (устаткуванню користувача DTE і комутатору мережі OCI) збалансувати режим роботи. Обидва вузли в процесі роботи

рівноправні. В процесі передачі інформації LARВ контролює, щоб блоки даних надходили до приймального пристрою в правильній послідовності і без помилок.

Подібно до аналогічних протоколів канального рівня LARВ використовує три типи форматів блоків:

- Інформаційний блок даних (Information (I) frame) містить інформацію вищих рівнів і визначену керуючу інформацію (необхідну для роботи з повним дублюванням). Номери послідовності відправлення і кінцевого користувача здійснюють керування інформаційним потоком і усунення помилок. Номер послідовності фіксує номер блока даних, що повинен бути прийнятий наступним. Відправник і одержувач зберігають номери послідовності відправлення і прийому, що використовуються для виявлення й усунення помилок передачі.

- Блок даних супервізора (Supervisory (S) frames) містить керуючу інформацію і не має інформаційного поля. Керуюча інформація запитує і припиняє передачу, повідомляє про стан каналу і підтверджує протокол типу I.

- Непрономеровані блоки даних (Unnumbered (U) frames). Як видно з назви, ці блоки даних непослідовні. Вони використовуються, наприклад, для ініціалізації зв'язку, роз'єднання каналу, повідомлень про помилки в протоколі і виконання інших аналогічних функцій.

Блок даних LARВ зображено на рис. 4.5. Прапорцем називається комбінація біт 01111110, що обмежує блок даних LARВ. Щоб запобігти появі подібної комбінації в полі даних, на етапі підготовки до передачі застосовується процедура вставки бітів (Bitstuffing), при якій усі такі комбінації замінюються на 011111010, а вставляння бітів віддаляється у разі прийому даних.

Поле “адреси” вказує: містить блок даних команду чи відповідний сигнал. Поле “контроль” забезпечує ідентифікацію блоків даних і блоків команд, а також вказує формат блока даних (U, I чи S), команд (наприклад, “одержувач готовий” чи “відключення”) і номер послідовності відправлення/прийому.



Рис. 4.5. Блок даних LAPB

Поле “дані” містить дані вищих рівнів. Його розмір і формат міняються залежно від типу протоколу. Максимальна довжина цього поля встановлюється угодою між адміністратором PSN і абонентом.

Поле FCS (Field Control Symbol) містить контрольний пакет блока і забезпечує цілісність переданих даних.

4.5. Протокол Frame Relay

Технологія Frame Relay (FR) була розроблена з метою реалізації переваг пакетної комутації на швидкісних лініях зв'язку. Основна відмінність мереж FR від мереж X.25 полягає в тому, що в них виключена корекція помилок між вузлами мережі. Задачі відновлення потоку інформації покладаються на кінцеве устаткування і програмне забезпечення користувачів, що потребує використання досить якісних каналів зв'язку. Вважається, що для успішної роботи з FR імовірність помилки в каналі повинна бути не гірше $10^{-6} \dots 10^{-7}$. Якість, забезпечувана звичайними аналоговими лініями, звичайно на один-три порядки нижче.

Другою відмінністю мереж FR є те, що сьогодні практично в усіх подібних мережах реалізовано тільки механізм постійних віртуальних каналів (PVC). Це означає, що, підключаючи до порту FR, користувачу необхідно заздалегідь визначити, до яких саме вилучених ресурсів він буде мати доступ. Принцип пакетної комутації – безліч незалежних віртуальних з'єднань в одному каналі зв'язку – тут, однак, відсутня можливість вибирати адреси будь-якого абонента мережі. Усі доступні користувачу ресурси визначаються при налаштуванні порту. Таким чином, на базі технології FR зручно будувати замкнуті віртуальні мережі, використовувані для передачі інших протоколів, засобами яких здійснюється маршрутизація.

“Замкнутість” віртуальної мережі означає, що вона цілком недоступна для інших користувачів, що працюють у тій же мережі FR. Як і мережі X.25, мережі FR надають універсальне середовище передачі для практично будь-яких додатків. Основною областю застосування FR сьогодні є об’єднання вилучених локальних обчислювальних мереж (ЛВС). При цьому корекція помилок і відновлення інформації виробляються на рівні транспортних протоколів ЛВС – TCP, SPX і т.ін.

Втрати на інкапсуляцію трафіка ЛВС у Frame Relay не перевищують 2...3 %. Способи інкапсуляції протоколів LAN у Frame Relay описані в специфікаціях RFC 1294 і RFC 1490.

X.25 може використовуватися поверх мереж Frame Relay. При цьому використовуються усі функції адресації, корекції і відновлення X.25 – однак тільки між кінцевими вузлами. Постійне з’єднання через мережу Frame Relay у цьому випадку виглядає як “прямий провід”, по якому передається трафік X.25. Параметри X.25 (розмір пакета і вікна) можуть бути обрані таким чином, щоб одержати мінімально можливі затримки поширення й втрати швидкості при інкапсуляції протоколів ЛВС.

Відсутність корекції помилок і складних механізмів комутації пакетів, характерних для X.25, дозволяють передавати інформацію з FR з мінімальними затримками. Додатково можливе включення механізму пріоритету, що дозволяє користувачу мати гарантовану мінімальну швидкість передачі інформації для віртуального каналу. Така можливість дозволяє використовувати FR для передачі критичної до затримок інформації, наприклад, голосовий і відео в реальному часі. Ця порівняно нова можливість отримує все більшу популярність і часто є основним аргументом при виборі Frame Relay як основи корпоративної мережі. Нарешті, побудова приватних мереж на базі FR дозволяє скоротити кількість орендованих ліній та інтегрувати передачу голосу і даних.

Основи технології. Frame Relay забезпечує можливість передачі даних з комутацією пакетів через інтерфейс між користувачами (наприклад, маршрутизаторами, мостами, головними обчислювальними машинами) і об’єктом (наприклад, що переключають вузлами). Пристрої користувача часто називають термінальним устаткуванням, у той час як мережне устаткування, що забезпечує узгодження з DTE, часто називають пристроями для

роботи інформаційного каналу (OCI – Data Circuit Terminating Equipment, апаратура передачі даних). Мережа, що забезпечує інтерфейс FR, може бути або мережею передачі даних з використанням несучої, або мережею з устаткуванням, що обслуговує окреме підприємство.

При використанні як мережного інтерфейс FR є таким же типом протоколу, що і X.25. Разом з тим FR значно відрізняється від X.25 за своїми функціональними можливостями і форматом. FR є протоколом для ліній з великим потоком інформації, забезпечуючи більш високу ефективність.

Роль інтерфейсу між устаткуванням користувача і мережі FR забезпечують засоби мультиплексування великого числа логічних інформаційних діалогів (названих віртуальними). Це відрізняє його від систем, що використовують тільки техніку тимчасового мультиплексування (TDM – Time Division Multiplexing) для підтримки безлічі потоків. Статистичне мультиплексування FR забезпечує більш гнучке й ефективне використання доступної смуги пропускання. Воно може використовуватися без застосування техніки чи TDM як додатковий засіб для каналів, вже забезпечених системами TDM.

Іншим розходженням між FR і X.25 є відсутність явного управління потоками віртуальних каналів. Сьогодні, коли більшість протоколів вищих рівнів ефективно використовують власні алгоритми керування потоком, необхідність у цій функціональній можливості зменшилася. Замість цього передбачені дуже прості повідомлення про перевантаження, що дозволяють мережі інформувати будь-який пристрій користувача мережі про те, що вони знаходяться близько до стану перевантаження. Таке повідомлення може попередити протоколи про те, що може знадобитися керування потоком.

Стандарти Frame Relay Forum визначають два типи віртуальних каналів – постійні (PVC) і що комутуються (SVC), визначення і керування яких здійснюються адміністративним шляхом. Для з'єднань, по яких трафік передається майже завжди, найбільш придатними є постійні канали, а для рідко використовуваних з'єднань – канали, що комутуються.

Доповнення LMI. Крім базових функцій передачі даних протоколу Frame Relay, специфікація консорціуму Frame Relay Forum

визначає доповнення LMI, що роблять задачу підтримки великих міжмережових взаємодій більш легкою. Деякі з них називають “загальними”. Інші функції LMI називають “факультативними”. До них відносяться наступні.

Повідомлення про стан віртуальних каналів (загальне доповнення) забезпечує зв'язок і синхронізацію між мережею і пристроєм користувача, періодично визначає існування нових і ліквідацію вже існуючих PVC і в більшості випадків – інформацію про цілісність PVC.

Багатопунктова адресація (факультативна) дозволяє відправнику передавати один блок даних, але доставляти його через мережу декількома способами. Таким чином, багатопунктова адресація забезпечує ефективне транспортування повідомлень маршрутизації і процедур резолюції адреси, що звичайно повинні бути відіслані одночасно в пункти призначення.

Глобальна адресація (факультативна) наділяє ідентифікатори зв'язку глобальним, а не локальним значенням, дозволяючи використовувати їх при ідентифікації визначеного інтерфейсу з мережею FR.

Просте керування потоком даних (факультативне) забезпечує механізм керування потоком XON/XOFF, що застосовується до всього інтерфейсу. Призначено для тих пристроїв, вищі рівні яких не можуть використовувати біти повідомлення і мають потребу у визначеному рівні керування потоком даних.

Формати блока даних зображені на рис. 4.6. За основу взято формат кадру HDLC (High Level Data Line Control – протокол керування передачею даних вищого рівня). Флаги обмежують початок і кінець блока даних. За відкриваючим флагом впливають два байти адресної інформації. Поле номера віртуального з'єднання (DLCI – Data Link Connection Identifier) складається з 10 бітів, що дозволяє здійснити до 1024 віртуальних з'єднань. Поле DLCI може займати і більше число розрядів – цим керують ознаки EAO й EA1 (Extended Address – розширена адреса), поле C/R містить ознака “команда-відповідь”. Біт C/R, що впливає за останнім значущим бітом DLCI, сьогодні не використовується.

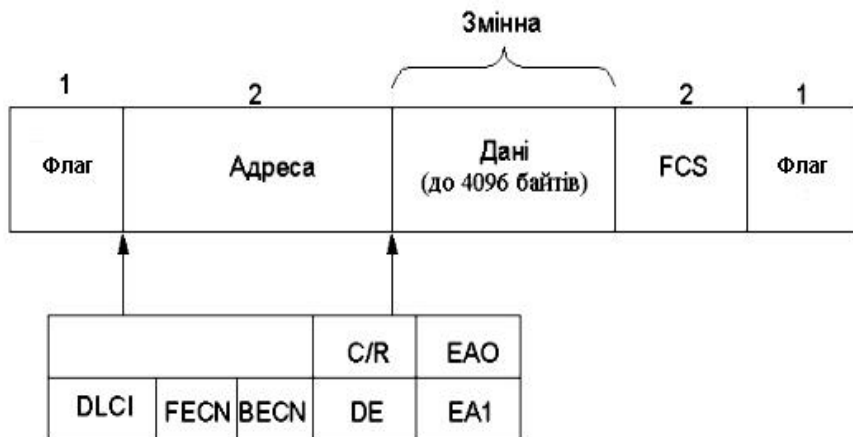


Рис. 4.6. Формати блока даних

І нарешті, три біти DLCI є поля, зв'язані з керуванням перевантаженням. Біт “повідомлення про явно виражене перевантаження в прямому напрямку” (FECN) встановлюється мережею Frame Relay для того, щоб повідомити DTE, що приймає цей блок даних про те, що на тракті від джерела до місця прийому має місце перевантаження. Біт “повідомлення про явно виражене перевантаження в зворотному напрямку” (BECN) встановлюється мережею Frame Relay у блоках даних, що переміщуються в напрямку, протилежному тому, в якому передаються блоки даних, що зустріли перевантажений тракт. Біти FECN корисні для протоколів вищих рівнів, що використовуються для контролю користувачем, у той час як біти BECN є значущими для протоколів керування потоком контрольованих джерел.

Біт “прийнятності відкидання” (DE) встановлюється DTE, щоб повідомити мережі Frame Relay про те, що блок даних має нижче значення, ніж інші блоки даних, і повинен бути відкинутий раніше інших даних у тому випадку, якщо мережа починає випробувати недолік у ресурсах, тобто цей біт забезпечує механізм пріоритетів. Цей біт звичайно встановлюється тільки в тому випадку, коли мережа перевантажена.

Формат повідомлень LMI. Розроблена специфікація Frame Relay також включає процедури LMI. Формат повідомлень LMI представлено на рис 4.7.

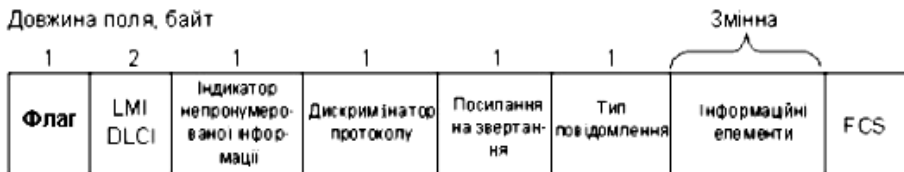


Рис. 4.7. Формат повідомлень LMI

У повідомленнях LMI заголовок базового протоколу такий же, як і в звичайних блоках даних. Фактичний початок пакета починається з чотирьох мандатних байтів, з яких впливає перемінне число інформаційних елементів. Формат і кодування повідомлень LMI базуються на стандарті ANSI T1.1.

Перший з мандатних байтів (індикатор непронумерованої інформації) має такий же формат, що й індикатор блока непронумерованої інформації LAPB (UI) з бітом P/F. Докладна інформація про LAPB дається в розділі “Рівень 2” X.25. Наступний байт, названий дискримінатором протоколу, містить код протоколу LMI. Третій байт (посилання на звертання) завжди заповнений нулями.

Останній мандатний байт є полем типу повідомлення. Визначено два типи повідомлення. Повідомлення “запити про стан” дозволяють пристроям користувача робити запити. Повідомлення “стан” є відповіддю на повідомлення – запити про стан. Повідомлення “можна працювати” (які відправляються через лінію зв’язку для підтвердження того, що обидві сторони повинні вважати зв’язок діючим) і повідомлення про стан PVC є прикладами таких повідомлень. Повідомлення про стан і запити про стан спільно забезпечують перевірку цілісності логічного і фізичного каналів. Ця інформація є критичною для оточення маршрутизації, тому що алгоритми приймають рішення, що базуються на цілісності каналу. За полем типу повідомлень впливають кілька інформаційних елементів, кожний з яких складається з однобайтового ідентифікатора й одного чи двох байтів, що містять фактичну інформацію.

Глобальна адресація. На додаток до загальних характеристик LMI існують кілька факультативних доповнень LMI, надзвичайно корисних в оточенні міжмережного об’єднання. Першим важливим факультативним доповненням є глобальна адресація. Як уже

зазначалося раніше, базова (недоповнена) специфікація забезпечує тільки значення поля чи DLCI, що ідентифікують PVC з локальним значенням. Відсутні адреси, що ідентифікують мережні чи інтерфейсні вузли, приєднані до цих адрес. Якщо ці адреси не існують, вони не можуть бути виявлені за допомогою традиційної техніки виявлення адреси. Це означає, що при нормальній адресації FR адреси повинні бути складені так, щоб повідомляти маршрутизаторам, які DLCI використовувати для виявлення віддаленого пристрою і своєї міжмережної адреси.

Доповнення у вигляді глобальної адресації дозволяє використовувати ідентифікатори вузлів. Під час використання доповнення значення, вставлені в поле DLCI блока даних, є глобально значущими в кадрі індивідуальних пристроїв кінцевого користувача (наприклад, маршрутизаторів). Глобальна адресація забезпечує значні переваги у великих комплексних об'єднаннях. У цьому випадку маршрутизатори сприймає мережа Frame Relay на її периферії як звичайну LAN. Немає потреби змінювати протоколи вищих рівнів для того, щоб використовувати всі можливі переваги.

Реалізація мережі. Frame Relay може бути використана як інтерфейс до послуг або загальнодоступної мережі, або мережі з устаткуванням, що знаходиться у приватному володінні. Звичайним способом реалізації часто є доповнення традиційних мультиплексорів T1 інтерфейсами Frame Relay для інформаційних пристроїв з інтерфейсами (не є спеціалізованими інтерфейсами Frame Relay) для інших додатків, таких як передача голосу при проведенні відеотелеконференцій. На рис. 4.8 показана конфігурація гібридної мережі Frame Relay.

Обслуговування загальнодоступною мережею FR розвертається шляхом розміщення комутаційних пристроїв FR у центральних офісах телекомунікаційної лінії. У цьому випадку користувачі мають економічні вигоди від тарифів нарахувань за користування послугами, чутливих до трафіка, роботи з адміністрування, підтримки й обслуговування устаткування мережі.

Для будь-якого типу мережі лінії пристрою користувача, підключені до устаткування мережі, можуть працювати в широкому діапазоні швидкостей передачі інформації. Типовими є швидкості від декількох кбайт/с до 2 Мбайт/с, хоча технологія FR може забезпечувати також і більш низькі, і більш високі. Сподіваються, що

незабаром будуть доступні реалізації, здатні оперувати каналами зв'язку з пропусковою здатністю понад 45 Мбайт/с.

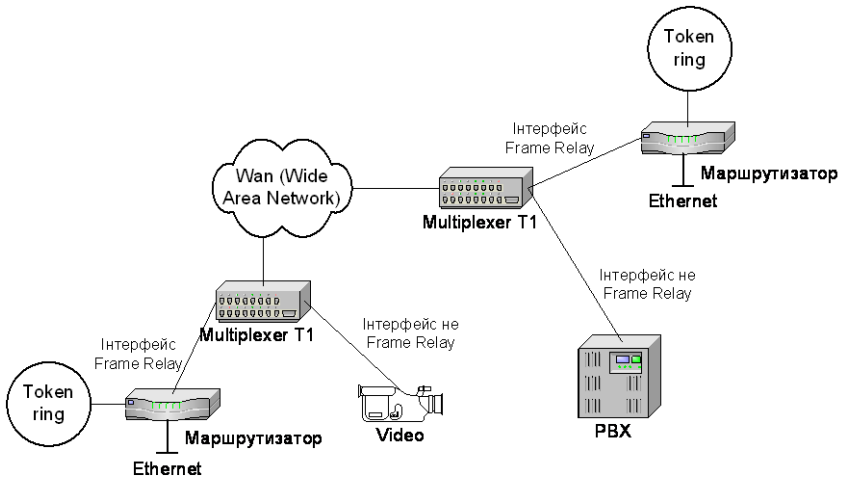


Рис. 4.8. Конфігурація гібридної мережі Frame Relay

Як у загальнодоступній, так і в приватній мережі факт забезпечення пристроїв користувача інтерфейсами є обов'язковою умовою того, що міжмережними пристроями використовується протокол FR. Сьогодні не існує стандартів на устаткування між мережних з'єднань усередині мережі FR. Можуть бути використані традиційні технології комутації каналів і пакетів чи гібридні, що комбінують ці технології.

Передача мови в мережах FR. Споконвічно орієнтований на передачу даних протокол FR швидко став основою для передачі змішаного трафіка: даних обчислювальних мереж, мовних і факсимільних повідомлень, забезпечуючи при цьому високу якість і прийнятну вартість рішень. Широке поширення FR супроводжується малими втратами при інкапсуляції (3..4 %), можливістю виділення гарантованої смуги пропускання (CIR – Committed Information Rate), а також передбаченням і мінімальними затримками передачі інформації. Використання FR дозволяє будувати мережі з інтеграцією не тільки на виділених каналах, але й на базі існуючих глобальних мереж. Передача голосу по FR будується, звичайно, на основі приватних протоколів, наприклад, Voice Relay компанії Motorola. Для

успішної реалізації голосового обміну по FR необхідно вирішити проблеми ефективного використання смуги пропускання, затримок і “затворів” при передачі кадрів. Відомо, що для передачі одного голосового каналу потрібна пропускна здатність 64 кбіт/с. Однак це значення може бути знижено за допомогою механізмів стискання голосової інформації і технології придушення пауз. Алгоритми, реалізовані в спеціалізованих процесорах для обробки цифрових сигналів (DSP – Digital Signal Processor), забезпечують стискання цифрового голосового сигналу до рівня 32, 16, 8 кбіт/з і менше. Зазвичай, телефонна розмова складається з мови всього на 40...50 %, тому, якщо виділяти паузи і не передавати їх по лініях зв’язку, а використовувати час, що вивільняється, для передачі даних, то можна досягти ще більшої економії пропускної здатності. Для того, щоб забезпечити необхідну якість передачі голосу, потрібно відповідно до рекомендацій МСЕ-T, щоб затримки при передачі мови по міжнародних лініях зв’язку не перевищували 150 мс. Це можливо, по-перше, при використанні системи пріоритетів, по-друге, при фрагментації пакетів даних, по-третє, при зниженні числа процедур компресії/декомпресії. При цьому пакети, що містять голосовий сигнал, повинні передаватися раніше пакетів з даними, а мережний трафік з пакетів перемінної довжини, що призводить до появи значних пауз у відновленій мові і низької якості її звучання, повинен розбиватися на невеликі пакети фіксованої довжини для того, щоб час передачі кожного пакета дорівнював від 5 до 10 мс. Припустиме число процедур компресії/декомпресії залежить від використовуваного алгоритму стискання, довжини ліній та інших чинників.

Для успішної передачі голосу по FR необхідно вирішити проблему правильної обробки затворів. Як відомо, при передачі пакетів даних по таких мережах підтвердженень про одержання пакетів не посилається, а перевірка цілісності даних здійснюється тільки засобами протоколів більш високих рівнів. Оскільки надійність передачі пакетів у сучасних мережах досить висока, такий підхід не призводить до істотних втрат, одночасно дозволяючи значно знизити накладні витрати на пересилання даних. При передачі голосових даних втрата пакетів викликає порушення відтворення голосу на приймальній стороні, тому варто прикласти максимум зусиль для вирішення цієї проблеми. Однією з ситуацій, що може призвести до

втрати пакетів, є затор, що виникає, коли той чи інший комутатор не в змозі пропустити по вихідних від нього каналах весь надходить на його трафік. У разі виникнення затору комутатор посилає спеціальне повідомлення всім пристроям доступу, від яких виходить трафік, що викликав затор. Реакцією на це повідомлення повинно бути зниження швидкості передачі даних у мережу, однак не всі пристрої доступу мають таку здатність. Для коректної передачі голосу ефективна обробка заторів є абсолютно необхідною, у противному разі важко сподіватися, що вся голосова інформація, що пересилається, дійде за призначенням у випадку виникнення затору.

4.6. Мережі АТМ

4.6.1. Технологія АТМ

Технологія АТМ (Asynchronous Transfer Mode, асинхронний режим передачі) народилася в результаті синтезу мереж з комутацією пакетів і мереж з комутацією каналів [101], [131], [152], [178]. Базові принципи, що лежать в основі АТМ, зводяться до наступного:

- мережі АТМ – це мережі з трансляцією осередків (cell-relay);
- мережі АТМ – це мережі з установленням з'єднання (connection-oriented);
- мережі АТМ – це мережі, що комутуються.

Термін “трансляція осередків” означає, що дані передаються по мережі невеликими пакетами фіксованого розміру, що називаються осередками (cells). У мережах з комутацією пакетів інформація передається пакетами (кадрами), що мають, зазвичай, перемінну довжину. Осередки мають важливі переваги перед кадрами.

По-перше, оскільки кадри мають перемінну довжину, кожен кадр, який надходить, повинен буферизуватись, що гарантує його цілісність до початку передачі. Оскільки осередки завжди мають ту саму довжину, вони потребують меншої буферизації.

По-друге, всі осередки мають однакову довжину, а їхні заголовки завжди знаходяться на тому самому місці. В результаті комутатор АТМ (активний мережний пристрій, що здійснює передачу й обробку інформації в мережі АТМ) автоматично виявляє заголовки осередків, і їхня обробка відбувається швидше.

У мережі з трансляцією комірок розмір кожної з них повинен бути досить малий, щоб скоротити час чекання, але досить великий, щоб мінімізувати витрати. Час чекання (latency) – це інтервал між часом і моментом, коли пристрій, запросивши доступ до середовища передачі, і тим, коли він одержав цей доступ. Мережа, по якій передається сприйнятливий до затримок трафік (наприклад, звук чи відео), повинна забезпечувати мінімальний час чекання.

Будь-який пристрій, підключений до мережі АТМ (робоча станція, сервер чи маршрутизатор міст), має прямий монопольний доступ до комутатора. Оскільки кожен з них має доступ до власного порту комутатора, пристрої можуть посилати комутатору осередки одночасно. Час чекання стає проблемою у випадку, коли кілька потоків трафіка досягають комутатора в той самий момент. Щоб зменшити час чекання в комутаторі, розмір осередка повинен бути досить малим. В результаті час, що займає передача осередка, буде незначно впливати на осередки, що очікують передачі. Зменшення розміру осередка скорочує час чекання, але, з іншого боку, чим менше осередок, тим більша його частина припадати на “втрати” (тобто на службову інформацію, що міститься в заголовку осередка), а, відповідно, тим менша частина приділяти реальним переданим даним. Якщо розмір осередка буде занадто малий, частина смуги пропущення займається марно, і передача осередків відбувається тривалий час, навіть якщо час чекання малий.

“Мережа з установленням з’єднання”. Даний термін означає, що для передачі пакетів по такій мережі від джерела до місця призначення джерело повинно спочатку з’єднатися з одержувачем.

Мережі з установленням з’єднання можуть гарантувати, що вся інформація, передана одним абонентом, дійде до іншого. У таких мережах кожному з’єднанню може гарантовано надаватися визначена смуга пропущення. Такі мережі можуть гарантувати певну визначену якість сервісу (Q_o – Quality of Service), тобто деякий рівень сервісу, що мережа може забезпечити. Q_o містить у собі такі чинники, як припустима кількість загублених пакетів і припустима зміна проміжку між осередками. В результаті мережі з установленням з’єднання можуть використовуватися для передачі різних видів трафіка – звуку, відео і даних через ті ж самі комутатори. Крім того, мережі з установленням з’єднання можуть краще керувати мережним трафіком і запобігати перевантаженню мережі (“затору”), оскільки

комутатори можуть просто скидати ті з'єднання, які вони не здатні підтримувати.

“Мережі, що комутуються”. Стосовно АТМ цей термін означає таке. У мережі АТМ усі пристрої, такі як робочі станції, сервери, маршрутизатори і мости приєднані безпосередньо до комутатора. Коли один пристрій запитує на з'єднання з іншим, комутатори, до яких вони підключені, встановлюють з'єднання. При встановленні з'єднань комутатори визначають оптимальний маршрут для передачі даних – традиційно ця функція виконується маршрутизаторами. Коли з'єднання встановлено, комутатори починають функціонувати як мости, пересилаючи пакети. Однак такі комутатори відрізняються від мостів тим, що якщо мости відправляють пакети по всіх досяжних адресах, то комутатори пересилають чарунки тільки наступному вузлу заздалегідь обраного маршруту.

Є комутатори АТМ, що не блокуються, це означає, що вони мінімізують “затори”, передаючи чарунки негайно після їхнього одержання. Щоб мати можливість негайного пересилання всіх чарунок, що надходять, комутатор, який не блокується, повинен бути оснащений надзвичайно швидким механізмом комутації і мати досить велику пропускну здатність вихідних портів.

Концепція двох кінцевих систем. Крім описаних раніше принципів, що відносяться, в основному, до технології передачі даних, істотним для АТМ є концепція двох кінцевих систем (endpoints), що здійснюють зв'язок один з одним через сукупність проміжних комутаторів – “хмара” АТМ (ATM cloud). Така концепція обумовлює наявність двох типів інтерфейсів: інтерфейс користувача (UNI, User-to-Network Interface) з АТМ-мережею (“хмарою”) і інтерфейс між мережами (NNI – Network-to-Node interface), точніше, між окремим проміжним комутатором, що входить у “хмару”, та іншими комутаторами, що складають мережу (рис 4.9).

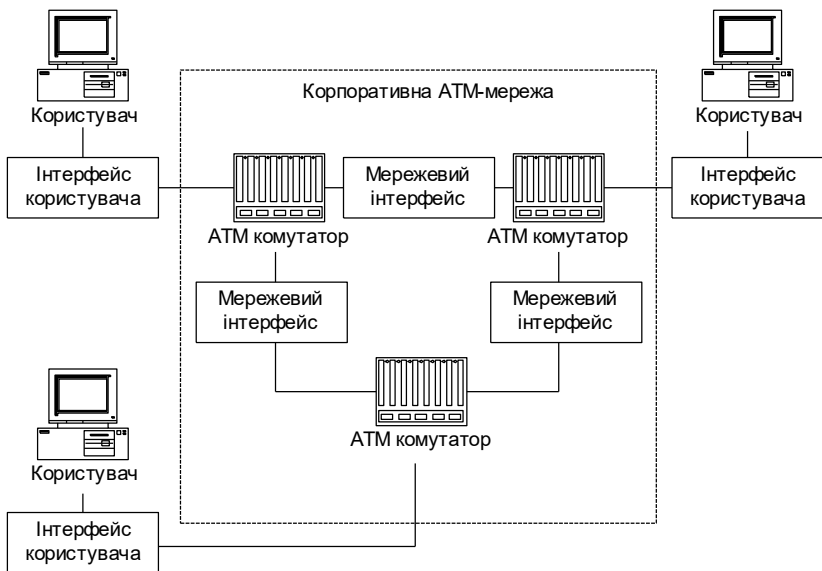


Рис. 4.9. Корпоративна АТМ-мережа

АТМ-мережа загального користування. Описані типи інтерфейсів відносяться до так званих “приватних” АТМ - інтерфейсів. Крім приватних, існують публічні АТМ – інтерфейси – UNI-інтерфейси, що визначають способи з’єднання корпоративної (тобто приватної) АТМ-мережі користувача з АТМ-мережею загального користування (мережею провайдера АТМ-послуг) (рис.4.10).

Публічний NNI-інтерфейс визначає способи взаємодії АТМ - комутаторів у суспільних мережах.

Крім того, існують інтерфейси для з’єднання АТМ і не АТМ - мереж, наприклад, мереж з ретрансляцією кадрів (BJCJ Broadband Interexchange Carrier Connection). Ще один інтерфейс цієї ж категорії DXI (Data Exchange Interface) призначений для підключення устаткування, що потребує наявності пристроїв DSU/CSU.

Одним з найважливіших аспектів мережної технології АТМ є система адресації.

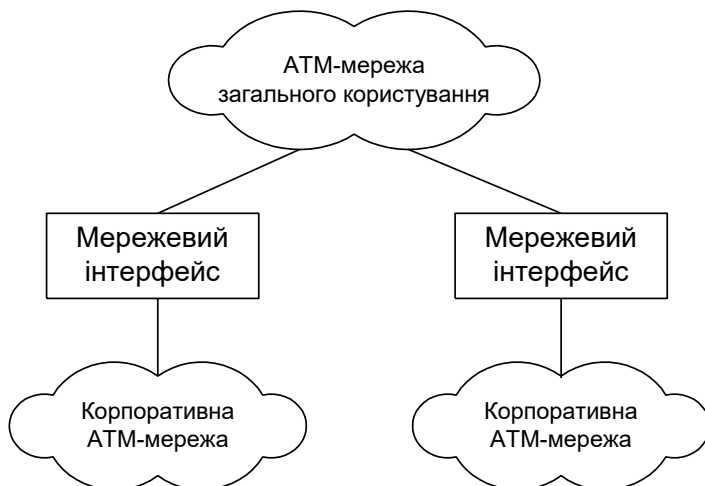


Рис. 4.10. АТМ-мережа загального користування

Відповідно до рекомендацій ІТУ-Т рівень АТМ розглядається незалежно від існуючих протоколів (ІР, ІРХ і т.ін.), має власну схему адресації і, відповідно, власні протоколи для маршрутизації сигнальних повідомлень. При такому підході існуючі протоколи працюють поверх АТМ-мережі (як, наприклад, ІР працює поверх Х.25). Ця модель називається підмережною (subnetwork) чи такою, що перекривається (overlay). У цьому випадку адресний простір АТМ логічно відділено від адресного простору протоколів, що запускаються поверх АТМ. Внаслідок цього необхідний механізм дозволу адрес (address resolution), що забезпечує відображення адрес високорівневих протоколів (наприклад, ІР) у відповідні адреси АТМ. Інший підхід полягає в наступному: існуючі протоколи мають власні адресні схеми і відповідні маршрутизаційні протоколи. Пропонувалося використовувати ці, вже існуючі адресні схеми усередині АТМ-мережі. Тоді АТМ-пристрої ідентифікувалися б існуючими мережними адресами (такими, наприклад, як ІР), і сигнальні запити передавали б ці адреси. Існуючі маршрутизаційні протоколи мережного рівня (ІGRP, OSPF) також могли б бути використані усередині АТМ-мереж. Така модель називається “рівноправною” (peer).

Незважаючи на складність реалізації overlay-моделі (необхідно одночасно розробляти систему адресації, маршрутизаційні протоколи

і засоби дозволу адрес), з інженерно-технологічної точки зору вона має дуже істотну перевагу: ATM і високорівневі протоколи можуть розроблятися незалежно один від одного. В протилежному разі надзвичайна складність одночасної розробки ATM та існуючих протоколів мережного рівня могла б істотно затримати впровадження технології ATM у повсякденну практику.

Формат ATM-адреси overlay-моделі базується на семантиці OSI NSAP (Network Service Access Point).

Мережна модель ATM складається з трьох рівнів (рис. 4.11): 1) фізичного; 2) рівня ATM; 3) рівня адаптації ATM. Модель ATM не містить у собі ніяких додаткових рівнів, тобто таких, котрі відповідають вищим рівням моделі OSI. Однак найвищий рівень в моделі ATM може зв'язуватися безпосередньо з фізичним, каналним, мережним чи транспортним рівнем моделі OSI, а також безпосередньо з ATM – сумісним додатком.

На фізичному рівні визначаються фізичні інтерфейси і протоколи сегментації кадрів, зв'язані з ATM. Цей рівень розбитий на два підрівня: перетворення передачі (Transmission Convergence) і адаптація до фізичного середовища передачі (PMD – Physical Medium Dependent). Така розбивка дозволяє відокремити передачу сигналу від фізичного середовища передачі і забезпечити можливість використання середовищ.

Підрівень TC відповідає за адаптацію до системи передачі, тобто за прийом комірок з рівня ATM і упакування їх у відповідний формат для передачі по підрівню PMD. На цьому рівні також здійснюється виявлення комірок (виділення їх з бітового потоку, що надходить з підрівня PMD), їхнє шифрування/дешифрування, “розв'язка” комірок по швидкості (вставка чи придушення порожніх чарунків у потоці даних з метою забезпечення безперервності потоку осередків). На підрівні TC також виконується генерація і перевірка контрольної суми заголовка (HCS – Header Error Check). Контрольна сума обчислюється згідно з прийнятими бітами і звіряється зі значенням HCS прийнятої чарунки. Якщо HCS сусідніх комірок збігаються, то вважається, що границі комірок становлені правильно. Якщо немає збігу HCS для великого числа сусідніх комірок, то вважається, що функція виявлення комірок спрацювала не правильно.

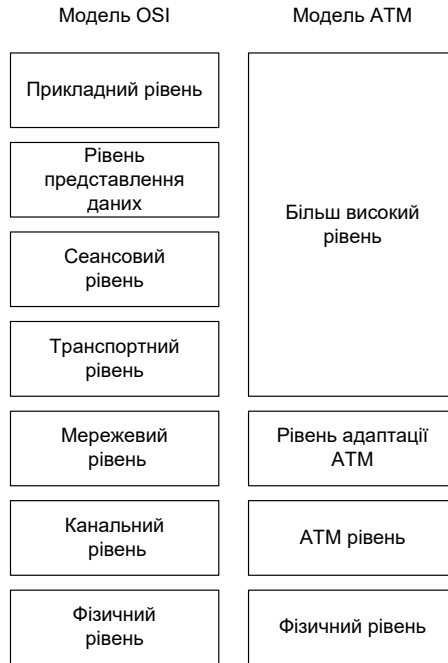


Рис.4.11. Мережна модель ATM

На рівні ATM реалізуються чотири основні функції.

По-перше, тут здійснюється мультиплексування і демультиплексування комірок, що належать різним віртуальним каналам.

По-друге, на цьому рівні, якщо це необхідно, здійснюються перетворення значень ідентифікаторів віртуального каналу (VPI – Virtual Circuit Identifiers) і віртуального шляху (VPI – Virtual Path Identifiers).

Віртуальний канал – це з'єднання між двома кінцевими станціями ATM, що встановлюється на час їхньої взаємодії. Віртуальний канал є двонаправленим. Це означає, що після встановлення з'єднання кожна кінцева станція може як посилати пакети іншій станції, так і одержувати їх від неї. Пари значень VPI/VCI визначає конкретний віртуальний канал між двома ATM-пристроями.

По-третє, на рівні ATM відбувається витяг (чи вставка)

заголовка перед доставкою (чи після доставки) чарунки на рівень адаптації (з рівня адаптації).

По-четверте, рівень АТМ забезпечує реалізацію механізму керування потоком даних в універсальному мережному інтерфейсі (UNI), користуючись бітами загального керування потоком (CFG – General Flow Control) заголовка.

Чарунка АТМ. Зупинимось докладніше на розмірі та структурі чарунки АТМ. Розмір АТМ-чарунки – 53 байт: 5 байт – заголовок і 48 байт – дані. Структура заголовка АТМ-чарунки зображена на рис. 4.12.

Поле загального керування потоком займає чотири біти. Використовується тільки в UNI для керування трафіком і запобігання перевантаженню. Для NNI це поле не визначене, а його біти використовуються для розширення поля VPI.

Поле VPI займає в UTI 8 біт, у NNI – 12 і використовується для позначення віртуальних шляхів. Поле VCI складається з 16 бітів і використовується для позначення віртуальних каналів. Значення полів VPI і VCI встановлюються кінцевими пристроями при запиті з'єднання.

Поле ідентифікації типу корисного навантаження (PT – Payload Type) займає 3 біти. Крім позначення типу корисного навантаження, використовується для позначення керуючих процедур (перший біт – перевантаження, другий – для керування мережею, третій – індикація помилки).

Поле ознаки втрати пріоритету чарунки (CLP – Cell Loss Priority) займає один біт. Якщо цей біт встановлений в одиницю, то у випадку виникнення перевантаження комутатор “викидає” таку чарунку. В результаті під час перевантаження мережі пріоритет віддається визначеним типам чарунок, що переносять, наприклад, відеоінформацію.

Поле контрольної суми заголовка (HIC – Header Error Check) займає 8 біт. Являє собою восьмирозрядний циклічний надлишковий код, який обчислюється згідно з полями АТМ-заголовка. Такий метод контролю помилок дозволяє виявити всі однорозрядні і частину багаторозрядних помилок.

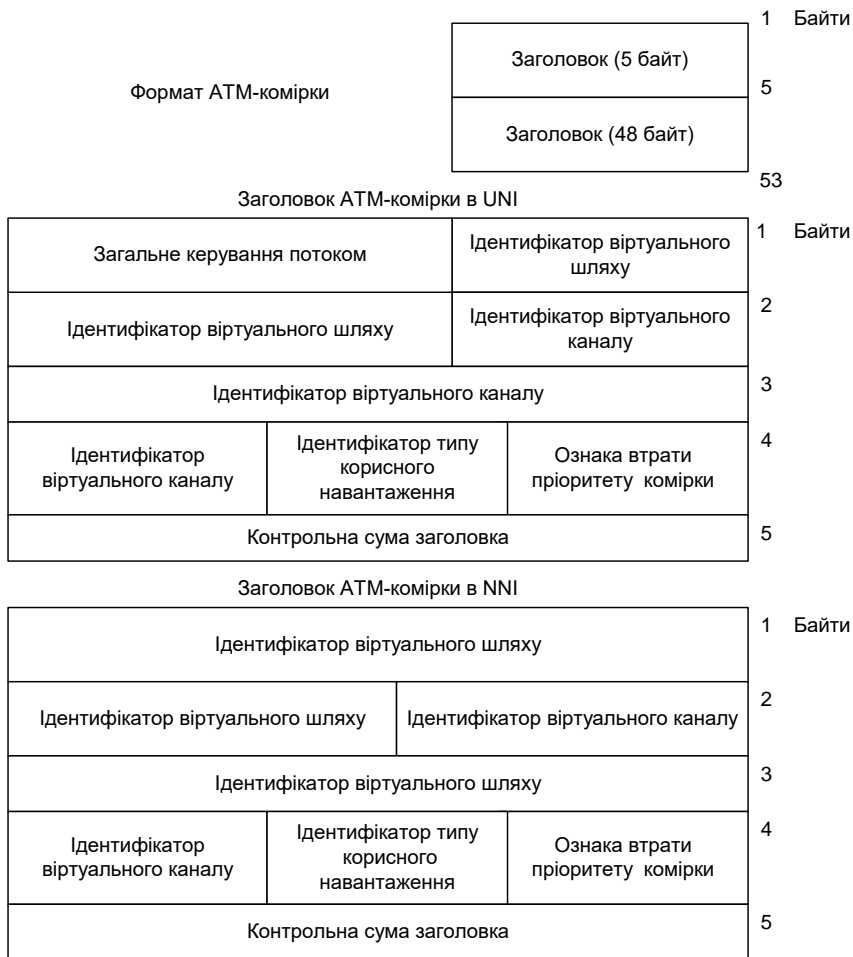


Рис.4.12. Структура заголовка АТМ-чарунки

Класи АТМ-трафіка. У мережній моделі АТМ стандарти для рівня адаптації АТМ виконують три функції, подібні до функцій мережного рівня моделі OSI: визначають, як формуються пакети; надають інформацію для рівня АТМ, що дозволяє цьому рівню встановлювати з'єднання з різною якістю обслуговування (Qo - Quality of Service); запобігають “затори”. Рівень адаптації АТМ складається з чотирьох протоколів (названих протоколами

AAL ATM Adaptation Layer), що формують пакети. Ці протоколи приймають чарунку з рівня ATM, заново формують з них дані, які можуть бути використані протоколами, що діють на більш високих рівнях, і посилають ці дані більш високому рівню. Коли протоколи AAL одержують дані з більш високого рівня, вони розбивають їх на чарунки і передають їх рівню ATM. Основне достоїнство ATM полягає в його здатності обробляти трафіки різних типів. В існуючих специфікаціях визначені чотири класи трафіка:

- клас А – синхронний трафік з постійною швидкістю передачі (CBR – Constant Bit Rate) і з попереднім установленням з'єднання (наприклад, нестиснута мова чи відеоінформація);

- клас В – синхронний трафік з перемінною швидкістю передачі (VBR – Variable Bit Rate) і з попереднім установленням з'єднання (наприклад, стиснута мова і відео);

- клас С – асинхронний трафік з перемінною швидкістю передачі і попереднім установленням з'єднання (X.25, Frame Relay);

- клас D – синхронний трафік з перемінною швидкістю передачі і без попереднього встановлення з'єднання.

Отже, визначені наступні протоколи AAL: AAL 1, AAL 2, AAL 3/4 і AAL 5. Однак ATM Forum розробив тільки три з них – AAL 1, AAL 3/4 і AAL 5. Кожен протокол AAL упакує дані в чарунки різними способами. Усі ці протоколи, за винятком AAL 5, додають деяку службову інформацію до 48 байт даних в чарунку ATM. Ці “витрати” містять у собі спеціальні команди обробки для кожної чарунки, що використовуються для забезпечення різних категорій сервісу; таких категорій нараховується чотири; більш докладно вони будуть розглянуті далі.

4.6.2. Віртуальні канали і шляхи

Стандарти встановлення з'єднання для рівня ATM визначають віртуальні канали і віртуальні шляхи. Як уже зазначалося, віртуальний канал ATM – це з'єднання між двома кінцевими станціями ATM, що встановлюється на час їхньої взаємодії. Після того, як з'єднання встановлено, комутатори між кінцевими станціями одержують адресні таблиці, що містять зведення про те, куди необхідно направляти чарунку: адреса порту й ідентифікатори VCI і VPI.

Адресні таблиці також визначають, які VCI і VPI комутатор повинен включити в заголовки комірок перед тим, як їх передати. Існують три типи віртуальних каналів:

- постійні віртуальні канали (PVC – Permanent Virtual Circuits);
- віртуальні канали, що комутуються (SVC – Switched Virtual Circuits);
- інтелектуальні постійні віртуальні канали (SPVC – Smart Permanent Virtual Circuits).

PVC – це постійне з'єднання між двома кінцевими станціями, що встановлюється вручну в процесі конфігурації мережі. Користувач повідомляє провайдеру АТМ-послуг чи мережному адміністратору, які кінцеві станції повинні бути з'єднані, і він встановлює PVC між цими кінцевими станціями.

SVC установлюється в міру того як кінцева станція намагається передати дані іншій кінцевій станції. Коли відправляюча станція запитує з'єднання, мережа АТМ поширює адресні таблиці і повідомляє цій станції, які VCI і VPI повинні бути включені в заголовки комірок. Через довільний проміжок часу SVC скидається.

SVC установлюється динамічно, а не вручну. Для цього стандарти передачі символів рівня АТМ визначають, як: кінцева станція повинна встановлювати, підтримувати і скидати з'єднання. Ці стандарти також регламентують використання кінцевою станцією при встановленні з'єднання параметрів QoS з рівня адаптації АТМ.

Крім того, стандарти передачі сигналів описують спосіб керування трафіком і запобігання “заторів”: з'єднання встановлюється тільки в тому випадку, якщо мережа в змозі підтримувати це з'єднання. Процес визначення, чи може бути встановлене з'єднання, називається керуванням з'єднанням (CAC – Connection Admission Control). Динамічне встановлення та знищення SVC дозволяє використовувати цей тип віртуальних каналів для емуляції в АТМ-мережі протоколів, орієнтованих на роботу без встановлення з'єднання (IP, IPX і т.ін.).

SPVC – це гібрид PVC і SVC. Подібно до PVC SPVC установлюється вручну на етапі конфігурації мережі. Однак провайдер АТМ-послуг чи мережний адміністратор задає тільки кінцеві станції. Для кожної передачі мережа визначає, через які комутатори будуть передаватися чарунки.

SPVC має трохи кращі властивості цих двох видів віртуальних каналів. Як і у випадку з PVC, SPVC дозволяє заздалегідь задати кінцеві станції, тому вони не витрачають час на встановлення з'єднання щоразу, коли одна з них повинна передати осередку. Подібно SVC, SPVC забезпечує відмовостійкість. Однак і SPVC має свої недоліки: як і PVC, SPVC устанавлюється вручну, і для цього необхідно резервувати частину смуги пропускання – навіть якщо він не використовується.

4.7. IP - телефонія

4.7.1. Протокол IP

Для побудови складених мереж останнім часом найбільше поширення одержав стек протоколів TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol), що має чотири рівні: прикладний, основний (транспортний), рівень міжмережної взаємодії і рівень мережних інтерфейсів.

Рівень міжмережної взаємодії реалізує концепцію комутації пакетів у режимі без встановлення з'єднання. Основним протоколом цього рівня є дейтаграмний протокол IP і протоколи маршрутизації.

Для найменування одиниць переданих даних у стеці протоколів TCP/IP введені поняття, які будуть використовуватися при подальшому викладі. До цих понять відносяться: потік, сегмент, дейтаграма, пакет, кадр. Взаємозв'язок між цими поняттями пояснюється на рис. 4.13.

Під потоком будемо розуміти дані, що надходять від додатків на вхід протоколу транспортного рівня TCP і користувальницького дейтаграмного протоколу UDP (User Datagram Protocol). На виході відповідних протоколів з потоку даних формуються дейтаграми (у випадку UDP) і сегменти (у випадку TCP). Дейтаграма (датаграма) – загальна назва для одиниць даних, якими оперують протоколи без встановлення з'єднання. Датаграму протоколу IP називають також пакетом. Кадри (фреймами) у стеці TCP/IP називають одиниці даних протоколів, на підставі яких IP-пакети переносяться через фрагменти складеної мережі.

Таким чином, IP відноситься до протоколів без устанавлення з'єднання. Перед ним не стоїть задача надійної доставки

повідомлення від відправника до одержувача. У IP відсутні механізми збільшення вірогідності кінцевих даних.

Структура IP-пакета складається із заголовка і поля даних. Структура заголовка зображена на рис. 4.14. Звичайно він має довжину 20 байт, у той час як максимальна довжина пакета може досягати 65535 байт.

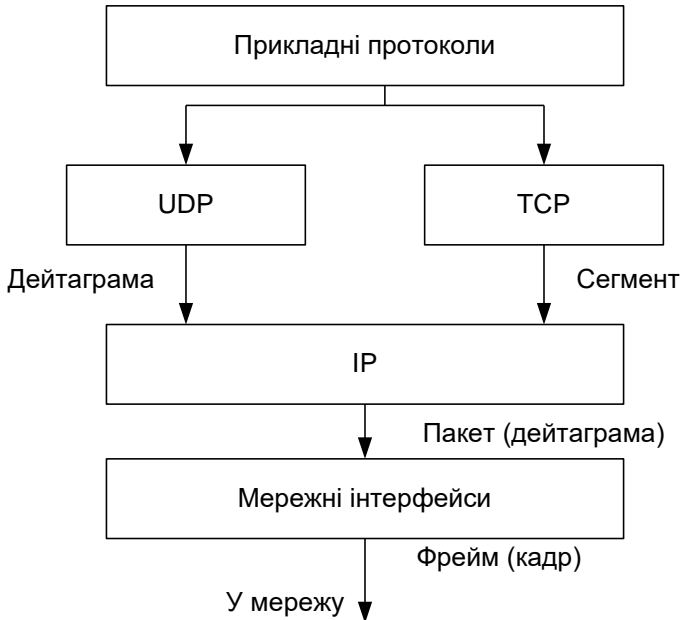


Рис.4.13. Поняття для найменування одиниць переданих даних у стеці протоколів TCP/IP

Як видно з рис. 4.14, у заголовку міститься інформація про мережні адреси відправника й одержувача, параметри фрагментації, про час життя пакета, контрольні суми і т. ін. Важливою особливістю IP, що відрізняє його від інших мережних протоколів, є його здатність виконувати динамічну фрагментацію пакетів під час передачі їх між мережами з різними максимальними розмірами пакетів.

Остання обставина особливо важлива при передачі VoIP (Voice over IP, голос поперх IP), тобто в системах IP-телефонії, в яких сегментація IP-пакетів є важливим механізмом керування VoIP-пакетів. Невисока якість мови, переданої через IP-мережі,

пояснюється не низькими значеннями мережної затримки, а невеликими флуктуаціями пакетів. Комбінації механізмів сегментації пакета створює добрі передумови для побудови VoIP.

Номер версії 4 біт	Довжина заголовка 4 біт	Тип сервісу					Загальна довжина			
		PR	D	T	R					
Ідентифікація пакета 16 біт						Прапорці 3 біта		Зсув фрагменту 13 біт		
							D			
Час життя 8 біт		Протокол верхнього рівня 8 біт				Контрольна сума 16 біт				
IP- адреса джерела 32 біта										
IP- адреса призначення 32 біта										
Опції та вирівнювання										

Рис.4.14. Структура заголовка IP-пакета

4.7.2. Принципи IP - телефонії

Під IP-телефонією розуміється технологія використання IP-мережі (Інтернет чи будь-якої іншої) як засіб організації і ведення телефонних розмов і передачі факсів у режимі реального часу. IP-телефонія є одним з найбільш складних додатків комп'ютерної телефонії. Загалом передача голосу в IP-мережі відбувається у такий спосіб.

Вхідний дзвоник і сигнальна інформація з телефонної мережі передаються на граничний мережний пристрій – телефонний шлюз і обробляються спеціальною картою пристрою голосового обслуговування. Шлюз, використовуючи керуючі протоколи сімейства H.323, перенаправляє сигнальну інформацію іншому шлюзу, що знаходиться на приймальній стороні IP-мережі. Приймальний шлюз забезпечує передачу сигнальної інформації на приймальне телефонне обладнання відповідно до плану нумерації, гарантуючи наскрізне з'єднання. Після встановлення з'єднання голос

на вступному мережному пристрої оцифровується (якщо він не був цифровим), кодується відповідно до стандартних алгоритмів ІТУ, таких як G.711 чи G.729, стискається, інкапсулюється в пакети і відправляється за призначенням на віддалений пристрій з використанням стека протоколів ТСП/ІР.

Таким чином, використовуючи ІР-мережу, можна обмінюватися цифровою інформацією для пересилання голосових чи факсимільних повідомлень між двома комп'ютерами в режимі реального часу. Голосовий зв'язок через ІР-мережу може здійснюватися різними способами.

Варіант “комп'ютер-комп'ютер” (рис. 4.15) не є прикладом ІР-телефонії, тому що голос передається тільки по мережі передачі даних без виходу в телефонну мережу. Для організації передачі трафіка користувач дістає необхідне устаткування і програмне забезпечення, а також платить провайдеру за експлуатацію каналу зв'язку. Достоїнство цього варіанта – максимальна економія засобів. Недолік – мінімальна якість зв'язку.

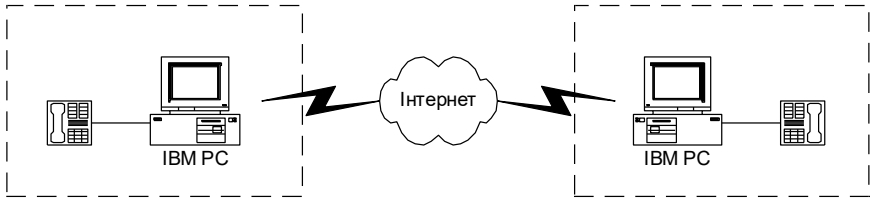


Рис.4.15. Варіант “комп'ютер-комп'ютер”

Варіант “телефон-телефон” (рис. 4.16). Для організації такого зв'язку необхідна наявність визначених мережних пристроїв і механізмів взаємодії. Голосовий трафік передається через ІР-мережу, зазвичай, на окремій ділянці. Пристроями, що організують взаємодію, є шлюзи, з'єднані, з одного боку, з телефонною мережею загального користування (ТфЗК), з іншого – з ІР-мережею.

Голосовий зв'язок у такому режимі порівняно з варіантом “комп'ютер-комп'ютер” коштує дорожче, однак якість його значно вище і користатися ним зручніше. Для того, щоб скористатися цією послугою, треба подзвонити провайдеру, що обслуговує шлюз, ввести з телефонного апарата код і номер викликуваного абонента і

розмовляти так само, як при звичайному телефонному зв'язку. Усі необхідні операції щодо маршрутизації виклику виконає шлюз.

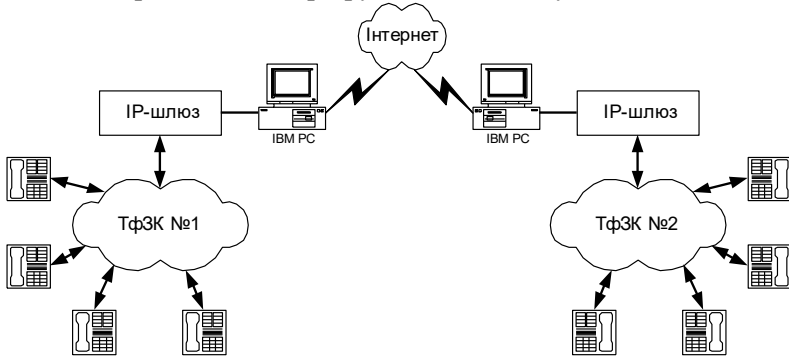


Рис.4.16. Варіант “телефон-телефон”

Варіант “комп'ютер-телефон”. Тут відкривається більше можливостей для використання корпоративних користувачів, тому що найчастіше застосовується саме корпоративна мережа, що обслуговує виклики від комп'ютерів до шлюзу, що вже потім передаються по телефонній мережі загального користування.

Таким чином, для побудови мережі ІР-телефонії необхідні два основних елементи.

Перший – шлюз (gateway), що забезпечує функції перетворення між ІР-мережею, що комутується, і телефонною мережею загального користування, аналого-цифрові перетворення, керування форматам і передачі та процедури VoIP-викликів. Можливо використання безлічі шлюзів у мережі.

Другий основний елемент – пристрій керування (gatekeeper), що забезпечує ряд функцій з керування доступом у ІР-мережу і з ІР-мережі, шириною смуги пропускання й адресацією, що також здійснює контроль усіх шлюзів і терміналів, виконує функції служби каталогів, контролює рахунки користувачів.

Шлюз може поставлятися у вигляді окремого мережного пристрою або встановлюватися на персональному комп'ютері. Під час використання шлюзу VoIP-функція прозора для користувача, що використовує звичайний телефон або факсимільний апарат. Розглянемо більш докладно основні функції шлюзу під час передачі голосу через ІР-мережу.

Функція пошуку. Коли вихідний IP-шлюз розміщає телефонний виклик через IP-мережу, він приймає номер абонента, який викликає і конвертує його в IP-адресу шлюзу призначення, чи виходячи з таблиці у вихідному шлюзі, чи з даних централізованого сервера. Перегляд таблиці у вихідному шлюзі часто потребує менше часу, ніж у централізованому сервері, і скорочує час з'єднання з 4...5 до 1...2 с.

Функція зв'язку. Вихідний шлюз установлює з'єднання зі шлюзом призначення, обмінючись інформацією про параметри з'єднання і сумісність пристроїв.

Оцифровка. Аналогові сигнали телефонного зв'язку оцифровуються шлюзом і перетворюються звичайно в ІКМ-сигнал зі швидкістю 64 кбіт/с. Ця функція потребує від шлюзу підтримки різноманітних інтерфейсів аналогового телефонного зв'язку.

У багатьох випадках потрібно також підтримка цифрової мережі з інтеграцією служб та інтерфейсів.

Демодуляція. Оскільки деякі шлюзи можуть приймати тільки голосовий чи тільки факсимільний сигнал, заздалегідь потрібно визначити магістральні канали до модулів обробки голосу чи факсу. Більш складні шлюзи можуть обробляти дані обох типів, автоматично визначаючи, чи є цифровий сигнал звуковим, чи факсимільним, роблячи обробку сигналу залежно від його типу. Факсимільний сигнал демодулюється сигнальним процесором назад у цифровий формат 2,4...14,4 Кбіт/с, тобто в первісне представлення до видачі з факс-апарата (факс-апарат представляє вихідний сигнал в аналоговому вигляді). Цей демодульований сигнал потім поміщають в IP-пакети для передачі шлюзу призначення. Потім демодульована інформація знову перетворюється шлюзом призначення в аналоговий факс-сигнал для доставки факс-апарата.

Передача факсу може бути здійснена з використанням UDP/IP чи TCP/IP-протоколів. Протоколи UDP/IP на відміну від TCP/IP не вимагають виправлення помилок, що виникають при передачі пакетів.

Компресія. Після того, як визначено, що сигнал є голосовим, він звичайно стискується сигнальним процесором із використанням одного з методів компресії/декомпресії і розміщується в IP-пакети. При цьому важливо забезпечити гарну якість мови і низьку затримку при оцифруванні сигналу.

Мовний пакет (МП) передається як пакет UDP/IP, а не як TCP/IP для запобігання досить великих затримок, що виникають під час повторної передачі TCP/IP-пакетів. Якщо використовується режим FEC (безпосереднє виправлення помилок), то спотворений чи відсутній МП може бути відновлений на основі даних попереднього МП. Якщо механізм FEC не застосовується, то спотворений пакет просто відкидається, і шлюз використовує попередній якісний пакет. Цей механізм працює непомітно для користувача у випадку низького відсотка спотворень/втрат мовних пакетів (< 5 %).

Формат VoIP-пакета показаний на рис. 4.17. Пакет містить адресу IP-пакета, керуючу інформацію (заголовок) і дані, оцифровані кодеком.

Заголовок IP/UDP	Заголовок 16 байт	Мовні дані 40 байт
---------------------	----------------------	-----------------------

Рис. 4.17. Формат VoIP-пакета

Декомпресія / демодуляція. Шлюз, виконуючи описані вище функції, у той же час приймає пакети від інших IP-шлюзів і декомпресує пакети у форму, зрозумілу відповідним пристроям аналогового телефонного зв'язку, цифрової мережі з інтеграцією послуг або з інтерфейсами. Шлюз також здійснює демодуляцію цифрового факсимільного сигналу в первісну форму, а потім у відповідний інтерфейс телефонного зв'язку.

Крім того, шлюз може виконувати функції узгодження інтерфейсів ініціатора дзвінка і приймаючого виклик.

Особливості каналів мережі Інтернет. Серед каналів, по яких може бути організований IP-телефонний зв'язок, особливий інтерес представляють канали Інтернет. Ці канали відрізняються великим розмаїттям, різними пропускними здатностями, числом маршрутизаторів, характеристиками фізичних ліній і т. ін. Крім того, канали Інтернет мають наступні особливості:

- їх реальна пропускна здатність визначається найбільш “вузким місцем” у віртуальному каналі в даний момент часу;
- трафік Інтернету є функцією часу;
- затримка пакетів визначається трафіком, числом маршрутизаторів, реальними фізичними властивостями каналів

передачі, що утворюють у даний момент часу віртуальний канал, затримками на обробку сигналів, що виникають у мовних кодеках та інших пристроях шлюзів;

- затримки пакетів залежать також від часу, що обумовлено втратою пакетів внаслідок наявності “вузьких місць”, чергами, перестановкою пакетів, що прийшли різними шляхами.

Підводячи деякі підсумки, можна стверджувати, що пакетна телефонія має в майбутньому великі перспективи:

- підвищується ефективність використання смуги пропускання каналів за рахунок ефективних алгоритмів стиснення даних;

- забезпечується інтеграція інтерактивних мультимедійних послуг;

- організується керування єдиною мережею передачі всіх типів трафіка: мови, даних і відео;

- використовуються існуючі, широко застосовувані протоколи, у тому числі Frame Relay і IP;

- вибирається спосіб телефонного зв'язку, наданий кінцевим користувачам, що дозволяє заощаджувати витрати на міжнародні дзвінки з будь-якого робочого місця.

Об'єднання голосового зв'язку і передачі даних – великий крок вперед щодо створення багатофункціональних мереж зв'язку загального користування. Разом з тим, застосовуючи технологію пакетної комутації для передачі мови, слід пам'ятати про величезне розходження між пропонованим і традиційним устаткуванням голосового зв'язку. Не можна розглядати голосовий потік просто як потік даних, хоча і зі спеціальними вимогами.

Якщо для комп'ютерів не суттєво, чи були затримки, втрата інформації, чи виникла необхідність повторної передачі даних, то для людського вуха такі переривання чутливі. Тому при пакетній передачі голосових повідомлень, у багатофункціональній мережі потрібно відтворити клас і якість обслуговування (C₀S & Q₀S – Class of Service & Quality of Service), надані традиційними мережами, що комутуються. Аналіз показує, що для одержання прийнятної якості мови затримки в мережі повинні бути мінімальними.

Питання для самоперевірки

- 1.Що таке пакетна передача мови?
- 2.Назвіть порядок введення мови в мережу комутації пакетів.
- 3.Як відбувається обробка пакетів і відновлення мови на приймальній стороні?
- 4.У чому суть статистичного ущільнення?
- 5.Дайте характеристику протоколу Х.25.
- 6.Порівняйте між собою технологію Frame Relay та мережу з Х.25 та назвіть розходження між ними.
- 7.Як здійснюється передача мови в мережах Frame Relay.
- 8.Дайте характеристику технології АТМ.
- 9.Що таке ІР-технологія?

5. ШИРОКОСМУГОВІ СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

5.1. Складовий сигнал в системах радіозв'язку

Сама назва “складовий сигнал” може бути віднесена до будь-якої сукупності деяких елементарних (нескладових) сигналів. Саме визначення “складовий” відтворює лише той факт, що цей сигнал складається з декількох частин – елементів.

Отже, складові сигнали, що використовуються в широкосмугових системах радіозв'язку, перш за все характеризуються великою надлишковістю, оскільки складаються з великої кількості елементарних сигналів.

Елементарним сигналом звичайно називають сигнал, який не має інформаційної надлишковості. Здатність сигналу переносити інформацію кількісно може бути виражена величиною добутку довжини сигналу T на полосу частот F , що він займає. Як відомо з розд. 1.3, максимальна кількість незалежних символів, які переносяться таким сигналом, дорівнює $2FT$. Таким чином, сигнал, що не має надлишковості та відповідає передачі одного символу, повинен мати базу $B = 2FT$, яка дорівнює приблизно одиниці.

Таким чином, умова $2FT \approx 1$ може бути покладена в основу визначення елементарного сигналу.

Елементарні сигнали можуть мати малу довжину та велику смугу – широкосмугові елементарні сигнали (рис. 5.1) або велику довжину та малу смугу – вузькосмугові сигнали (рис. 5.2).

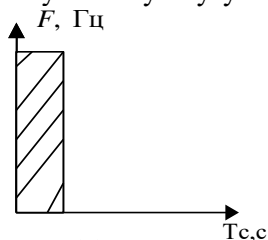


Рис. 5.1. Широкасмугові сигнали

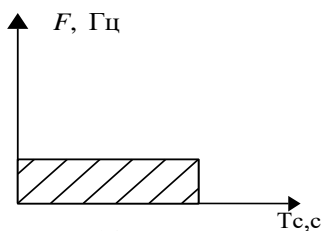


Рис. 5.2. Вузькосмугові сигнали

Як у першому, так і в другому випадку база елементарного сигналу дорівнює подвійній площі прямокутників, що заштриховані на рис. 5.1 та 5.2, і приблизно дорівнює одиниці [5].

Прикладами елементарних сигналів можуть бути відрізки синусоїдальних коливань або імпульси різної форми. Кожний конкретний елементарний сигнал характеризують деяким значенням бази $2FT$, яка залежить від того, яким чином визначають величини F та T . Визначення довжини сигналу T звичайно не викликає ускладнень, оскільки вона пов'язана зі швидкістю передачі символів. Під шириною спектра сигналу F розуміють смугу частот, в якій зосереджена більша частина енергії сигналу (наприклад $90 \div 95\%$).

На рис. 5.3 наведені значення FT для різних елементарних сигналів: прямокутного, трикутного, косинусоїдального та колокольних відеоімпульсів.

Розрахунки виконані для такого інтервалу частот F , в якому зосереджено 90 % енергії сигналу.

Згрупувавши елементарні сигнали (рис. 5.3), можна одержати сигнали з базою, набагато більшою одиниці.

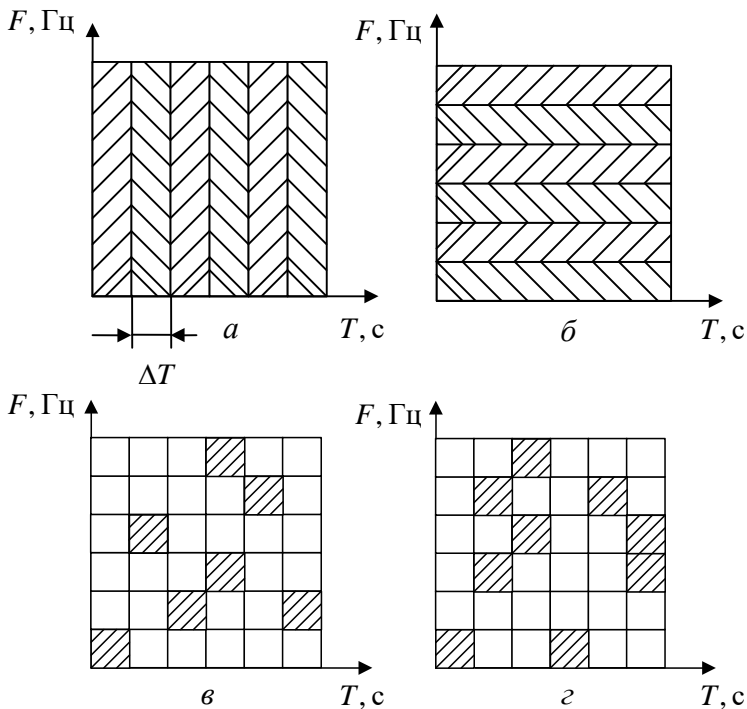


Рис. 5.3. Сигнали з базою, набагато більшою одиниці

Наведемо приклади складових сигналів, які найчастіше зустрічаються в системах радіозв'язку.

Послідовний складовий сигнал, який складається з імпульсів постійного струму (рис. 5.4).

Тут за елементарний сигнал вибрано імпульс постійного струму довжиною $\frac{T}{N}$. Складовий сигнал являє собою послідовність ортогональних на інтервалі T (тобто такі, що не перехрещуються) імпульсів різної полярності. Одним з прикладів такого сигналу є як би випадкова послідовність Хаффмана, яка формується за допомогою зсувового реєстра.

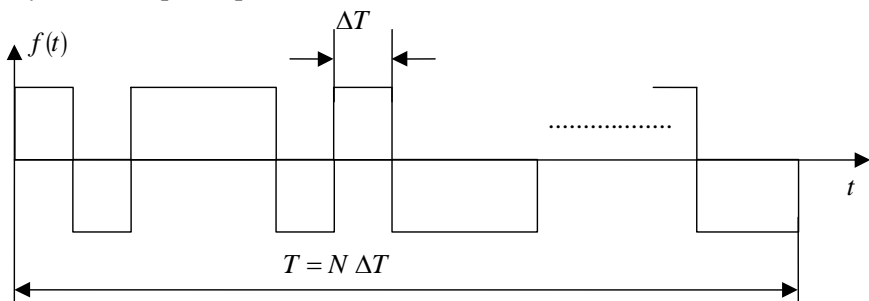


Рис. 5.4. Послідовний складовий сигнал, який складається з імпульсів постійного струму

Послідовний складовий сигнал, який складається з відрізків синусоїдальних коливань однієї частоти (рис. 5.5).

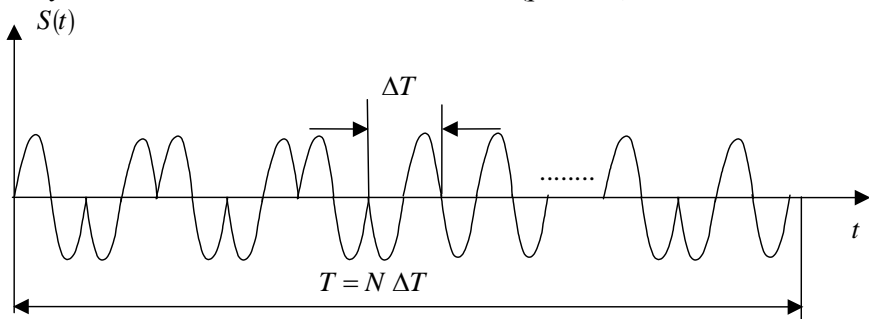


Рис. 5.5. Послідовний складовий сигнал, який складається з відрізків синусоїдальних коливань однієї частоти

У цьому випадку елементом сигналу є відрізок синусоїдального коливання довжиною $\frac{T}{N}$ з тією чи іншою фазою.

Послідовність зміни фаз елементів сигналу, зазвичай, вибирають як детерміновану реалізацію деякого випадкового процесу з двома або багатьма сигналами. Практично виявляється зручно маніпулювати фазу елементів сигналу відповідно до послідовностей Баркера або Хаффмана для випадку двох варіантів фаз та відповідно до послідовності Френка у випадку багатьох варіантів фаз.

Для випадку двох варіантів фаз елементів послідовний складовий сигнал цього типу може бути записаний у вигляді

$$S(t) = f(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

де $f(t)$ - функція, яка приймає значення ± 1 відповідно до деякої одиниці відповідно до деякої заданої кодуєчої послідовності (наприклад, послідовність Хаффмана). Складовий сигнал (рис. 5.5) можна також називати одночастотним послідовним сигналом.

Послідовно складовий сигнал, який складається з відрізків коливань різних частот (рис. 5.6).

У цьому випадку складовий сигнал формується за допомогою послідовної передачі відрізків коливань з різними частотами, які вибираються за деяким детермінованим законом.

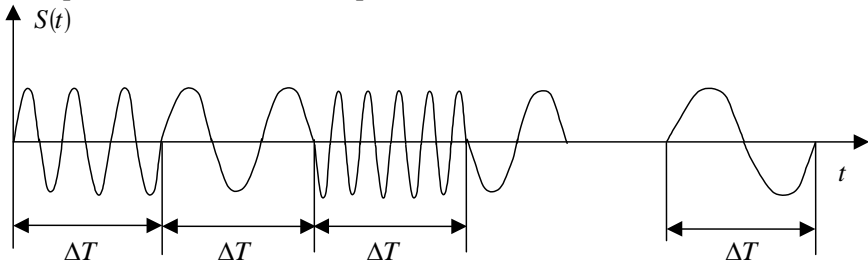


Рис. 5.6. Послідовно складовий сигнал, який складається з відрізків коливань різних частот

Складовий сигнал (рис. 5.6) можна також називати багаточастотним послідовним сигналом, в якому база дорівнює $2FT \approx N_m$, де N – число елементів, m – кількість різних частот, які використовуються при формуванні сигналу [5].

Паралельний складовий сигнал, який є сумою ортогональних коливань.

Елементом сигналу в даному випадку є відрізок коливань визначеної частоти довжиною T . Складовий сигнал є сума коливань різних частот, яка передається одночасно на інтервалі T :

$$S(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \sin(\omega_i t + \varphi_i);$$

$$\omega_i = (k + i) \frac{2\pi}{T} \quad (0 \leq t \leq T).$$

Для цього випадку база складового сигналу приблизно дорівнює кількості його елементів, тобто $FT \approx N$.

Паралельний складовий сигнал, який є сукупністю будь-яких ортогональних на інтервалі T функцій.

У цьому випадку елементами сигналу є будь-які ортогональні на інтервалі T функції, наприклад, поліном Ерміта тощо.

Складовий сигнал у вигляді реалізації випадкового процесу, наприклад, шуму.

Цей складовий сигнал може бути або послідовним – елементами у цьому випадку будуть окремі відрізки шуму, або паралельним – у вигляді суми, наприклад, гармонічних коливань.

5.2. Побудова широкосмугових шумоподібних сигналів

Якщо взяти декілька детермінованих сигналів та проаналізувати їхні автокореляційні функції (напругу на виході корелятора або узгодженого фільтра) та взаємокореляційні функції, то виявиться, що напруга на виході корелятора буде мати лише один значний центральний максимум, а значення взаємокореляційних функцій будуть близькі до нуля. У цьому випадку такі сигнали будемо називати псевдошумовими або шумоподібними (шумосхожими).

Кореляційні функції сигналів такого типу мають реалізації флуктуаційного шуму.

Для того, щоб шумоподібні сигнали могли бути ефективно використані в широкосмугових системах передачі інформації, вони повинні задовольняти додаткові вимоги.

Властивості сигналів повинні бути такими, щоб можна було підібрати $M \geq 2$ шумоподібних сигналів з хорошими авто- та взаємкореляційними функціями. (Автокореляційна функція має єдиний досить вузький максимум значної амплітуди, взаємкореляційні функції всіх сигналів набору близькі до нуля).

1. Сигнали повинні мати мінімальний пік-фактор, тобто огинаюча сигналів повинна бути близькою до постійної.

2. Можливість незалежного відтворення сигналів на приймальній стороні.

3. Можливість синхронізації сигналів на передавачі та приймачі.

4. Останні дві вимоги відносять до сигналів, які використовуються в системах з кореляційним приймачем. Для випадку використання узгоджених фільтрів та в інших випадках ці вимоги не обов'язкові.

Як відомо, завадостійкість системи зв'язку визначається тільки величиною

$$h = \frac{2E_0}{N_0},$$

де E_0 – енергія сигналу; N_0 – спектральна щільність шуму. Враховуючи це, можна показати одну цікаву якість широкосмугових систем зв'язку – можливість використання сигналів, потужність яких у точці прийому значно менше потужності шуму. Дійсно, представимо h у вигляді

$$h = \frac{2E_0}{N} = 2FT \frac{P_c}{N_0 F} = 2FT \frac{P_c}{P_{\text{ш}}},$$

де $P_{\text{ш}} = N_0 F$ - потужність шуму в смузі приймача.

Тоді, зберігаючи значення $\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} 2FT = h_0 = \text{const}$, тобто зберігаючи ту ж саму завадостійкість, можна, збільшуючи базу $2FT$, отримати $\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \leq 1$.

Зауважимо, що енергія сигналу є дійсно малою, вона просто розподілена у частотно часовому просторі так, що у кожній точці цього простору мала її потужність. Оскільки сигнал у приймачі

накопичується когерентно, а шуми некогерентно, можливо виділити сигнал з великою базою, але з малою потужністю шумів.

Таким чином, шумова та шумоподібна несучі можуть бути використані як носії інформації. Цей вид несучого сигналу поряд з традиційними видами модуляції дозволяє використовувати і такий вид модуляції, як модуляцію по формі. Треба сказати, що всі відомі методи можуть розглядатися як окремі випадки модуляції за формою сигналу.

Модуляція за формою полягає у використанні для передачі двох і більше сигналів, які описуються різними функціями часу. Вони можуть займати одну й ту ж смугу частот і можуть передаватися одночасно. Селекція їх на приймальних пристроях здійснюється за рахунок різниці сигналів за формою з допомогою кореляторів або узгоджених фільтрів. Така селекція отримала назву селекції за формою сигналу. Сигнали, які дозволяють здійснювати модуляцію та селекцію за формою, повинні мати гарні кореляційні властивості. Не важко показати, що у смузі частот F можна знайти $M = 2FT$ сигналів довжиною T , які будуть ортогональні, тобто:

$$\int_0^T S_{\kappa}(t)S_i(t)dt = 0, \kappa \neq i, \kappa, i = 1, 2, \dots, M$$

Ці сигнали дуже близькі до оптимальних, оскільки дозволяють реалізувати найкращу завадостійкість. Але практичне одержання таких сигналів часто виявляється занадто важким, тому в ряді випадків доводиться обмежуватися слабкорельованими сигналами.

Як широкосмугові несучі коливання можуть бути використані сигнали з виходів відповідних шумових або як би шумових генераторів та регулярні сигнали, які побудовані за визначеним законом.

Залежно від вибраної схеми можуть застосовуватися як неперіодичні сигнали великої довжини, так і періодичні послідовності таких сигналів з періодом повторення, що дорівнює довжині однієї інформаційної послідовності, або відрізняється від нього.

Найбільше поширення одержали системи, які використовують як несуче коливання неперіодичні послідовності шумоподібних сигналів. Такий сигнал можна отримати або шляхом повторення однієї й тієї ж реалізації шумового або шумоподібного процесу, або застосовуючи генератор періодично повторюваного шумоподібного

сигналу. В системах, які використовують такі сигнали, необхідна синхронізація тільки у межах довжини однієї інформаційної посилки. Шумоподібний сигнал зазначеної довжини можна отримати таким чином. Можна, по-перше, взяти безпосередньо відрізок високочастотного коливання радіосигналу, який має хороші кореляційні властивості та необхідну базу $2FT$.

Несуче коливання отримують за рахунок періодичного повторення цього сигналу або за рахунок його відтворення з пристроєм запам'ятовування, або шляхом його повторної генерації.

Інший шлях створення широкосмугової шумоподібної несучої є модуляція високочастотної синусоїдальної несучої за допомогою шумоподібного відеосигналу.

Довжина отриманого сигналу, його смуга та кореляційні властивості залежать в цьому випадку від параметрів модулюючого сигналу.

Для передачі інформації отримане за допомогою обох способів несуче широкосмугове шумоподібне коливання може бути модульовано або маніпульовано за допомогою будь-якого традиційного способу передачі.

На перший погляд здається, що використання широкополосного сигналу протирічить основним вимогам розробки систем зв'язку, так як вони спеціально розраховані для використання більшого частотного діапазону, ніж це необхідно для передачі інформації. Здається, що це повинно призвести до неекономного використання спектра частот та погіршення завадостійкості внаслідок більшої потужності перешкод, які через велику потужність перешкод потрапляють в смугу частот приймача. Але це не так. Як було показано в розд. 5.1, завадостійкість широкосмугових систем не гірше вузькосмугових, а в ряді випадків навіть краща. Застосування ж широкосмугових сигналів у дискретно-адресних системах з викликом довільного абонента дозволяє ефективно використовувати частотний діапазон та забезпечувати можливість встановлення більшої кількості одночасних зв'язків у тій же полосі. А використання сигналів з дуже великою базою дозволяє навіть наблизитись до граничної швидкості передачі для каналу зв'язку – до його пропускної здатності.

Розглянемо більш детально деякі приклади реалізації широкосмугових шумоподібних сигналів.

Побудова регулярного сигналу типу реалізації шумового процесу. Тут замість використання реальних зразків шуму застосовуються регулярні (детерміновані, не випадкові) сигнали, які мають часові та кореляційні характеристики, схожі з характеристиками флуктуаційного шуму.

На рис 5.7 зображена структурна схема формування шумоподібного сигналу.

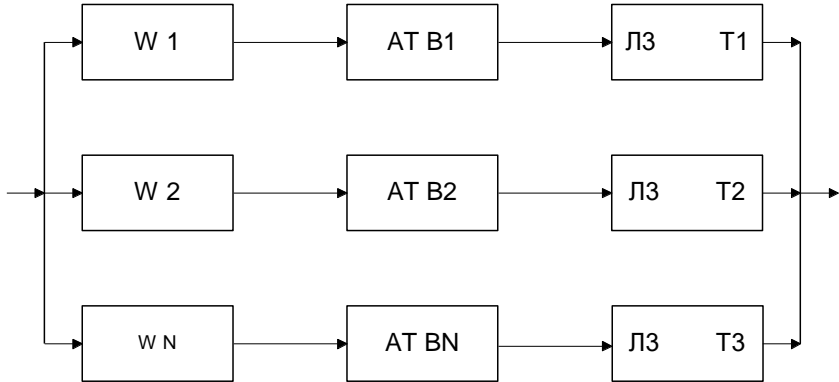


Рис.5.7. Структурна схема формування шумоподібного сигналу

Лінійний фільтр (рис. 5.7) включає в себе n паралельно з'єднаних ланцюгів, кожен з яких містить вузькосмуговий фільтр, атенюатор та лінію затримки. Якщо на вхід цієї схеми подати імпульс малої довжини (δ -функцію), то кожен з n фільтрів вириже з рівномірного спектра цього імпульсу вузьку смугу частот, яка відповідає його смузі пропускання.

Якщо вважати, що фільтри мають майже ідеальну прямокутну характеристику та смугу Δ , то на виході кожного фільтра з'явиться сигнал

$$S_K(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_K - \Delta/2}^{\omega_K + \Delta/2} e^{j\omega t} dt = -\frac{\sin \frac{\Delta}{2} t}{\pi t} e^{j\omega_K t},$$

де ω_K – центральна частота k -го фільтра.

Послаблення кожного сигналу в атенюаторах в β_K разів та затримка його на ТК дає підсумовуючий сигнал на виході схеми у вигляді

$$S_K(t) = \sum_{K=1}^N \beta_k S_k(t - T_K) = \frac{1}{\pi} \sum_{K=1}^N \beta_r \frac{\sin \frac{\Delta}{2}(t - T_k)}{t - T_K} \exp[j\omega_K(t - T_k)]. \quad (5.1)$$

Вираз (5.1) є не що інше, як відомий ряд В. А. Котельникова, за допомогою якого можна згідно з відповідним вибором параметрів $\omega_K, \Delta, \beta_K, T_K$ та кількістю фільтрів N точно представити на кінцевому інтервалі часу будь-який сигнал, який займає обмежену смугу частот. Таким чином, схема рис. 5.7 принципово дозволяє формувати регулярно сигнали з обмеженим спектром будь-якого типу, в тому числі й сигнали типу реалізації флуктуаційного шуму. Одержання ансамблю таких начебто шумових сигналів у тій же смузі пропускання зводиться до відповідних переміщень у схемі рис. 5.7, тобто до зміни значень β_K та T_K .

Як відомо, сигнал з обмеженим спектром F на інтервалі часу T може бути точно переданий та відтворений на приймальній стороні за допомогою його $2FT$ інших незалежних параметрів, однозначно пов'язаних з формою сигналу. Такими параметрами у схемі рис. 5.7 є значення амплітуд та фаз напруги на виході фільтрів, які настроєні на частоту ω_K .

Для однозначного відтворення сигналу $S(t)$ можна використовувати також інші $2FT$ незалежні параметри сигналу. Тому значення бази сигналу $B = 2FT$ інколи називають числом ступенів свободи або розмірністю сигналу, а сигнали з великою базою (широкосмугові) називають ще багатовимірними або сигналами з великою кількістю ступенів свободи.

Якщо база сигналу ($B \gg 1$) надто велика, то реалізація таких схем стає досить складною. Але, якщо обмежити задачу отриманням сигналів, у тій чи іншій мірі близьких до флуктуаційних, то кількість паралельних ланцюгів можна значно зменшити. Крім того, схему формування сигналів можна спростити, застосувавши загальну лінію затримки та загальний амплитудний корелятор. Така схема формування та селекції шумоподібних сигналів показана на рис. 5.8.

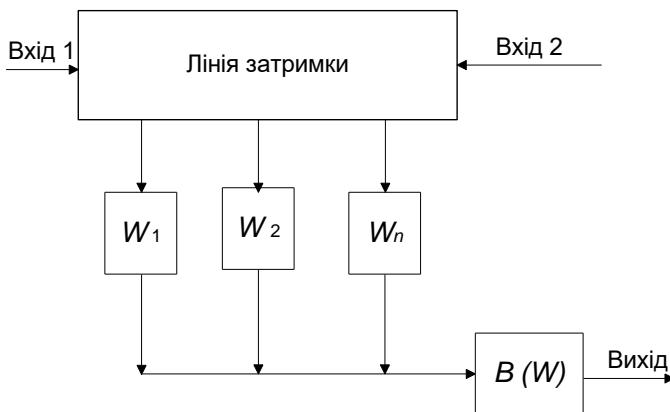


Рис. 5.8. Схема формування та селекції шумоподібних сигналів

Однією з переваг цього методу формування шумоподібних сигналів є можливість побудови узгодженого фільтра, який здійснює оптимальний прийом таких сигналів. Узгоджений фільтр у цьому випадку повинен усувати затримки та амплітудні значення, які внесені під час передачі. Це означає, що він складається з тих же елементів, але зі зворотним порядком включення. Так, для схеми рис. 5.8 узгоджений фільтр буде мати таку ж будову, але з подачею сигналу на вхід 2.

Формування широкосмугового шумоподібного сигналу за допомогою низки генераторів періодичних сигналів.

Формування шумоподібного сигналу можна здійснити за допомогою паралельного з'єднання декількох періодичних генераторів. Прикладом такої схеми може бути генератор, до складу якого входять декілька мультівібраторів, що з'єднані паралельно і працюють з різними частотами. Вихідні сигнали цих мультівібраторів складаються з тими чи іншими відносними амплітудами. Залежно від співвідношення амплітуд, які регулюються за допомогою атенуаторів, на виході генератора можуть бути одержані сигнали, які мають різні часові та спектральні характеристики.

Відомо чотири способи одержання шумоподібного сигналу:

- складання сигналів з виходів окремих мультівібраторів з рівними амплітудами;

- складання сигналів з амплітудами, які пропорційні кореню квадратному з частоти;
- складання сигналів з амплітудами, які пропорційні частоті;
- складання сигналів з амплітудами зворотно пропорційними частоті.

Перевагами такого методу формування шумоподібного сигналу є простота генератора, який складається з декількох мультівібраторів та атенуаторів; велика потужність сформованого сигналу; різноманіття можливих форм сигналу, його спектральних та вірогідносних характеристик; можливість генерування та синхронізації такого сигналу в будь-якому місці системи.

Аналогічно генератору на мультівібраторах можливі генератори із застосуванням генераторів будь-яких періодичних сигналів синусоїдальних коливань, пилкоподібних і т. ін.

5.2.1. Сигнали з лінійно-частотною модуляцією

Одним з найпростіших методів отримання широкосмугових сигналів є глибока модуляція несучої частоти за лінійним законом.

У цьому випадку частота у межах довжини сигналу міняється за законом

$$\omega = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{T}t, |t| < T/2,$$

де $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ – девіація частоти; ω_0 – несуча частота.

Дослідження показали, що при досить великих значеннях D ($D = T\Delta f$) спектр сигналу рівномірний та обмежений смугою Δf . Так, коли $D = 100$, то 98% енергії сигналу зосереджено у смузі Δf . При великих значеннях Δf параметр D збігається зі значенням бази $2FT$, оскільки виконується співвідношення $2FT \approx \Delta f$.

Таким чином, сигнали з лінійною частотною модуляцією задовольняють всі вимоги до шумоподібних сигналів як їх починаюча постійна. Їх можна незалежно генерувати і на прийемальному, і на передавальному кінцях, простіше синхронізувати, ніж реальні зразки шуму. Чим більше максимально припустиме значення Δf_{\max} , тим більшу кількість слабкорельованих сигналів можна створити для використання в системах зв'язку з шумоподібними сигналами [5].

5. 3. Шумоподібна модуляція несучого синусоїдального коливання

Зараз, на відміну від випадків, де синусоподібний сигнал створювався безпосередньо на високій частоті, розглянемо його одержання за рахунок спеціальної модуляції синусоїдальної несучої. Найпростіший вид широкополосного сигналу є сигнал, який має вигляд

$$f(t) = \begin{cases} \cos \omega_0 t, & 0 < t < \Delta T; \\ 0, & \Delta T < t < T, \end{cases}$$

де $\Delta T \ll T$.

Цей сигнал складається з короткого радіоімпульсу протягом ΔT , в інший час передавач ні якого сигналу не випромінює. Тоді, якщо під довжиною сигналу, який використовується в системі, розуміти T , база такого сигналу буде дорівнювати

$$B = 2FT \approx T/\Delta T \gg 1,$$

і такий сигнал є звичайно широкосмуговий.

Якщо розташувати цей імпульс у різних часових позиціях в межах інтервалу T , то можна отримати набір із B -ортогональних сигналів, які можуть бути незалежно відтворені на приймальному кінці, та синхронізовані з сигналом, що надходить. Але середня потужність сигналу в цьому випадку буде визначатися величиною

$$P_{\text{cp}} = P_n (\Delta T/T) = \frac{P_n}{2FT},$$

де P_n – пікова потужність.

Отже, для великих значень FT потужність P_{cp} буде складати лише малу частку P_n .

Оскільки пікова потужність – величина обмежена, то завадостійкість такої системи буде низькою.

Тому було запропоновано використовувати шумоподібну модуляцію несучого коливання з метою одержання сигналу з великою базою та майже постійною огинаючою [5]. Ця модуляція здійснюється за допомогою шумоподібних якби випадкових послідовностей різного виду, які мають кореляційні властивості, що схожі з кореляційними властивостями білого шуму. Для цього

використовують модулюючу послідовність, яка має довжину T і складається з $m = T/\Delta T \approx 2FT$ імпульсів (див. рис.5.5). Ширина полоси такого сигналу визначається довжиною одного імпульсу ΔT . Огинаюча такого сигналу майже постійна, так що потужність передавача використовується найбільш ефективно. Оскільки послідовність бінарна (+1 та -1), то амплітудна модуляція фактично буде фазовою з двома значеннями фази (0 та π) [5].

Бінарними модулюючими послідовностями можуть бути якби випадкові m -послідовності або послідовності максимального періоду регістра зсуву.

Існують також методи формування на несучій частоті багатофазних шумоподібних сигналів, в яких фаза несучої в окремих імпульсах приймає не два, а більше значень. Такі сигнали, отримані в результаті модуляції несучої частоти, є “багатофазовою” модулюючою послідовністю.

Усі методи формування широкосмугових сигналів, що були наведені раніше, використовуються для одержання сигналу, який неперервний за часом та частотою у відведеній йому смузі частот F та його довжині T .

Існують й інші методи побудови широкосмугового сигналу, так звані широкосмугові сигнали з розірваною за часом та частотою структурою.

В таких системах частотно-часова сфера поділяється на смуги шириною $f \approx 1/T$ по осі частот та на часові інтервали довжиною $t \approx 1/F$ по осі часу (рис. 5.3, в, та рис. 5.3, з).

Формування широкосмугового сигналу здійснюється шляхом вибору визначеної кількості елементів, які розташовані в різних частинах сфери. Цей набір окремих елементів й складає широкосмуговий сигнал.

Користуючись одним розбиттям частотно-часової сфери, можна отримати велику кількість різних широкосмугових сигналів, які мають за умов точної синхронізації гарні кореляційні властивості. Такий метод побудови широкосмугового сигналу називають ще частотно-часовим рознесенням (ЧЧР). Під час передачі кількох імпульсів на різних частотах одержують частотне рознесення

сигналів, а часове рознесення (передача послідовності імпульсів на постійній частоті) є не що інше як часо-імпульсна модуляція.

Широкосмугові сигнали, які розірвані за часом та частотою, знайшли застосування в так званих дискретно-адресних системах з викликом довільного абонента.

5.4. Однорідні бінарні коди

Найбільш поширені шумоподібні сигнали, які утворені за допомогою маніпуляції синусоїдальної несучої за амплітудою або фазою, що відповідає деякій якби випадковій послідовності. Найчастіше використовуються бінарні послідовності, оскільки їх генерування та прийом найбільш просто виконати технічно. Крім того, сигнали, які утворені на їх основі, зазвичай, мають мінімальний пік-фактор.

Випадковою послідовністю називають послідовність символів довжини (значності) m , кореляційні властивості якої близькі до кореляційних властивостей клінірованого шуму, кількість символів різного виду (+1 та -1, або +1 та 0 для бінарної послідовності) в таких послідовностях приблизно однакові. Крім того, в довгій послідовності кількість груп однакових символів зменшується зі зростанням довжини групи.

З причини аналогічності цих властивостей з властивостями клінірованого шуму послідовності й отримали назву якби шумових або якби випадкових.

Отже, під однорідним бінарним кодом будемо розуміти набір з n кодових слів (послідовностей) однієї й тієї ж довжини m , яка складається з двох символів "1" та "-1". Такий код можна представити собі як набір n векторів у m -вимірному просторі.

Автокореляційною періодичною функцією $\rho_{\vec{x}}(j)$ m -вимірного вектора X називається функція

$$\rho_{\vec{x}}(j) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i + x_{i+j},$$

де $x_{m+k} = x_k$.

Приклад, для $\vec{x} = (1, -1, -1, 1)$

$$\rho_{\bar{x}}(3) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 x_i x_{i+3} = \frac{1}{4} [1 \cdot 1 + (-1) \cdot 1 + (-1)(-1) + 1 \cdot (-1)] = \frac{1}{4} [0] = 0,$$

$$\rho_{\bar{x}}(0) = 1, \rho_{\bar{x}}(1) = 0, \rho_{\bar{x}}(2) = -1.$$

Значення $\rho_{\bar{x}}(0)$ звичайно називають головним максимумом, а значення $\rho_{\bar{x}}(j \neq 0)$ – боковими пелюстками кореляційної функції.

В теорії систем передачі інформації розглядають також неперіодичні кореляційні функції. Наприклад, неперіодична автокореляційна функція може бути визначена за формулою

$$\rho_{\bar{x}}^{HP}(j) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m-j} x_i x_{i+j}.$$

Неперіодичні автокореляційні функції застосовуються, наприклад, під час розгляду питань синхронізації.

Періодичною взаємкореляційною функцією $\rho_{\bar{x}\bar{y}}(j)$ двох m – вимірних векторів \bar{x} та \bar{y} є функція

$$\rho_{\bar{x}\bar{y}}(j) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i x_{i+j}. \quad (5.2)$$

Значення цієї функції при $j=0$ називають кореляцією двовимірних векторів \bar{x} та \bar{y} . Для зручності її записують як

$$\rho_{\bar{x}\bar{y}}(0) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i y_i = \rho(\bar{x}, \bar{y})$$

Оскільки в нашому випадку координатами векторів \bar{x} та \bar{y} є “1” та “-1”, вираз (5.2) буде визначати косінус кута між цими векторами. Якщо $\rho(\bar{x}, \bar{y}) = 0$, то вектори називають ортогональними. У даному випадку це має наочний геометричний зміст (косінус кута між векторами дійсно дорівнює нулю).

Кореляцію між векторами з одиниць можна визначити як

$$\rho(\bar{x}, \bar{y}) = \frac{A - B}{A + B},$$

де A – кількість позицій, в яких символи послідовностей \bar{x} та \bar{y} збігаються; B – число позицій, в яких символи різні.

Як відомо [5], найкращу завадостійкість в системі зв'язку забезпечують сигнали, кореляція між якими мінімальна. З цієї точки

зору значний інтерес представляють трансортгональні коди, тобто такі коди, в яких кореляція між різними кодовими словами має негативне значення. Якщо позначити кодові слова через $\vec{V}_i (i = 1, 2, \dots, n)$, то для трансортгональних кодів

$$\rho(\vec{V}_i, \vec{V}_j) < 0 \quad \text{для всіх } i \neq j.$$

Для характеристики кореляційних властивостей такого коду використовують дві величини – максимальну кореляцію між словами коду та середню кореляцію:

$$\rho_{\max}(\vec{V}_k, \vec{V}_l) = \max_{ij} \rho(\vec{V}_i, \vec{V}_j),$$

$$\rho_{\text{сеп}} = \frac{1}{n^2} \sum_{i,j} \rho(\vec{V}_i, \vec{V}_j) = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{\substack{i \neq j \\ ij}} \rho(\vec{V}_i, \vec{V}_j).$$

Код із n слів, у якого $\rho_{\max}(\vec{V}_k, \vec{V}_l)$ – мінімальне з усіх трансортгональних кодів такого обсягу і дорівнює $\rho_{\text{сеп}}$, називають симплексним кодом.

Для симплексних кодів характерно виконання співвідношення

$$\rho(\vec{V}_i, \vec{V}_j) = \rho_{\max} = \rho_{\text{сеп}} \begin{cases} -\frac{1}{n-1}, n - \text{парне} \\ -\frac{1}{n}, n - \text{непарне} \end{cases}. \quad (5.3)$$

Симплексні коди існують для великої кількості значень n . Так, для всіх $n \leq 100$ існують симплексні коди, окрім $n = 57, 58, 77, 78, 93, 94$.

У виразі (5.3) різниця між величинами $-\frac{1}{n-1}$ та нулем особливо для великих n настільки мала, що нею можна знехтувати. В такому разі вимоги мінімальності кореляції можна замінити на вимогу

$$\rho(\vec{V}_i, \vec{V}_j) = 0; \quad i \neq j.$$

Коди, які задовольняють такі вимоги, називають ортогональними. Для ортогональних кодів задовольняються умови, $n = m$, оскільки кількість ортогональних векторів в m -вимірному просторі дорівнює m .

Біортогональні коди утворюються з векторів ортогональних кодів та їхніх негативів (негатив – код, утворений з попередньою заміною 1 на -1 і навпаки). Для них виконуються умови $n = 2m$. Кореляційні властивості біортогональних кодів мають вигляд

$$\rho(\vec{V}_i \pm \vec{V}_j) = 0, \quad i \neq j$$

$$\rho(\vec{V}_i \pm \vec{V}_j) = \pm 1$$

Найбільш відомими біортогональними кодами є коди Ріда-Мюллера першого порядку.

Далі розглянемо шумоподібні послідовності та їхні властивості.

Нехай деяка послідовність довжиною m має кореляційну функцію

$$\rho_{\vec{x}}(j) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i x_{i+j} = a \neq 1, \\ 0 \leq j \leq m.$$

У цьому випадку послідовність \vec{x} буде мати дорівневу кореляційну функцію. Якщо $a \ll 1$, то така послідовність може бути 1, 1, 1, -1. Значення її кореляційної функції при $j \neq 0$ дорівнюють 0, а тому це є шумоподібна послідовність. Ця послідовність разом зі своїм циклічним зсувом може розглядатися як кодові слова ортогонального коду. Отже, циклічним зсувом називають преміщення останнього символу послідовності на перше місце, при чому порядок послідовності інших символів зберігається. Наприклад, послідовність a_4, a_1, a_2, a_3 одержана за допомогою циклічного зсуву послідовності a_1, a_2, a_3, a_4 .

Найбільш відомими та добре дослідженими шумоподібними послідовностями є m -послідовності або послідовності максимальної довжини регістра зсуву. Ця послідовність має довжину $m = 2^k - 1$ та кореляційну функцію

$$\rho_{\vec{x}}(j) = \frac{-1}{2^k - 1}, \quad 1 \leq j \leq 2^k - 1, \quad j \neq 0.$$

Завдяки простоті одержання таких послідовностей та їх кореляційним властивостям вони знайшли широке застосування в системах зв'язку.

5.5. Модуляція за допомогою квазівипадкових послідовностей

Шумоподібні сигнали, які використовуються для передачі в лінію зв'язку, утворюються таким чином. Спочатку за квазівипадковою послідовністю будується шумоподібний сигнал на відеочастоті. Потім цей сигнал використовується для модуляції високочастотного синусоїдального несучого коливання за допомогою амплітудної або фазової модуляції.

Перетворення кодової квазівипадкової послідовності в шумоподібний сигнал на відеочастоті проходить у два етапи. Спочатку з послідовності утворюється сигнал, який відтворюється за допомогою решітчастої функції

$$S_p(t) = \sum_{k=0}^{m-1} x_k \delta(t - k\Delta T),$$

де x_k – значення послідовності в k -ї позиції; ΔT – фіксований параметр; $\delta(t)$ – дельта-функція.

На другому етапі з функції $S_p(t)$ за допомогою тригера з імпульсною характеристикою

$$h(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq \Delta T, \\ 0, 0 > t > \Delta T. \end{cases}$$

отримують шумоподібний сигнал $S(t)$.

Довжина сигналу $S(t)$ дорівнює $T = m\Delta T$, а смуга частот, яку він займає $F \approx 2/\Delta T$, так щоб база цього сигналу $B = 2FT = m$.

Перетворення кодової послідовності в шумоподібний сигнал показано на рис. 5.9.

Огинаюча такого сигналу майже постійна, що дозволяє повністю використовувати потужність передавача.

Множення двох різних бінарних сигналів дає знову бінарний сигнал, а відповідна йому бінарна послідовність може бути одержана складанням за модулем 2 послідовностей, які відповідають первісним сигналам.

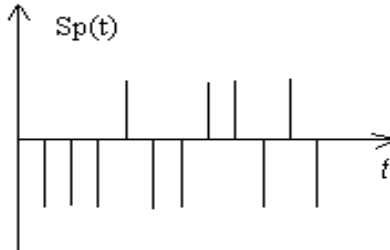
Енергетичний спектр бінарного сигналу має вигляд [5]:

$$\Phi(\omega) = \frac{m+1}{m^2} \left(\frac{\sin \frac{\omega \Delta T}{2}}{\frac{\omega \Delta T}{2}} \right) \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{k=\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{m\Delta T}\right) + \frac{1}{m^2} \delta(\omega), \quad (5.4)$$

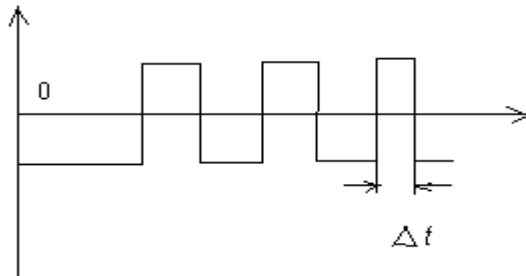
де m – період послідовності; ΔT – довжина одного елемента.

0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0

Квазішумова послідовність



Решітчаста послідовність



Квазішумовий сигнал на відеочастоті

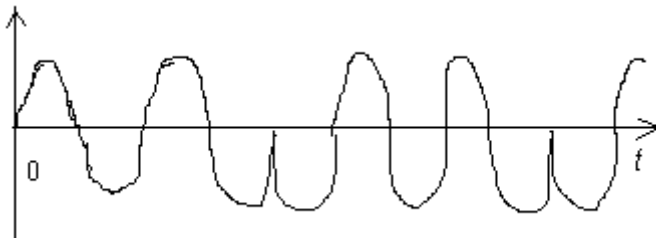


Рис.5.9. Перетворення квазівипадкової послідовності в шумоподібний сигнал

Аналіз виразу (5.4) дозволяє зробити такі висновки. По-перше, цей спектр має лінійчасту структуру, частоти його кратні основній частоті $\frac{2\pi}{m\Delta T}$. По-друге, є множник, який зворотно пропорційний періоду послідовності, тому, якщо період послідовності збільшити вдвічі, то амплітуда кожної лінії зменшиться у два рази. По-третє, огинаюча спектра визначається довжиною окремого елемента. Це означає, що полоса, яка необхідна для передачі такого сигналу, не залежить від довжини сигналу, а лише від довжини елемента. Потужність на нульовій частоті можна визначити таким чином. Сигнал має непарну кількість елементів, з яких $(m+1)/2$ однієї полярності, а $(m-1)/2$ іншої полярності. Тому компонента на нульовій частоті має значення $\frac{1}{m^2}$, а її потужність – $\frac{1}{m^2}$.

Оскільки для найкращого використання потужності передавача потрібен сигнал з постійною огинаючою, модуляція несучої бінарними послідовностями одержала широке поширення.

Найкраще в такому випадку використовувати амплітудну модуляцію з придушеною несучою. У звичайній амплітудній модуляції амплітуда несучої змінюється відповідно до модулюючої функції, так що сигнал має вигляд

$$S(t) = A[1 + q(t)]\cos \omega_0 t,$$

де A – амплітуда немодульованного коливання; ω_0 – кутова частота несучої; $q(t)$ – модулююча функція або закон модуляції.

Звичайно величина $q(t)$ не більша за одиницю, так що несуча частота не зникає. Якщо використовувати балансну модуляцію, то модульований сигнал буде мати вигляд

$$S(t) = Aq(t)\cos \omega_0 t.$$

Ці коливання не містять несучої частоти, якщо $q(t)$ не має складових з нульовою частотою. Таким чином, амплітудний спектр модулюючого коливання переноситься вздовж спектра на величину несучої частоти. Звичайно частота несучого коливання набагато більша частоти основних складових модулюючого сигналу, так що спектральна щільність на низьких частотах дуже мала.

Отже, у випадку балансної модуляції під час $q(t)=+1$ передається відрізок несучого коливання, а коли $q(t)=-1$ передаються ті ж коливання у протифазі. Потужність сигналу при цьому завжди постійна.

Крім амплітудної модуляції, можлива ще фазова модуляція. В цьому випадку фаза несучого коливання пропорційна модулюючій функції $q(t)$.

Сигнал має вигляд

$$S(t) = A \cos[\omega_0 t + \theta q(t)].$$

Цей вид модуляції має аналогію з балансною модуляцією, тобто спектр фазоманіпульованої несучої, якщо він модульований бінарним сигналом, збігається зі спектром балансної модуляції за виключенням наявності компоненти несучої частоти. У разі $\theta = \frac{\pi}{2}$ балансна та фазова маніпуляції повністю збігаються. Для фазової маніпуляції потужність модульованого сигналу також постійна.

Для повної оцінки ефективності системи зв'язку та вибраного набору сигналів треба визначити не тільки заводостійкість системи, а й смугу частот, що займає система.

Як відомо, кожний сигнал $S_i(t)$ довжиною T складається з послідовності m сигналів довжиною $\Delta T = T/m$, які вибрані за тим чи іншим законом з двох сигналів $\alpha_0(t)$ та $\alpha_1(t)$. Таким чином, частотні властивості сигналу $S_i(t)$ для фіксованих T і m залежать від виду сигналів $\alpha_0(t)$ та $\alpha_1(t)$.

Найбільш простий метод визначення смуги частот, яку займає система, складається з визначення мінімального частотного рознесення двох каналів так, щоб наявність або відсутність сигналу в одному з каналів не позначалася на процесі декодування в іншому каналі [5]. Позначимо сигнал в одному з каналів через $S_{pi}(t)$, а в іншому $S_{qi}(t)$.

Як відомо з теорії оцінки заводостійкості приймача, який реалізує оптимальний алгоритм декодування, у p -му каналі декодуючий пристрій обчислює M величин

$$Z_{pi} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) S_{pi}(t) dt, \quad I = 1, 2, \dots, M,$$

де $y(t)$ – сигнал на виході змішувача.

Тому, для того, щоб наявність або відсутність сигналу в q -му каналі не впливала на декодування в p -му каналі, потрібно виконання умови

$$\int_0^T S_{pi}(t) S_{qi}(t) dt = 0 \quad (5.5)$$

для всіх i, j, p та q . Такі умови ортогональності сигналів у різних каналах повинні виконуватися для всіх каналів. Позначимо елементарні сигнали в p -му каналі через $\alpha'_0(t)$ і $\alpha'_1(t)$, запишемо умови ортогональності у вигляді

$$\int_0^{T/n} \alpha_r(t) \alpha'_n(t) dt = 0, \quad r, n = 0, 1. \quad (5.6)$$

Ці умови можна виконати, якщо вибрати елементарні сигнали у вигляді

$$\alpha_r(t) = C_r \cos p \frac{n\pi}{T} t, \quad r = 0, 1$$

для p -го каналу та

$$\alpha'_r(t) = C'_r \cos q \frac{n\pi}{T} t, \quad r = 0, 1$$

для q -го каналу, де C_r та C'_r - деякі постійні коефіцієнти. Відомо, що мінімальне частотне рознесення каналів дорівнює $\frac{n\pi}{T}$ рад/с або $\frac{n}{2T}$ Гц.

Такий вибір сигналів, що передаються, зручний тим, що ці сигнали отримані за допомогою амплітудної модуляції синусоїдальної несучої. Якщо вибрати $C_0 = +\sqrt{2P}$, а $C_1 = -\sqrt{2P}$, то елементарні сигнали будуть мати вигляд

$$\alpha_0(t) = \sqrt{2P} \cos\left(p \frac{n\pi}{T}\right)t,$$

$$\alpha_1(t) = -\sqrt{2P} \cos\left(q \frac{n\pi}{T}\right)t.$$

Треба зазначити, що умова (5.6) більш жорстка, ніж (5.5). Так, виконання умови (5.5) можна досягти, наприклад, якщо взяти сигнали S_{p_i} та S_{q_i} у вигляді одного несучого колювання, яке модульовано різними ортогональними послідовностями. Але оскільки у кожному каналі використано повний набір ортогональних сигналів, такий набір сигналів у сусідніх каналах неможливий. Тому треба використовувати сигнали, несучі колювання яких рознесені на $\frac{n}{2T}$ Гц.

Розглянемо тепер питання про швидкість передачі інформації в багатопозиційній системі зв'язку, яка використовує M сигналів. Вона дорівнює

$$R = \frac{\log_2 M}{T} = \frac{k}{T} \text{ біт/с}$$

або, що еквівалентно, час, який потрібен одному біту інформації дорівнює

$$T_B = \frac{T}{\log_2 M} = \frac{T}{k} \text{ с/біт.}$$

Для порівняння ефективності систем передачі інформації потрібно розглянути для кожної системи залежність вірогідності помилки від кількості сигналів M , що використовуються, а також величину PT_B/N_0 , що являє собою відношення енергії сигналу на один біт інформації до спектральної щільності шуму. Це один з основних параметрів системи, оскільки у чисельнику стоїть величина, яка характеризує властивості системи, а в знаменнику – характеристика каналу зв'язку. Крім того, величина вірогідності помилки залежить від кореляційних властивостей набору сигналів, тобто від $\{R_{ij}\}$.

Іншим основним параметром є відношення смуги частот, яка потрібна для передачі інформації в конкретній системі зв'язку, до швидкості передачі інформації R :

$$\frac{F}{R} = \frac{nT}{2T \log_2 M} = \frac{n}{2k}$$

Отже, задача вибору оптимальної системи зв'язку пов'язана з знаходженням таких сигналів, які дають найкращу завадостійкість (найменшу вірогідність помилки) для заданих k та $\frac{PT_B}{N_0}$ за умови збереження відношення F/R .

Виявляється, що цим умовам найбільше відповідають шумоподібні сигнали, які побудовані на основі бінарних кодів.

Дійсно, зі зменшенням R_{ij} завадостійкість зростає. Не важко показати, що для будь-якого набору із M рівнокорельованих сигналів мінімально можлива кореляція дорівнює $-\frac{1}{M-1}$. Так

$$\begin{aligned} \int_0^T \left[\sum_{i=1}^M S_i(t) \right]^2 dt &= \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^M \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt = ME + (M^2 - M)ER_{ij} = \\ &= ME + M(M-1)ER_{ij} \geq 0; \end{aligned}$$

$R = R_{ij}$ для усіх $i \neq j$, оскільки величина, яка знаходиться в лівій частині, не може бути від'ємною. Звідки безпосередньо отримуємо

$$R = R_{ij} \geq -\frac{1}{M-1}.$$

Під час виведення цього співвідношення зробимо припущення, що кореляція між будь-якими сигналами набору має одну й ту ж величину, тобто $R_{ij} = R$ (рівнокорельований набір $\{S_i\}$). Таким чином, для набору рівнокорельованих сигналів коефіцієнт кореляції лежить у межах

$$-\frac{1}{M-1} \leq R \leq 1.$$

Нижня межа є оптимальним значенням коефіцієнта кореляції, який забезпечує мінімальну середню вірогідність помилки для набору M рівнокорельованих сигналів.

Такі кореляційні властивості мають сигнали, які отримані на основі трансортгональних або симплексних кодів. Практично

подібні кореляційні властивості (особливо для великих M) мають ортогональні коди, для яких $R_{ij} = 0$ для всіх $i \neq j$.

Таким чином, з точки зору завадостійкості ці сигнали є найкращими.

Розглянемо тепер питання про величину відношення F/R . Для ортогональних кодів число сигналів у коді дорівнює кількості елементів у сигналі, тобто $m = M$. Це можна показати, виходячи з того, що у m -вимірному евклідовому просторі існує тільки m ортогональних векторів, які утворюють базис системи. Ніякий інший вектор не може бути ортогональний до всіх векторів коду.

Таким чином, відношення дорівнює для ортогональних кодів

$$F/R = \frac{M}{2 \log_2 M} = \frac{2^{k-1}}{k}. \quad (5.7)$$

Для трансортогональних кодів $m = M - 1$, так що

$$F/R = \frac{M - 1}{2 \log_2 M} = \frac{2^k - 1}{k}.$$

Для біортогонального коду необхідно тільки $M/2$ ортогональних сигналів, тобто відношення

$$F/R = \frac{M/2}{2 \log_2 M} = \frac{2^{k-2}}{k} \quad (5.8)$$

для системи, яка використовує біортогональні коди, в два рази менше, ніж для ортогональних кодів.

Порівнюючи формули (5.7) та (5.8), можна побачити, що при великих k відношення F/R для системи з біортогональними сигналами в два рази менше як для системи з трансортогональними кодами. Таким чином, система, яка використовує сигнали, які побудовані на основі біортогональних кодів, при тій же швидкості передачі займають смугу частот вдвічі меншу, ніж системи з ортогональними та трансортогональними кодами. Крім цього, в системі з біортогональними сигналами потрібно тільки $M/2$ різних кореляторів або узгоджених фільтрів, оскільки інші $M/2$ сигналів мають ту ж форму, але інший знак. Це значно спрощує систему.

Питання для самоперевірки

1. Що таке елементарний сигнал?
2. Наведіть приклади найпоширеніших складових сигналів.
3. Яким умовам повинні відповідати шумоподібні сигнали для їх використання в широкосмугових системах?
4. В чому полягає суть модуляції за формою?
5. Наведіть приклади реалізації широкосмугових шумоподібних сигналів.
6. В чому суть шумоподібної модуляції несучого синусоїдального коливання?
7. Що таке бінарний однорідний код?
8. В чому суть модуляції за допомогою квазівипадкових послідовностей?
9. Які сигнали з точки зору завадостійкості є найкращими?

6. КОДЕРИ МОБІЛЬНИХ РАДІОСИСТЕМ

6.1. Методи та показники якості кодування мовних повідомлень

Усі методи цифрового кодування мови можна розділити на дві категорії. Кодери форми сигналу та вокодери. На рис. 6.1 показані найбільш поширені методи кодування мовних сигналів.

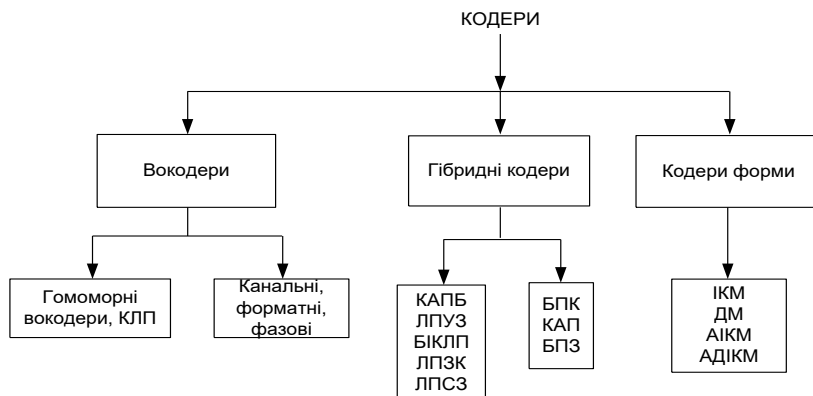


Рис. 6.1. Методи кодування мовних сигналів

На рис. 6.1 прийняті такі скорочення:

КЛП (кодування з лінійним передбаченням), англійською мовою LPC (Linear Predictive Coding);

КАПБ (кодування з адаптивним передбаченням), англійською мовою APC (Adaptive Predictive Coding);

ЛПУЗ (лінійне передбачення зі зрізаним збудженням), англійською мовою RELP (Residual Exciting Linear Prediction);

БІКЛП (багатоімпульсне кодування з лінійним передбаченням), англійською мовою MPLPC (Multi-Pulse Linear Predictive Coding);

ЛПЗК (лінійне передбачення зі збудженням від коду), англійською мовою CELP (Code Excited Linear Prediction);

ЛПСЗ (лінійне передбачення з сумарним збудженням), англійською мовою SELP (Sum Excited Linear Prediction);

БПК (багатополосне кодування), англійською мовою SBC (Sub-Band Coding);

КАП (кодування з адаптивним перетворенням), англійською мовою АТС (Adaptive Predictive Coding);

БПЗ (багатополосне збудження), англійською мовою МВЕ (Multi-Band Excitation);

ІКМ (імпульсно-кодова модуляція), англійською мовою РСМ (Pulse Code Modulation);

ДМ (дельта-модуляція), англійською мовою ДМ (Delta-Modulation);

АІКМ (адаптивна ІКМ), англійською мовою АРСМ (Adaptive PCM);

АДІКМ (адаптивна диференційна ІКМ), англійською мовою АДРСМ (Adaptive Differential PCM).

Методи кодування мови, показані на рис. 6.1, сьогодні є найбільш дослідженими. Основна функція цих схем кодування – проаналізувати сигнал, усунути надлишковість та відповідним чином закодувати інформативні частини сигналу. Для зниження швидкості цифрового потоку, а отже ширини смуги пропускання, доводиться розробляти все більш складні методи усунування надлишковості.

Взагалі якість мови та швидкість передачі (ширина смуги пропускання) завжди є конфліктуючими чинниками. Чим нижче швидкість мовного кодера, тим більше ступінь компресії сигналу і тим гірше якість передачі інформації (розбірливість мови). Для систем, які працюють в телефонних мережах загального користування (ТМЗК), основною вимогою є якість передачі, тому тут в основному застосовуються кодери форми, що працюють на високих швидкостях.

В спеціальних (закритих) телекомунікаційних мережах вимоги до якості можуть бути знижені. Тут головна вимога – закритість системи.

В системах рухомого радіозв'язку намагаються знайти компроміс та забезпечити високу ступінь стискання при задовільній якості. Високий ступінь стискання сигналу дозволяє використовувати час, що залишився для попереднього коригування помилок, сигналів керування та інших сигналів.

В табл. 6.1, наведені основні стандарти цифрового кодування мови.

Таблиця 6.1

Основні стандарти цифрового кодування мови.

Швид- кість, кбіт/с	Галузь застосування	Тип кодера	Рік впро- вадже ння
64	ТМЗК (1-е покоління)	ІКМ (PCM)	1972
32	ТМЗК (2-е покоління)	АДІКМ (ADPCM)	1984
16	ТМЗК (3-е покоління)	ЛПЗК з малою затримкою (LD-CELP)	1992
16	Морські системи зв'язку INMARSAT Standard B	КАПБ (APC)	1985
13	Загальноєвропейська система цифрового рухомого радіозв'язку (GSM)	ЛПЗРПІ-ДТП (RPE-LTP) – лінійне передбачення зі збудженням регулярної послідовності імпульсів та довготерміновим передбаченням	1991
9,6	Аерокосмічні системи зв'язку	БІКЛП	1990
6,7	Мобільні системи зв'язку Японії	ЛПСЗ (VSELP) – лінійне передбачення із вектор- ним збудженням	1993
5,6	Мобільні системи Half- Rate GSM	ЛПЗК (CELP)	1993
6,4	Наземні системи зв'язку INMARSAT Standard M	БПЗ (MBE)	1993
4,8	Супутниковий зв'язок NASA	КАВПБ (VAPC) – кодування з векторно- адаптивним передбаченням	1991
2,4	Федеральний стандарт уряду США	КЛП (LPC)	1997

6.2. Кодери GSM

В системі GSM для каналу з повною швидкістю передачі використовують метод кодування джерела мовного сигналу з

регулярним імпульсним збудженням та довгостроковим передбаченням (RPE-LTP). Основні вимоги до кодера полягають в скороченні надлишковості в мовному сигналі та забезпеченні в перервах під час пауз передачі мови.

Спрощена структурна схема такого кодера показана на рис. 6.2.

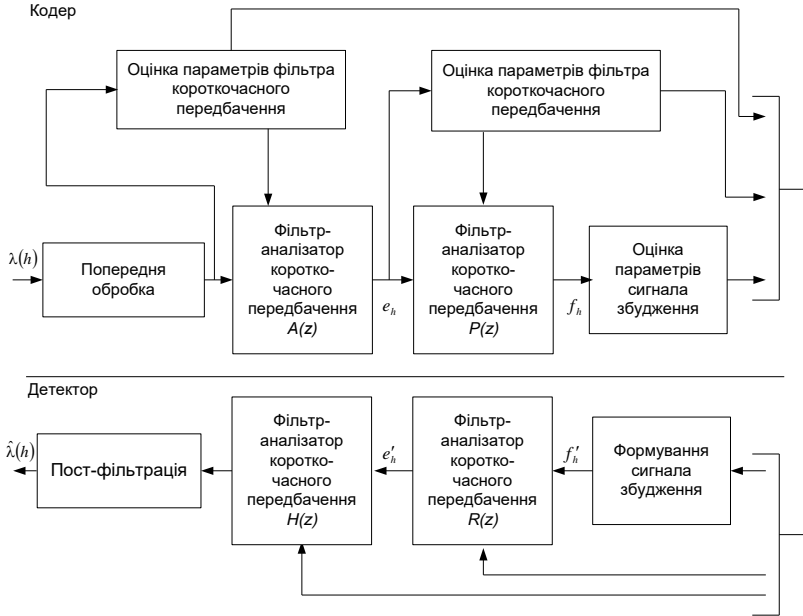


Рис. 6.2. Спрощена структурна схема кодера

Розглянемо роботу кодера. Мовний сигнал $\lambda(h)$ надходить на блок попередньої обробки, де виконуються такі операції:

- попереднє спотворення вхідного сигналу за допомогою цифрового фільтра, який підкреслює верхні частоти;
- “нарізання” сигналу на сегменти по 160 вибірок (20 мс);
- зваження кожного із сегментів вікном Хемінга (“косинус на п’єдесталі” – амплітуда сигналу плавно спадає від центра вікна до країв).

Для кожного 20 мс сегмента оцінюються параметри фільтра короткочасного лінійного передбачення – вісім коефіцієнтів часткової кореляції $k_i, i = 1 \dots 8$ (порядок передбачення $M=8$), які для передачі каналом зв’язку перетворюються в логарифмічні

співвідношення площин r_i , причому для функції логарифма використовується кусочно-лінійна апроксимація.

Сигнал з виходу блока попередньої обробки надходить на фільтр-аналізатор короткочасного лінійного передбачення і за його вихідним сигналом-залишком передбачення e_h – оцінюються параметри довгочасного передбачення: коефіцієнт передбачення (g) та затримка (τ). При цьому 160 – вибіркового сегменту залишку короткочасного передбачення e_h розділяється на чотири підсегменти довжиною 5 мс – по 40 вибірок у кожному. Параметри (τ) оцінюються для кожного із підсегментів окремо, причому для оцінки затримки τ для поточного підсегмента використовується поточний підсегмент із 40 вибірок, який зміщується в межах попередніх 128 вибірок сигналу залишку передбачення e_h . Сигнал e_h фільтрується фільтром-аналізатором довгочасного лінійного передбачення, а вихідний сигнал останнього f_h фільтрується згладжувальним фільтром і за ним формуються параметри сигналу збудження, окремо для кожного із сегментів по 40 вибірок кожний.

Сигнал збудження одного підсегмента складається з 13 імпульсів, які слідуєть через рівні відрізки часу (втричі більші, ніж інтервал дискретизації первісного сигналу), і таких, що мають різні амплітуди. Для формування сигналу збудження 40 імпульсів підсегмента згладженого залишку f_h обробляються, таким чином останній (сороковий) імпульс відкидається, а перші 39 імпульсів розбиваються на три послідовності по 13 імпульсів: у першій – імпульси 1,4,7,...,37, у другій – імпульси 2,5,8,...,38, у третій – імпульси 3,6,9,...,39. Як сигнал збудження вибирається та з послідовностей, енергія якої більше. Амплітуди імпульсів нормуються відносно імпульсу з найбільшою амплітудою. Нормовані амплітуди кодується трьома бітами кожна за лінійною шкалою квантування. Абсолютне значення найбільшої амплітуди кодується шістьма бітами в логарифмічному масштабі. Положення початкового імпульсу 13-елементної послідовності кодується двома бітами, тобто формується номер послідовності, вибраний як сигнал збудження для цього підсегмента.

Таким чином, вихідна інформація кодера мови для одного 20 мс сегмента мови включає:

параметри фільтра короткочасного лінійного передбачення – вісім коефіцієнтів логарифмічного співвідношення площин $r_i, i = 1, \dots, 8$, – один набір на весь сегмент;

параметри фільтра довгочасного лінійного передбачення – коефіцієнт передбачення (g) та затримка (τ) для кожного з чотирьох підсегментів;

параметри сигналу збудження – номер послідовності (n), максимальну амплітуду (V), нормовані амплітуди (b_i), $i = 1, \dots, 13$, імпульси послідовності для кожного з чотирьох підсегментів.

Кількість бітів, які відведені на кодування параметрів, що передаються, наведені в табл. 6.2.

Таблиця 6.2
Кодування вихідної інформації в стандарті GSM

Передані параметри	Число біт	Примітка
Параметри фільтра короткочасного передбачення (логарифмічне відношення площин $r_i, i = 1 \dots 8$)	36	r_1, r_2 - по 6 біт r_3, r_4 - по 6 біт r_5, r_6 - по 6 біт r_7, r_8 - по 6 біт
Параметри фільтра довгострокового проорокування (коефіцієнт проорокування g , затримка τ для кожного з чотирьох підсегментів)	36	g - 2 біт τ - 7 біт
Параметри сигналу порушення (номер послідовності n , максимальна амплітуда u , нормовані амплітуди імпульсів $b_i, i = 1 \dots 13$, для кожного з чотирьох підсегментів)	188	n - 2 біт u - 6 біт b_i - 3 біт
Всього за 20 мс сегментів	260	

Таким чином, всього для одного 20 мс сегмента мови передається 260 біт інформації, тобто кодер мови здійснює стискання інформації майже в L п'ять разів ($1280:260 = 4,92$). Перед видачею в канал зв'язку вихідна інформація кодера мови піддається додатковому каналному кодуванню.

Розглянемо роботу декодера. Послідовність його роботи показана на рис. 6.2. Блок формування сигналу збудження, використовуючи прийняті параметри сигналу збудження, відновлює 13-імпульсну послідовність сигналу збудження для кожного з підсегментів сигналу мови, включаючи амплітуди імпульсів та їхнє розташування в часі. Сформований у такий спосіб сигнал збудження фільтрується фільтром-синтезатором довгострокового передбачення, на виході якого отримують відновлений залишок передбачення фільтра-аналізатора короткочасного передбачення.

Останній фільтрується решітчастим (сходинковим) фільтром-синтезатором короткочасного передбачення, причому параметри фільтра попередньо перетворюються з логарифмічних відношень площин r_i у коефіцієнти часткової кореляції k_i . Вихідний сигнал фільтра-синтезатора короткочасного передбачення фільтрується (у блоці після фільтрації) цифровим фільтром, що відновлює амплітудні співвідношення частотних складових сигналу мови, тобто, компенсує попередні спотворення, які внесені вхідним фільтром блока попередньої обробки кодера. Сигнал на виході після фільтра є відновленим цифровим сигналом мови.

GSM-кодер працює на швидкості 13 кбіт/с. Головним для цього кодера є те, що він може бути легко реалізований для роботи в реальному часі у разі малих обчислювальних витрат.

Під час передачі мови в системі GSM використовується техніка переривчастої передачі DTX (Discontinuous Transmission), щоб система була економічною при забезпеченні в цілому більшої ємності. Така передача означає, що кожен мовний канал активний не безперервно. У дуплексному режимі переговорів кожен учасник говорить менше 50 % часу. Навіть під час розмови існують паузи між словами і фразами. Для визначення часу активності використовується детектор активності мови (VAD); при цьому канал зв'язку у виявлених паузах може бути переданий для передачі інших переговорів. Під час використання VAD можна також допустити передачу немовних даних під час пауз у мові. Передавач може також виключатися для скорочення інтерференції на сусідніх каналах і для збереження акумуляторних батарей радіостанцій. Ефективність таких систем залежить від алгоритму VAD, що працює на фоні зовнішніх шумів, типових для розміщених, наприклад, на автомобілі засобів рухомого радіозв'язку.

Переривчаста передача DTX – ефективний спосіб підвищення спектральної ефективності в рухомих системах передачі мови. Основний принцип DTX – включення передавача тільки на ті періоди, коли є мова для передачі.

Основною проблемою DTX є потенційне зниження якості мови – мова може ідентифікуватися як шум. Під час використання детектора активності мови можливі наступні небажані явища: розриви в мові й можливість того, що шум буде неправильно ідентифікований як мова. Розриви можуть істотно знизити загальну якість мови. Ймовірність ідентифікації мови як шуму або шуму як мови повинна бути мінімізована, тому що високий коефіцієнт активності буде збільшувати інтерференцію. У випадку, коли VAD використовується для включення й вимикання передавача, шуми на стороні приймача можуть змінюватися.

Це пов'язано з тим, що коли передавач включений, фоновий шум передається разом з мовою. Однак, коли мова закінчується, передавач виключається, що призводить до зниження фонових шумів до дуже низького рівня. Ця випадкова зміна в рівні шумів неприємна для слухача і може знизити розбірливість у випадку високого рівня шумів. Спосіб зменшення цього ефекту полягає в генерації шуму на стороні декодера на час вимикання передавача. Однак цей шум повинен бути схожий на натуральний на стороні передавача, наприклад, на шум машини чи потягу. Тому передавач періодично передає інформацію про середній рівень фону на приймач, щоб точно відтворити фоновий шум. Цей шум називається комфортним шумом. Типові схеми DTX для передавача (кодера) і приймача (декодера) показані на рис. 6.3 і 6.4.

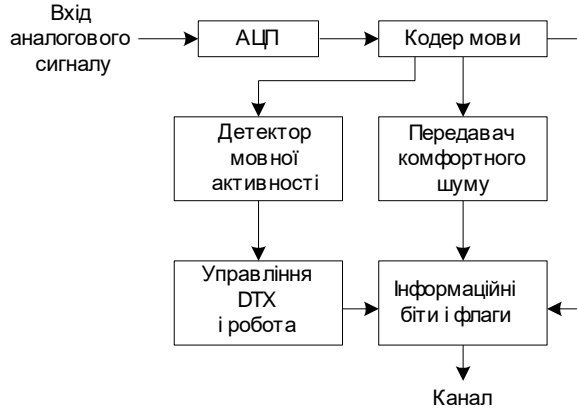


Рис. 6.3. Типова схема DTX для передавача (кодера)

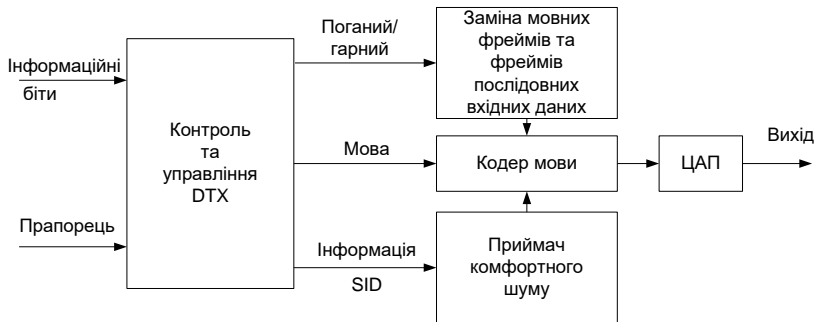


Рис. 6.4. Типова схема DTX для приймача (декодера)

Передавач складається з кодера мови, VAD, усереднювача фонових шумів і перемикача на канал, що управляється виходом VAD. Коли на вході є мова, передавач постійно включений. Під час пауз передавач вимикається, але після деякого часу, що повинен бути досить коротким, передавач знову вмикається на один фрейм, щоб передати інформацію про середній фон для точного генерування в приймачі комфортного шуму. На приймальній стороні, якщо визначена наявність мови, відбувається нормальний синтез. Якщо визначена наявність паузи, виконується одна з двох дій. Якщо не передається нова інформація про фон, використовуються існуючі параметри шуму, генерується комфортний шум, що

використовується для поточного фрейму. Якщо передаються нові параметри фонового шуму, то старі параметри замінюються на знову декодовані, а потім генерується новий комфортний шум. Звичайно, на стороні декодера також використовується індикатор “поганий/гарний” фрейм, щоб показати, чи вірні, чи ні декодовані параметри, і якщо ні, фрейм замінюється. Ефективність DTX залежить від точності VAD.

6.3. Детектор активності мови (VAD – Voice Activity Detector)

6.3.1. Аналіз активності мовних абонентів

Статистичні виміри показують, що в процесі діалогу мовна активність абонента складає в середньому близько 40 % часу від тривалості обміну. Цей факт дозволяє приблизно в два рази знизити мовне навантаження, що вводиться в мережу, за рахунок формування і передачі мовних пакетів (РП), що відповідають тільки активному стану абонента. Пристрої, що реалізують процедуру виявлення пауз у мові, називаються виявлячами пауз або виявлячами мови.

Під час використання в системах пакетної передачі виявлення мови можна виконати з більшою точністю при менш жорстких часових обмеженнях за рахунок аналізу активності в процесі нагромадження інформаційної частини РП. Зокрема, виключаються втрати корисної інформації, пов’язані зі зрізанням початку активності абонента за рахунок часу спрацьовування виявлювача мови. Крім того, знижується результуюче значення коефіцієнта активності абонента при виключенні шумових імпульсів тривалістю до 20 мс і коротких перерв всередині зливої мови.

Для забезпечення необхідної точності відновлення коротких перерв використовується кодування коротких перерв у діапазоні 0...320 мс при нерівномірній шкалі квантування виду (0; 5; 10; 20; 40; 80; 160; 320) мс. При цьому потрібно всього три біти службової інформації на пакет. Відзначимо, що у випадку низькошвидкісних РПП ефект від виключення коротких перерв може звестися до нуля через зростання частки службової інформації в РП. Методи виявлення активності абонента розділяються на наступні три групи:

- на основі обробки аналогового сигналу;

- на основі обробки цифрового сигналу;
- комбіновані методи.

Для пакетної передачі мови найбільший інтерес представляють методи другої групи. У цьому випадку реалізація виявлячів мови в значній мірі залежить від методу перетворення мовного сигналу.

Під час реалізації РПП, що використовує ІКМ, інформацію про активність абонента можна отримати з трьох старших розрядів ІКМ-відліків, що відповідають високому рівню аналогового сигналу. Поява на інтервалі пакетизації заданого числа відліків (порогу прийняття рішень), що мають хоча б одну одиницю в трьох старших розрядах ІКМ-відліку, свідчить про активність абонента і є сигналом, що дозволяє ввести відповідний пакет в канал зв'язку.

РПП вокодерного типу формують сигнали «тон» і «шум», що істотно полегшує задачу побудови виявляча мови.

6.3.2. Реалізація алгоритмів VAD

Реалізація алгоритмів VAD базується на наступних положеннях:

- мова є нестационарним сигналом. Форма її спектра звичайно змінюється через короткі відрізки часу – 20...30 с;
- фоновий шум звичайно стаціонарний на більш довгому відрізку часу, небагато змінюючись згодом;
- рівень мовного сигналу звичайно вище рівня фонового шуму (у протилежному випадку мова була б нерозбірливою).

Складність задачі побудови VAD обумовлена такими чинниками, як акустичні шуми – наявність шумового фону приміщення; наявність коротких шумових імпульсів, що не несуть інформації (не є фонемами чи частинами фонем), але утворюються в процесі синтезу мови; високі вимоги до точності і швидкості аналізу і т. ін. Останній чинник особливо важливий при ідентифікації активності абонента у випадку появи на початку слів коротких фонем, що відповідають вибуховим звукам – г, к, п, б, д і т. ін., тривалість яких не перевищує 20...25 мс. Зрізання початкових фонем у цих випадках особливо небажано, тому що це може знизити розбірливість мови.

У системах, де рівень фонового шуму дуже низький, для визначення ділянок тиші можна використовувати простий

енергетичний поріг сигналу. Однак у системах, де існує перемінний фоновий шум, потрібно використовувати більш складний алгоритм. Цей випадок типовий для рухомих систем, де радіостанція розміщена на об'єкті, що рухається. У цих системах рівень шуму дуже високий і змінюється, що унеможливує при використанні тільки простого енергетичного порога відрізнити суміш мови з фоновим шумом від одного фонового шуму. Оскільки рівень фонового шуму може мінятися, поріг повинен бути адаптивним. Однак значення порога повинно обновлятися тільки при відсутності мови. Для цього перевіряються спектральні характеристики для визначення, чи схожий даний відрізок на мову з часто змінюваною формою спектра на шум зі стаціонарною спектральною щільністю. Оскільки мова може бути класифікована як голос з дуже слабко змінюваним сильним основним тоном, для більшої впевненості в тому, що виділено мову, можна також розглядати зміну в періодичності усередині фрейма.

Структурна схема VAD з обробкою в частотній області, застосовуваного в системі GSM, наведена на рис. 6.5. Її робота заснована на розходженні спектральних характеристик мови і шуму. VAD визначає спектральні відхилення входньої дії від спектра фонового шуму. Це здійснюється інверсним фільтром, коефіцієнти якого встановлюються стосовно до дії на вході тільки фонового шуму.

При наявності на вході мови і шуму інверсний фільтр придушує компоненти шуму і знижує його інтенсивність. Енергія суміші сигналу і шуму на виході інверсного фільтра порівнюється з порогом, що встановлюється в період дії на вході тільки шуму.

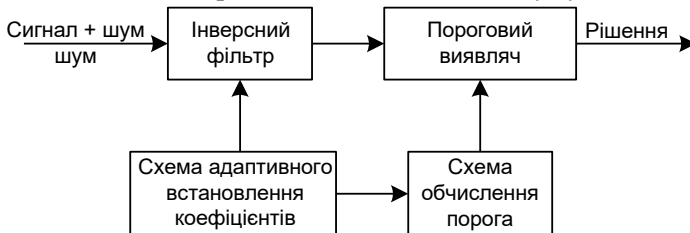


Рис. 6.5. Структурна схема VAD з обробкою в частотній області

Цей поріг знаходиться вище рівня енергії шумового сигналу. Перевищення граничного рівня приймається за наявність на вході реалізації сигнал + шум.

Вихідними даними для роботи алгоритму визначення голосової активності є $p+1$ коефіцієнт автокореляції і чотири коефіцієнти запізнювання довгострокового передбачувача (один для кожного з чотирьох підфреймів), які обчислюються на кожному фреймі кодером джерела RPE-LTP (де p – порядок LPC-аналізу). Рішення VAD приймається для кожного фрейма наприкінці поточної послідовності процесів обробки (рис. 6.6).

Залишкова енергія LPC може бути визначена при інверсній LPC-фільтрації поточного фрейма вхідного сигналу з подальшим підсумовуванням площ залишкового сигналу. Процес включає в себе два етапи обробки: інверсну LPC-фільтрацію й обчислення енергії. Для підвищення ефективності обчислень ці два процеси можна об'єднати в один:

$$E = A(0)r(0) + 2 \sum_{i=1}^p A(i)r(i),$$

де E – залишкова енергія; $r(i)$ і $A(i)$ – коефіцієнти автокореляції вхідного сигналу і середні LPC-коефіцієнти, що задаються відповідно:

$$r(i) = \sum_{h=0}^{N-1} \lambda(h)\lambda(h-i); \quad i = 0, 1, \dots, p, \quad (6.1)$$

де N – розмір фрейма аналізу (160 вибірок);

$$A(i) = \sum_{k=0}^{p-i} a_{av}(k)a_{av}(k+i), \quad i = 0, 1, \dots, p,$$

де a_{av} – k -й середній коефіцієнт. Рівняння (6.1) обчислюється кодером джерела для визначення його власних LPC-параметрів, і для його використання в алгоритмі VAD додаткових обчислень не потрібно.

Оскільки спектральні характеристики фонового шуму прийняті стаціонарними на великому відрізку часу, в алгоритмі VAD використовується усереднені значення автокореляційної функції, що відносяться до останнього фрейма. З цією метою два набори коефіцієнтів автокореляції обчислюються таким чином:

$$\hat{r}_h(i) = \sum_{j=0}^{K-1} r_{h-j}(i), \quad i = 0, 1, \dots, p,$$

де h представляє поточний фрейм; $h - j$ – попередній фрейм і так далі до $K - 1$ фрейма; K – число фреймів, використовуваних для обчислення середніх значень, звичайно приймаються рівними чотирьом.

Середні LPC-параметри a_s обчислюються на основі середніх коефіцієнтів автокореляції r_{h-K} (середні значення коефіцієнтів автокореляції K фреймів визначені раніше) із використанням алгоритму Дурбіна. Коефіцієнти автокореляції середніх LPC-параметрів потім обчислюються з використанням

$$A_a(i) = \sum_{k=0}^{p-i} a(k)a(k+i), \quad i = 0, 1, \dots, p.$$

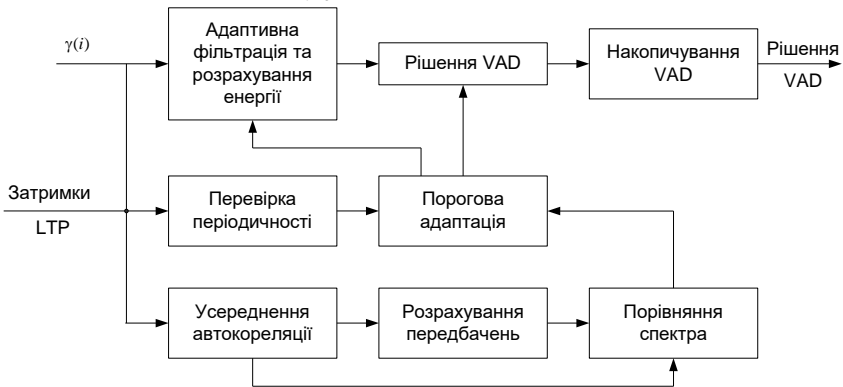


Рис. 6.6. Поточна послідовність процесів

Для визначення, чи є сигнал стаціонарним чи ні, середній спектр, представлений усередненими автокореляційними LPC-параметрами A_a , порівнюється із середніми значеннями автокореляції сигналу r_n , обчисленими в поточному фреймі з використанням рівняння

$$Df_h = A_a \hat{r}_h(0) + 2 \sum_{i=1}^p A_a(i) \frac{\hat{r}_h(i)}{\hat{r}_h(0)}.$$

Якщо різниця між Df_h і Df_{h-1} більше, ніж встановлений поріг, поточний фрейм вважається нестационарним, якщо ж менше, то цей фрейм вважається стаціонарним.

Оскільки мовний сигнал може бути спектрально стаціонарним довгий час, для розрізнення мови і фонового шуму в якості індикатора використовується періодичність мови. Значення затримок LTP для чотирьох підфреймів порівнюються з найменшим значенням затримки. Якщо затримки, які залишились, дуже близькі до мінімальної затримки, фрейм вважається періодичним, у протилежному разі – аперіодичним.

Перед прийняттям остаточного рішення шляхом порівняння E з межею енергетичного порога U_v виконується перевірка для з'ясування, чи не потрібно оновити значення порога. Поріг оновлюється, якщо зміна вхідного сигналу дуже мала, що дуже легко підтверджується перевіркою значення $r(0)$, чи якщо висока ймовірність появи не мовного сигналу, що перевіряється з використанням раніше обчисленої інформації про періодичність і стаціонарність. У першому випадку, коли $r(0)$ менше встановленого значення $U_{низ}$, це показує на відсутність сигналу на вході. Енергетичний поріг устанавлюється на його нижню межу, і VAD приймає рішення. У випадку, коли $r(0)$ вище $U_{низ}$, для рішення про наступний крок використовуються обчислені раніше прапорці стаціонарності і періодичності (стац. і період.). Якщо прапорці стац. і період. показують, що поточний вхідний фрейм стаціонарний і аперіодичний, виконується адаптація. Однак для впевненості, що сигнал не тимчасово стаціонарний, перевіряється декілька (звичайно вісім) фреймів, щоб визначити, чи залишаються умови для адаптації до того, як ця адаптація буде виконана. У цьому випадку, крім, відновлення енергетичного порога U_v , середні LPC-параметри a_{av} , що використовуються для інверсного фільтра, також оновлюються на знову обчислений набір a .

Після попередніх етапів обробки шляхом порівняння E з U_v приймається остаточне рішення. Якщо $E > U_v$, то приймається рішення про наявність мови. Якщо приймається рішення про наявність не мовного сигналу, застосовуються методи для обмеження

можливості розривів потоку мови. Звичайно це виконується шляхом додавання етапу «нагромадження» на виході VAD. Перед прийняттям остаточного рішення про те, що мовний сигнал відсутній, потрібно послідовно продетектувати трохи “не мовних” фреймів. Число таких фреймів визначається довжиною відрізка нагромадження, що складає 60...100 мс (чи 5-6 фреймів). Якщо після інтервалу нагромадження усе ще є ознаки наявності “не мови”, то вихід VAD використовується для повідомлення цієї інформації контролеру переривчастої передачі.

Формування комфортного шуму керується мовним кодером. Коли VAD знайде, що розмова припинена, передавач буде залишатися включеним ще протягом наступних п’яти фреймів. Під час перших чотирьох фреймів характеристики фонового шуму оцінюються шляхом усереднення коефіцієнта підсилення і коефіцієнтів фільтра LPC-аналізу. Ці усереднені значення передаються в наступному п’ятому фреймі, де і міститься інформація про комфортний шум (SID-фрейм).

У декодері комфортний шум генерується на основі LPC-аналізу SID-фрейма. Для можливості адаптації комфортного шуму SID-фрейми посилаються протягом мовних пауз кожні 480 мс.

6.4. Кодери стандарту D-AMPS

Цифровий стандарт мобільного радіозв’язку D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone Service), прийнятий у США в 1990 р., за своїми функціональними можливостями і наданими послугами наближається до стандарту GSM. Стандарт D-AMPS не прийнято в європейських країнах, за винятком Росії, де він в основному орієнтований на регіональне використання.

У стандарті D-AMPS використовується метод кодування VSELP, спрощена блок-схема кодера якого представлена на рис. 6.7.

Блок попередньої обробки виконує наступні функції:

Попередню цифрову фільтрацію вхідного сигналу для підйому верхніх частот, на частку яких у спектрі мовного сигналу припадає менша потужність; “нарізування” сигналу на сегменти по 160 вибірок (20 мс).

Для кожного 20 мс сегмента оцінюються параметри фільтра короткочасного лінійного передбачення – 10 коефіцієнтів часткової кореляції $r_i, i=1...10$ (порядок передбачення $M=10$), що

безпосередньо кодуються для передачі в канал зв'язку без будь-яких додаткових перетворень, і оцінюється амплітудний множник p , що визначає енергію сегмента мови.

Сигнал з виходу попередньої обробки фільтрується фільтром-аналізатором короткочасного лінійного передбачення $A(z)$ лінійного фільтра, який має форму трансверсального, для чого коефіцієнти часткової кореляції k_i перетворюються у коефіцієнти лінійного передбачення a_i .

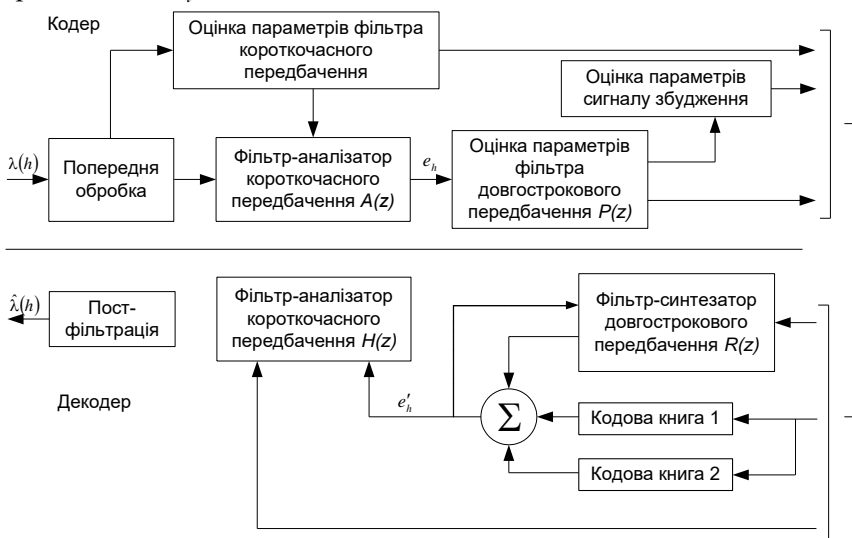


Рис. 6.7. Спрощена блок-схема кодера

Вихідний сигнал фільтра короткочасного передбачення (залишок передбачення, l_f) використовується для оцінки параметрів фільтра $P(z)$ довгострокового передбачення – затримки τ і коефіцієнта передбачення g , причому параметри довгострокового передбачення оцінюються окремо для кожного з чотирьох підсегментів по 40 вибірок, на які розділяється сегмент із 160 вибірок.

Для кожного з підсегментів визначаються параметри сигналу збудження. Для цього в складі кодера використовується схема, аналогічна тій, що входить до складу декодера, яка включає фільтри-синтезатори короткочасного $H(z)$ і довгострокового $R(z)$

передбачення і дві кодові книги та реалізує метод “аналіза-через-синтез”. Кожна з кодових книг сигналу збудження містить 128 кодових векторів, по 40 елементів у кожному.

Усі кодові вектори однієї книги є елементами 7-вимірного лінійного підпростору в 40-вимірному просторі. Кожна кодова книга, що містить 128 векторів, задається сімома базисними векторами і 128 кодовими словами (7-елементними векторами коефіцієнтів лінійних комбінацій) з одинітовими елементами.

Сигнал збудження фільтра-синтезатора короткочасного передбачення відповідно до схеми декодера (рис. 6.7) є сумою векторів збудження з двох кодових книг і вектора з виходу фільтра-синтезатора довгострокового передбачення. Вектори збудження з кодових книг до подачі на суматор збільшуються на відповідні коефіцієнти підсилення γ_1 і γ_2 , а вхідним сигналом фільтра-синтезатора довгострокового передбачення є, залежно від ділянки сегмента, вихідний сигнал того ж фільтра або сумарний сигнал збудження фільтра-синтезатора короткочасного передбачення. Параметри сигналу збудження – номери векторів збудження I_1 і I_2 з першої і другої кодових книг і відповідні коефіцієнти підсилення γ_1 і γ_2 – визначаються за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки на виході фільтра-синтезатора короткочасного передбачення, що входить до складу кодера. Попередньо базисні вектори обох кодових книг ортогоналізуються: для першої книги – стосовно вихідного вектора фільтра-синтезатора довгострокового передбачення, для другої книги – стосовно того ж вихідного вектора і базисних векторів першої книги.

В результаті вихідна інформація кодера мови для 20 мс сегмента включає:

- параметри фільтра короткочасного лінійного передбачення – 10 коефіцієнтів часткової кореляції $r_i, i=1...10$ і амплітудний множник p – один набір на весь сегмент;

- параметри фільтра довгострокового лінійного передбачення - коефіцієнт передбачення g і затримку τ – для кожного з чотирьох підсегментів;

- параметри сигналу збудження – номери I_1 і I_2 векторів збудження з двох кодових книг і відповідні коефіцієнти підсилення γ_1 і γ_2 – для кожного з чотирьох підсегментів.

У табл. 6.3 наведено зміст вихідної інформації кодера з вказівкою числа бітів, використуваних для кодування.

Таблиця 6.3.

Кодування вихідної інформації кодера мови стандарту D-AMPS

Параметри, що передаються	Число бітів	Примітка
Параметри короточасного передбачення (коефіцієнти часткової кореляції $r_i, i = 1...10$)	38	k_1 - 6 біт k_2, k_3 - по 5 біт k_4, k_5 - по 4 біт $k_6...k_9$ - по 3 біт k_{10} - 2 біта
Амплітудний множник (енергія сегмента) p	5	1
Затримка фільтра довгострокового пророкування τ (для кожного з чотирьох підсегментів)	28	7 біт на кожний підсегмент
Номери векторів порушення I_1 і I_2 з двох кодових книг (для кожного з чотирьох підсегментів)	56	I_1 і I_2 по 7 біт
Коефіцієнти підсилення g , γ_1 і γ_2 (для кожного з чотирьох підсегментів)	32	8 біт на кожний підсегмент векторному квантуванню і кодуванню піддаються деякі функції від g , γ_1 і γ_2
Усього на 20 мс сегментів	159	

Загальний обсяг інформації, яка видається для 20-мс сегмента мови, складає 159 біт. Оскільки вихідний обсяг інформації на вході кодера складає 1280 біт (160 вибірок по 8 біт), кодер здійснює

стискання інформації більш ніж у вісім разів. Перед передачею в канал зв'язку вихідна інформація кодера мови піддається додатковому каналному кодуванню, причому різні параметри залежно від їхньої значущості для забезпечення якості мови кодуються з різним ступенем надлишковості.

Функціонування декодера здійснюється за наступним алгоритмом. Сигнал збудження фільтра-синтезатора короткочасного передбачення формується в такий же спосіб, як і в синтезуючій схемі кодера: за номерами I_1 і I_2 з кодових книг вибираються вектори збудження, які помножуються відповідно на коефіцієнти підсилення γ_1 і γ_2 та складаються з вихідним вектором фільтра-синтезатора довгострокового передбачення, визначеного параметрами g і τ .

Остаточний сигнал збудження фільтрується фільтром-синтезатором короткочасного передбачення, виконаного у формі трансверсального фільтра, тобто параметри фільтра перетворюються з коефіцієнтів частотної кореляції r_i у коефіцієнти передбачення a_i . Для поліпшення суб'єктивної якості синтезованої мови вихідний сигнал фільтра-синтезатора піддається цифровій адаптивній пост-фільтрації, і з виходу пост-фільтра виходить відновлений цифровий мовний сигнал.

6.5. Кодери TETRA

6.5.1. Основні принципи побудови і характеристики системи TETRA

TETRA (Trans-European Trunked Radio) являє собою стандарт цифрового транкінгового радіозв'язку, який складається з ряду специфікацій, розроблених Європейським інститутом телекомунікаційних стандартів ETSI.

TETRA – відкритий стандарт, тобто доступ до специфікацій TETRA вільний для всіх зацікавлених сторін. У зв'язку з цим обладнання різних виробників повинно бути спільним.

Стандарт TETRA створювався як єдиний загальноєвропейський цифровий стандарт. Стандарт розроблений на основі технічних рішень і рекомендацій стандарту GSM та орієнтований на створення систем зв'язку, ефективно і економічно

підтримуючих спільне використання мереж різними групами користувачів із забезпеченням таємниці та захищеності інформації.

Під час розробки стандарту було враховано, що на основі TETRA будуть створені, насамперед, професійні системи зв'язку, а не системи зв'язку загального користування, що враховувалося при описі вимог до функціональних можливостей та загальних характеристик систем й апаратури. Системи зв'язку загального користування також з успіхом можуть бути створені на основі стандарту TETRA.

Системи в стандарті TETRA призначені для організації послуг телефонії – зв'язку з абонентами телефонних мереж; радіозв'язку; передачі даних. В стандарт входять специфікації безпроводного інтерфейсу, інтерфейсів між мережею TETRA і цифровою мережею з інтеграцією послуг (ISDN), телефонною мережею загального користування, мережею передачі даних, АТС установ і т. ін.

TETRA – цілком цифрова система, підтримує обслуговування мовних повідомлень і даних різного формату із забезпеченням вибору швидкості передачі даних і рівня захисту від помилок. У системі використовується технологія TDMA з чотирма каналами на одній несучій при розносі між несучими 25 кГц, що забезпечує високу ефективність використання частотного спектра.

Час установлення виклику в системі складає 300 мс. TETRA підтримує роботу в режимі напівдуплекса – для зв'язку груп і дуплекса для індивідуальних викликів. Можливості групового і циркулярного викликів відповідають вимогам більшості користувачів. Схема багатьох пріоритетів забезпечує ефективний розподіл ресурсу для найважливіших з'єднань у мережі.

Основні характеристики протоколу радіоінтерфейсу стандарту TETRA

Робочі частотні канали відстоять один від одного на 25 кГц. На кожному частотному каналі розташовуються чотири тимчасових інтервали, що і є фізичними каналами зв'язку, тобто основним елементом тимчасової структури є MVDR-кадр (Minimum Variance Distortionless Response), що містить чотири пакети. Швидкість передачі даних одного каналу (пакета) 7,2 кбіт/с. Мова кодується зі швидкістю 4,8 кбіт/с із використанням ACELP-кодування (з лінійним передбаченням і збудженням від алгебраїчної кодової книги). Цифрові дані з виходу мовного кодера піддаються блоковому і

згортковому кодуванню, переміжності і шифруванню, після чого формуються інформаційні канали. Пропускна здатність одного інформаційного каналу складає 7,2 кбіт/с, а швидкість цифрового інформаційного потоку даних – 28,8 кбіт/с. При цьому загальна швидкість передачі символів у радіоканалі за рахунок додаткової службової інформації і контрольного кадру в мультикадрі відповідає швидкості модуляції і дорівнює 36 кбіт/с. У стандарті TETRA передбачені різні способи захисту даних від перешкод у радіоканалі, а також кілька варіантів використання смуги пропускання радіоканалу. Якщо користувач сам забезпечує цілісність і вірогідність пакетів даних, система TETRA може надати «прозорий» канал зв'язку, не вносячи додаткових символів коригуючого коду. У цьому випадку швидкість передачі даних при використанні тільки одного часового інтервалу в кадрі складе 7,2 кбіт/с. Для підвищення швидкості передачі даних може бути надане від одного тимчасового інтервалу до чотирьох. У цьому випадку швидкість передачі даних пропорційно збільшується і може досягти 28,8 кбіт/с. Якщо користувач не забезпечує вірогідність інформації власними засобами, можна використовувати систему завадостійкого кодування системи TETRA. При цьому можна працювати з використанням кодових швидкостей 2/3 (4,8 кбіт/с – низький ступінь захисту) чи 1/3 (2,4 кбіт/с – високий ступінь захисту).

MVDR-кадр містить чотири часових інтервали (пакети). Пакет у кадрі відповідає незалежному каналу передачі інформації. Кожен пакет залежно від його призначення має свою внутрішню структуру. Пакет містить 510 біт цифрової інформації, що відповідає 255 символам модуляції.

Вісімнадцять MVDR-кадрів об'єднані в мультикадри, які, у свою чергу, утворюють гіперкадр довжиною 60 мультикадрів.

У стандарті TETRA для організації зв'язку між рухомим абонентом і базовою радіостанцією передбачається виділення дуплексної пари радіочастот. Тому що при цьому використовується часове ущільнення до чотирьох незалежних каналів, для зниження взаємних завад у системі застосовується тверда синхронізація пакетів рухомих станцій щодо пакетів, переданих базовою станцією; при цьому послідовність пакетів мобільних станцій затримана на дві позиції відносно пакетів базової станції. Практично в будь-якому пакеті від базової станції до абонентської є поля, призначені для

передачі команд керування і сигналізації. Таким чином, крім каналу керування у 18-му кадрі сигналу базової станції, елементи керування присутні у всіх інформаційних кадрах.

Метод лінійної модуляції, застосований у TETRA – $\pi/4$ –QDPSK. Визначено класи потужності для радіостанцій, використовуваних у системі: 25; 10; 3 і 1 Вт. Радіостанції можуть автоматично регулювати вихідну потужність відповідно до потрібної напруженості поля. Для збільшення зони дії рухомих абонентських радіостанцій передбачається їхнє використання як ретрансляторів для виходу в зовнішні мережі для роботи в мережі або організації локальних мереж у режимі двочастотного симплекса. Мережі стандарту TETRA припускають розподілену інфраструктуру керування і комутації, що забезпечує швидку передачу викликів (збереження локальної працездатності системи у разі відмови її окремих елементів). Основними елементами мереж TETRA є базові й мобільні станції, пристрої керування базовими станціями, контролери базових станцій, диспетчерські пульти, термінали технічного обслуговування та експлуатації. Функції мережного обслуговування і міжсистемної взаємодії визначаються спеціальними інтерфейсами:

- радіоінтерфейсом, що визначає взаємодію базової станції з мобільними абонентськими радіостанціями;
- радіоінтерфейсом безпосереднього з'єднання між двома абонентськими радіостанціями;
- інтерфейсом провідного зв'язку, що зв'язує контролер базової станції із диспетчерським пультом;
- міжсистемним інтерфейсом для організації зв'язку між контролерами базових станцій різних мереж;
- інтерфейсом зв'язку між терміналами передачі даних і мобільною станцією або диспетчерським пультом;
- інтерфейсом керування мережею;
- інтерфейсом для підключення до АТС підприємства, АТС, ТФЗК, ISDN, мережі з комутацією пакетів.

Система стандарту TETRA передбачає виконання таких функцій:

- індивідуальний виклик між абонентськими радіостанціями та ведення радіотелефонних переговорів;

- виклик абонентських радіостанцій з боку абонентів телефонної мережі і виклик абонентів телефонної мережі з боку абонентських радіостанцій;
- груповий виклик;
- аварійний виклик;
- передача даних (коротких повідомлень, статустних повідомлень і пакетів даних);
- передача циркулярних повідомлень;
- організація конференц-зв'язку;
- присвоєння пріоритетів;
- переадресація викликів;
- організація динамічних груп абонентів;
- захист від несанкціонованого доступу до мережі;
- постановка на чергу абонентів при відсутності вільних каналів з наступним обслуговуванням;
- установка таймерів тривалості виклику, з'єднання і т. ін.;
- обмеження переліку наданих послуг для окремих абонентів;
- контроль обладнання.

Дані будь-якого характеру і повідомлення довільної довжини можуть бути передані в системі TETRA із використанням служби пакетної передачі. Ця служба надає користувачам сервіс протоколу IP. Служба пакетної передачі в протоколі IP дозволяє використовувати всі види протоколів транспортного рівня. Це може бути як датаграмний протокол (UDP), що не передбачає встановлення логічного з'єднання, так і орієнтований на встановлення сеансу зв'язку. Користувачі можуть використовувати різне програмне забезпечення, що працює з протоколами TCP/IP. Під час приєднання до інфраструктури TETRA зовнішнього обладнання обробки даних, а також приєднання до абонентських радіостанцій абонентського термінального обладнання використовуються протоколи X.25, LAP.B, X.21.

6.5.2. Структура кодера

Мовний кодер TETRA заснований на моделі кодування CELP – з лінійним передбаченням і кодовим збудженням. В цій моделі блок з N мовних вибірок синтезується шляхом фільтрації відповідної оновленої послідовності з кодової книги, масштабованої

коефіцієнтом підсилення g_c , за допомогою двох фільтрів, що змінюються у часі. Спрощена структурна схема процесу синтезу, виконуваного в кодері TETRA, показана на рис. 6.8.

Перший фільтр є фільтром довгострокового передбачення (фільтром основного тону), мета якого – моделювання псевдоперіодичного мовного сигналу, а другий – фільтр короткострокового передбачення – моделює огинаючу мовного спектра.

Передатна характеристика довгострокового фільтра (або фільтра синтезу основного тону) визначається за формулою

$$\frac{1}{B(z)} = \frac{1}{1 - g_p z^{-T}},$$

де g_p – коефіцієнт підсилення основного тону; T – затримка основного тону.

Фільтр синтезу основного тону виконаний як адаптивна кодова книга, де для затримок, менших ніж довжина підфрейма, повторюється останнє збудження.

Короткостроковий фільтр синтезу визначається за формулою

$$H(z) = \frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}},$$

де $a_i, i=1, \dots, p$, – параметри лінійного передбачення; p – порядок передбачення. У кодері TETRA порядок $p=10$. Для визначення основного тону та параметрів кодової книги збудження в кодері TETRA використовується спосіб аналіз-через-синтез. Спрощена структурна схема кодера TETRA показана на рис. 6.8.

При застосуванні способу аналіз-через-синтез синтезована мова обчислюється для всіх кандидатів – послідовностей, складаючи особливу послідовність, що і формує вихідний сигнал, найбільш близький до первісного, відповідно до зваженої величини вимірних спотворень. Фільтр зважування, що коригує помилку попередніх спотворень в області форманта спектра мови, визначається за формулою

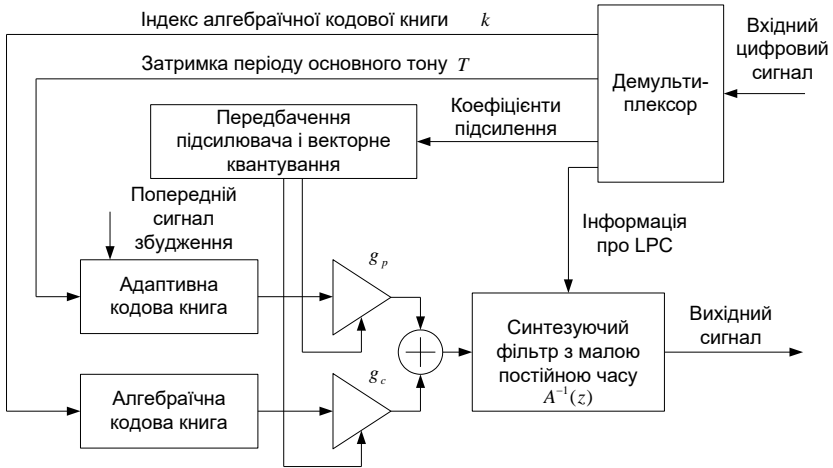


Рис. 6.8. Спрощена структурна схема кодера TETRA

$$W(z) = \frac{A(z)}{A(z/\gamma)},$$

де $A(z)$ – зворотний (інверсний) фільтр лінійного передбачення $0 < \gamma \leq 1$ (використовується значення $\gamma_1 = 0,85$). Для фільтра, що зважається, $W(z)$ і фільтра синтезу формант $H(z)$ використовуються квантовані параметри лінійного передбачення.

В алгебраїчному CELP (ACELP) використовується спеціальна кодова книга, що має алгебраїчну структуру. Ця алгебраїчна структура має деякі переваги щодо збереження, складності пошуку і стійкості (робастності). Кодер TETRA використовує спеціальну динамічну алгебраїчну кодову книгу збудження, за допомогою якої, а також динамічної матриці форми утворюються фіксовані вектори збудження. Матриця форми – це функція моделі $A(z)$ лінійного передбачення. Головна її роль – формувати вектори збудження в частотній області так, щоб їхня енергія була сконцентрована в найбільш важливих частотних смугах. Використовувана матриця форми є триангулярною Теплицевою матрицею нижчого порядку, сформованою з імпульсного відгуку фільтра:

$$F(z) = \frac{A(z/\gamma_1)}{A(z/\gamma_2)}, \quad (6.2)$$

де $A(z)$ – інверсний фільтр лінійного передбачення (в конкретних реалізаціях $\gamma_1 = 0,75$ і $\gamma_2 = 0,85$).

У кодері TETRA використовуються фрейми мови по 30 мс. Це потрібно для того, щоб параметри короткострокового передбачення обчислювалися і передавалися в кожному мовному фреймі. Мовний фрейм розділений на чотири підфрейми по 7,5 мс (60 вибірок). Основний тон і параметри алгебраїчної кодової книги також передаються в кожному підфреймі. У табл. 6.4 представлено розподіл бітів для кодера TETRA. Повинно бути сформовано 137 біт для кожного фрейма по 30 мс, що в результаті дає швидкість 4567 біт/с.

Таблиця 6.4

Розподіл бітів для кодера TETRA

Параметр	Номер сегмента				Усього в кадрі
	1	2	3	4	
Коефіцієнти лінійного передбачення	8	5	5	5	26
Період основного тону	1	16	16	16	64
Індекс алгебраїчної кодової книги	6	6	6	6	24
Коефіцієнти підсилення	6				
Всього					137

6.5.3. Функціональний опис кодера

Перед початком кодування мовний сигнал попередньо обробляється фільтром компенсації зсуву

$$H_p(z) = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - az^{-1}} \right),$$

де $a = 32753/32768$. В тимчасовій області цей фільтр відповідає рекурентному рівнянню

$$\lambda'(h) = \lambda(h)/2 - \lambda(h-1)/2 + a\lambda(h-1),$$

де $\lambda'(h)$ – попередньо оброблений сигнал; $\lambda(h)$ – вхідний сигнал. Метою попередньої обробки є, по-перше, компенсація зсуву і, по-друге, масштабування вхідного сигналу для запобігання насичення

фільтра синтезу.

На стороні декодера передбачається відновлення масштабу реконструйованого сигналу.

На рис. 6.8 представлена докладна структурна схема кодера TETRA.

Короткострокове передбачення виконується кожні 30 мс. Автокореляційний аналіз використовує асиметричне вікно, що складається з двох половин вікон Хемінга з різними довжинами, обумовленими формулами:

$$\omega(h) = \begin{cases} 0,54 - 0,46 \cos \frac{\pi h}{L_1 - 1}; \\ h = 0, \dots, L_1 - 1; \\ 0,54 + 0,46 \cos \frac{\pi(h - L_1)}{L_2 - L_1}; \\ h = L_1, \dots, L_1 + L_2 - 1. \end{cases}$$

Вікно аналізу довжиною 32 мс (що відповідає 256 вибіркам з частотою дискретизації 8 кГц) використовується зі значеннями $L_1 = 216$ і $L_2 = 40$. Вікно розташоване так, щоб були захоплені 40 вибірок із наступного фрейма.

Автокореляція, що потрапила у вікно мови $\lambda'(h), h = 0, \dots, 255$, обчислюється за формулою

$$r(k) = \sum_{h=k}^{255} \lambda'(h) \lambda'(h - k), k = 0, \dots, 10.$$

Обчислення автокореляції виконується із використанням вікна зважування

$$\omega_{lag}(i) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi f_0 i}{f_s} \right)^2 \right], i = 1, \dots, 10,$$

де $f_0 = 60$ Гц – розширення смуги; $f_s = 8000$ Гц – частота дискретизації. В результаті зважена автокореляційна функція має вигляд

$$r'(k) = r(k) \omega'_{lag}(k), k = 0, \dots, 10.$$

Коефіцієнти фільтра лінійного передбачення $a_k, k = 1, \dots, 10$

знаходяться шляхом рішення рівнянь

$$\sum_{k=1}^{10} a_k r'(|i-k|) = -r'(i),$$

які зважуються із використанням алгоритму Левінсона-Дурбіна.

Перетворення лінійного передбачення в квазілінійний спектр і квазілінійного спектра в лінійне передбачення. Для квантування й інтерполяції коефіцієнти фільтра лінійного передбачення $A(z)$ ($a_k, k=1, \dots, 10$) перетворюються в квазілінійний спектр. Для фільтра лінійного передбачення 10-го порядку два квазілінійних спектри визначаються як корені сумарного і різницевого поліномів:

$$F_1'(z) = A(z) + Z^{-11}A(z^{-1});$$

$$F_2'(z) = A(z) - Z^{-11}A(z^{-1}).$$

Перші п'ять коефіцієнтів кожного із симетричних поліномів $F_1(z)$ та $F_2(z)$ визначаються рекурсивними співвідношеннями (для $i=0$ до 4):

$$\begin{aligned} f_1(i+1) &= a_{i+1} + a_{p-i} - f_1(i); \\ f_2(i+1) &= a_{i+1} - a_{p-i} - f_2(i). \end{aligned} \quad (6.3)$$

В кодері TETRA представлення, квантування та інтерполяція квазілінійного спектра виконуються в косинусній формі, для перетворення в частотну область не потрібні тригонометричні розрахунки. Поліноми $F_1(z)$ і $F_2(z)$ задаються у вигляді

$$\begin{aligned} F(z) &= 2e^{-j5\omega} (T_5(x) + f(1)T_4(x) + f(2)T_3(x) + \\ &+ f(3)T_2(x) + f(4)T_1(x) + f(5)/2), \end{aligned}$$

де $T_m(x) = \cos(m\omega)$ – поліном Чебишева m -го порядку; $f(i), i=1, \dots, 5$ – коефіцієнти $F_1(z)$ або $F_2(z)$, розраховані з використанням рівнянь (6.3).

Квантування та інтерполяція параметрів лінійного передбачення. Розраховані параметри лінійного передбачення перетворюються в квазілінійний спектр та квантуються 26 біт із використанням розчеплення векторного квантування.

Квантування та інтерполяція квазілінійного спектра виконуються в косинусній формі:

$$q_i = \cos(2\pi f_i / f_s), i = 1, \dots, 10.,$$

де f_i – частота лінійного спектра, Гц; f_s – частота дискретизації.

Вектор квазілінійного спектра розчіпляється на три підвектори розмірністю 3,3 та 4. Перший підвектор $\{q_1, q_2, q_3\}$ квантується вісьма бітами, тоді як підвектори $\{q_4, q_5, q_6\}$ та $\{q_7, q_8, q_9, q_{10}\}$ – дев'ятьма бітами кожний.

Квантовані параметри лінійного передбачення використовуються для четвертого підфрейма, тоді як перші три підфрейми використовують лінійну інтерполяцію параметрів поточного і попереднього фреймів. Інтерполяція виконується згідно з квазілінійним спектром в області q . Нехай \hat{q}_h – квантований вектор квазілінійного спектра поточного фрейма, а \hat{q}_{h-1} – квантований вектор квазілінійного спектра попереднього фрейма. Тоді інтерпольовані вектори квазілінійного спектра для кожного з чотирьох підфреймів задаються рівняннями:

$$q_1 = 0,75\hat{q}_{h-1} + 0,25\hat{q}_h;$$

$$q_2 = 0,5\hat{q}_{h-1} + 0,5\hat{q}_h;$$

$$q_3 = 0,25\hat{q}_{h-1} + 0,75\hat{q}_h;$$

$$q_4 = \hat{q}_h.$$

Інтерпольовані вектори квазілінійного спектра використовуються для обчислення параметрів фільтрів лінійного передбачення на кожному підфреймі.

Аналіз довгострокового передбачення. Метою аналізу довгострокового передбачення або пошуку по адаптивній кодовій книзі є знаходження найкращих параметрів основного тону, що являють собою значення затримки і підсилення для фільтра основного тону. Фільтр основного тону виконують на основі адаптивної кодової книги. Збудження повторюється щоразу для затримок, які менші довжини підфрейма (60 вибірок).

Для спрощення процедура аналізу основного тону розбивається на два етапи: пошук основного тону за відкритим циклом і наступний пошук за закритим циклом. Основний тон за відкритим циклом обчислюється один раз для кожного мовного фрейма (30 мс) із використанням зваженого мовного сигналу $\lambda_\omega(h)$.

Пошук за відкритим циклом виконується шляхом аналізу максимуму коефіцієнта кореляції

$$C_k = \sum_{j=0}^{120} \lambda_{\omega}(2j) \lambda_{\omega}(2j-k)$$

у трьох діапазонах вибірок [20-39], [40-79] і [80-142] відповідно.

Після знаходження основного тону за відкритим циклом T_{op} виконується аналіз основного тону за закритим циклом для підфреймів поблизу значень затримок основного тону, знайдених за відкритим циклом. Затримка основного тону кодується вісьмома бітами в першому підфреймі, а відносні затримки інших підфреймів – п'ятьма бітами на підфрейм.

Пошук основного тону за закритим циклом виконується шляхом мінімізації середньоквадратичної зваженої помилки між первісною та синтезованою мовами. Це досягається знаходженням максимуму виразу

$$r_k = \frac{\sum_{n=0}^{59} x(n) y_k(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{59} y_k(n) y_k(n)}}, \quad (6.4)$$

де $x(n)$ – результат пошуку за адаптивною кодовою книгою, що задається зваженою вхідною мовою після віднімання відгуку зваженого фільтра синтезу $H(z) W(z)$; $y_k(n)$ – останнє фільтроване збудження з затримкою k .

Допускаються тільки позитивні коефіцієнти підсилення основного тону, тому що при знаходженні максимуму рівняння (6.4) негативні кореляції вилучаються.

Алгебраїчна кодова книга. Структура і пошук. При поновлюваному пошуку за кодовою книгою використовується алгебраїчна кодова книга, метою якої є знаходження кращих параметрів відновлення і підсилення. Вектор відновлення містить, зазвичай чотири ненульових імпульси. Імпульси мають фіксовані амплітуди +1,4142, -1, +1 і -1 відповідно. Позиція першого імпульсу кодується п'ятьма бітами, тоді як позиції інших імпульсів кодуються трьома бітами.

Кодова книга проглядається при мінімізації середньоквадратичної помилки між зваженою вхідною мовою і зваженою синтезованою мовою. Сигнал, який шукають і використовують при пошуку основного тону за закритим циклом, обновляється шляхом віднімання внеску адаптивної кодової книги. Так, відновлення сигналу виконується із використанням виразу

$$x_2(h) = x(h) - g_p y(h), h = 0, \dots, 59,$$

де $y(h) = v(h) \cdot h(h)$ – фільтрований вектор адаптивної кодової книги; $h(h)$ – імпульсний відклик зважуючого фільтра синтезу $H(z)W(z) = 1/A(z/\gamma)$. Як було сказано раніше, алгебраїчна кодова книга формується динамічно, щоб виділити важливі частотні полюси. Матриця, яка використовується, є тригулярна матриця згортки нижчого порядку імпульсного відгуку фільтра $F(z)$ (6.2). Тому формування може бути виконано в процесі фільтрації. Для спрощення пошуку за алгебраїчною кодовою книгою фільтр $F(z)$ комбінується із зважуючим фільтром синтезу $H(z)W(z)$, а імпульсний відгук $h'(h)$ комбінованого фільтра розраховується. Якщо C_k – алгебраїчне кодове слово з індексом k , то алгебраїчна кодова книга проглядається шляхом пошуку максимуму виразу

$$r_k = \frac{C_k^2}{\varepsilon_k} = \frac{(d^t c_k)^2}{c_k^t \Phi c_k},$$

де $\Phi = H^T H; H$ – триангулярна Теплицева матриця згортки.

Алгебраїчна структура кодової книги дозволяє виконувати процедури пошуку дуже швидко, тому що оновлений вектор C_k містить тільки чотири ненульових імпульси. Пошук виконується за чотири цикли.

Квантування посилення. Посилення фіксованої та адаптивної кодової книг квантується стосовно до енергій збудження основного тону й оновленого збудження із використанням квантування вектора передбачення в енергетичній області. Енергія адаптивного коду-вектора задається у вигляді

$$E_a = \log_2 \left[\left(\sum_{i=0}^{59} v^2(i) + \varepsilon \right) p_g \right],$$

де $\varepsilon - 1$ використовується для запобігання ситуації, коли аргумент \log_2 дорівнює нулю; p_g – передбачене посилення квантованого фільтра лінійного передбачення, апроксимоване $\sum_{i=0}^{59} \hat{h}^2(i)$; $\hat{h}(i)$ – імпульсний відгук фільтра синтезу. Енергія збудження основного тону на фреймі n визначається як

$$E_p^{(n)} = E_a + \log_2(g_p^2 + \varepsilon),$$

де g_p – підсилення адаптивної кодової книги.

У такий же спосіб визначається енергія фіксованої кодової книги

$$E_f = \log_2 \left(p_g \sum_{i=0}^{59} c^2(i) \right),$$

та, приймаючи до уваги посилення кодової книги, енергія оновленого збудження в n -му фреймі

$$E_c^{(n)} = E_f + \log_2(g_c^2 + \varepsilon),$$

де g_c – посилення фіксованої кодової книги.

Декодер. На рис. 6.9 наведена детальна структурна схема основних компонентів мовного декодера TETRA, а також проходження сигналу.

Функція декодера полягає в декодуванні переданих параметрів (параметрів лінійного передбачення, вектора адаптивної кодової книги, вектора алгебраїчної кодової книги і підсилень) і виконанні синтезу для одержання відновленої мови.

Прийняті індекси квантування квазілінійного спектра використовуються для відновлення квантованого вектора g_h . Інтерполяція між цим вектором і вектором \hat{g}_{h-1} , прийнятим у попередньому фреймі, виконується для одержання чотирьох інтерпольованих векторів квазілінійного спектра (що відноситься до чотирьох підфреймів). Для кожного підфрейма інтерпольований вектор квазілінійного спектра перетворюється в коефіцієнти a_k фільтра лінійного передбачення $A(z)$, що використовуються для синтезу відновленої мови в підфреймі.

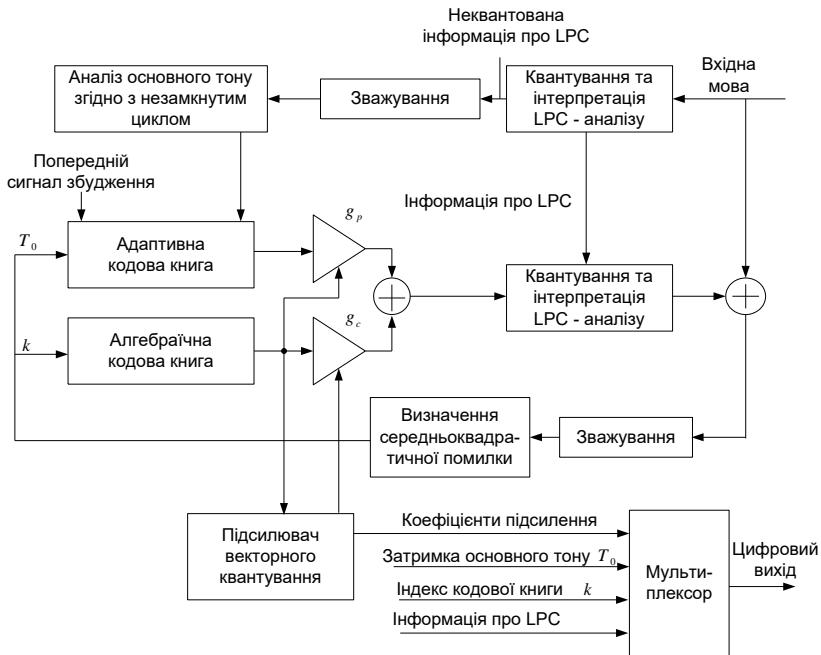


Рис. 6.9. Структурна схема компонентів мовного декодера TETRA

Декодування вектора адаптивної кодової книги. Прийнята затримка основного тону (індекс адаптивної кодової книги) використовується для знаходження цілої і дробової частин затримки основного тону. Вектор адаптивної кодової книги $v(h)$ знаходиться при інтерполяції останнього збудження $u(h)$ (із затримкою основного тону) з використанням фільтра з кінцевим імпульсним відгуком, описаним раніше.

Декодування вектора відновлення. Прийнятий індекс алгебраїчної кодової книги використовується для виділення позицій чотирьох ненульових імпульсів і знаходження алгебраїчного коду-вектора C_k . Імпульсний відгук $f(h)$ формуючого фільтра $F(z)$ (обумовленого рівнянням (6.2)) обчислюється із використанням інтерпольованих коефіцієнтів лінійного передбачення. Підсилення адаптивної та оновленої кодових книг здійснюється аналогічно.

Розподіл бітів. В табл. 6.5 наведені вихідні параметри кодера в порядку появи і розподілу біт у мовному фреймі з 137 біт за 30 мс.

Таблиця 6.5

Вихідні параметри кодера в порядку появи
і розподілу біт у мовному фреймі

Клас параметра	Найменування	Число біт	Номери біт (старший молодший)
Фільтр	Індекс кодової книги: КЛС1-КЛС3	8	У1-У8
	Індекс кодової книги: КЛС4-КЛС6	9	У9-У17
	Індекс кодової книги: КЛС7-КЛС10	9	У18-У26
Підфрейм № 1	Затримка основного тону	8	У27-У34
	Індекс кодової книги: імпульс 4	3	У35-У37
	Індекс кодової книги: імпульс 3		У38-У40
	Індекс кодової книги: імпульс 2		У41-У43
	Індекс кодової книги: імпульс 1	5	У44-У48
	Загальний знак імпульсу	1	У49
	Зсув імпульсу	1	У50
	Індекс кодової книги: посилення	6	У51-У56
Підфрейм № 2	Затримка основного тону	5	У57-У61
	Індекс кодової книги: імпульс 4	3	У62-У64
	Індекс кодової книги: імпульс 3	3	У65-У67
	Індекс кодової книги: імпульс 2	3	У68-У70
	Індекс кодової книги: імпульс 1	5	У71-У75

	Загальний знак імпульсу	1	У76
	Зсув імпульсу	1	У77
	Індекс кодової книги: посилення	6	У78-У83
Підфрейм № 3	Затримка основного тону	5	У84-У88
	Індекс кодової книги: імпульс 4	3	У89-У91
	Індекс кодової книги: імпульс 3	3	У92-У94
	Індекс кодової книги: імпульс 2	3	У95-У99
	Індекс кодової книги: імпульс 1	5	У100-У102
	Загальний знак імпульсу	1	У103
	Зсув імпульсу	1	ВЮ4
	Індекс кодової книги: посилення	6	У105-ВПО
Підфрейм № 4	Затримка основного тону	5	У1У115
	Індекс кодової книги: імпульс 4	3	У116-У118
	Індекс кодової книги: імпульс 3	3	ВП9-У121
	Індекс кодової книги: імпульс 2	3	У122-У124
	Індекс кодової книги: імпульс 1	5	У125-У129
	Загальний знак імпульсу	1	У130
	Зсув імпульсу	1	У131
	Індекс кодової книги: посилення	6	У132-У137

6.6. Кодери стандарту APCO 25

АРСО 25 – стандарт транкінгового радіозв'язку, що описує структуру цифрової транкінгової системи і деякі її інтерфейси. Для цифрової передачі мови стандарт АРСО 25 передбачає використання кодера ІМВЕ (Improved MultiBand Excitation, модифікований метод багатополосного порушення). Код формує цифровий потік зі швидкістю 4,4 кбіт/с. Для виправлення помилок у цифровому мовному сигналі використовується надлишкове кодування, що породжує додатковий цифровий потік зі швидкістю 2,8 кбіт/с.

Цифровий мовний сигнал передається кадрами тривалістю 180 мс. Два мовних кадри утворюють суперкадр тривалістю 360 мс. Перед передачею мови слідує преамбула тривалістю 82,5 мс, що містить синхропакет (48 біт), ідентифікатор мережі (64 біт), який служить для запобігання конфліктів між радіостанціями, що працюють на одній частоті; інформацію для алгоритму шифрування, ідентифікатор ключа алгоритму шифрування й інших службових ідентифікаторів (всього 126 біт). Кадри мови, крім власне мовної інформації, містять додаткову інформацію (керування зв'язком, каналу сигналізації і т. ін.).

Мовний ІМВЕ-кодер заснований на моделі мови, що відноситься до моделей із багатополосним порушенням (МВЕ). Основна ідея роботи кодера полягає у поділі цифрового мовного вхідного сигналу на мовні сегменти, що перекриваються (чи фрейми) із використанням вікна Кайзера. Потім для визначеного фрейма оцінюються набір параметрів.

Мовний ІМВЕ-кодер є вокодером, тобто він не кодує вхідний мовний сигнал вибірка за вибіркою, а синтезує сигнал, що містить ту ж інформацію для сприйняття людиною, що і вихідний мовний сигнал. Зазначимо, що коли мова не є вокалізованою, вихідний і синтезований сегменти мови можуть не мати ніякої подібності в часовій області.

Мовний ІМВЕ-кодер має дві основні переваги перед раніше використовуваними вокодерами: по-перше, він заснований на МВЕ мовній моделі, що є більш стійкою, ніж традиційні мовні моделі; по-друге, цей кодер використовує більш складний алгоритм для оцінки параметрів моделі мови і синтезу мовного сигналу з цих параметрів моделі.

Головна відмінність мовних моделей традиційних вокодерів від мовної моделі МВЕ полягає в сигналі збудження. У звичайних

мовних моделях для кожного мовного сегмента використовується єдине рішення вокал/невокал. На відміну від цього, мовна модель МВЕ розділяє спектр збудження на кілька частотних смуг, які не перекриваються, і приймає рішення вокал/невокал для кожної частотної смуги. Це дозволяє представити сигнал збудження для визначеного мовного сегмента у вигляді суміші періодичної (вокалізованої) енергії і шумоподібної (невокалізованої) енергії. Через ці численні визначення вокал/невокал ця модель називається моделлю з багатополосним збудженням. Така мовна модель дозволяє синтезувати мову з більш високою якістю, ніж традиційні мовні моделі. Крім того, мовна модель МВЕ більш стійка до фонового шуму.

У мовній моделі МВЕ-спектр збудження формується з періодом основного тону (чи основної частоти) та рішень вокал/невокал. Для вокалізованої мови сигнал збудження є періодичною імпульсною послідовністю, в якій відстань між імпульсами є періодом основного тону P_0 . Для невокалізованої мови сигнал збудження являє собою білий шум. Періодичний спектр створюється зі зваженої періодичної послідовності імпульсів, що цілком визначається вікном зважування і періодом основного тону. Його спектр формується зі зваженої послідовності випадкового шуму.

Звичайно алгоритми для оцінки параметрів збудження й алгоритми для оцінки параметрів огинаючої спектра працюють незалежно. Ці параметри оцінюються на основі декількох критеріїв без ясних обґрунтувань, наскільки синтезована мова повинна бути близька до первісної. Це може проявитися в тому, що синтезований спектр буде злегка відрізнятися від первісного.

У мовному ІМВЕ-кодері параметри збудження й огинаючої спектра оцінюються одночасно так, що синтезований спектр є найближчим до первісного мовного спектра.

Структурна схема алгоритму аналізу показана на рис. 6.10. Параметри моделі мови, що повинні бути оцінені для кожного мовного фрейма наступні:

- період основного тону (чи основна частота);
- рішення вокал/невокал;
- спектральні амплітуди, що характеризують огинаючу спектра.

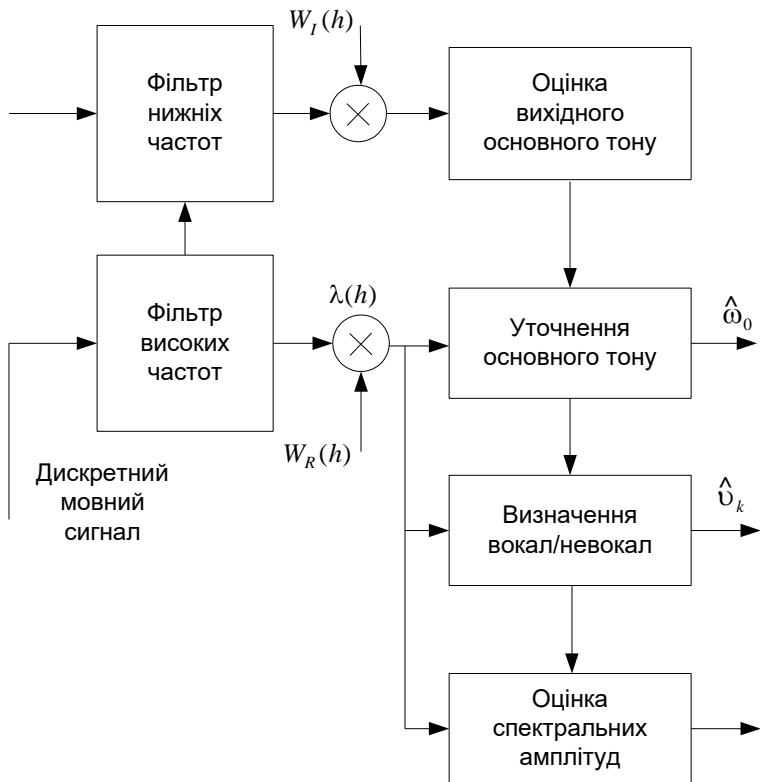


Рис. 6.10. Структурна схема алгоритму аналізу

Під час МВЕ-аналізу мови перед початком оцінки дискретизований мовний сигнал пропускається через фільтр високих частот для видалення постійної складової з використанням простого цифрового фільтра. Вихідний сигнал на виході такого фільтра будемо описувати функцією $\lambda(h)$.

Для того, щоб виділити короткий сегмент мови, на якому параметри моделі приймаються постійними, застосовується вікно зважування $W(h)$. В результаті зважений мовний сигнал визначається за формулою

$$\lambda_{\omega}(h) = \lambda(h)W(h), \quad (6.5)$$

Послідовність $\lambda_{\omega}(h)$ відноситься до мовного сегмента або

мовного фрейма. Особливістю алгоритму ІМВЕ аналізу є використання двох різних $W_R(h)$ і $W_I(h)$, кожне з яких по черзі перетворює мовний сигнал відповідно до рівняння (6.5). Для вибору будь-якого необхідного сегмента мовний сигнал $\lambda(h)$ зсувають у часі. Наступний мовний фрейм одержують шляхом зсуву на 20 мс. Мовний сегмент $\lambda_{\omega}(h)$ моделюється як відгук лінійного фільтра на деякий сигнал збудження.

Період основного тону оцінюється в два етапи. Спочатку формується оцінка вихідного основного тону (вимірюється числом вибірок), що позначається \hat{P}_1 . Оцінка первісного основного тону обмежена рядом (21; 21,5; ... 121,5; 122). Потім вона уточнюється для одержання підсумкової оцінки основної частоти $\hat{\omega}_0$, з точністю 1/4 вибірки. Ця двоетапна процедура використовується для зменшення складності обчислень і поліпшення стійкості оцінки основного тону.

Алгоритм оцінки вихідного основного тону використовує інше вікно порівняно з тим, що використовується в алгоритмі уточнення (рис. 6.11.) Вікно $W_I(h)$, використовуване для оцінки вихідного основного тону, має 301 вибірку по довжині. Вікно $W_R(h)$, використовуване для уточнення основного тону (а також для оцінки спектральних амплітуд і визначення вокал/невокалу), має 221 вибірку по довжині. Функція вікна прийнята рівною нулю поза цими діапазонами. Центральні точки двох вікон сполучені, тому перша ненульова точка $W_R(h)$ починається після 40 вибірок від першої ненульової точки $W_I(h)$.

Алгоритм оцінки основного тону зберігає неперервність основного тону між сусідніми мовними фреймами. В процесі визначення основного тону поточного фрейма алгоритм відстеження основного тону враховує основний тон з попереднього і наступного фреймів. Попередній і наступний мовний фрейми одержують шляхом зсуву мовного сигналу на 160 вибірок (20 мс) перед застосуванням вікна зважування в рівнянні (6.5).

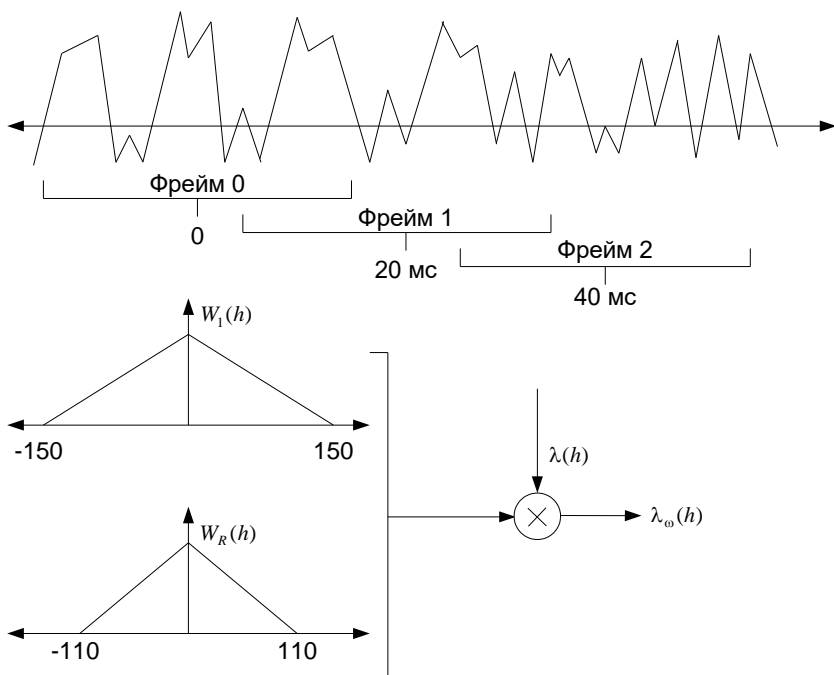


Рис. 6.11. Алгоритм оцінки вихідного тону та алгоритм уточнення

Оцінка періоду основного тону або основної частоти блока мови при аналізі МВЕ виконується в частотній області з використанням методу відтворення спектра і припасування його до вихідного спектра. У кодері ІМВЕ для спрощення обчислень основний тон, який шукають, визначається за методом збігів спектра з подальшими уточненнями. Для оцінки основного тону з точністю до половини вибірки використовується нормована функція автокореляції

$$r(P) = \frac{\sum_{j=-N}^N \lambda^2(j) W_I^2(j) - P \sum_{h=-N/P}^{N/P} r(hP)}{\left[\sum_{j=-N}^N \lambda^2(j) W_I^2(j) \right] \left[1 - P \sum_{j=-N}^N W_I^4(j) \right]}$$

де $N=150$; $W_I(j)$ – вікно зважування, для якого виконується обмеження

$$\sum_{j=-150}^{150} W_I^2(j) = 1.$$

Аналіз проводиться для фрейма розміром 301 вибірка ($j = -150 \dots +150$).

Функція автокореляції $R(t)$ визначається для цілих t за формулою

$$R(t) = \sum_{j=-150}^{150} \lambda(j) W_I^2(j) \lambda(j+t) W_I^2(j+t).$$

Для нецілих значень t функція $R(t)$ оцінюється за допомогою лінійної інтерполяції.

Під $\lambda(h)$ розуміють мовний сигнал, пропущений через фільтр низьких частот і описуваний виразом

$$\lambda(h) = \sum_{j=-10}^{10} \lambda(h-j) \nu(j),$$

де $\nu(n)$ характеризує імпульсну характеристику 21-точкового фільтра з кінцевим відгуком.

Оцінка вихідного основного тону \hat{P}_I вибирається так, щоб $r(\hat{P}_I)$ було мале. Однак \hat{P}_I вибирається не тільки для мінімізації $r(P)$. Оцінка основного тону підтримує неперервність основного тону між сусідніми мовними фреймами.

Відстеження використовується для поліпшення оцінки основного тону й обмеження зміни основного тону між сусідніми фреймами. Якщо оцінка основного тону тільки мінімізує $r(P)$, вона може різко змінитися між сусідніми фреймами. Ця різка зміна в основному тоні може викликати погіршення якості синтезованої мови.

Для кожного мовного фрейма обчислюються дві різних оцінки основного тону. Перша – оцінка із запізнюванням \hat{P}_B стежить за безперервністю стосовно попереднього мовного фрейма. Друга – оцінка з випередженням \hat{P}_F стежить за неперервністю стосовно наступних мовних фреймів. Після порівняння цих результатів за

деяким правилом за оцінку вихідного основного тону \hat{P}_1 приймається оцінка з запізнюванням чи оцінка з випередженням.

Використовується алгоритм уточнення основного тону, що поліпшує дозвіл оцінки основного тону від половини до чверті вибірки. З оцінки вихідного основного тону формується ряд з 10 кандидатів. Це $\hat{P}_1 - 9/8$; $\hat{P}_1 - 7/8$;...; $\hat{P}_1 + 7/8$; $\hat{P}_1 + 9/8$. Ці кандидати перетворюються в їхні еквівалентні основні частоти, виходячи із рівності $P_0 = 2\pi/\omega_0$. Для кожного кандидата основної частоти ω_0 оцінюється функція помилки $E_R(\omega_0)$ (для мінімізації помилки між вихідним $S_\omega(\omega)$ і синтезованим спектром) з використанням критерію мінімуму середньоквадратичної помилки. Як уточнена основна частота $\hat{\omega}_0$ вибирається кандидат основної частоти, мінімізуючий значення

$$E_r(\omega_0) = \sum_{m=50}^M |\Lambda_\omega(m) - \Lambda_\omega(m, \omega_0)|^2,$$

де $M = \lceil [0,9254\pi/\omega_0 - 0,5]256\omega_0/2\pi \rceil$. Тут функція $\Lambda_\omega(m)$ описує дискретне перетворення Фур'є $\lambda(h)W_r(h)$ (по 256 точках), а $W_r(m)$ описує дискретне перетворення Фур'є $W_r(h)$ (по 16384 точках).

Рішення вокал/невокал виконується при розгляді нормалізованої помилки D_k між вихідним спектром і спектром оцінки мови в кожній частотній смузі. Число частотних смуг є функцією числа гармонік у поточному сегменті \hat{L} і задається формулою

$$\hat{K} = \begin{cases} (\hat{L} + 2)/3, & \text{якщо } \hat{L} \leq 36; \\ 12 & \text{в інших випадках.} \end{cases}$$

Оскільки використання одиночного визначення вокал/невокал для кожної гармоніки потребувало б 80 біт, то для покриття смуги мови 4 кГц ідентифікація вокал/невокал застосовується одночасно до групи сусідніх гармонік. Тому перед прийняттям рішення вокал/невокал спектральні гармоніки розділяються на номери чи групи смуг. Звичайно число гармонік у кожній смузі дорівнює двом чи трьом.

Для прийняття рішення вокал/невокал нормована помилка D_k

для кожної частотної смуги порівнюється з деяким адаптивним порогом Δ_k . Якщо помилка менше порога, то відповідна частотна смуга з'являється вокалізованою, у противному разі—невокалізованою.

Значення гармонік обчислюються окремо для вокалізованих і невокалізованих частин спектра.

У декодері вокалізована і невокалізована компоненти синтезуються окремо і на заключній стадії поєднуються для одержання повного мовного сигналу. Алгоритми, що використовуються для синтезу вокалізованих і невокалізованих частин мови, засновані на двох різних способах.

Невокалізована частина мови генерується з гармонік, що визнані невокалізованими. Для кожного фрейма мови блок випадкового шуму зважується і перетворюється за допомогою швидкого перетворення Фур'є. Області спектра, що відповідають вокалізованим гармонікам, приймаються рівними нулю.

Оскільки вокалізована мова моделюється її індивідуальними гармоніками в частотній області, на стороні декодера вона відновлюється як сукупний сигнал регульованих генераторів. Кожній гармоніці у вокалізованій області фрейма поставлений у відповідність генератор, що характеризується частотою і фазою. Оскільки вокалізована частина мови не є періодичною на інтервалах, що складаються з декількох фреймів аналізу, відхилення від очікуваних параметрів сусідніх фреймів можуть викликати стрибки по кінцях фреймів, що призведе до значного погіршення якості мови. Для вирішення цієї проблеми під час синтезу перевіряються параметри поточного і попереднього фреймів для впевненості, що на границях фреймів відбувається плавний перехід. Це робиться для того, щоб на границях фреймів вокалізована мова була неперервною. Для забезпечення неперервності на початку і кінці фрейма мови функція амплітуди лінійно інтерполюється між значеннями оцінок для поточного і попереднього фреймів.

Синтез мови в ІМВЕ-декодері потребує інформації про основну частоту, рішення вокал/невокал, величини спектральних складових і фаз вокалізованих гармонік. Оскільки фази вокалізованих гармонік можна передбачити, інформація про фазу не передається між кодером і декодером. Основна частота (основний тон) квантується з

половинною точністю вибірки в часовій області, причому можливий діапазон тону перекривається вісьма бітами. Рішення вокал/невокал є двоїчним числом і не вимагає квантування. Загальний розподіл бітів для кожного фрейма наведено в табл. 6.6.

Таблиця 6.6

Розподіл бітів ІМВЕ-кодера в системі АРСО 25

Параметр	Число бітів
Основна частота	8
Інформація вокал/невокал	b
Спектральні амплітуди	$79-b$
Синхронізація	1

Число смуг, на які розбивається мовний фрейм у частотній області, залежить від основного тону фрейма, але не перевищує 12.

Таким чином, у кодері ІМВЕ фрейм мови має тривалість 20 мс, містить 144 біт, з яких 56 бітів використовуються для каналного кодування, 88 – для кодування параметрів мовної моделі. Кодер працює на швидкості 4 кбіт/с. Швидкість передачі в каналі – 7,2 кбіт/с.

6.7. Кодування мови в системі ІNМАRSАТ-М

Для системи мобільного супутникового зв'язку ІNМАRSАТ була обрана поліпшена версія мовного кодера МВЕ, описаного вище як версія стандарту на швидкості 6,4 кбіт/с для наземних систем рухомого зв'язку. Розмір фрейма кодера 20 мс. При цьому забезпечується кодування джерела і каналу за допомогою 128 біт на кожен фрейм. З цих 128 біт 45 біт (2,25 кбіт/с) зарезервовані для корекції помилок, а ті, що залишилися – 83 біт (4,15 кбіт/с) розділені між різними параметрами мови (табл. 6.7.)

Таблиця 6.7

Розподіл бітів у системі ІNМАRSАТ-М

Параметр	Число бітів
Основна частота	8
Інформація вокал/невокал	b
Спектральні амплітуди	$79-b$

Синтез мови в МВЕ декодері потребує інформації про основну частоту, рішення вокал/невокал – спектральних величин і фаз-

вокалізованих гармонік. Тому що фази вокалізованих гармонік можна передбачити; інформація про фазу не передається від кодера до декодера. Основна частота (основний тон) звичайно квантується з половинною точністю вибірки в тимчасовій області, причому можливий діапазон тону перекривається вісьма бітами. Рішення вокал/невокал є двоїчним числом і не потребує квантування. Набір спектральних величин потребує більшої точності й ефективності квантування. Загальний розподіл бітів для кожного фрейма наступний:

- 1) вісім біт для точного квантування тону;
- 2) b біт для рішення вокал/невокал, де b – число смуг прийняття рішення вокал/невокал;
- 3) біти, що залишилися, для квантування гармонік.

Оскільки число гармонік залежить від основного тону, який змінюється, число бітів, що привласнюються для рішення вокал/невокал, може також змінюватися. Типове число вокалізованих/невокалізованих смуг дорівнює 12 (4). Це означає, що максимальне число бітів для опису вокал/невокал дорівнює 12. Загальне число бітів B_m для квантування гармонік визначається за формулою

$$B_m = B_T - 8 - b,$$

де максимум b дорівнює 12; B_T – загальне число бітів для фрейма.

Існує безліч способів квантування. Розглянемо спосіб, використовуваний у системі INMARSAT-M.

Квантування основної частоти. Основна частота квантується при перетворенні її в еквівалентний період основного тону P_0 . Значення періоду основного тону звичайно обмежені діапазоном $20 \leq P_0 \leq 115$. У системі МВЕ, призначеній для роботи на швидкості 6,4 кбіт/с, цей параметр рівномірно квантується з використанням 8 біт при розмірі кроку 0,5, що дає можливість забезпечити половинну точність вибірки.

Кодування рішень вокал/невокал. b рішень вокал/невокал є двоїчними числами, тому можуть бути закодовані з використанням одного біта для кожної смуги рішення. Система на швидкості передачі 2,4 кбіт/с використовує максимум 12 смуг, кожна шириною $3\omega_0$. Гармоніки поза b смугами вокал/невокал прийняті

невокалізованими.

Квантування спектральних величин. Перед квантуванням спектральних величин для зменшення їхньої зміни використовується етап передбачення.

Залишки передбачення групуються в шість послідовних блоків, що містять J_i залишкових вибірок кожний. Кожен блок перетворюється по частоті з використанням дискретного косинусоїдального перетворення (ДКП) розміром J_i .

Постійні складові L шести ДКП-блоків (перші коефіцієнти) групуються як вектор і квантуються з використанням кодової книги шестибітового скалярного посилення і десятибітового вектора форми. Коефіцієнти більш високого порядку M квантуються з використанням скалярних квантувачів, де в процесі присвоєння бітів розподіляються біти, що залишилися, з урахуванням значущості для суб'єктивного сприйняття кожної величини. Структурна схема загального процесу квантування величин зображена на рис. 6.12.

Після правильного відновлення спектральних величин МВЕ - кодер намагається поліпшити якість сприйняття синтезованої мови з використанням підсилювача. Посилення спектральних величин виконується генерацією набору спектральних ваг із прийнятих параметрів поточного фрейма.

У типовому МВЕ-кодері значна частина бітів виділена для квантування спектральних величин. У випадку системи INMARSAT – М, де кодер джерела працює на швидкості 4,15 кбіт/с при швидкості фреймів 50 Гц, тільки 20 (8+12) біт використовуються для формування інформації про основний період та інформацію вокал/невокал. Інші біти використовуються для квантування спектральних величин. Таким чином, для успішного синтезу мови необхідно точно знати основний період. Для покриття мовного спектра 4 кГц досить 12 смуг вокал/невокал. У результаті загальна швидкість кодера може бути зменшена за рахунок більш ефективного квантування величин.

У системі INMARSAT-М усі спектральні величини, крім шести, проквантовані з використанням скалярних квантувачів. Скорочення швидкості можна досягати також за рахунок векторного квантування усіх величин. Оскільки число спектральних величин може змінюватися від 9 до 60 і більше залежно від основної частоти,

векторну кодову книгу, що враховує ці зміни, створити дуже складно. Тому доцільно векторне квантування використовувати тільки для основної форми спектра, яка може бути прийнята незалежною від основної частоти.

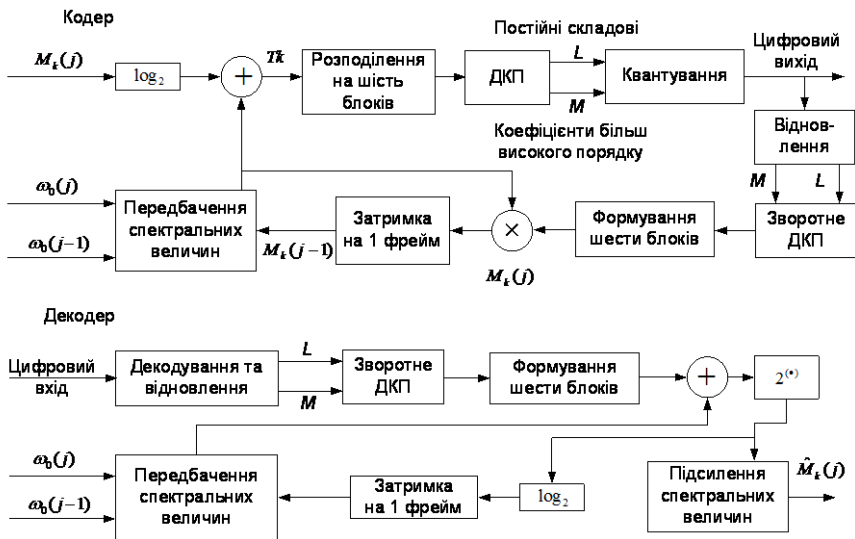


Рис. 6.12. Структурна схема загального процесу квантування величин

6.8. Особливості побудови і роботи кодерів у реальному часі

Робота в реальному часі – це задача, що потребує виконання у визначені часові рамки. Обмеження часу може мінятися від 200 нс до 20...30 мс. Оскільки при цифровому кодуванні мови прийнята частота дискретизації 8 кГц, обробка в реальному часі повинна бути виконана протягом 125 мкс для кодерів, що включають процес; кодування “вибірка-за-вибіркою”. У кодерах нового покоління, таких як CELP, процес кодування виконується за принципом “блоком-за-блоком” при типовій довжині блока 20...30 мс (фрейм) і малому блоці 4...8 мс (підфрейм), що збільшує припустиму часову межу.

Вибір апаратних засобів для реалізації алгоритмів мовного кодування в реальному часі має важливе значення як з погляду вартості, так і енергоспоживання кодера. Більшість алгоритмів кодування мови може бути реалізована з використанням сучасних однокристальних цифрових сигнальних процесорів (ЦСП). Причому

вартість кодерів залежить від числа використаних ЦСП. Важливо також звертати увагу на потужність, споживану ЦСП, особливо для додатків, де використовуються, наприклад, переносні телефони.

Вибір ЦСП для виконання специфічного алгоритму кодування мови обумовлений й іншими чинниками. Два важливих чинники потребують уважного розгляду – це час циклу команди ЦСП (швидкість обчислень) і придатність його системи команд для реалізації основних функцій алгоритму кодування мови. Наприклад, в алгоритмі типу CELP велика частина часу обробки ЦСП припадає на команди типу додавання-множення. Для таких алгоритмів, мабуть, кращими будуть ЦСП, які виконують цю задачу за один цикл команди. Засоби аналогового вводу-виводу, які виконані паралельно з цифровою обробкою, також значно заощаджують час обробки. Наведемо інші корисні характеристики ЦСП:

- ємність пам'яті ОЗУ/ПЗУ на одному чіпі;
- структура шини адрес і шини даних;
- ємність пам'яті поза чіпом;
- контролер завантаження пам'яті;
- периферія чіпа;
- можливості арифметики з фіксованою точкою і точкою, що „плаває”;
- вбудована буферна пам'ять (кеш);
- режими адресації;
- прямий доступ до пам'яті (ПДП);
- зовнішні й внутрішні переривання;
- програмувальний режим чекання для програмних і апаратних засобів;
- порти емуляції чіпа;
- можливості зниження і збільшення потужності.

6.8.1. Чіпи ЦСП

Програмовані ЦСП розрізняються за точністю і типом арифметичних операцій з фіксованою точкою або з точкою, що „плаває”. Для ЦСП із фіксованою точкою характерна тенденція до підвищення швидкодії і зниження вартості, однак їх більш складно програмувати, і вони забезпечують меншу точність. ЦСП із фіксованою точкою мають довжину слова до 32 біт. Розрядність

портів аналогового вводу-виводу ЦСП відповідає розрядності цифрових портів. У перспективних ЦСП розрядність буде зростати, що дозволить розширити діапазон і точність числового представлення. Тому продуктивність системи на базі ЦСП залежить від його характеристик і кількості операцій вводу-виводу.

Як відомо, обчислення з точкою, що плаває, мають ряд переваг перед обчисленнями з фіксованою точкою, що часто дають значну економію при рішенні задач. Точність числа з точкою, що „плаває”, залишається постійною протягом усієї програми через автоматичну нормалізацію мантиси процесором, тоді як точність даних з фіксованою точкою змінюється при зміні розміру даних, що зберігаються, чи значення залишку після операцій.

Дуже великий динамічний діапазон ЦСП із точкою, що плаває, дозволяє представляти дуже малі і дуже великі числа з високою точністю. Це особливо необхідно в проміжних обчисленнях швидкого перетворення Фур'є й у рекурсивних фільтрах високого порядку. Високий динамічний діапазон в свою чергу призводить до усунення проміжного масштабування, необхідного для запобігання перевантаження даними в пристроях з фіксованою точкою.

Іншою важливою перевагою ЦСП з точкою, „що плаває”, є те, що більшість алгоритмів, реалізованих у ЦСП, спочатку моделюються на комп'ютерах, які використовують можливості представлення з такою точкою. Надалі ці алгоритми легко можуть бути повторені з використанням системи команд з точкою, що „плаває”.

6.8.2. Представлення з фіксованою точкою

Список сучасних ЦСП з фіксованою точкою з часом циклу команди 100 нс і менше наведений у табл. 6.8. Для демонстрації можливостей типового ЦСП з фіксованою точкою більш докладно розглянемо DSP16A.

Таблиця 6.8

Характеристики чипів ЦСП

Модель	Довжина даних, біт	Точність MAC I/P-біт	Точність MAC O/P-біт	Час циклу команди, нс	Тактова частота тону, МГц	ОЗУ чіпа, біт	ПЗУ чіпа, біт	Зовнішня пам'ять, біт	Розсіяна потужність, мВт
ЦСП із фіксованою точкою А пристрою									
ADSP-2100A	16	16Ч16	40	80	12,5	немає	немає	32КХ24Р	790
ADSP-2101	16	16Ч16	40	80	12,5	2КХ24Р 1КХ16D	немає	14КХ24Р 14КХ16D	825
ADSP-2102	16	16Ч16	40	80	12,5	2КХ24Р 1КХ16D	2КХ24Р	14КХ24Р 14КХ16D	825
АТИГ DSP16A	16	16Ч16	32	125	40	2КХ16	4КХ16	64КХ16	450
<i>Fujitsu</i> MB8764	16	16Ч16	26	100	10	256Ч16		1КХ24Р 1КХ16D	300
<i>Motorola</i> DSP56001	24	24Ч24	56	74	27	1КХ24	544Ч24	64КХ24Р	450
<i>Texas Instruments</i>									
TMS320 C25-50	16	16Ч16	32	80	40	544Х16	2КХ16Р	64КХ6Р 64КХ16D	925
TMS320C26	16	16Ч16	32	100	40	1,6КХ16	256Ч16	64КХ16Р 64КХ16D	925
TMS320C50	16	16Ч16	32	50/35	57	8,7КХ16	2КХ16	128Ч16	300
ЦСП із точкою, що плаває									
<i>AT&T</i> WE-SP32C	24М 8Е	32Ч32	40	80	50	1КХ32	2КХ32	16МХ8 4МХ32	1250
DSP3210	24М	32Ч32	40	72/60	55/60	2КХ32	256Ч32	4ГХ8Р 4ГХ32Р	750
<i>Motorola</i> DSP56002	23М 8Е	32Ч32	44	74	27	2КХ24	1088Ч32	4ГХ32D 4ГХ32D	750
<i>Obi</i> MSM699210	16М 6Е	22Ч22	22	100	40	512Ч22	2КХ32Р 64КХ22D	64КХ32D 64КХ22D	400
MSM699215	16М 6Е	22Ч22	22	100	40	512Ч22	2КХ32Р 2КХ22D	64КХ32 64КХ22D	400
<i>Texas Instruments</i>									
TMS320C30	24М 8Е	32Ч32	40	60	33	2КХ32	4КХ32	16МХ32	1500
TMS320C40	23М 8Е	40Ч40	40	50/40	50	2КХ32	Зарезер- вировано	16ГХ8	10000
<i>Zoran</i> ZR34325	24М 6Е	32Ч32	414	80	25	128Ч32	1КХ32	16МХ32Р 16МХ32D	1000

Сигнальний процесор з фіксованою точкою DSP16A – це 16-бітова програмувальна інтегральна схема, виконана згідно з енергозберігаючою К-МОП технологією і розміщена в 84-піновому корпусі. Забезпечує високу продуктивність завдяки своїй паралельній конвеєрній архітектурі. Крім того, ЦСП:

- має низьке споживання енергії;
- це один з найшвидших ЦСП із фіксованою точкою з часом циклу команд 33 нс;
- дозволяє в одному циклі виконувати перемноження 16х16 біт і додавання 36-бітних слів;
- містить два 36-бітових акумулятори;
- має кеш-команду для підвищення ефективності виконання циклічних команд;
- має ПЗУ обсягом 4096 слів і ОЗУ обсягом 2048 слів, що можуть бути розширені поза чіпом до обсягу 64К слів;
- має можливість обміну даними з іншими процесорами за

допомогою послідовних і паралельних портів вводу-виводу;

- забезпечує маскувальне переривання;
- потребує одного джерела живлення 5 В.

6.8.3. Представлення з плаваючою точкою

Перелік ЦСП із плаваючою точкою, з часом циклу команд 100 нс і менше наведений у табл. 6.8. Найбільш могутнім ЦСП із точкою, що плаває, є TMS320C40.

Цифровий сигнальний процесор із точкою, що плаває, TMS320IC40 – це сучасний цифровий сигнальний процесор із точкою, що плаває, фірми Texas Instruments, який має значно більш високі показники порівняно з досить потужним і добре зарекомендувавшим себе ЦСП TMS320C30. Його основні характеристики:

- шість портів для високошвидкісного міжпроцесорного з'єднання, кожний з яких забезпечує швидкість асинхронної передачі максимум 20 Мбайт/с;
- шестиканальний співпроцесор ПДП для паралельних входів/виходів, кожен канал якого індивідуально запрограмований;
- головний центральний процесор має продуктивність 275 млн опер/с; виконує 11 операцій за цикл команди 40 чи 50 нс; має одноцикловий перемножник 40/32 біт із точкою, що плаває; включає команди ділення і знаходження зворотного квадратного кореня;
- дві однакових шини зовнішніх даних і адреси можуть передавати дані зі швидкістю 100 Мбайт/с;
- адресний простір для програм, даних і периферії 16 Гбайт;
- модуль аналізу чіпа для паралельного налагодження, що дозволяє встановлювати точки переривання для програми, доступ до даних і канал ПДП, забезпечуючи можливості переривання для апаратних засобів чіпа для швидкого налагодження і роботи.

6.8.4. Робота програм у реальному часі

Розробка теоретичних алгоритмів і робота в реальному часі однаково важливі в багатьох системах зв'язку, де потрібна висока якість передачі мови, а ціна обладнання і споживання енергії повинні бути дуже низькими. Отже, дуже важливо реалізувати алгоритм оптимальним чином, а це, у свою чергу, означає комбінацію оптимальних апаратних і програмних засобів. Виконання в

реальному часі задачі на ЦСП-чіпі включає кілька етапів:

- 1) теоретичне пророблення й уточнення;
- 2) перевірку алгоритму шляхом імітації на комп'ютері з використанням мови високого рівня (наприклад, Сі);
- 3) переклад коду високого рівня у відповідний код ЦСП;
- 4) перевірку коду в реальному часі з використанням доступних засобів;
- 5) проектування відповідних апаратних засобів;
- 6) об'єднання апаратних і програмних засобів.

На другому етапі перевірка алгоритму може призвести до його уточнення чи до повної зміни.

На третьому етапі відомі три способи перекладу коду мови високого рівня у відповідний код ЦСП. Це:

- 1) крос-компілятор ЦСП (наприклад, з мови Сі в машинну мову ЦСП);
- 2) пряме ручне кодування алгоритму з використанням набору команд ЦСП;
- 3) використання частково ручного кодування і частково компіляції.

Оскільки крос-компілятори можуть бути в два – три рази менш ефективні щодо вимог обсягу пам'яті й швидкості, у більшості додатків використовується пряме кодування ЦСП.

На четвертому етапі результати комп'ютерної імітації порівнюються з еквівалентним виходом ЦСП. Це звичайно робиться для обмежених перевірочних даних входу, тому що це потребує великих витрат часу і не зручно пропускати через стимулятор ЦСП великі обсяги даних. Як тільки між цими двома виходами досягається збіг, можна бути упевненим у тому, що програма ЦСП правильна. Потім програма завантажується у відповідні апаратні засоби для перевірки в реальному часі. Як тільки алгоритм почав виконуватися, параметри алгоритму підстроюються в реальному часі для одержання оптимальних характеристик.

У більшості ЦСП для прискорення обробки використовується конвеєрна обробка, особливість якої полягає в тому, що результат виконання команди може бути недоступний наступній команді, тому під час програмування ЦСП важливо ефективно використовувати принцип конвеєра. Типовий ЦСП має команди, що зчитують два операнда з пам'яті, перемножують їх за допомогою акумулятора і

записують результат у пам'ять. Отже, якщо б усі ці три операції потрібно було виконати послідовно за один цикл команди, то час циклу команди повинен був би бути дуже великим. При конвейсній структурі процесор розділяє процес виконання команд на декодування, зчитування операндів і виконання. Хоча це збільшує швидкість обчислень, однак може викликати складності в програмуванні.

6.8.5. Типові способи виконання CELP

У деяких додатках способи ефективного програмування недостатні для досягнення необхідного рівня швидкості скорочення обсягу пам'яті, які повинні бути доповнені спрощенням алгоритму. Обговоримо спрощення алгоритму, які можуть бути застосовані, наприклад, у CELP-кодерах для зниження швидкості передачі мови і скорочення обсягу необхідної пам'яті на прикладі ЦСП WE-DSP32C фірми AT&T.

Цифровий процесор, що програмується з високими характеристиками WE-DSP32C, виконує операції з 32-бітовими числами з точкою, яка „плаває”. Завдяки К-МОП технології досягається висока функціональна щільність при низькому споживанні енергії. При тактовій частоті 50 МГц WE-DSP32C виконує 2,5 млн команд за секунду. Основні характеристики процесора:

пам'ять чіпа включає ПЗУ обсягом 2048 байт для команд і констант і ОЗУ обсягом 4096 байт для команд і перемінних. ПЗУ перепрограмується для збереження прикладних програм. Можлива адресація 8-, 16-чи 32-бітових слів, причому доступ до 32-бітових даних реалізується на тій же швидкості, що і до 8-бітових даних. 100-піновий корпус має шину розширень пам'яті поза чипом до 16 Мбайт;

арифметичний пристрій керування використовується для формування адресної пам'яті і виконання операцій над 16-бітовими цілими числами; має 21 16-бітових регістрів, 16-бітовий лічильник команд і повнофункціональний арифметико-логічний пристрій;

арифметичний пристрій даних — головний пристрій для алгоритму сигнальної обробки, що виконує і додавання, і множення 32-бітових чисел із плаваючою точкою; складається з перемножника, 40-бітового суматора, чотирьох статичних 40-бітових регістрів і регістра керування;

два 16-бітових пристрої послідовного вводу/виводу, що можуть передавати і приймати дані під керуванням програми або по каналу ПДП. Сигнали керування, що можуть бути сформовані чіпом чи надійти від зовнішніх кіл, реалізують інтерфейс із каналом мультіплексною передачею з часовим поділом, іншим ЦСП;

16-бітовий пристрій паралельного вводу/виводу для зв'язку із зовнішнім процесором. Через шину цього пристрою можлива двостороння передача під керуванням програми або в режимі ПДП. Пристрій дозволяє зовнішньому процесору завантажувати прикладну програму без переривання поточної програми, містить схему для регенерації ОЗУ і формування зовнішніх ознак помилки, таких як переповнення арифметичного пристрою даних із плаваючою точкою і помилки парності пам'яті.

Типові апаратні засоби, які ґрунтуються на WE-DSP32C.
Найпростіше апаратне рішення щодо реалізації дуплексного кодера/декодера мови полягає в роздільному проектуванні кодера і декодера на двох ЦСП: одного для кодування, іншого — для декодування. Типовий кодер/декодер на двох ЦСП WE-DSP32C показаний на рис. 6.13. Це рішення має дві переваги. По-перше оскільки кодер і декодер побудовані на окремих ЦСП, продуктивність одного з них не впливає на продуктивність другого. По-друге, два послідовних порти вводу/виводу на кожному ЦСП ідеальні для з'єднання кодера з входом і з каналом, а декодера — з каналом і виходом. Для більш швидкого зчитування з кодера і запису в декодер, тобто для реалізації дуплексного інтерфейсу може використовуватися паралельний порт. Поряд з істотними перевагами рішення з двома ЦСП має два серйозних недоліки порівняно з рішенням на одному ЦСП — ціна і споживана потужність, які для двох ЦСП подвоюються в порівняно з одним ЦСП. З цих причин, як показано на рис. 6.14, більшість кодерів містять тільки один ЦСП. Типовий ЦСП складається з двох частин — кодера і декодера. На вхід ЦСП надходить аналогова чи цифрова мова, закодована за μ - чи A -законом ІКМ, а на виході ЦСП-ТТЛ – сумісні вихідні низькошвидкісні дані з внутрішнім чи зовнішнім підстроюванням тактової частоти.

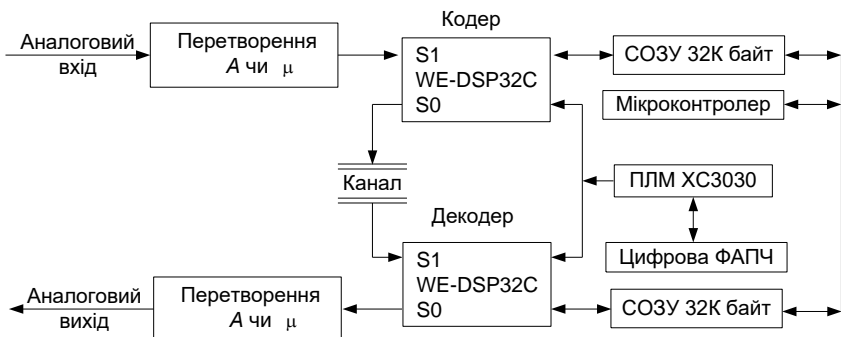


Рис. 6.13 Типовий кодер/декодер на двох ЦСП WE-DSP32C

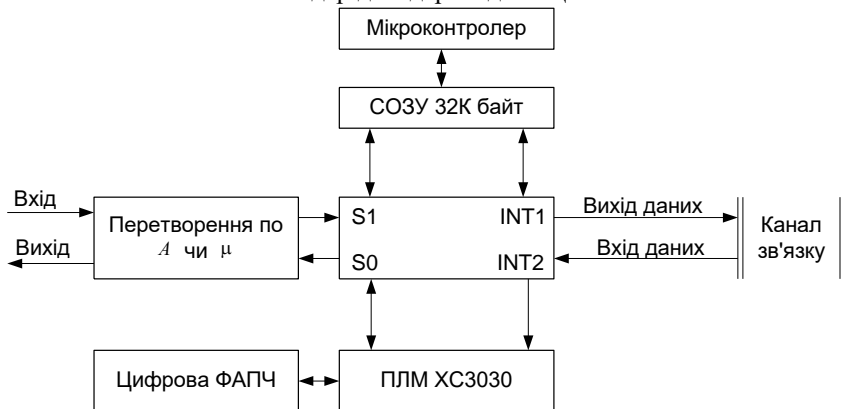


Рис.6.14 Кодер, який містить тільки один ЦСП

Таким же чином процесор сприймає на вході низькошвидкісні дані і відтворює на виході аналогову чи цифрову мову, закодовану за μ - чи А- законом ІКМ. Основні компоненти такого пристрою, як правило, такі:

WE-DSP32C: 32-бітовий ЦСП із плаваючою точкою, який виконує усі функції з кодування і декодування і, якщо можливо, кодування/декодування з прямим виправленням помилок, визначення активності мови, заглушення луни і т. ін.;

ППЗУ обсягом 64Кбайт для постійного збереження даних і програми. Статичне ОЗУ (СОЗУ) обсягом 32Кбайт (з можливістю збільшення до 128 байт) зв'язане з WE-DSP32C через порт інтерфейсу зовнішньої пам'яті. Програма і дані завантажуються в ОЗУ з ППЗУ при включенні або перезапуску. Код WE-DSP32C може бути

завантажений і через лінію внутрішньосхемного емулятора від персонального комп'ютера;

дві цифрових схеми фазового автопідстроювання для синхронізації тактової частоти на платі за допомогою зовнішньої чи внутрішньої тактової частоти в кодері чи декодері;

ІКМ-кодер для кодування за μ - чи A – законом вхідної аналогової мови і декодування за μ - чи A – законом вихідної цифрової мови. Сигнал завантаження входу заборонений, якщо загублена синхронізація кодера, а сигнал завантаження виходу заборонений, якщо загублена синхронізація декодера, що запобігає стану зависання ЦСП;

програмувальна логічна матриця (ПЛМ) для подачі сигналів на порти послідовного входу і виходу WE-DSP32C, формування сигналів таймера й інших сигналів керування;

мікроконтролер для керування і конфігурування WE-DSP32C та ПЛМ.

Оскільки один WE-DSP32C має два послідовних і один паралельний порти вводу/виводу, інтерфейс виходу кодера і входу декодера з каналом організується за допомогою порту, паралельного вводу/виводу по черзі. Як показано на рис. 6.14, два послідовних порти вводу/виводу використовуються як інтерфейс входу кодера і виходу декодера. Керований послідовний порт вводу/виводу з ПДП дозволяє передавати дані між зовнішніми інтерфейсами, такими аналого-цифрові чи цифро-аналогові перетворювачі і пам'ять, без участі програми. Під час роботи в цьому режимі програма може обробляти попередньо збережений блок даних, у той час як поточні вибірки автоматично записуються в інший блок. Головна незручність полягає в тому, що час обробки блока даних повинен бути менше, ніж час, необхідний для заповнення буфера, якщо система повинна успішно працювати в реальному часі з фіксованим розміром буфера. Як показано на рис. 6.15, така ж процедура прийнята для вихідних буферів. Це означає, що потрібно два вхідних буфери і два вихідних буфери. У WE-DSP32C як показники для передачі даних під керуванням ПДП використовуються два спеціалізованих регістри в керуючому арифметичному пристрої — $\chi 20$ (показчик входу) і $\chi 21$ (показчик виходу). Перший використовується як показчик послідовного вводу з ПДП, другий — як показчик послідовного

виводу з ПДП. Усякий раз після закінчення обробки одного буфера програма перевіряє відповідність вхідного і вихідного покажчиків. Якщо введення даних закінчено, починається обробка, якщо ні— відбувається чекання доти, поки буфер не заповниться, і потім продовжується обробка, як це показано на рис. 6.16.

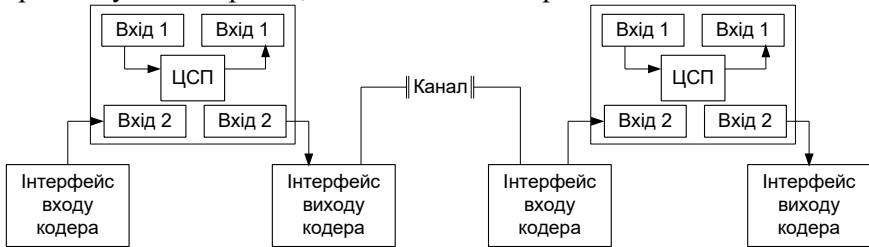


Рис. 6.15 Процедура прийнята для вихідних буферів

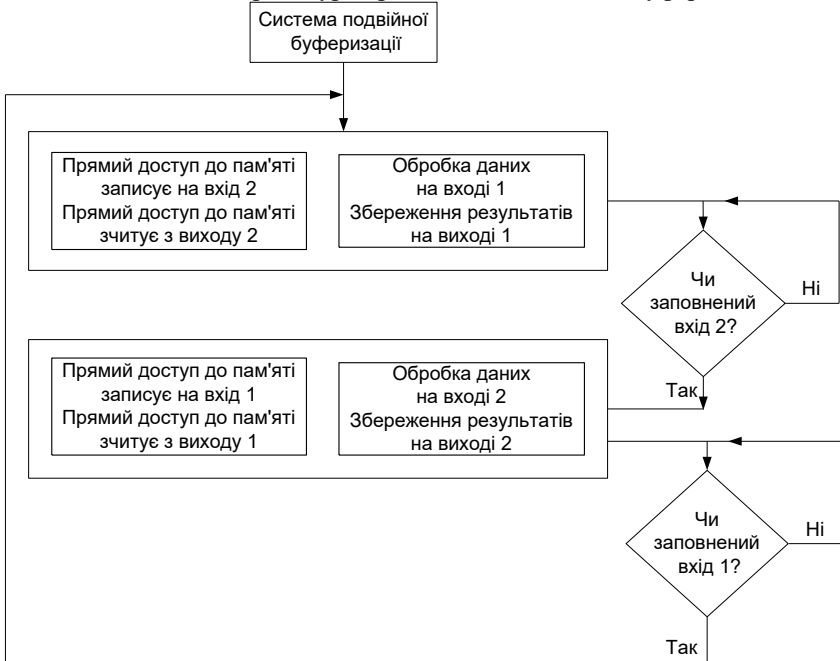


Рис. 6.16 Алгоритм обробки даних буфера

6.8.6. Типові вимоги до обробки і пам'яті

У табл. 6.9 наведено розподіл завантаження ЦСП по кожному з основних блоків кодера і декодера на трьох робочих швидкостях, у

табл. 6.10 — оцінки необхідного обсягу пам'яті.

Таблиця 6.9

Загрузка, %, WE-DSP32C для різношвидкісного CELP кодера

Функція	Швидкість, біт/с		
	4567	6233	7900
Кодер			
LPC аналіз	1,86	1,86	1,86
Передача від LPC до LSF	1,25	1,25	1,25
Квантування LSF	0,72	0,72	0,72
Інтерполяція	1,18	1,77	2,23
LSF/обернена передача			
Розрахунок імпульсного відгуку STP	1,39	1,42	1,43
Розрахунок відгуку пам'яті STP	1,39	1,42	1,44
Формування шуму	2,40	2,44	2,49
Пошук LTP	36,68	37,10	37,72
Пошук по кодовій книзі	18,59	17,17	17,09
Синтез STP	1,26	1,29	1,30
Інше	1,48	1,54	1,60
Всього для кодера	68,20	67,98	68,13
Декодер			
Інтерполяція	1,18	1,77	1,23
LSF/обернена передача			
Синтез LTP	0,88	1,04	1,19
Синтез STP	1,26	1,28	1,30
Постфільтрація	9,16	9,56	10,01
Інше	1,42	1,50	1,58
Всього для декодера	13,9	15,15	16,31

Дані в цих таблицях відносяться до кодера із збудженням кодової книги. Для всіх трьох швидкостей розмір фрейма зафіксований на рівні 30 мс при LTP-параметрах, квантованих з використанням 37-бітових неоднорідних квантувачів масштабування. Наведені швидкості виходять при розбивці на 4, 6 і 8 підфреймів по 60, 40 і 30 вибірок у кожному на відповідній швидкості в порядку зростання.

Таблиця 6.10

Вимоги до обсягу (байт) пам'яті на різних швидкостях

Швидкість, біт/с	4567	6233	7900
------------------	------	------	------

Програма	10500	10500	10500
Дані	1700	16200	16100
Всього	2750	26700	26600

Для кожного підфрейма затримка і підсилення LTP, індекс і підсилення кодової книги квантуються з використанням 7, 5, 8 і 5 біт відповідно. З табл. 6.10 видно, що ще залишається значний запас часу обробки для виконання допоміжних функцій, таких як придушення луни, визначення активності мови, пряма корекція помилок і т. ін. З 32 Кбайт доступного обсягу пам'яті використовуються тільки 28 Кбайт. За допомогою тільки одного ЦСП із 32 Кбайт пам'яті можлива реалізація комбінованих CELP-кодерів/декодерів хорошої якості з деякими допоміжними функціями.

Питання для самоперевірки

1. Виконайте класифікацію методів кодування мовних повідомлень.

2. Поясніть принцип дії кодера системи GSM.

1.1 Як здійснюються кодування вихідної інформації в стандарті GSM? Структурна схема системи зв'язку та її елементи

3.

4. Як здійснюється реалізація алгоритмів VAD?

5. Поясніть принцип дії кодера системи стандарту D-AMPS.

6. Поясніть принцип побудови системи TETRA.

7. Охарактеризуйте мовний кодер TETRA.

8. Структура мовного кодера TETRA.

9. Дайте характеристику мовного JMBE-кодера стандарту ARCO25.

10. Як здійснюється кодування мови в системі JNMARSAT-M?

11. Назвіть особливості побудови і роботи кодерів у реальному часі.

Список літератури

1. Ігнатов В.О., Конахович Г.Ф., Уланський В.В., Омелько Ю.М. Принципи побудови експлуатації систем зв'язи повітряних судів: Учебне посібник. – К.: КИИГА, 1988. – 172 с.
2. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифрова обробка і передача речі. – М.: Радио і зв'язь, 2000. – 456 с.
3. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифрова обробка речевих сигналів. – М.: Радио і зв'язь, 1981. – 206 с.
4. Бабков В.Ю., Вознюк М.А. Системи зв'язи з кодовим розділенням каналів. – СПб.:, 1999. – 120 с.
5. Варакин Л.Е. Системи зв'язи з шумоподібними сигналами. – М.: Радио і зв'язь, 1985. – 384 с.
6. Феер К. Беспроводна цифрова зв'язь. Методи модуляції і розширення спектра. Пер. з англ. // Под. ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио і зв'язь, 2000. – 520 с.
7. Гуров В.С. і др. Передача дискретної інформації і телеграфія. – М.: Связь, 1984. – 526 с.
8. Сапожков М.А., Михайлов В.Г. Вокодерна зв'язь. М.: Радио і зв'язь, 1983. – 248 с.
9. Анисимов В.А. і др. Системи авіаційної радіосв'язи – М.: Транспорт, 1981. – 239 с.
10. Андрус'як А.І., Дем'янчук В.С., Юр'єв Ю.М. Мережа авіаційного електров'язку. – К.: НАУ, 2001. – 448 с.

Зміст

Вступ	3
Глава 1 Системи радіозв'язку для передачі безперервних повідомлень	5
1.2 Структурна схема системи зв'язку та її елементи	5
1.3 Характеристики безперервних джерел та одержувачів повідомлень	7
1.4 Компресія мовних сигналів	20
1.5 Статистичні характеристики мовних повідомлень	33
1.6 Параметрична компресія мовних сигналів	36
1.7 Системи передачі безперервних повідомлень за допомогою дискретних сигналів	43
Питання для самоперевірки	48
Глава 2 Системи зв'язку для передачі дискретних повідомлень	50
2.1 Роль і місце дискретних систем зв'язку	50
2.2 Основні характеристики системи передачі дискретних повідомлень	52
2.3 Види модуляції в дискретних системах зв'язку	56
2.4 Модуляція з мінімальним зсувом частоти	76
Питання для самоперевірки	81
Глава 3 Системи передачі безперервних повідомлень за допомогою цифрових сигналів	83
3.1 Загальні положення	83
3.2 Квантування миттєвих значень	90
3.3 Адаптивне квантування	113
3.4 Загальна теорія різницевого квантування	126
3.5 Дельта-модуляція	135
3.6 Різницєва ІКМ	148
3.7 Порівняння систем	157
3.8 Перетворення способів кодування	160
Питання для самоперевірки	165
Глава 4 Порівняльна характеристика систем передачі мови	166
4.1 Передача мови. Проблеми та рішення	166
4.2 Пакетна передача мови	167
4.3 Статистичне ущільнення	183

4.4	Протокол X.25	187
4.5	Протокол Frame Relay	193
4.6	Мережі АТМ	202
4.7	ІР-телефонія	213
	Питання для самоперевірки	221
	Глава 5 Широкосмугові системи радіозв'язку	222
5.1	Складовий сигнал в системах радіозв'язку	222
5.2	Побудова широкосмугових шумоподібних сигналів	226
5.3	Шумоподібна модуляція несучого синусоїдального коливання	234
5.4	Однорідні бінарні коди	236
5.5	Модуляція за допомогою квазівипадкових послідовностей	240
	Питання для самоперевірки	248
	Глава 6 Кодери мобільних радіосистем	249
6.1	Методи та показники якості кодування мовних повідомлень	249
6.2	Кодери GSM	252
6.3	Детектор активності мови	258
6.4	Кодери стандарту D-AMPS	264
6.5	Кодери TETRA	268
6.6	Кодери стандарту APCO 25	285
6.7	Кодування мови в системі INMARSAT-M	293
6.8	Особливості побудови і робота кодерів у реальному часі	296
	Питання для самоперевірки	308
	Список літератури	310
	Зміст	