

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»

М.П. Благодарний, І.П. Внуков, З.Т. Лукашева

СИСТЕМИ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ
У КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНИХ ВИРОБНИЦТВАХ

Навчальний посібник

Харків «ХАІ» 2010

УДК 621. 391: 658.52.011.56 (075.8)

Благодарний М.П. Системи оброблення сигналів у комп'ютерно-інтегрованих виробництвах: навч. посіб. / М.П. Благодарний, І.П. Внуков, З.Т. Лукашева. — Х. : Нац. аерокосм. ун-т «Харк. авіац. ін-т», 2010. — 136 с.

Розглянуто методи й засоби оброблення аналогових сигналів: процеси кодування, модуляції сигналів, проходження їх через канали зв'язку, фільтрації та розпізнавання, кодування й декодування, підвищення завадостійкості передачі інформації, надано рекомендації щодо їх використання в процесі розроблення й модернізації систем передачі інформації в комп'ютерно-інтегрованих виробництвах.

Для студентів, що навчаються за напрямом підготовки 0925 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» спеціальності «Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси та виробництва».

Іл. 66. Табл. 13. Бібліогр.: 10 назв

Рецензенти: канд. техн. наук І.М. Ключников,
канд. техн. наук, доц. А.П. Плахтєєв

© Благодарний М.П., Внуков І.П., Лукашева З.Т., 2010

© Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», 2010

ВСТУП

Програмою дисципліни «Системи оброблення сигналів» за напрямом підготовки «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» передбачено вивчення методів і засобів аналогового й цифрового оброблення сигналів і побудови на їх основі систем оброблення сигналів. Об'єкт вивчення — процеси й засоби кодування, модуляції сигналів, проходження їх через канали зв'язку, фільтрації, демодуляції й розпізнавання. Предмет вивчення — сигнали та їх характеристики, методи й засоби модуляції сигналів, канали передачі інформації, методи й засоби приймання сигналів.

Передача даних від джерел інформації (датчиків) керованих об'єктів до центру оброблення інформації й назад здійснюється за допомогою системи передачі інформації (СПІ), принципи побудови вузлів і блоків якої з урахуванням специфіки комп'ютерно-інтегрованих виробництв (КІВ) наведено в основних розділах цього посібника.

Мета навчання — формування у студентів знань основних закономірностей, що властиві процесам передачі й оброблення інформації в автоматизованих системах управління технологічними процесами (АСУ ТП), а також сучасних методів аналізу й синтезу пристроїв і систем оброблення сигналів; умінь обґрунтовувати заходи забезпечення ефективності передачі інформації в АСУ ТП; набуття практичних навичок вибору типів сигналів, видів модуляції, каналів зв'язку, проектування систем оброблення сигналів на сучасній і перспективній елементних базах.

Призначення навчального посібника — підвищення ефективності роботи студентів під час вивчення лекційного матеріалу й підготовки до виконання лабораторних робіт за темами навчальної програми:

- перетворення інформації в АСУ ТП;
- сигнали та їх перетворення;
- канали передачі сигналів;
- ущільнення й поділ каналів;
- методи модуляції і демодуляції сигналів;
- забезпечення завадостійкості систем передачі інформації;
- ефективність передачі інформації.

1. ПЕРЕТВОРЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ В КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНИХ ВИРОБНИЦТВАХ

1.1. Загальна характеристика систем контролю й керування технологічними процесами

Комп'ютерно-інтегроване виробництво в загальному випадку містить технологічне устаткування, засоби управління й зв'язку, перевірне устаткування, енергосистеми та інші механічні, електричні, електронні пристрої й засоби, які є взаємозв'язаними й утворюють певну цілісність і єдність. Цей комплекс є автоматизованим, оскільки виконує свої встановлені функції за участі обслуговуючого персоналу. Для спрощення комп'ютерно-інтегроване виробництво будемо називати об'єктом, або експлуатованим об'єктом (**ЕО**). Експлуатований об'єкт умовно поділимо на дві взаємозв'язані частини (рис. 1.1):

- об'єкт контролю й керування (**ОКК**);
- засоби контролю й керування (**ЗКК**).

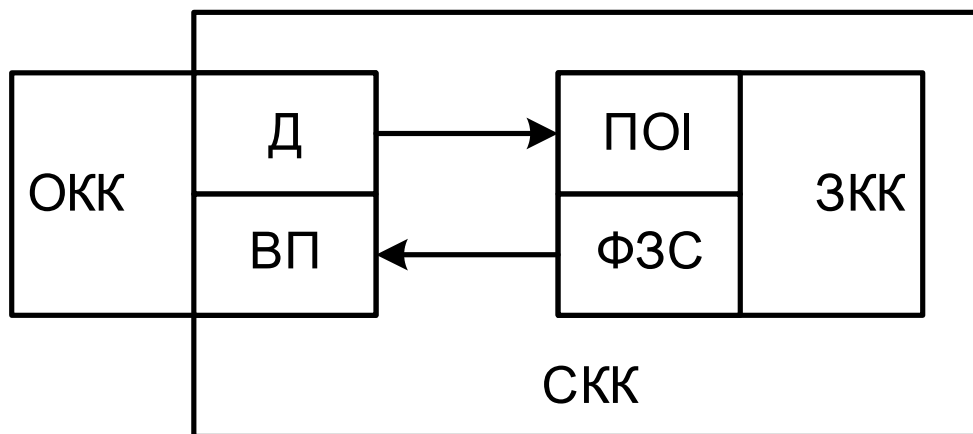
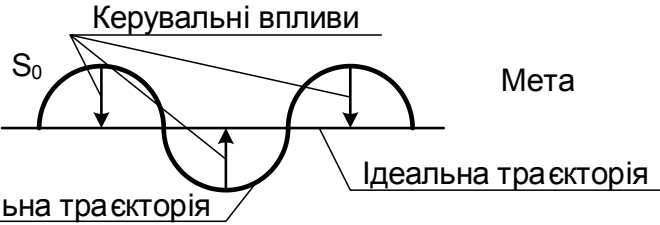
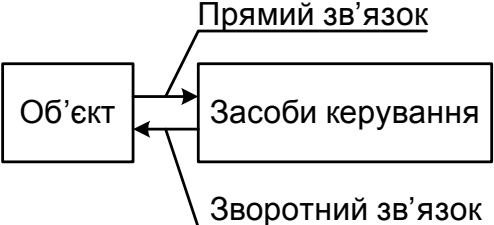


Рис. 1.1. Загальна схема КІВ

На об'єкті контролю й керування серед систем, підсистем, вузлів та пристроїв виділимо датчики (**Д**) і виконавчі пристрої (**ВП**). Датчики, виконавчі пристрої, засоби контролю й керування, допоміжні пристрої, що зв'язують їх в єдине ціле, утворюють систему контролю й керування. Об'єкт контролю й керування характеризується своїм станом, який можна визначити датчиками. Відомості про стан об'єкта передаються засобам контролю й керування (**ЗКК**), де оброблюються відповідно до заданого закону пристроєм оброблення інформації (**ПОІ**). Далі **ЗКК** формує зворотний сигнал (керувальний або стимулювальний), який за допомогою формувача зворотних сигналів (**ФЗС**) передається на об'єкт. Далі більш детально буде розглянуто поняття «керування» і пов'язані з ним «закон керування», «алгоритм керування» та ін. (табл.1.1).

Таблиця 1.1

Загальні закони керування	Зміст загальних законів керування
1. Усяке керування є цілеспрямованим процесом	
2. Усяке керування є інформаційним процесом	<p>Зберігання бажаних станів (ідеальної траєкторії).</p> <p>Збір і передача інформації про поточний стан об'єкта.</p> <p>Оцінювання поточного стану: порівняння поточного стану з бажаним.</p> <p>Вироблення (формування) керувального впливу.</p> <p>Передача керувального впливу</p> <p>Виконання керувального впливу</p>
3. Усяке керування здійснюється в замкнутому контурі	<p>Середовище</p> 

Об'єкт функціонує в зовнішньому середовищі, прямуючи до досягнення мети (або заданого стану). Завади зовнішнього середовища протидіють досягненню заданої мети (або заданого стану). Тому засоби керування мають компенсувати заважаючий вплив середовища. Керування — це цілеспрямований вплив на об'єкт керування, який компенсує вплив зовнішнього середовища і приводить його робочі процеси у потрібний стан (або до заданої мети). Цілеспрямований вплив на об'єкт управління можна здійснити, якщо: а) зібрано відомості про поточний стан об'єкта; б) проведено порівняльну оцінку поточного стану й бажаного (відповідає меті); в) сформовано керувальний вплив; г) передано керувальний вплив; д) прийнято й виконано керувальний вплив. Пункти г) і д) можна здійснити, якщо об'єкт і засоби управління являють собою замкнутий контур. Таким чином, керування

об'єктом є цілеспрямованим інформаційним процесом у замкнутому контурі (об'єкт — засоби керування) з усунення впливу зовнішнього середовища. З огляду на принцип причинності кожному зовнішньому впливу (дії) на об'єкт має відповідати певна реакція (керувальна дія) засобів керування. Конкретна керувальна дія формується за законами керування даним об'єктом. Закон керування — це конкретне правило формування керувальної дії (сигналу) на основі відомих станів заданого об'єкта. Алгоритм керування — це кінцевий набір формалізованих правил формування керувальних дій. Поняття «закон керування» та «алгоритм керування» зі змістовного боку є дуже схожими. Будь-який алгоритм (на відміну від закону) має характерні особливості:

- масовість — можливість розв'язання однотипних задач на заданій множині вхідних даних;
- детермінованість — розкладення розрахунків на елементарні операції, як правило, дискретного характеру;
- результативність — однозначна відповідність отримуваних результатів вхідним даним.

Цілі управління можуть бути досягнені за наявності вірогідних вихідних і поточних даних про стан об'єкта керування. Ці відомості можуть бути отримані під час контролю об'єкта. Якщо в системі здійснюються процеси керування й контролю, то таку систему називають системою контролю й керування. Зі змісту понять «керування», «контроль», «дія», «алгоритм» та інших випливає, що будь-яка реально існуюча система містить:

- матеріали, з яких побудовано систему;
- енергію для отримання відомостей та їх оброблення, для формування керувальних (стимулювальних) дій та їх виконання;
- відомості про стан об'єкта, закони й алгоритми керування та контролю, норми (допуски, установлені вимоги).

Поняття «матеріали» («речовина»), «енергія» є широко відомими. Внаслідок існування законів збереження речовини й енергії поняття «речовина» й «енергія» пов'язують разом усі явища природи. Відомості, повідомлення, інформація дають можливість з єдиної точки зору розглядати процеси взаємодії об'єктів і засобів різної фізичної природи й різного призначення.

Інформація — одна з властивостей предметів, явищ, об'єктів, систем, процесів об'єктивної дійсності. Ця властивість являє собою всі відомості про неї, які можна зберігати, передавати й приймати та перетворювати. Під інформацією розуміють не самі предмети, явища, об'єкти, системи, процеси, а відомості про них у вигляді чисел, формул, описів, креслень, символів, образів, тексту, мовлення, показань приладів, стимулювальних дій, команд управління (керувальних дій) і

т. ін. Наприклад, інформація — це зміст книги, підручника, картини; це найрізноманітніші стани об'єкта контролю й керування. Далі внутрішню інформацію про об'єкт будемо називати інформацією джерела (ІД). Уся інформація або її частина може передаватися. Інформація, яка передається, має назву повідомлення. Частина повідомлення, прийняту іншим об'єктом (адресатом), називають зовнішньою інформацією (або власне інформацією). Зовнішня інформація виявляється під час обміну відомостей між об'єктами. Зв'язок між повідомленими, інформацією й сигналами показано на рис 1.2. При цьому один і той самий об'єкт (суб'єкт) може бути як джерелом, так і отримувачем (адресатом) інформації за наявності двостороннього зв'язку між ними.

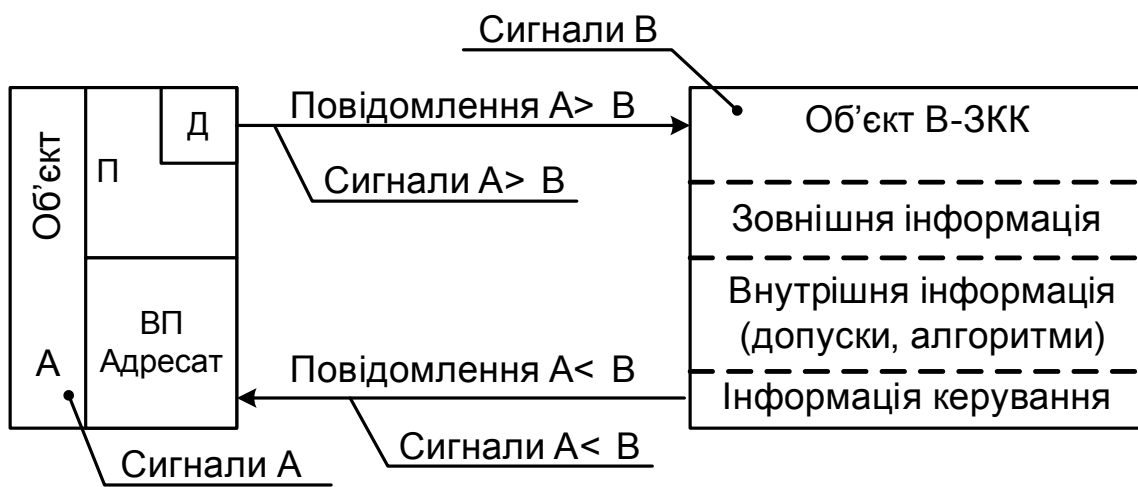


Рис. 1.2. Зв'язок між відомостями, повідомленнями, інформацією та сигналами

Зберігання, генерація, передавання, перетворювання й приймання інформації здійснюється сигналами, тобто матеріальним носієм інформації є сигнал. Сигналом може бути або фізичний процес зі змінюваними параметрами, або речовина, стан якої суворо відповідає відомостям про джерело інформації або змісту повідомлення, яке передається.

1.2. Структурні схеми систем контролю й керування

Структурна схема є одним з основних документів проектування, виготовлення, випробування й експлуатації технічної системи (комплексу, об'єкта). На ній графічно зображається окремі частини системи (підсистеми, блоки, пристрої, елементи й т. ін.) і зв'язки між ними. Частина на схемі зображується у вигляді прямокутників, а зв'язки — ліній зі стрілками. Стрілка вказує на передачу повідомлення від дже-

рела інформації до її отримувача (адресата). На схемі також наводяться позначення частин (підсистем, блоків, приладів, пристроїв, елементів і т. ін.), їх найменування, а також можуть бути пояснювальні написи. Структурні схеми широко використовуються при вивченні систем широкого класу будь якої природи.

Для розроблення структурної схеми системи контролю й керування розглянемо процес обернення інформації від об'єкта контролю та керування і до нього (рис.1.3).

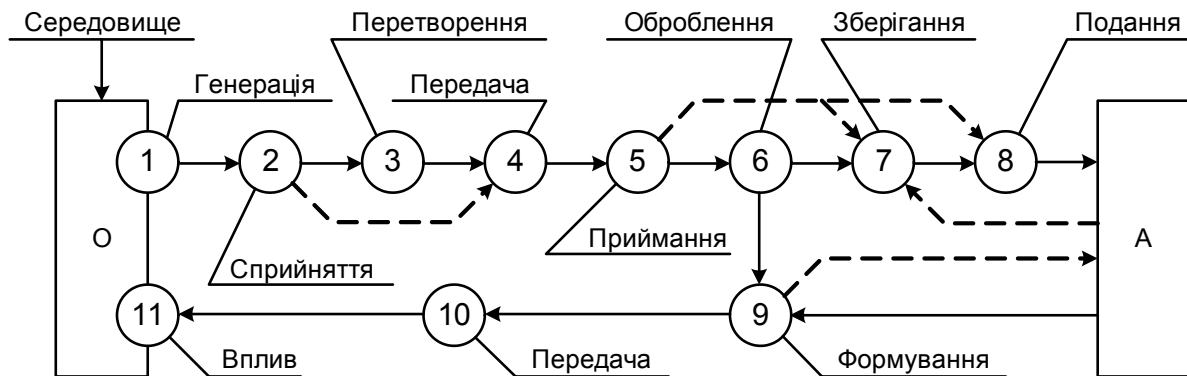


Рис.1.3. Процес обернення інформації

Оскільки носієм інформації є сигнал, то цей процес можна розглядати і як процес обернення й перетворення сигналів. На об'єкт впливає зовнішнє середовище. Внаслідок цієї дії об'єкт контролю й керування змінює свої властивості. Ці зміни мають своєчасно виявлятися.

Виявлення (генерація) зміни властивостей об'єкта контролю й керування і є початком процесу обернення (циркуляції) інформації в системі. Це виявлення необхідно зафіксувати (сприйняти) системою контролю й керування. При фіксуванні (сприйнятті) формується повідомлення про зміну властивостей (станів) об'єкта. При цьому може проводитися первинне оброблення (перетворення) отриманих відомостей, відокремлення корисних сигналів від завад. Під перетворенням розуміються операції нормалізації, квантування, кодування, модуляції та ін., які роблять сигнал (повідомлення) більш завадостійкими і зручним для передачі.

Передача повідомлень полягає в перенесенні їх на відстань за допомогою сигналів різної фізичної природи. Це перенесення здійснюється через канали передачі (електричні, механічні, гідравлічні, пневматичні, акустичні, біоелектричні, електромагнітні). Приймання повідомлень на другому боці каналу має характер вторинного сприйняття з властивими йому операціями (демодуляції, декодування та ін.), виокремлення корисного сигналу на фоні завад.

Отримані повідомлення оброблюються за певними законами (алгоритмами) у засобах керування. Проміжним станом оброблення повідомлення може бути зберігання його або його частини в пам'яті. Під час оброблення повідомлень визначається новизна повідомлення (тобто виявляється відносна, зовнішня інформація). Адресату (**A**) може подаватися інформація як після оброблення так і безпосередньо після приймання. На основі отриманих даних формується керувальний (або стимулювальний) сигнал, який передається на об'єкт контролю й керування.

Таким чином, процес обернення інформації між об'єктами й засобами контролю й керування і навпаки містить такі операції (див. рис. 1.3): генерація (1), сприйняття (2), перетворення (3), передача (4), приймання (5), оброблення (6), зберігання (7), подання (8), формування (генерація) зворотного сигналу (9) і його передача (10) та вплив (11) на об'єкт контролю й керування.

Для реалізації цих операцій використовуються різні пристрої, прилади, блоки, елементи й цілі підсистеми. До них належать:

а) датчики — для генерації (1) і сприйняття (2) інформації про стан об'єкта або його окремих частин;

б) перетворювачі сигналів:

— для їх нормалізації, підсилення, модулювання, квантування, кодування тощо, тобто для подання сигналів завадостійкими під час передачі;

— для їх демодуляції, декодування тощо, тобто для виділення корисного сигналу на тлі завад;

в) передавачі — для узгодження сигналів з лінією зв'язку;

г) приймачі — для приймання сигналів з лінії зв'язку (приймачі й передавачі є різновидом перетворювачів сигналів);

д) пристрій оброблення інформації (наприклад, розв'язувальний або операційний пристрій);

е) запам'ятовувальні пристрої;

ж) формувачі — для визначення й формування сигналів зворотного зв'язку або формування сигналів з певними характеристиками (за формою, величиною, часом і т. ін.);

з) виконавчі пристрої — для безпосередньої дії на об'єкт.

Таким чином, можна отримати різні варіанти структурних схем систем контролю й керування. На рис 1.4, а зображено один з можливих варіантів структурної схеми СКК. Повідомлення (**C1**) від датчика (**D**) об'єкта (**O**) через перетворювач (**П**), передавач (**ПРД**), лінію зв'язку (**ЛЗ**), приймач (**ПРМ**), розв'язувальний пристрій (**РП**) надходить на засоби контролю й керування (**ЗКК**), де обробляється й за необхідності формується зворотне повідомлення (**C2**), яке каналом зво-

ротнього зв'язку (**КЗЗ**) передається на виконавчий пристрій (**ВП**) об'єкта контролю й керування (**ОКК**).

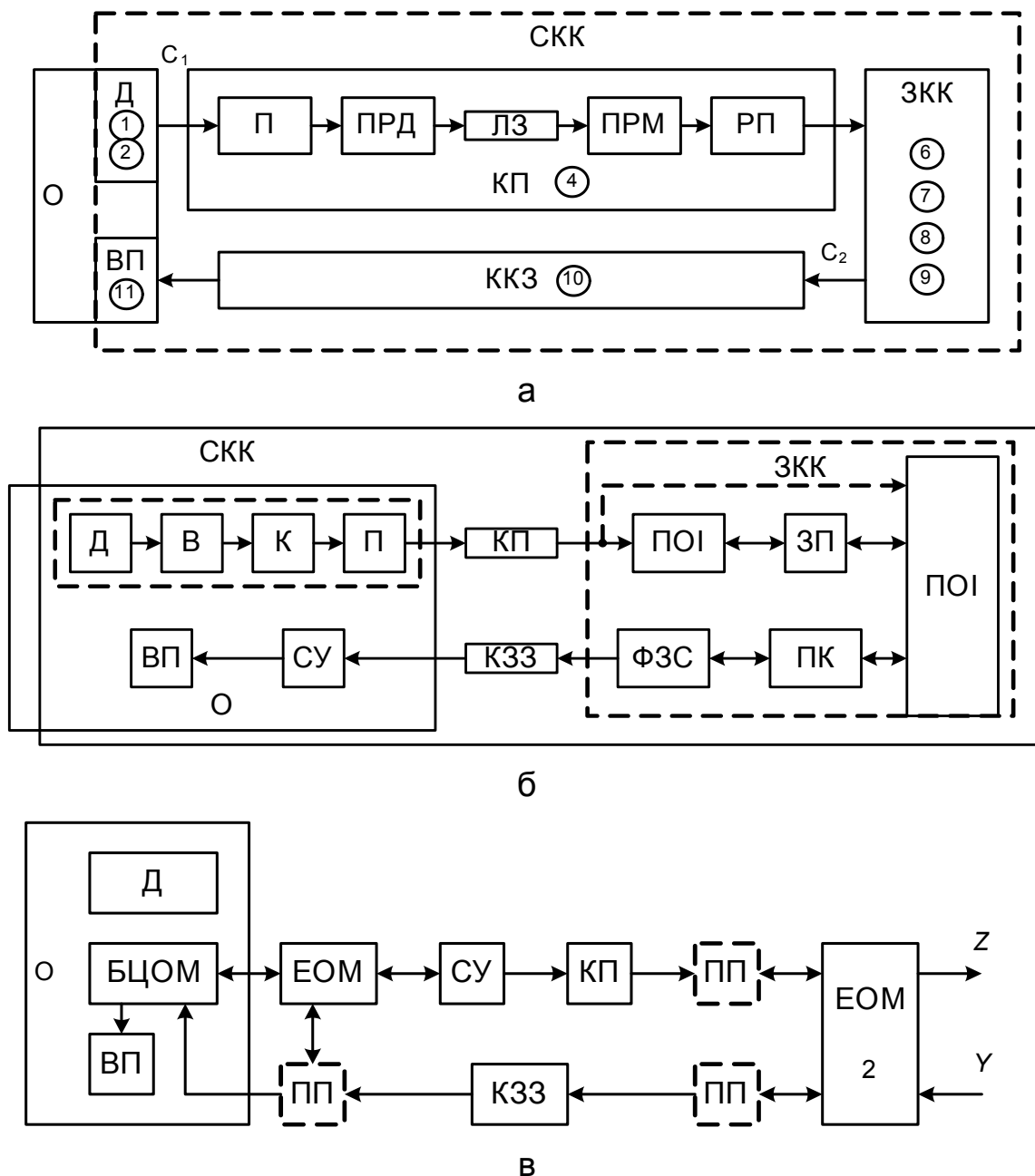


Рис. 1.4. Структурні схеми СКК КІВ

Для деталізації структурної схеми виділимо на об'єкті контролю й керування датчики (**Д**), вимірювачі (**В**), комутатори (**К**), перетворювачі (**П**), виконавчі пристрої (**ВП**), узгоджуючі пристрої (**УП**). Датчики (**Д**), вимірювачі (**В**), комутатори (**К**), перетворювачі (**П**) з'єднані певним чином і утворюють пристрій збору інформації (**ПЗІ**). Серед засобів ко-

нтролю й керування, що використовують процес обернення інформації (див. рис. 1.3, фази 5, 6, 7, 8, 9), виділимо пристрій оброблення інформації (**ПОІ**), запам'ятовувальний пристрій (**ЗП**), пристрій подання інформації (**ППІ**), формувач зворотних сигналів (**ФЗС**) і пристрій керування (**ПК**). Такому поділу відповідає структурна схема СКК, зображена на рис. 1.4, б. Датчики сприймають різні зміни на об'єкті контролю й керування та перетворюють їх в електричні сигнали, які надходять на вимірювачі (**В**), що виконують операції порівняння з мірою, квантування, кодування і т. ін. Частину операцій вимірювачів можуть виконувати перетворювачі (**П**). Вимірювачі й перетворювачі часто виконують і операції узгодження сигналів між датчиками та каналами передачі. Комутатори (**К**) забезпечують почергове підмикання одних із пристроїв до інших: наприклад, вимірювача (**В**) через перетворювач (**П**) до каналу передачі (**КП**), як зображено на рис. 1.4, б, або датчиків (**Д**) до вимірювача (**В**) (на рис. 1.4, б це не показано). Таким чином, датчики, комутатори й перетворювачі забезпечують збір інформації про об'єкт, її попереднє оброблення за певним алгоритмом і видачу повідомлення в канал передачі. Повідомлення з каналу передачі (**КП**) надходять у пристрій оброблення інформації (**ПОІ**), де оброблюються за певним алгоритмом. Отримані під час оброблення результати (зовнішня інформація) або запам'ятовуються, або подаються адресату через пристрій подання інформації (**ППІ**), або на її основі формується зворотний сигнал (**ФЗС**), або ця інформація надходить одночасно на декілька або на всі названі вище пристрої. Організовує взаємодію всіх пристроїв **СКК** за заданим певним алгоритмом пристрій керування (**ПК**).

Сучасні **СКК** будуються з використанням ЕОМ, мікро-ЕОМ, мікропроцесорів, мікропроцесорних систем (див. рис. 1.4, в). Вони реалізують функції **ПОІ**, **ЗП**, **ФЗС**, **ПК**, **ППІ**. Для узгодження сигналів датчиків, ЕОМ, каналів передачі, виконавчих пристроїв, якщо необхідно, використовуються узгоджувачі пристрої (**УП**).

2. КОДУВАННЯ ПОВІДОМЛЕНЬ

2.1. Основи кодування

В **СКК КІВ** широко використовується передача інформації — кодів. Процес зображення (повідомлень) інформації у вигляді кодів є кодуванням, що є універсальним способом відображення інформації під час зберігання, передавання й оброблення у вигляді системи від-

повідностей між елементами інформації й сигналами, за допомогою яких ці елементи можна зафіксувати.

Операція відновлення інформації за прийнятим кодом має назву декодування. Внаслідок кодування отримуємо код, внаслідок декодування за кодом — інформацію. Необхідно пам'ятати, що операції (оператори) кодування й декодування взаємозв'язані, утворюють пару (A, A^*) взаємозв'язаних правил (операцій):

$$X(x_1, x_2, \dots, x_N) \xrightarrow[A]{} Y(y_1, y_2, \dots, y_{N_0}) \xrightarrow[A^*]{} Z(z_1, z_2, \dots, z_N). \quad (2.1)$$

Під час кодування (виконання правила A) змінюється структура символів (x_i) і не змінюється кількість інформації, яка міститься у початковому зображенні. Це забезпечується за рахунок того, що процеси кодування й декодування взаємно однозначні. Наприклад, якщо елементу x_i з множини X під час кодування відповідає елемент y_i , то під час декодування елементу y_i відповідає елемент $z_i = x_i$. Під час кодування потужність множини, яка описує вихідну інформацію (у виразі (2.1) множина X має потужність N), має бути меншою за потужність множини, яка використовується для кодування (у виразі (2.1) множина Y має потужність $N_0 \geq N$).

Як множину, яка використовується для кодування, зручно застосовувати числа деякої системи числення. Тоді під час кодування кожному елементу інформації відповідає число, яке має назву коду, або кодової комбінації. Наприклад, елемент вихідної інформації x_i можна закодувати десятковим числом (кодом) $[21]_{10}$, або двійковим числом (кодом) $[10101]_2$, або восьмеричним числом (кодом) $[25]_8$.

Найбільш розповсюдженими є позиційні коди (числа), коли значення символу в коді (числі) визначається його місцем (позицією) в кодовій комбінації. Код (кодова комбінація, число) характеризується перш за все основою й довжиною. У наведеному прикладі для коду $[21]_{10}$ основа дорівнює 10, довжина — 2; для коду $[10101]_2$ основа дорівнює 2, довжина — 4; для коду $[25]_8$ основа дорівнює 8, довжина — 2. Якщо у прийнятій системі кодування коди мають однакову довжину ($n = \text{const}$), то такі коди називають рівномірними, якщо різну ($n \neq \text{const}$) — нерівномірними.

Для практичного використання найбільш зручним є рівномірний код з основою 2 — двійковий код. Це обумовлено тим, що його основа легко реалізується технічними засобами (наприклад, одне значення основи — посиленням імпульсу струму або напруги, друге — відсутністю струму або напруги).

Порівняємо системи числення та побудовані на їх основі коди з позицій застосування у **СКК КІВ**. Загальноприйнятим зараз є позицій-

ний принцип утворення системи числення. У цій системі значення кожного символу (цифри) у числі (коді) залежить від його позиції в ряду символів, які зображують число. Одиниця кожного наступного розряду числа більша за одиницю попереднього в m разів, де m — основа системи числення. Повне число отримуємо, підсумовуючи значення за розрядами:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i m^i,$$

де m — основа системи числення; a_i — значення розрядного коефіцієнта i -го розряду (тобто множник, який приймає значення $0 \dots m - 1$ і показує, скільки одиниць i -го розряду міститься в числі); n — розрядність числа (довжина коду).

Прості числові коди містять кількість елементів, які відповідають кількості розрядів числа N , що виражається цим кодом. Кожний елемент кодової комбінації (коду) може приймати m різних значень. Максимально можлива кількість кодових комбінацій для заданих m і n визначається виразом $N_{\text{макс}} = m^n$.

Чим більша основа системи числення, тим менше розрядів потрібно для зображення даного числа під час передавання та менший час для його передавання. При зображенні чисел технічними засобами реалізується як кожний розряд числа, так і кожне значення основи числа. Тому складність реалізації числа (коду) оцінюють добутком основи m на розрядність (довжину) n :

$$C = m \cdot n. \quad (2.2)$$

Кращою є та реалізація, для якої функція (2.2) набуває мінімального значення. Провівши оптимізацію (2.2) за m , бачимо, що ця функція має мінімум при $m = e$, тобто коди з двійковою ($m = 2$) і трійковою ($m = 3$) основою близькі до оптимальних. Системи з основою 10 та більше істотно менш ефективні. Якщо ж врахувати не тільки складність технічної реалізації чисел (кодів), але й простоту виконання в них арифметичних і логічних операцій, то перевагу потрібно віддати двійковій системі. Елементарні пристрої, які реалізують основу цієї системи, повинні мати всього два стійких стани. Задача розрізнення двох станів, які відповідають двом різним значенням основи, зводиться у цьому випадку до задачі виявлення наявності або відсутності потенціалу або імпульсу струму (напруги), що не викликає труднощів. Логічні й арифметичні операції також найбільш просто виконуються у двійковій системі числення. Тому в інформаційній техніці найширше використовуються двійкова система числення й двійкові коди.

Людина користується десятковою системою числення. Алгоритм перекладу з двійкової системи у звичну для людини десяткову систему є нескладним. Людині важко оперувати з незвичними двійковими числами, та й запис їх на папері виявляється надто громіздким. Тому крім двійкової отримали розповсюдження системи, які, з одного боку, легше зводяться як до двійкової, так і до десяткової системи, а з іншого — дають більш компактний запис. До таких систем належать восьмерична, шістнадцяткова й двійково-десяткова.

Щоб зберегти переваги двійкової системи і зручність десяткової, використовують двійково-десяткові коди. У такій системі кожна цифра десяткового числа записується у вигляді чотирирозрядного двійкового числа (тетради). За допомогою чотирьох розрядів двійкового числа можна утворити 16 різних комбінацій, з яких будь-які десять комбінацій можна зіставити з десятьма значеннями одного розряду десяткового числа (таких варіантів зіставлення буде $C_{16}^{10} = 8008$). У двійковій тетраді кожному розряду приписують вагу одиниць (код розряду), а в цілому тетраді приписують код тетради. Цей код означає назву двійково-десяткового коду (наприклад, двійково-десятковий код з вагами 8-4-2-1, або 2-4-2-1, або 5-1-2-1 і т. ін.). Найбільш доцільним з них є код з вагами 8-4-2-1, який широко використовується в **СКК КІВ**.

Далі при кодуванні будемо в основному використовувати двійкові й двійково-десяткові коди з вагами 8-4-2-1.

2.2. Цілі кодування

Кодування інформації має декілька цілей. Одна з них полягає в тому, щоб перетворити інформацію на таку систему символів (кодів), яка забезпечувала би простоту й надійність апаратної реалізації пристроїв СКК. При цьому статистичні властивості джерела інформації й завад при передаванні не беруться до уваги. Технічна реалізація процесу кодування в такому випадку для неперервних вхідних сигналів здійснюється аналого-цифровими перетворювачами. Друга ціль кодування полягає в тому, що з урахуванням статистичних властивостей джерела інформації можна забезпечити таке кодування, за відсутності завад, коли знижується середній час передавання інформації або зменшується обсяг запам'ятовувального пристрою, тобто підвищується ефективність системи. Тому таке кодування називають ефективним статистичним, або оптимальним. Третя ціль кодування полягає в тому, щоб при перетворенні сигналів забезпечити задану досто-

вірність передавання й зберігання інформації. Таке кодування називають завадостійким.

Мета завадостійкого кодування (підвищення достовірного передавання інформації) досягається за рахунок внесення надлишковості в коди (кодові комбінації). Для всіх названих цілей основою є простий метод кодування.

2.3. Простий метод кодування і декодування. Синтез кодера й декодера

При кодуванні є відомими множина елементів інформації, яку необхідно закодувати, і правило, за яким необхідно кодувати. Необхідно визначити потужність кодуючої множини або довжину коду і за правилом кожному елементу інформації зіставити кодову комбінацію. Якщо кількість елементів інформації дорівнює n , то довжина коду визначається з виразу

$$n > \lceil \log_2 N \rceil, \quad (2.3)$$

де знак $\lceil \rceil$ означає більше ціле число.

Потужність кодуючої множини з виразу (2.3) дорівнює

$$N_0 \geq 2^n,$$

де 2^n — кількість двійкових кодів комбінацій $\tilde{y}_n \tilde{y}_{n-1} \dots \tilde{y}_2 \tilde{y}_1$.

За певним правилом кожному елементу інформації x_i зіставляється одна кодова комбінація

$$\tilde{y}_n \dots \tilde{y}_2 \tilde{y}_1.$$

При простому методі кодування будь-якому елементу інформації x_i зіставляється будь-яка кодова комбінація з кодуючої множини потужністю N_0 .

Приклад 2.1. Закодуємо шість елементів повідомлень двійковими простими кодами.

Розв'язання. За формулою (2.3) визначимо довжину простого коду $n \geq \log_2 6 = 2,5$. Виберемо найближче ціле число $n = 3$ (тобто довжина коду дорівнює трьом). Для $n = 3$ потужність кодуючої множини дорівнює $N_0 = 2^3 = 8$, тобто це кодові комбінації 000, 001, ..., 111. Отримавши ці кодові комбінації, тепер можна кожному елементу інформації від 01 до 06 зіставити кодові комбінації з множини комбінацій 000, 001, 010, ..., 111. Комбінація 000 (нульова комбінація) у кодуванні участі не бере, вона є вихідною. Два варіанти простого кодування наведено в табл. 2.1.

Для будовання кодувального пристрою простого коду необхідно скористатися методами теорії автоматів. З аналізу алгоритму простого кодування випливає, що він реалізується дискретним автоматом без пам'яті (шифратор), входами якого є елементи повідомлень, а виходами — розряди двійкового коду.

Таблиця 2.1

Елементи інформації	$y_3y_2y_1$	
	Варіант 1	Варіант 2
01	001	101
02	010	100
03	011	110
04	100	001
05	101	111
06	110	011

Приклад 2.2. Побудуємо функціональну схему кодувального пристрою, алгоритм роботи якого задано табл. 2.1.

Розв'язання. На основі табл. 2.1 побудуємо таблицю відповідності (табл. 2.2), яка описує функціонування кодувального пристрою (два варіанти). Використовуючи методи теорії дискретних автоматів, отримаємо логічні функції, які описують функціонування кодувальних пристроїв:

Варіант 1

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 \vee x_3 \vee x_5; \\ y_2 &= x_2 \vee x_3 \vee x_6; \\ y_3 &= x_4 \vee x_5 \vee x_6. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Варіант 2

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 \vee x_4 \vee x_5 \vee x_6; \\ y_2 &= x_3 \vee x_5 \vee x_6; \\ y_3 &= x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee x_5. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Таблиця 2.2

Входи $x_6 x_5 x_4 x_3 x_2 x_1$	Використовувані виходи $y_3y_2y_1$	
	Варіант 1	Варіант 2
0 0 0 0 0 1	001	101
0 0 0 0 1 0	010	100
0 0 0 1 0 0	011	110
0 0 1 0 0 0	100	001
0 1 0 0 0 0	101	111
1 0 0 0 0 0	110	011

Функціональні схеми кодувальних пристроїв, побудовані відповідно до систем рівнянь (2.4) і (2.5), показано на рис. 2.1, а, б.

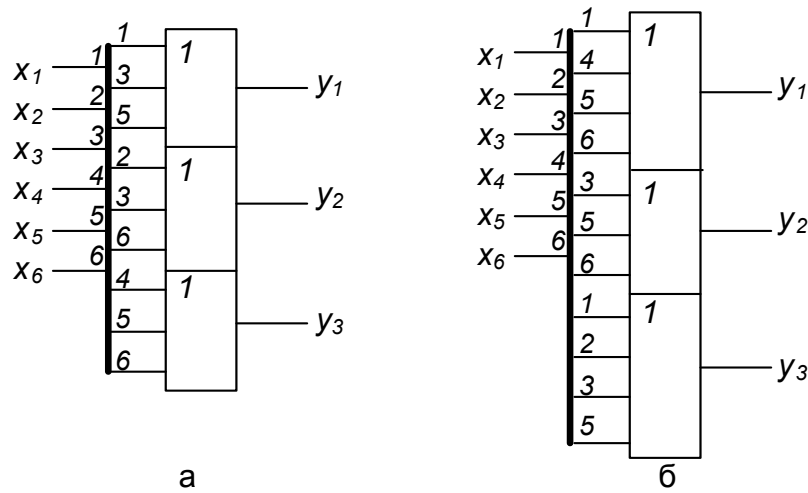


Рис. 2.1. Кодувальні пристрої

В алгоритмі кодування завжди міститься вся інформація щодо алгоритму декодування, бо правила кодування й декодування (2.1) пов'язані взаємоднозначно. Якщо під час кодування елемента повідомлення зіставляється кодова комбінація, то під час декодування навпаки, кодовій комбінації відповідає певний елемент отриманого повідомлення. Алгоритм декодування простого коду реалізується дешифраторами.

Приклад 2.3. Побудуємо функціональну схему декодувального пристрою, якщо робота кодувального пристрою задано табл. 2.2.

Розв'язання. За табл. 2.2 побудуємо таблицю відповідності (табл. 2.3), яка описує роботу декодувальних пристроїв.

Таблиця 2.3

Варіант 1			Варіант 2		
Входи			Входи		
u_3	u_2	u_1	u_3	u_2	u_1
0	0	1	1	0	1
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	0	1
1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1

Виходи					
z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1
0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0

З табл. 2.3 випливає, що робота декодувальних пристроїв описується логічними рівняннями:

Варіант 1	Варіант 2
$z_1 = y_1 \bar{y}_2 \bar{y}_3$	$z_1 = y_1 \bar{y}_2 y_3$
$z_2 = \bar{y}_1 y_2 \bar{y}_3$	$z_2 = \bar{y}_1 \bar{y}_2 y_3$
$z_3 = y_1 y_2 \bar{y}_3$	$z_3 = \bar{y}_1 y_2 y_3$
$z_4 = \bar{y}_1 \bar{y}_2 y_3$	$z_4 = y_1 \bar{y}_2 \bar{y}_3$
$z_5 = y_1 \bar{y}_2 y_3$	$z_5 = y_1 y_2 y_3$
$z_6 = \bar{y}_1 y_2 y_3$	$z_6 = y_1 y_2 \bar{y}_3$

За цими рівняннями побудовано функціональні схеми декодувальних пристроїв, які показано на рис. 2.2, а, б.

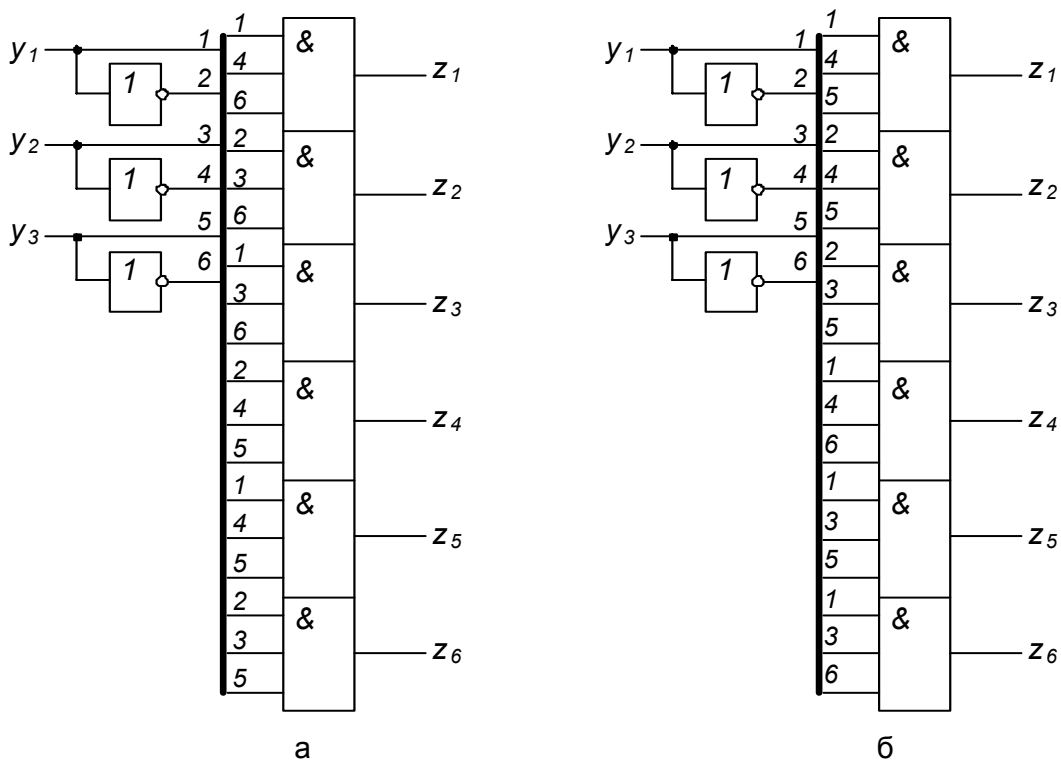


Рис. 2.2 Декодувальні пристрої

Під час будування функціональних схем кодувальних і декодувальних пристроїв на логічних елементах АБО-НЕ, І-НЕ (або на інших логічних елементах) необхідно системи логічних рівнянь зобразити в базисі АБО-НЕ або І-НЕ (або в інших базисах).

2.4. Паралельні й послідовні коди

За формою зображення у просторі й часі коди бувають послідовними й паралельними. Послідовний код — це комбінація імпульсів (або їхніх еквівалентів) та пауз у часі (рис. 2.3, а) в одному просторовому елементі (проводі, радіолінії тощо). На папері коди записують в послідовній формі: кожному розряду — нове місце в різні моменти часу.

Час тривалості послідовного коду (рис. 2.3, а)

$$t = n\tau_1 + n\tau_2 = n(\tau_1 + \tau_2), \quad (2.6)$$

де τ_1 — довжина інформаційного сигналу (імпульсу); τ_2 — довжина паузи; n — довжина коду.

Якщо сума $\tau_1 + \tau_2$ дорівнює періоду імпульсів T , то $t = nT$. При паралельному коді (рис. 2.3, б) його кожний елемент зображується окремим просторовим елементом (проводом, ланцюгом, лінією, радіолінією тощо). Час тривалості паралельного коду (рис. 2.3, б) має вигляд

$$t = \tau_1 + \tau_2. \quad (2.7)$$

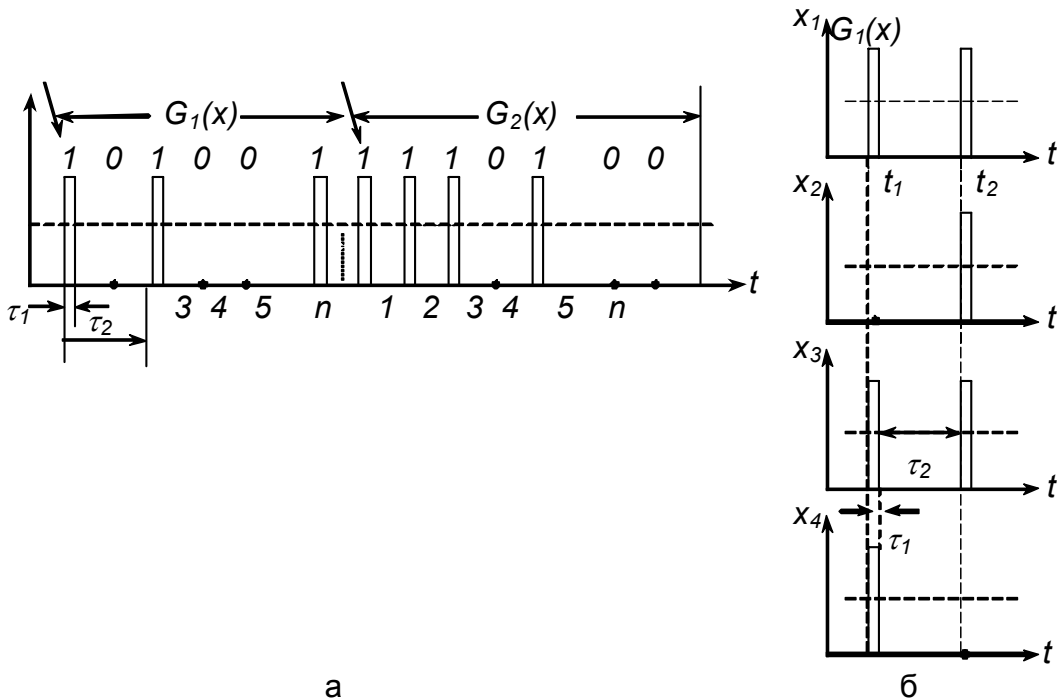


Рис. 2.3. Послідовні й паралельні коди

Якщо $\tau_1 + \tau_2 = T$, то $t = T$.

З порівняння виразів (2.6) і (2.7) випливає, що тривалість послідовного коду в n разів більша за тривалість паралельного коду, тобто

паралельна форма коду має менший час передавання, але потребує великих просторових (апаратурних) витрат.

У **СКК КІВ** використовуються як послідовні, так і паралельні форми зображення кодів: під час сприйняття й передавання інформації використовуються послідовні коди, а під час зберігання й зображення — паралельні. Перетворення кодів однієї форми на іншу можна виконати на регістрах зсуву (рис. 2.4) й паралельних регістрах (рис. 2.5, 2.6).

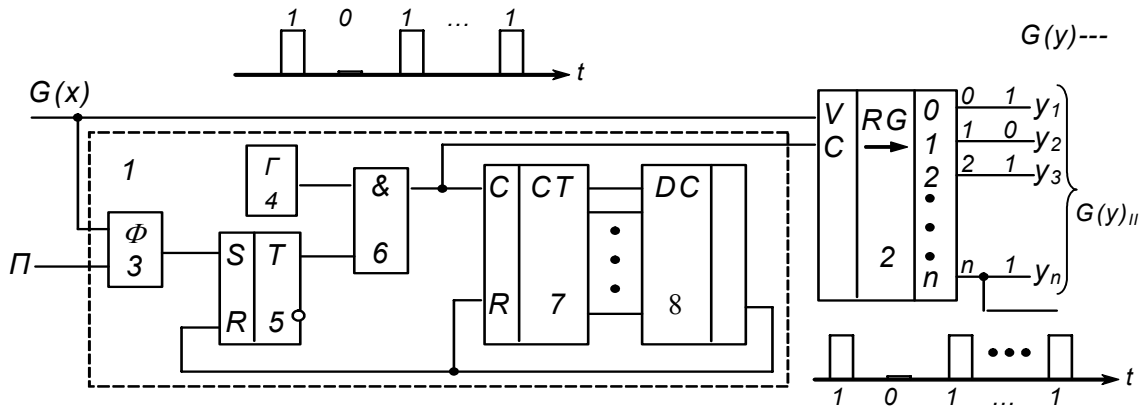


Рис. 2.4. Кодоперетворювач на регістрі зсуву

Перетворювач на регістрі зсуву містить вузол керування 1 і регістр зсуву 2. Вузол керування містить формував початку перетворення 3, генератор імпульсів 4, тригер управління 5, кон'юнктор 6, лічильник 7, дешифратор 8. На вхід $G(x)$ надходить послідовний код. При надходженні першого розряду коду на вході $G(x)$ формувач 3 установлює тригер 5 в одиничний стан. Це забезпечує проходження синхронізувальних імпульсів з генератора 4 через кон'юнктор 6 на лічильник 7 і на вхід C регістра зсуву 2.

Під час надходження кожного синхронізувального імпульсу на вхід C регістра 2 в його перший (молодший) розряд записується інформація, яка надходить на його вхід V . Значення першого (молодшого) розряду записуються в другий (наступний) розряд. Лічильник 7 і дешифратор 8 забезпечують формування на виході кон'юнктора 6 кількості імпульсів, яка дорівнює довжині коду.

При збігу кількості імпульсів з довжиною n коду дешифратор 8 (в окремому випадку це один кон'юнктор, входи якого з'єднані з певними прямими й інверсними виходами лічильника 7) формує сигнал, яким тригер управління 5 і лічильник 7 приводяться у початковий стан. На виходах $y_1, y_2, y_3, \dots, y_n$ регістра 2 формується паралельний код. Перший елемент послідовного коду, який надходить на вхід V регістра 2, у паралельному коді знаходиться на виході y_n , а останній — на виході y_1 .

Для перетворення паралельного коду, який міститься в регістрі 2, на послідовний необхідно на його вхід C подати n імпульсів. Ці імпульси формують вузол керування 1 після надходження керувального сигналу на вхід Γ формувача 3. Послідовний код формується на виході y_n . З опису роботи перетворювача на регістрі зсуву випливає, що він забезпечує перетворення як послідовного коду в паралельний, так і паралельного в послідовний. Такий перетворювач є універсальним. Принциповою особливістю цього перетворювача під час роботи в режимі приймання (перетворення послідовного коду в паралельний) є те, що період надходження елементів коду ($t = T$) на вхід V регістра 2 має дорівнювати періоду синхронізувальних імпульсів, які надходять на вхід C регістра 2.

На рис. 2.5 наведено схему перетворювача послідовного коду на паралельний з використанням паралельного регістра.

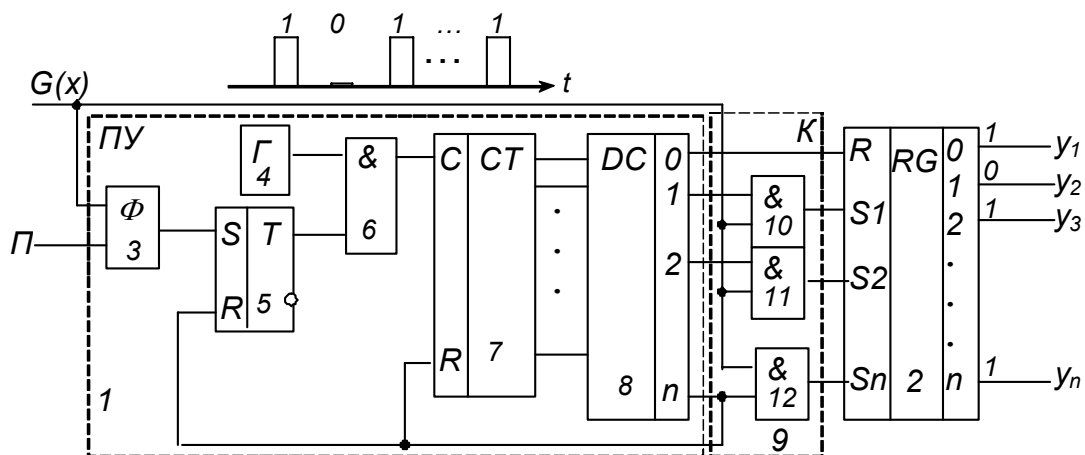


Рис. 2.5. Перетворювач послідовного коду в паралельний

Цей перетворювач містить вузол керування 1, регістр 2 і вузол комутації 9. Вузол керування 1 такий самий, як і в перетворювачі, зображеному на рис. 2.4. Відмінність полягає в тому, що дешифратор має n виходів. Регістр 2 являє собою набір DC - або RS -тригерів. Вузол комутації 9 містить набір з n кон'юнкторів. Перші входи всіх кон'юнкторів 9 з'єднані між собою і на них подається послідовний код $G(x)$. Другі входи кон'юнкторів 9 з'єднані з відповідними виходами дешифратора 8. У перетворювачі частота надходження послідовного коду й частота генератора 4 є узгодженими (одинаковими). Під час надходження першого розряду коду на всі кон'юнктори вузла комутації 9 він надійде тільки на вхід S_1 регістра 2, тому що тільки на другому вході кон'юнктора 10 буде сигнал з виходу 1 дешифратора 8. Під час надходження другого розряду коду на кон'юнктори вузла комутації 9 він надійде тільки на вхід S_2 регістра 2 через кон'юнктор 11, тому що

тільки на другому його вході буде сигнал з виходу 2 дешифратора 8 і т.д.

Паралельний код зберігається в регістрі 2 і формується на його виходах y_1, y_2, \dots, y_n . Відмітною особливістю перетворювача є те, що він може забезпечувати запис будь-якого розряду послідовного коду в будь-який розряд регістра 2. Це досягається відповідним з'єднанням других входів кон'юнкторів 9 з виходами дешифратора 8. Недоліком цього перетворювача є те, що він тільки перетворює послідовний код на паралельний і не перетворює паралельний код на послідовний.

На рис. 2.6 зображено схему перетворювача паралельного коду на послідовний.

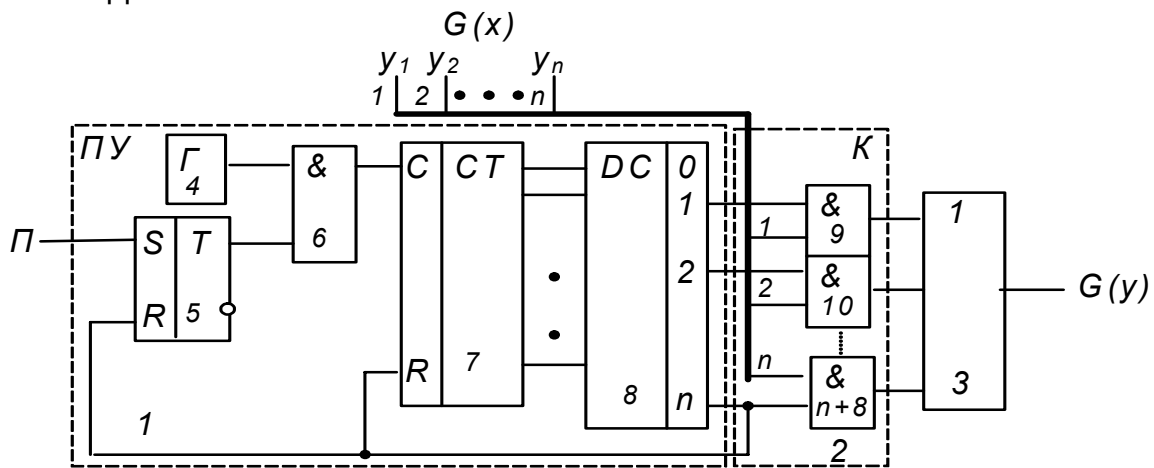


Рис. 2.6. Перетворювач паралельного коду на послідовний

Цей перетворювач містить вузол управління 1, вузол комутації 2 і диз'юнктор 3. Паралельний код надходить на перші входи кон'юнкторів вузла комутації 2, другі входи яких з'єднані з виходами дешифратора 8 вузла управління 1.

За наявності паралельного коду на входах y_1, y_2, \dots, y_n і надходження сигналу пуску на тригер управління 5 імпульси з генератора 4 через кон'юнктор 6 надходять на лічильник 7. Змінення кодів на виходах лічильника 7 забезпечує через дешифратор 8 керуючі сигнали на виходах 1, 2, ..., n вузла управління. Цим здійснюється послідовне підключення входів y_1, y_2, \dots, y_n вузла 2 комутації через кон'юнктори 9, 10, ..., $(n + 8)$ і диз'юнктор 3 на вихід $G(y)$, тобто перетворення паралельного коду на послідовний. Кінець перетворення забезпечується з'єднанням виходу n дешифратора 8 із входами R тригера управління 5 і лічильника 7. Перетворювач забезпечує тільки перетворення паралельного коду на послідовний.

Розглянуті кодоперетворювачі є елементами багатьох цифрових систем різного призначення.

3. СИГНАЛИ ТА ЇХ ПЕРЕТВОРЕННЯ

3.1. Види сигналів і їхні характеристики

Відомості (повідомлення) можуть бути використані адресатом у тому випадку, якщо вони йому надані, передані. Матеріальним носієм відомостей (повідомлень) є будь-який фізичний сигнал, стан якого відповідає змісту повідомлення, яке передається. Як сигнал використовуються фізичні процеси із змінюваними параметрами, що мають властивість розповсюдження у просторі, тобто сигнал — фізичний процес, параметри якого містять відомості, повідомлення, інформацію. І взагалі, відомості, повідомлення, інформація існують у вигляді сигналів.

У сучасній інформаційній техніці знайшли застосування електричні, електромагнітні, світлові, механічні, звукові, ультразвукові сигнали. Сигнали можуть бути неперервними, дискретними й неперервно-дискретними (дискретно-неперервними). Неперервним називають сигнал (рис. 3.1, а), який приймає неперервну множину X_i на деякому відрізку часу (t_0, t_k) і в діапазоні, що обмежує його мінімальну й максимальну величини, тобто сигнал є неперервним і за значенням (величиною), і за часом.

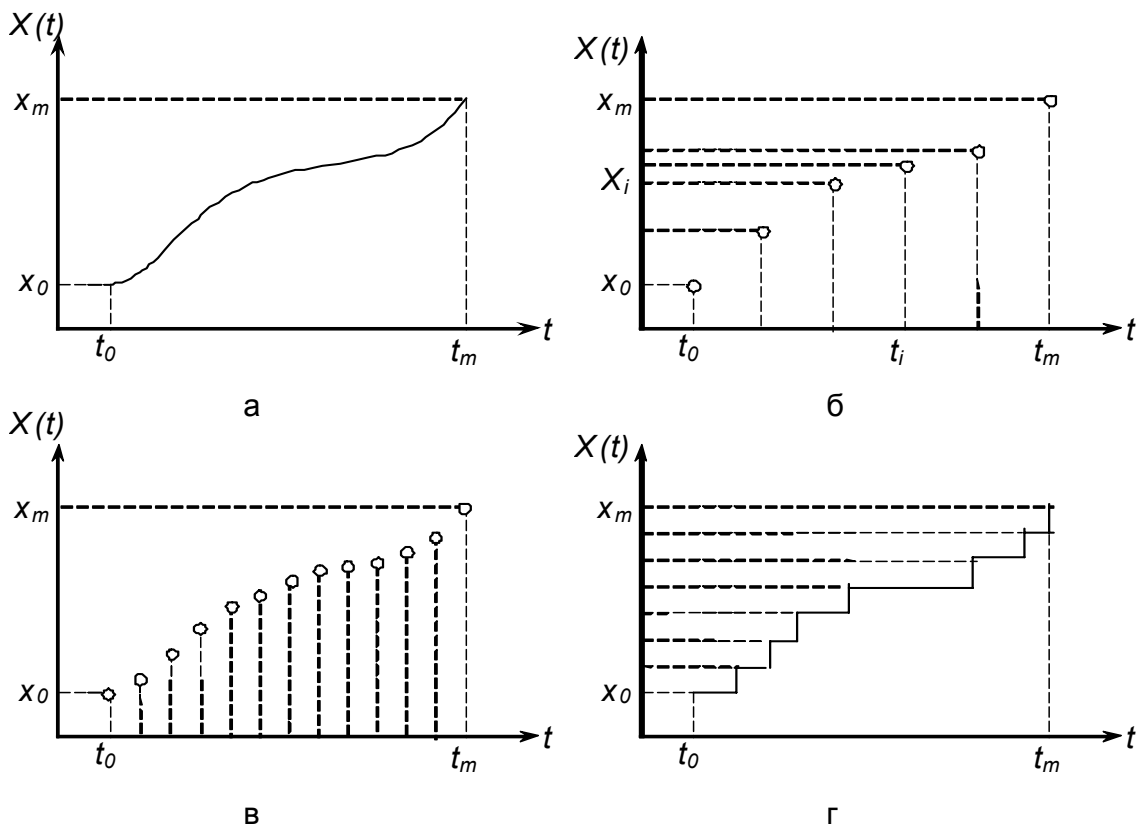


Рис. 3.1. Види сигналів

Дискретним називають сигнал (рис. 3.1, б), який приймає множини окремих значень у певному інтервалі часу й діапазоні величин, тобто сигнал є дискретним і за значенням (величиною), і за часом.

Сигнали, неперервні тільки за значенням (величиною) (рис. 3.1, в) або тільки за часом (рис. 3.1, г), прийнято називати неперервно-дискретними (або дискретно-неперервними). Неперервними сигналами є, наприклад, фіксований рівень (рис. 3.2, а), коливання (рис. 3.2, б). Дискретними сигналами є імпульсні (рис. 3.2, в). У вихідному стані (рис. 3.2, а, б, в) сигнали u_i являють собою ніби чисту поверхню, підготовлену до нанесення необхідних повідомлень. Нанесення повідомлень полягає в тому, що змінюються один або декілька параметрів сигналу відповідно до повідомлень, які передаються. Ці параметри сигналів будемо називати інформаційними.

Фіксований рівень сигналу (рис. 3.2, а) має один інформаційний параметр (наприклад, значення напруги або струму). Нанесення повідомлення на фіксований рівень приводить до його змінення (рис. 3.2, г). При цьому може змінюватися й полярність фіксованого рівня.

Інформаційними параметрами коливань є амплітуда (рис. 3.2, д), частота (рис. 3.2, е), фаза (рис. 3.2, ж).

Нанесення повідомлення на параметр сигналу називають відповідно амплітудною (**АМ**, рис. 3.2, д), частотною (**ЧМ**, рис. 3.2, е) і фазовою (**ФМ**, рис. 3.2, ж) модуляціями.

Інформаційними параметрами послідовності імпульсів (рис. 3.2, з – п) є:

– амплітуда імпульсів (рис. 3.2, з) — амплітудно-імпульсна модуляція (**АІМ**);

– частота імпульсів (рис. 3.2, и) — частотно-імпульсна модуляція (**ЧІМ**);

– кількість імпульсів (рис. 3.2, к) — лічильно-імпульсна модуляція (**ЛІМ**);

– комбінація імпульсів і пауз (рис. 3.2, л) — кодоімпульсна модуляція (**КІМ**);

– довжина імпульсів і довжина пауз (рис. 3.2, м) — широкоімпульсна модуляція (**ШІМ**);

– ширина імпульсів при фіксованому рівні періоду імпульсів (рис. 3.2, н) — часоімпульсна модуляція;

– фаза (довжина пауз) (рис. 3.2, п) — фазоімпульсна модуляція (**ФІМ**).

Строго кажучи, **ФІМ**, **ШІМ**, **ЛІМ**, **КІМ** є окремими випадками часоімпульсної модуляції.

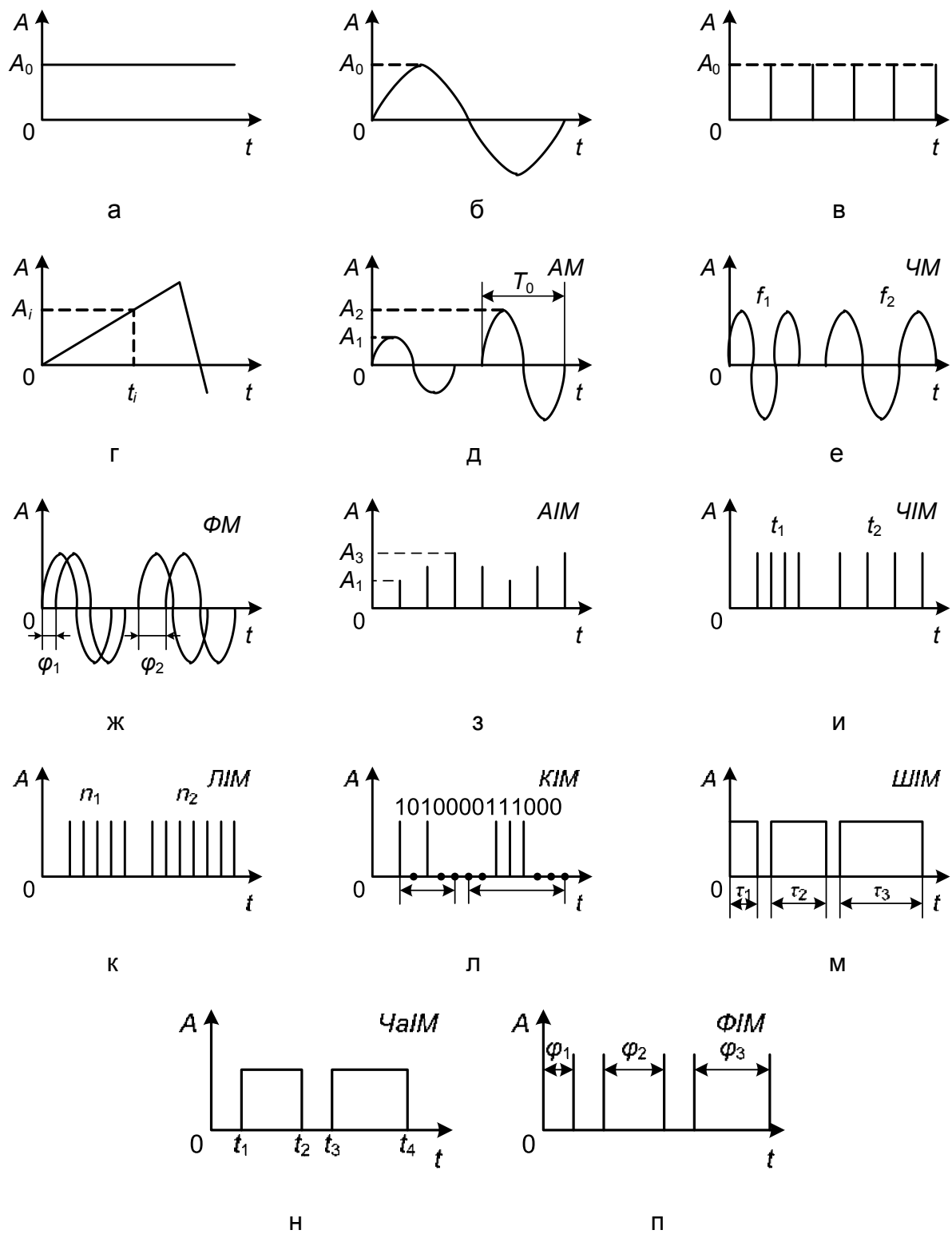


Рис. 3.2. Носії інформації

Для передавання повідомлень використовують елементи або сукупності елементів названих вище інформаційних параметрів. Такі елементи або їх сукупність називають посланнями або комбінаціями послань.

Різним повідомленням мають відповідати й різні послання або комбінації послань. Для цих цілей розроблено різні способи формування й розподілу послань: полярне (рис. 3.3, а, б), фазове (рис. 3.3, в, г), частотне (рис. 3.3, д, е), часове (рис. 3.3, ж, з) та ін.

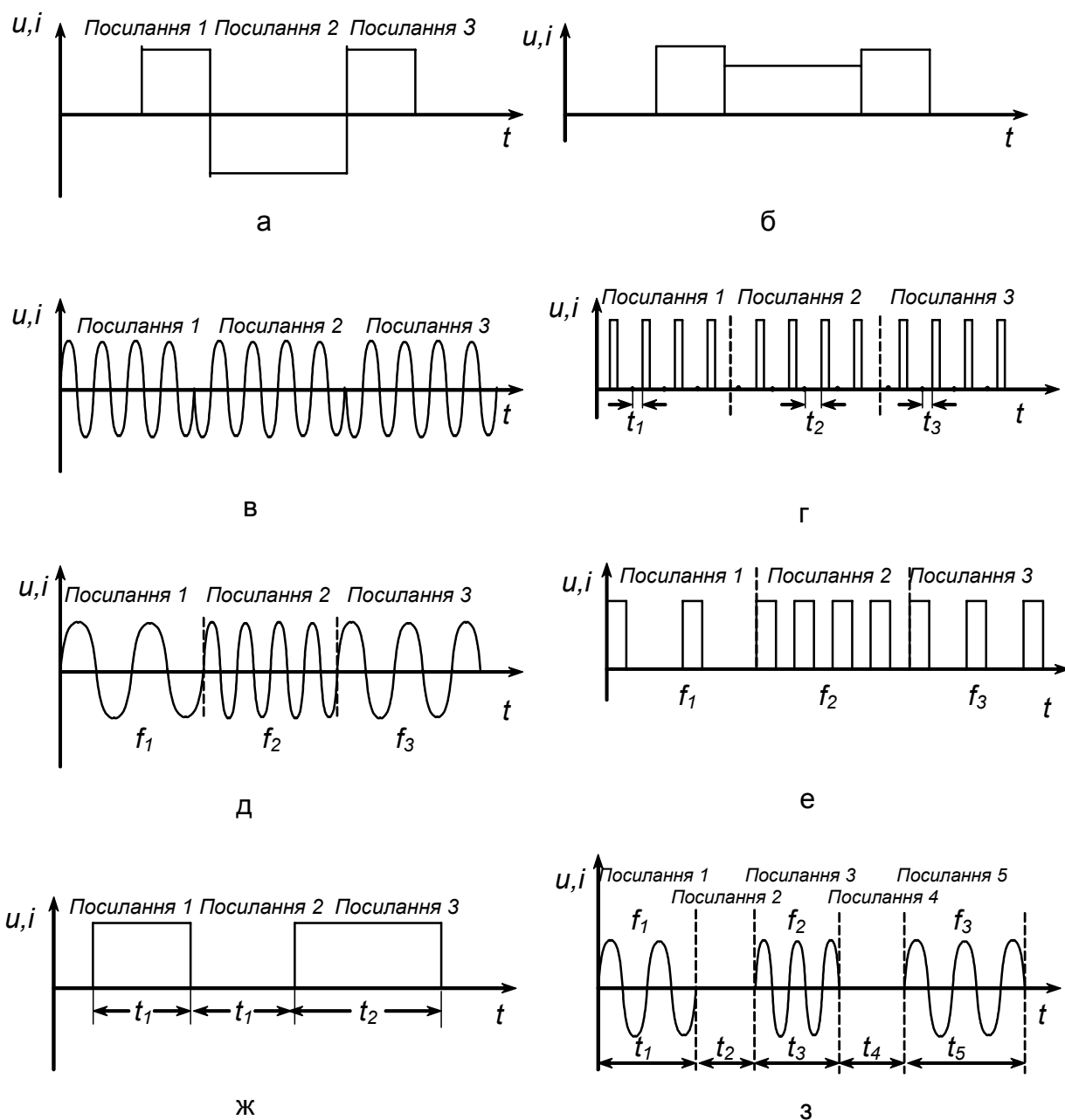


Рис. 3.3. Способи розподілу послань

Способи розподілу посилянь покладено в основу будови каналів передачі. Усі сигнали, які використовуються в системах оброблення сигналів, можна розділити на дві групи: детерміновані й випадкові.

Детерміновані сигнали характеризуються тим, що в будь-які моменти часу їхні параметри є відомими. Випадкові сигнали мають випадкові параметри. Поділ сигналів на випадкові й детерміновані є умовним, тому що детермінованих сигналів у точному їх розумінні в природі немає. На практиці не може бути заздалегідь точно передбачено значення сигналу в будь-які моменти часу, у протилежному випадку сигнал не ніс би корисної інформації. Крім того, будь-який сигнал є випадковим внаслідок впливу на нього численних випадкових факторів (завад).

Незважаючи на це, дослідження детермінованих сигналів є дуже важливим з таких причин:

— математичний апарат для аналізу й синтезу детермінованих сигналів значно простіший за апарат аналізу й синтезу випадкових сигналів;

— висновки, отримані після досліджень детермінованих сигналів, в багатьох випадках можна використати для аналізу й синтезу випадкових сигналів.

3.2. Способи опису детермінованих сигналів

Для аналізу сигналів необхідно мати їхній опис. За описом (моделлю) порівняно легко отримати параметри сигналу, які істотно впливають на характеристики системи. Залежно від методів аналізу й синтезу систем застосовуються ті або інші способи зображення (опису) сигналів. До основних з них слід віднести:

- словесний опис;
- графічне зображення;
- зображення сигналу у вигляді деякої функції часу $x(t)$;
- зображення сигналу в операторній формі $x(p)$;
- зображення сигналу у вигляді сукупності елементарних сигналів $x(\omega)$.

На практиці знаходять застосування багато способів опису. Найбільш широко використовуються словесний, графічний і сукупність функцій частоти. При словесному описі сигналу перелічуються всі його параметри. Словесний опис є неформалізованим, громіздким, неоднозначним.

При графічному описі сигнал зображується у вигляді часових форм, діаграм, графіків. Графічний опис відрізняється точністю й дає можливість точно відобразити часову залежність сигналів і їх елементів. Однак він є неформалізованим, відрізняється громіздкістю під час описання складних сигналів.

Формалізованими зображеннями сигналу є такий його опис, який дає можливість перетворювати за формулами й отримувати основні параметри, які визначають властивості системи. Такими описами є математичні моделі сигналу у вигляді функції часу $x(t)$, оператора $x(p)$ або сукупності елементарних сигналів як функцій частоти $x(\omega)$.

При аналізі й синтезі систем зручно зображати сигнал у вигляді сукупності елементарних сигналів, тому що за реакцією системи на елементарний сигнал можна, користуючись методом суперпозиції, визначити реакцію системи на сигнал у довільній формі.

До елементарних сигналів відносять одиничну функцію, ідеальний одиничний імпульс і синусоїдальні коливання (рис. 3.4, а, б, в).

Одинична функція (рис. 3.4, а) визначається співвідношенням

$$1(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau; \\ 1 & \text{при } t \geq \tau, \end{cases} \quad (3.1)$$

де $1(t - \tau)$ — одинична функція; t — поточний час; τ — момент початку дії одиничної функції.

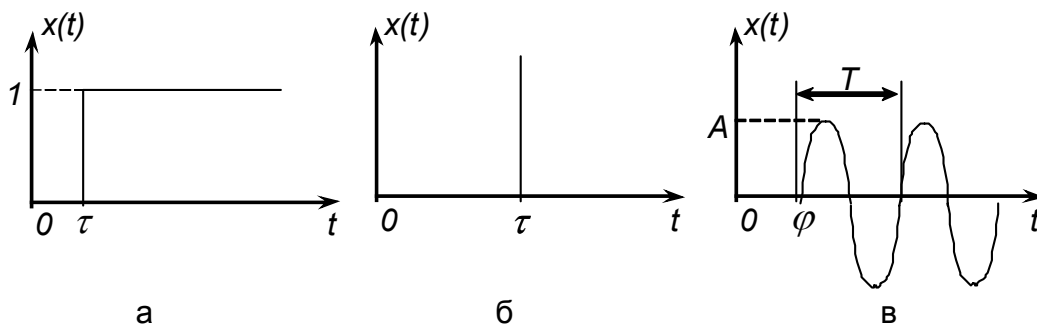


Рис. 3.4. Елементарні сигнали

Одинична функція — це часова функція, яка при будь-якому $t < \tau$ дорівнює нулю, а при будь-якому $t \geq \tau$ — одиниці. Одинична функція виявляє стрибкоподібні зміни величини $x(t)$ від нуля до одиниці в момент часу $t = \tau$.

Одиничний імпульс (дельта-функція) (рис. 3.4, б) визначається співвідношеннями:

$$\delta(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq \tau; \\ \infty & \text{при } t = \tau, \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\int_0^{\infty} \delta(t - \tau) dt = 1, \quad 0 < \tau < t,$$

де $\delta(t - \tau)$ — дельта-функція; t — поточний час; τ — момент дії імпульсу.

Одиничний імпульс — це ідеалізований сигнал, що характеризується нескінченно малою тривалістю, нескінченно великим рівнем, площею, яка дорівнює одиниці.

Синусоїдальне коливання (рис. 3.4, в) визначається співвідношенням

$$x(t) = A \sin(\omega t - \varphi),$$

де $x(t)$ — синусоїдальна функція часу; A , ω , φ — амплітуда, кутова частота ($\omega = 2\pi/T$), початкова фаза синусоїдальної функції часу; T — період змінення функції $x(t)$.

Під час аналізу й синтезу **СКК КІВ** і їхніх елементів широко використовуються синусоїдальні елементарні сигнали. У зв'язку з цим великий інтерес має зображення сигналу у вигляді сукупності елементарних синусоїдальних сигналів. Так можуть бути зображені як періодичні, так і неперіодичні детерміновані сигнали.

3.3. Частотне зображення детермінованих сигналів

3.3.1. Частотне зображення періодичних сигналів

Нехай сигнал задано довільною періодичною функцією часу $x(t)$ (рис. 3.5, а), яка на заданому інтервалі має кінцеву кількість максимумів і мінімумів, неперервна всюди, крім кінцевої кількості точок, у якій вона може мати розриви першого роду, тобто задовольняє умовам Діріхле. Відомо, що таку функцію можна зобразити у вигляді нескінченної суми гармонічних складових — рядом Фур'є, який має дві форми зображення: тригонометричну й комплексну.

Тригонометрична форма розкладення будь-якої функції має вигляд

$$x(t) = \frac{1}{2} A_0 + \sum_{r=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t + \varphi_k), \quad (3.4)$$

де $\frac{1}{2}A_0$ — постійна складова функції $x(t)$;

$A_k \cos(k\omega_0 t - \varphi_k) - k - a$ — гармонічна складова цієї функції;

$A_k, k\omega_0, \varphi_k$ — амплітуда, частота й початкова фаза k -ї гармонічної складової;

$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ — частота основної (першої) гармонічної складової;

T — період коливань функції $x(t)$.

Комплексна форма розкладення будь-якої функції в ряд Фур'є має вигляд

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\omega_0 t}, \quad (3.5)$$

де $\dot{A}_k = A_k e^{-j\varphi_k}$ — комплексна амплітуда k -ї гармонічної складової частоти ω_k , $\omega_k = k\omega_0$.

Вирази (3.4), (3.5) є тотожними, якщо

$$A_{-k} = A_k; \quad \varphi_{-k} = \varphi_k; \quad \varphi_0 = 0. \quad (3.6)$$

При цьому модуль комплексної амплітуди $|\dot{A}_k|$ буде дорівнювати амплітуді відповідної гармонічної складової, а аргумент — початковій фазі гармонічної складової, тобто

$$|\dot{A}_k| = A_k.$$

Комплексна амплітуда визначається за допомогою формули

$$\dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt. \quad (3.7)$$

Сукупність амплітуд і частот відповідних гармонічних складових сигналу прийнято називати спектром амплітуд, сукупність початкових фаз і частот відповідних гармонічних складових — спектром фаз, Спектр амплітуд і спектр фаз однозначно визначають сигнал. На рис. 3.5, б, в подано графічні зображення спектра амплітуд і спектра фаз періодичного сигналу.

Окремі спектральні складові називають спектральними лініями. Особливістю спектра періодичного сигналу є його дискретність. Відс-

тань між сусідніми лініями спектра є однаковою і дорівнює частоті основної гармонічної складової ω_0 .

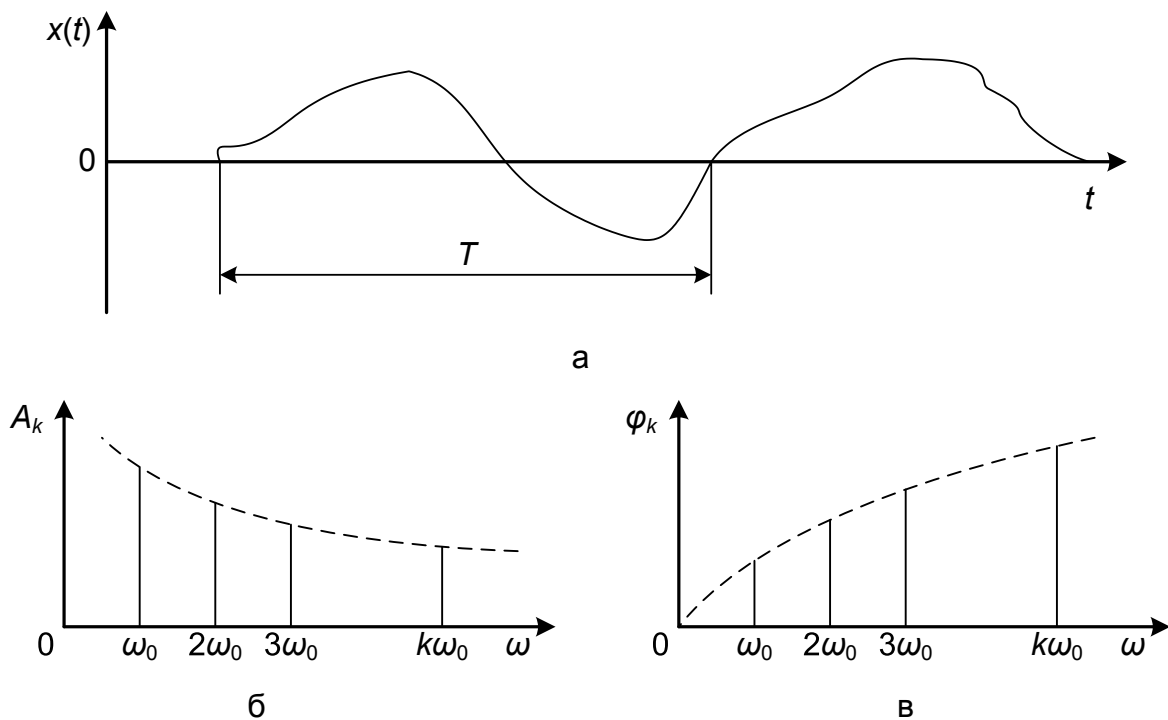


Рис. 3.5. Частотне подання (зображення) періодичного сигналу

Приклад 3.1. Визначити спектр амплітуд періодичної послідовності прямокутних імпульсів тривалістю 2τ , амплітудою A з періодом проходження T (рис. 3.6, а).

Розв'язання. Функцію $x(t)$ (рис. 3.6, а) можна зобразити у вигляді

$$x(t) = \begin{cases} A, & \text{при } t_1 + iT \leq t < t_1 + 2\tau + iT; \\ 0, & \text{при } t_1 + 2\tau + iT \leq t < t_1 + (i+1)T, \end{cases} \quad i = 0, 1, 2, \dots, \infty.$$

а згідно з (3.5) — рядом Фур'є:

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\omega_0 t} = \frac{1}{2} A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [\dot{A}_k e^{jk\omega_0 t} + \dot{A}_{-k} e^{-jk\omega_0 t}],$$

$$\text{де } \omega_0 = \frac{2\pi}{T}; \quad \dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} A e^{-jk\omega_0 t} dt.$$

Якщо $t_1 = -\tau$, то

$$\dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{-\tau}^{\tau} A e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{2A}{T} \frac{e^{-jk\omega_0 t}}{(-jk\omega_0)} \Big|_{-\tau}^{\tau} = \frac{2A}{Tk\omega_0 j} [e^{jk\omega_0 \tau} - e^{-jk\omega_0 \tau}].$$

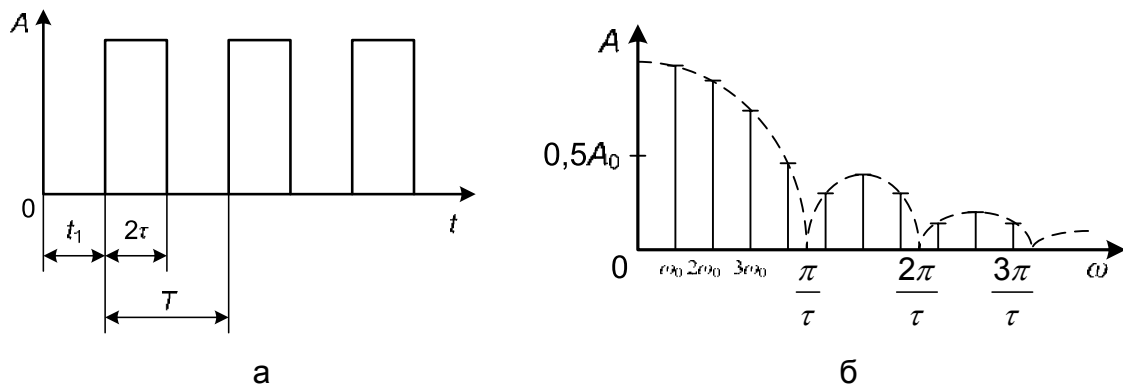


Рис. 3.6. Сигнал і його спектр амплітуд

Відомо, що $\frac{1}{2j} [e^{jk\omega_0 \tau} - e^{-jk\omega_0 \tau}] = \sin k\omega_0 \tau$, а $T\omega_0 = 2\pi$. Тоді

$$\dot{A}_k = \frac{2A}{2\pi k j} [e^{jk\omega_0 \tau} - e^{-jk\omega_0 \tau}] = \frac{2A}{k\pi} \sin k\omega_0 \tau = \frac{2A}{\pi} \frac{\sin k\omega_0 \tau}{k};$$

$$A_k = |\dot{A}_k| = \frac{2A}{\pi} \frac{1}{k} \sin k\omega_0 \tau;$$

$$A_0 = \lim_{k \rightarrow 0} \left[\frac{2A}{\pi} \frac{\sin k\omega_0 \tau}{k} \right] = \frac{2A}{\pi} \lim_{k \rightarrow 0} \frac{\sin k\omega_0 \tau}{k} = \frac{2A}{\pi};$$

$$\frac{1}{2} A_0 = \frac{A}{\pi}.$$

З урахуванням значень A_0 і A_k розкладення в ряд Фур'є періодичної послідовності прямокутних імпульсів зображується у вигляді

$$x(t) = \frac{2A}{\pi} \left[\frac{1}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega_0 \tau}{k} \cos k\omega_0 t \right]. \quad (3.8)$$

З цього виразу випливає, що при $\omega = \frac{2\pi}{\tau} A_k = 0$. Спектр амплітуд для цього сигналу показано на рис. 3.6, б, а його обвідна визначається виразом

$$A(\omega) = \frac{2A}{\pi} \left| \frac{\sin k\omega_0 \tau}{k} \right| = \frac{2A}{\pi} \left| \frac{\sin \omega \tau}{k} \right|,$$

де $\omega = k\omega_0$.

З виразу (3.8) випливає, що при збільшенні частоти на величину $\frac{2\pi}{\tau}$ фаза гармонічних складових змінюється на π . Для розв'язання багатьох практичних задач (визначення практичної ширини спектра, визначення середньої потужності сигналу та ін.) достатньо обмежитися визначенням тільки спектра амплітуд сигналу.

3.3.2. Частотне зображення неперіодичних сигналів

Будь який неперіодичний сигнал (рис. 3.7, а) можна розглядати як періодичний, період зміни якого дорівнює нескінченності ($T \rightarrow \infty$). Тому частотне зображення неперіодичного сигналу можна застосувати і на періодичний сигнал при $T \rightarrow \infty$. Оскільки $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, а $\omega_k = k\omega_0 = \frac{2\pi k}{T}$, то при збільшенні періоду T інтервали між суміжними частотами у спектрі амплітуд і фаз сигналу зменшуються, зменшуються й амплітуди (див. (3.7)) гармонічних складових.

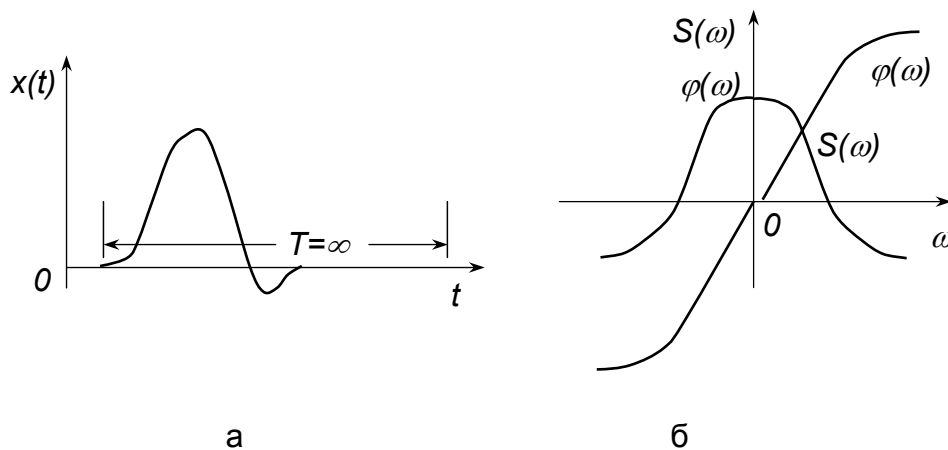


Рис. 3.7. Сигнал і його спектри амплітуд і фаз

При $T \rightarrow \infty$ вони стають нескінченно малими величинами і ряд Фур'є, який відображає розкладення періодичного сигналу, перетворюється в інтеграл Фур'є, що відображає розкладення неперіодичного сигналу.

Комплексна форма інтеграла Фур'є має вигляд

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.9)$$

де $S(j\omega) = S(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$ — спектральна щільність сигналу;

$S(\omega) = |S(j\omega)|$ — амплітудо-частотна характеристика сигналу;

$\varphi(\omega)$ — фазочастотна характеристика сигналу.

Зображення неперіодичного сигналу інтегралом Фур'є (3.9) можливе за таких умов.

1. Функція $x(t)$ задовольняє умовам Діріхле (на періоді має скінченну кількість екстремумів, є неперервною всюди, крім скінченної кількості точок, де її значення дорівнює $\frac{1}{2}[f(x_i + 0) + f(x_i - 0)]$).

2. Функція $x(t)$ є абсолютно інтегрованою, тобто $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty$.

Таким чином, спектр неперіодичного сигналу є суцільним і являє собою суму нескінченної кількості гармонічних складових з нескінченно малими амплітудами (рис. 3.7, б). На основі (3.9) амплітуди гармонічних складових можна визначити виразом

$$dA \cong \frac{1}{2\pi} S(j\omega) d\omega.$$

З цього виразу знайдемо, що спектральна щільність

$$S(j\omega) \cong 2\pi \frac{dA}{d\omega} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (3.10)$$

Спектральна щільність однозначно відображає неперіодичний сигнал і задовольняє умови (див. рис. 3.7, б):

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} S(\omega) = 0;$$

$$S(\omega) = S(-\omega) \text{ — парна функція;}$$

$$\varphi(\omega) = -\varphi(-\omega) \text{ — непарна функція.}$$

Приклад 3.2. Знайти спектр одиничного прямокутного імпульсу величиною A і тривалістю 2τ (рис. 3.8, а).

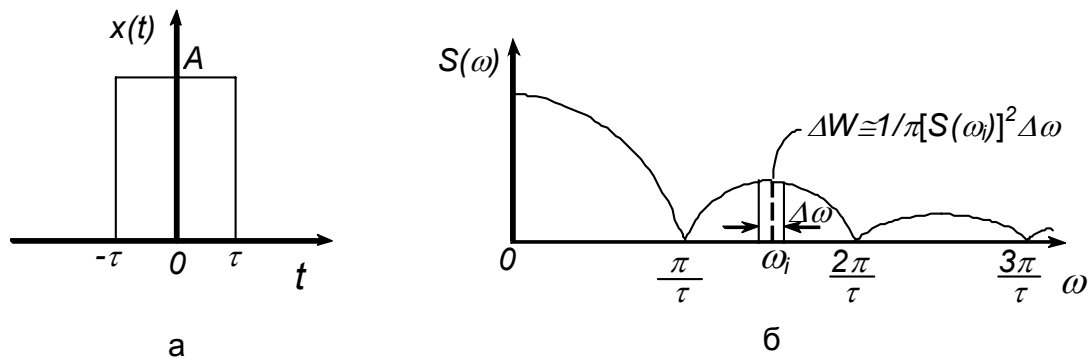


Рис. 3.8. Сигнал і його спектральна щільність

Розв'язання. Використовуючи (3.10), визначимо

$$\begin{aligned}
 S(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\tau}^{\tau} A e^{-j\omega t} dt = \frac{A}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-\tau}^{\tau} = \frac{2A}{\omega} \frac{(e^{j\omega\tau} - e^{-j\omega\tau})}{2j} = \\
 &= \frac{2A}{\omega} \sin\omega\tau = \frac{2A\tau}{\omega\tau} \sin\omega\tau = 2A\tau \frac{\sin\omega\tau}{\omega\tau}.
 \end{aligned}$$

Знайдемо модуль спектральної щільності:

$$S(\omega) = |S(j\omega)| = 2A\tau \left| \frac{\sin\omega\tau}{\omega\tau} \right|.$$

Графік змінення модуля спектральної щільності одиночного прямокутного імпульсу показано на рис. 3.8, б. Частотне зображення сигналів використовується при визначенні практичної ширини спектра сигналу, для розрахунку якої необхідно знайти енергетичні характеристики сигналу.

3.4. Енергетичне тлумачення спектра сигналу

Розглянемо розподіл потужності в спектрі періодичного сигналу. Хай цей сигнал являє собою значення струму $i(t)$ у резисторі R і описується складною періодичною функцією часу з періодом T . Якщо цей сигнал розкласти в ряд Фур'є, то він буде являти собою нескінченну суму гармонічних складових. Середня активна потужність, яка виділяється на резисторі R k -ю гармонікою, як відомо з курсу фізики, буде такою:

$$P_{\text{крп}} = \frac{1}{2} A_k^2 R,$$

де A_k — амплітуда діючого значення струму.

Середня потужність, яка виділяється на резисторі R усіма гармонічними складовими, дорівнює сумі середніх потужностей, що виділяються окремими гармонічними складовими струму з амплітудами $A_1, A_2, \dots, A_\infty$ та його постійною складовою, тобто

$$P_{cp} = \sum_{k=0}^{\infty} P_{kc} = R \left[\left(\frac{1}{2} A_0 \right)^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2 \right] = \frac{R}{2} \left[\frac{1}{2} A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2 \right]. \quad (3.11)$$

Розглянемо розподіл енергії у спектрі неперіодичного сигналу. З курсу фізики відомо, що енергія, яка виділяється сигналом $x(t)$ (струмом) у резисторі опором 1 Ом, визначається виразом

$$W = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t)]^2 dt. \quad (3.12)$$

Якщо неперіодичний сигнал (значення струму) описується не складною функцією часу, то його повна енергія визначається за формулою (3.11). Наприклад, повна енергія одиночного прямокутного імпульсу (див. рис. 3.5, а) з амплітудою струму A і тривалістю 2τ на резисторі опором 1 Ом дорівнює $2\tau A^2$. Якщо ж необхідно визначити енергію сигналу у смузі частот від 0 до ω_j , то необхідно у формулі (3.11) енергію W виразити через спектральну щільність $S(\omega)$. Квадрат модуля спектральної щільності можна подати у вигляді

$$[S(\omega)]^2 = S(j\omega)S(-j\omega), \quad (3.13)$$

де $S(-j\omega)$ — комплексно-спряжена функція для спектральної щільності $S(j\omega)$.

$$\text{Оскільки } S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt, \text{ то } S(-j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{j\omega t} dt.$$

Підставимо ці вирази у формулу (3.13) і, взявши інтеграл, отримаємо

$$\int_{-\infty}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)S(-j\omega)d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{j\omega t} dt d\omega.$$

Змінивши у цьому виразі порядок інтегрування, отримаємо

$$\int_{-\infty}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \left[\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \right] dt.$$

На основі (3.9)

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega = 2\pi x(t).$$

Підставивши цей вираз у попередній, отримаємо

$$\int_{-\infty}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} x(t)^2 dt .$$

Підставивши цей вираз у формулу (3.12), отримаємо енергію сигналу

$$W = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t)]^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega \quad (3.14)$$

як функцію квадрата модуля спектральної щільності.

З виразу (3.14) випливає, що енергія сигналу є сумою нескінченно малих доданків $\frac{1}{\pi} [S(\omega)]^2 d\omega$, які відповідають нескінченно малим ділянкам частотного спектра (рис. 3.8, б):

$$dW = \frac{1}{\pi} [S(\omega)]^2 d\omega, \text{ або } \Delta W \cong \frac{1}{\pi} [S(\omega)]^2 \Delta\omega .$$

Звідси випливає, що

$$S(\omega) \cong \sqrt{\frac{\pi \Delta W}{\Delta\omega}}, \quad (3.15)$$

тобто якщо задано енергію ΔW сигналу у певній смузі частот біля частоти ω_i , то модуль спектральної щільності в точці ω_i можна знайти, використовуючи останній вираз. Отримані вирази (3.10) – (3.15) широко використовуються для визначення спектра сигналу.

3.5. Визначення практичної ширини спектра сигналу

Будь який реальний сигнал має скінченну тривалість і, отже, має нескінченний частотний спектр (див. (3.9) і рис. 3.8, а, б), тобто необмежену смугу частот. Отже, під час передавання сигналу через реальний канал можна передати лише частину його частотного спектра. Тому через канал слід передавати лише значну частину спектра, яку називають практичною шириною спектра сигналу (**ПШС**). Вибір **ПШС** визначається або енергетичним критерієм, або критерієм допустимих спотворень форми сигналу, або обома критеріями одночасно.

З енергетичної точки зору **ПШС** визначається як смуга частот, у межах якої зосереджено переважну частину всієї потужності сигналу

(наприклад, 95 % і більше), тобто для визначення **ПШС** необхідно знайти відношення

$$\frac{W_i}{W_0} = \lambda(\omega_i), \quad (3.16)$$

де W_0 — повна енергія (або потужність) сигналу; W_i — енергія (або потужність) сигналу у смузі частот $0 \dots \omega_i$; $\lambda(\omega_i)$ — інтегральна функція розподілу енергії сигналу в спектрі.

Приклад 3.3. Знайти **ПШС** одиничного прямокутного імпульсу з амплітудою A і тривалістю 2τ (рис. 3.8, а), у якій зосереджено 95 % усієї енергії сигналу.

Розв'язання. Для визначення **ПШС** побудуємо графік функції $\lambda(\omega_i) = \frac{W_i}{W_0}$ і за ним визначимо **ПШС**.

За формулою (3.11) визначимо повну енергію одиничного імпульсу:

$$W_0 = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t)]^2 dt = \int_0^{2\tau} A^2 dt = 2\tau A^2.$$

Енергія W_i визначається за формулою (3.14):

$$W_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_i} [S(\omega)]^2 d\omega.$$

У прикладі 3.2 визначено спектральну щільність цього сигналу. Модуль спектральної щільності сигналу

$$S(\omega) = \frac{2A}{\omega} |\sin \omega\tau| = 2A\tau \left| \frac{\sin \omega\tau}{\omega\tau} \right|.$$

Підставимо цей вираз у попередній й отримаємо

$$W_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_i} \left[\frac{2A}{\omega} \sin \omega\tau \right]^2 d\omega = \frac{4A^2}{\pi} \int_0^{\omega_i} \left[\frac{\sin \omega\tau}{\omega} \right]^2 d\omega.$$

Підставивши ці вирази у функцію $\lambda(\omega_i)$, отримаємо формулу для визначення відносної величини енергії одиничного імпульсу у смузі частот від 0 до ω_i :

$$\lambda(\omega_i) = \frac{W_i}{W_0} = \frac{2}{\pi\tau} \int_0^{\omega_i} \left[\frac{\sin \omega\tau}{\omega} \right]^2 d\omega = \frac{2\tau}{\pi} \int_0^{\omega_i} \left[\frac{\sin \omega\tau}{\omega\tau} \right]^2 d\omega.$$

За цим виразом побудуємо графік функції

$$\frac{\lambda(\omega)}{\tau} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega} \left[\frac{\sin \omega\tau}{\omega\tau} \right]^2 d\omega,$$

який зображено на рис. 3.9.

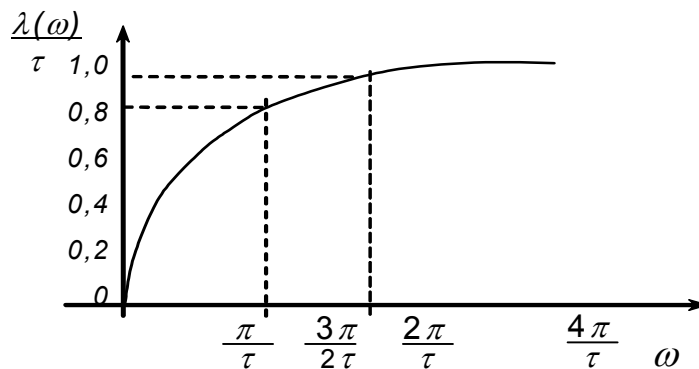


Рис. 3.9. Інтегральна крива розподілу енергії в спектрі сигналу

З розрахунків і графіка функції $\frac{\lambda(\omega)}{\tau}$ випливає, що 90 % енергії зосереджено у смузі частот від 0 до $\omega_1 = \frac{\pi}{\tau}$, а понад 95 % — у смузі частот від 0 до $\omega_2 = \frac{3\pi}{2\tau}$.

Останній діапазон може бути взятий як практична ширина спектра одиничного прямокутного імпульсу. При цьому подальше збільшення **ПШС** приводить до незначного збільшення енергії у цій смузі частот, бо крива $\frac{\lambda(\omega_i)}{\tau}$ після $\omega_1 > \frac{\pi}{\tau}$ є досить пологою.

У тих випадках, коли важливо зберегти форму сигналу, користуються критерієм допустимих спотворень форми сигналу. Форму сигналу буде забезпечено, якщо комплексний коефіцієнт передачі каналу зв'язку матиме вигляд

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (3.17)$$

де $K(\omega) = K = \text{const}$ – амплітудно-частотна характеристика каналу;
 $\varphi(\omega) = \omega T_0$ – фазочастотна характеристика каналу.

Передача сигналів по реальному каналу, який завжди має обмежену смугу пропускання, супроводжується спотворенням форми сигналу (рис. 3.10, а, б). Ці спотворення форми пов'язані із запізнюванням сигналу і спотвореннями переднього й заднього фронтів.

Для визначення форми вихідного сигналу каналу передавання необхідно використати методи теорії ланцюгів. За отриманими виразами можна побудувати графіки й за ними визначити крутість та інші параметри сигналу.

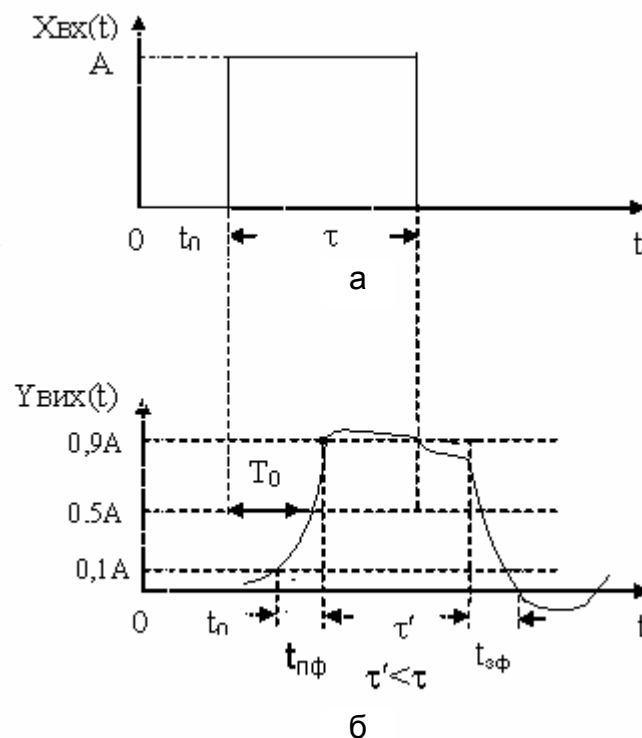


Рис. 3.10. Спотворення форми сигналу каналом передачі

4. КАНАЛИ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛІВ

4.1. Види передачі інформації та їхні характеристики

Використання інформації споживачем пов'язане з її передачею від джерела. Передача здійснюється в просторі й у часі. Залежно від того, який фактор є визначальним, розглядають передавання на відстань, передавання в часі або передавання на відстань і в часі. Використання інформації споживачем на відстані від джерела здійснюєть-

ся з допомогою каналів передачі. Під каналом передачі інформації розуміють усю сукупність технічних засобів, які забезпечують передавання інформації від джерела її виникнення (об'єкта) до споживача (адресата). У цьому випадку канал передачі містить передавач, лінію зв'язку й приймач. Якщо в каналі передачі інформація передається неперервними сигналами, то такий канал називають неперервним. Якщо в каналі передачі інформація передається дискретними сигналами, то такий канал називають дискретним.

При вивченні каналів передачі лінію зв'язку найчастіше вважають заданою (тобто всі властивості лінії зв'язку є відомими). У цьому випадку всі завдання аналізу й синтезу каналу передачі сигналів зводяться до аналізу й синтезу операторів перетворень сигналів у передавачі, приймачі та інших пристроях.

Канали передачі сигналів класифікуються за різними ознаками: за призначенням, властивостями (типами) ліній зв'язку, за діапазоном частот, властивостями сигналів на вході й виході й т.ін.

Одним із основних завдань аналізу каналу передачі інформації є аналіз спотворень сигналів, які передаються по них. Дослідження спотворень проводяться на реальних каналах або їхніх моделях. Моделі можуть бути фізичними й математичними.

Математичні моделі каналів передачі в цілому для повного аналізу спотворень є достатньо складними. На практиці для вирішення цього завдання канал передачі інформації зображають у вигляді послідовного або послідовно-паралельного з'єднання різних пристроїв, оператори перетворення яких є відомими.

Це дає можливість вирішити ряд завдань аналізу й синтезу каналів передачі. Визначальним елементом каналу передачі є лінія зв'язку — фізичне середовище, по якому передаються сигнали.

Лінія зв'язку визначає апаратну реалізацію передавальної й приймальної сторін каналу. Так, лініями зв'язку для механічних сигналів є механічні, гідравлічні, пневматичні з'єднання.

Наприклад, для акустичних каналів лініями зв'язку є суцільне середовище: тверде, рідке, газоподібне, для електричних — електричні проводи, для оптичних — оптично прозоре середовище, для радіоканалів — ефір.

У техніці передачі інформації знаходять застосування (табл. 4.1) механічні, акустичні, оптичні, електричні й радіоканали, які різняться лініями зв'язку й фізичною природою сигналів, що передаються. Основною, але не єдиною ознакою каналів є діапазон робочих частот (смуга пропускання сигналів).

Механічні канали застосовуються для передачі на короткі відстані (до 500 м) сигналів у вигляді механічних зусиль або тисків. Ме-

ханічні канали передають зусилля або тиски на відстані до декількох десятків метрів. У гідравлічних каналах передача зусиль або тисків є меншою (до декількох метрів) через погані динамічні властивості цих каналів.

Пневматичними каналами передаються сигнали у вигляді зміни значень тисків газу. Довжина пневматичних каналів досягає декількох сот метрів.

Таблиця 4.1

Вид каналу	Лінія зв'язку	Різновиди каналів	Робочий діапазон		L, км
			F, Гц	λ , м	
Механічний	Механічне, гідравлічне, пневматичне з'єднання	Жорсткі	—	—	< 0,04
		Гідравлічні	—	—	< 0,01
		Пневматичні	—	—	< 0,05
Акустичний	Тверде, рідке, газоподібне середовище	Звукові	$< 20 \cdot 10^3$	$< 15 \cdot 10^{-3}$	10
		Ультразвукові	$> 20 \cdot 10^3$	$> 15 \cdot 10^{-3}$	< 2
Електричний	Електросередовище	Підтональні частоти	200	$> 1,5 \cdot 10^6$	$< 10^k$ ($k < 5$)
		Тональні частоти	300 ... 3400	$< 10^4$	
		Надтональні частоти	4000 ... 8500	$(32 \dots 75) \cdot 10^3$	
		Високочастотні	$> 10^4$	$< 3 \cdot 10^4$	
Радіо	Ефір	ДХД	$0,9 \cdot 10^6$	$> 10^3$	—
		КХД	10^6	200...1000	
		СХД	$(1,5 \dots 6) \cdot 10^6$	50...200	
		УКХД	$(6 \dots 30) \cdot 10^6$	10 ... 50	
		СД	$30 \cdot 10^6 \dots 10^{12}$	$10^{-4} \dots 10$	
Оптичний	Оптичне (прозоре) середовище	Інфрачервоні хвилі	$(3 \dots 400) \cdot 10^{12}$	—	—
		Світлові хвилі	$(4 \dots 6) \cdot 10^{14}$	—	
		Ультрафіолетові хвилі	$(1 \dots 100) \cdot 10^{14}$	—	
		Рентгенівське випромінювання	$10^{16} \dots 10^{20}$	—	
		Гамма-випромінювання	$10^{20} \dots 10^{22}$	—	

Серед механічних каналів пневматичні отримали найбільше розповсюдження у зв'язку з широким використанням уніфікованих пневматичних систем контролю й регулювання на підприємствах з вибухово- і пожежонебезпечним середовищем.

Такий канал передачі інформації складається з пневматичного датчика (або перетворювача-формувача тиску газу, пропорційного вимірюваному процесу), пневматичної лінії зв'язку й перетворювального приладу (пристрою) на виході системи. Недоліком таких систем є тривалі перехідні процеси в пневматичних лініях зв'язку, особливо в лініях великої довжини.

В акустичних каналах інформація передається коливаннями у суцільних звукопровідних матеріалах і середовищах. Акустичні системи знайшли різноманітне застосування: акустичний контроль працюючих механічних об'єктів, ультразвукова дефектоскопія, акустичне виявлення об'єктів (підводних човнів, суден, літаків), гідролокація, акустичний зв'язок та ін.

Акустичні системи можуть бути активними й пасивними. У пасивній системі джерелами звуку є контрольовані або виявлені об'єкти. В активних системах (ультразвукова дефектоскопія, локація, зв'язок) акустичні сигнали формуються спеціальними генераторами. Як джерела й приймачі звукових (до 20 кГц) та ультразвукових (понад 20 кГц) коливань використовуються магніострикційні матеріали, а для більш високих частот (до 10^6 кГц) — п'єзоелектричні кристали.

Електричні канали на провідних лініях зв'язку отримали найбільше застосування. Такі лінії можуть бути повітряними й кабельними. Електрична лінія зв'язку являє собою послідовне з'єднання великої кількості чотиріполюсників (рис. 4.1), де R_0 — активний опір проводу, який припадає на одиницю довжини (як правило, на 1 км) і залежить від матеріалу (ρ_0), перерізу проводу S , температури середовища t і частоти сигналів ω , що передаються (при збільшенні частоти ω опір R_0 зростає через наявність поверхневого ефекту): $R_0 = R(\rho_0, S, t, \omega)$; L_0 — індуктивність на одиницю довжини, яка залежить від матеріалу проводу (ρ_0), перерізу S , відстані r між проводами, частоти ω сигналів і температури середовища t : $L_0 = L(\rho_0, S, r, t, \omega)$; C_0 — ємність витоку, що залежить від матеріалу (ρ_0), перерізу проводів S та відстані між ними r : $C_0 = C(\rho_0, S, r)$; Θ_0 — провідність ізоляції, яка залежить від матеріалу ізоляції b , вологості p і частоти сигналів ω : $\Theta_0 = \Theta(b, p, \omega)$. Параметри R_0 , L_0 , G_0 , Θ_0 називають первинними параметрами ліній зв'язку.

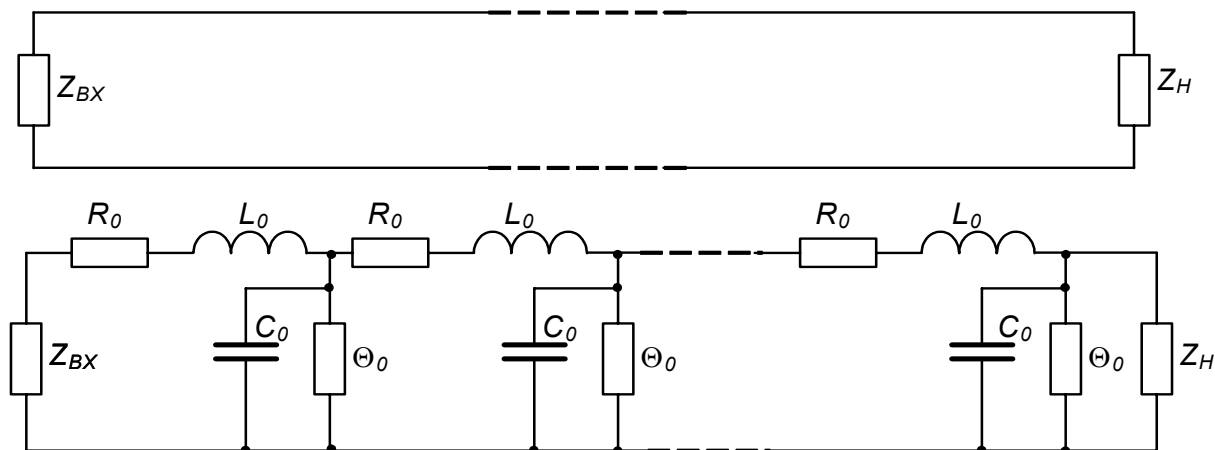


Рис. 4.1. Схема заміщення провідової лінії зв'язку

Первинні параметри деяких провідників ліній зв'язку наведено в табл. 4.2 (діаметр проводу становить 4 мм).

Крім первинних ліній зв'язку характеризуються вторинними параметрами: хвильовим опором Z_c , загасанням β і коефіцієнтом поширення γ .

Таблиця 4.2

Найменування первинного параметра	Одиниця виміру	Тип лінії зв'язку			
		Повітряна		Кабельна	
		Мідь	Сталь	Мідь	Сталь
Опір R_0	Ом/км	2,84	42,2	~0,25	-
Індуктивність L_0	МГн/км	~2,0	~9,0	~0,27	-
Ємність C_0	Ф/км	$6 \cdot 10^{-9}$	$6 \cdot 10^{-9}$	$6 \cdot 10^{-9}$	-
Провідність Θ_0	Ом $^{-1}$ ·км	$7 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-5}$	-

Примітка. Для чистої міді $R_0 = 0,17$ Ом/км.

Радіоканали широко застосовуються для передавання інформації. За діапазоном частот радіосигналів розрізняють такі канали:

- довгохвильового діапазону (довжина хвилі $\lambda > 1000$ м);
- середньохвильового діапазону ($200 < \lambda < 1000$ м);
- проміжного діапазону ($50 < \lambda < 200$ м);
- короткохвильового діапазону ($10 < \lambda < 50$ м);
- ультракороткохвильового діапазону ($0,0001 < \lambda < 10$ м).

Властивості радіоканалу визначаються властивостями відбиття й поглинання радіохвиль землею поверхнею й атмосферою (рис. 4.2).

З усіх шарів атмосфери найбільш істотно на поширення радіохвиль впливає іоносфера (термосфера), яка розташована між висотами 80 і 800 км. Газу в ній здебільшого знаходяться у вигляді заря-

джених електронів, іонів, атомів і молекул. Їх іонізація є результатом впливу сонячних променів, космічного випромінювання й метеорних часток. Якщо концентрація іонів є великою, гази стають електропровідними.

У деяких шарах іоносфери концентрація вільних електронів досягає різної величини. Відомо чотири такі шари: на висотах 60...80 км (шар D), 100...120 км (шар E), 180...200 км (шар F_1), 300...400 км (шар F_2) (див. рис.4.2, криві $n(H)$). Ступінь іонізації істотно залежить від часу доби, активності Сонця. У ночі ступінь іонізації набагато менший, ніж у день. Змінення концентрації іонів з висотою обумовлює неперервне змінення кута заломлень радіохвиль. Внаслідок цього хвилі поширюються криволінійно. Частина хвиль (в основному середні радіо хвилі) відбивається шаром E (криві **ДХ**, **СХ**), друга частина (в основному короткі хвилі) — шаром F іоносфери (крива **КХ**), третя частина — «пробиває» обидва шари і виходить за межі земної атмосфери (крива **УКХ**). Заломлювальна здатність іоносфери неоднакова для різних типів хвиль і зменшується зі зменшенням довжини хвилі. Хвилі, які поширюються внаслідок відбиття від іоносфери, мають назву просторових.

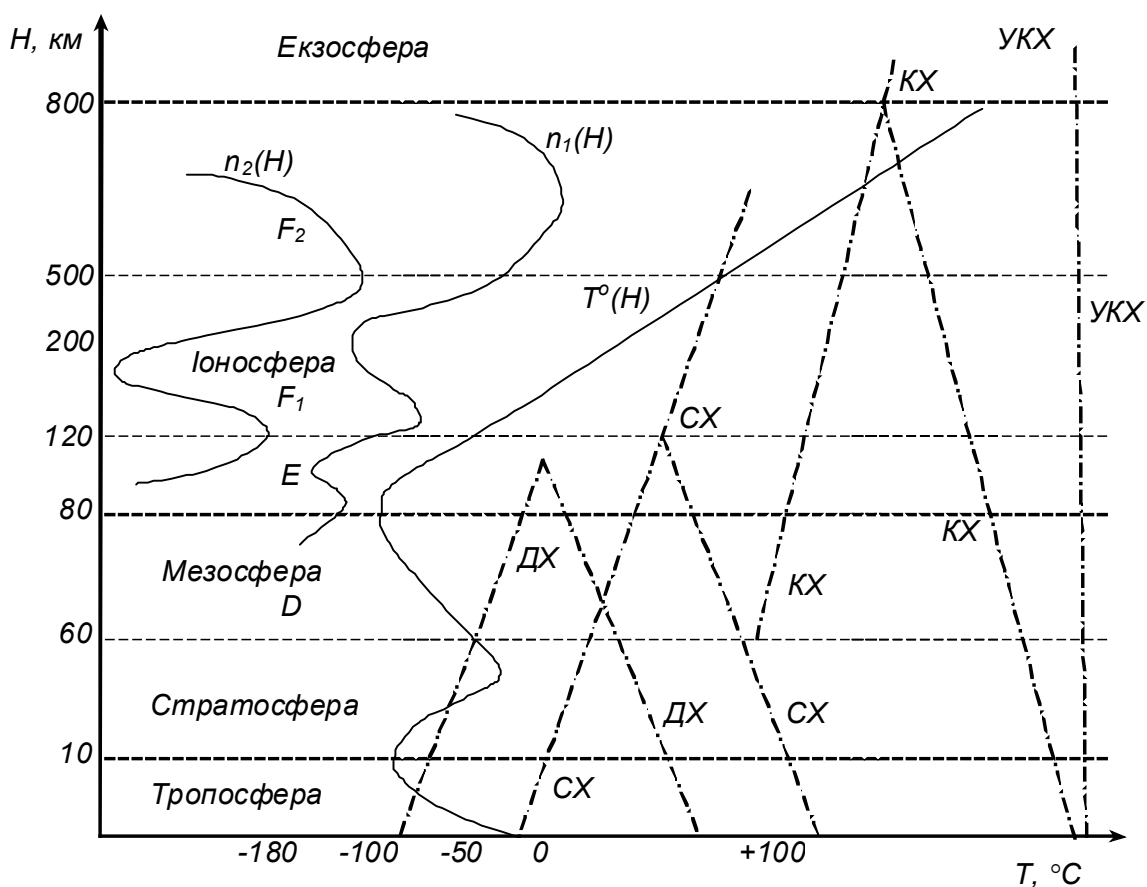


Рис. 4.2. Характеристика атмосфери

Крім просторових завдяки дифракції (властивості обгинання) мають місце поверхневі хвилі. Чим менша довжина хвилі, тим швидше згасає поверхнева хвиля (внаслідок утрат у земній поверхні) і тим повільніше згасає просторова хвиля. Довгі хвилі повністю відбиваються шаром *E* (крива **ДХ**). Ультракороткі хвилі не зазнають відбиття й надходять за межі земної атмосфери (крива **УКХ**). Сигнали решти діапазонів відбиваються іонізованими шарами *E* і *F* (криві **СХ**, **КХ**).

На практиці знаходять широке застосування радіорелейні канали передачі інформації на **УКХ**. Приймально-передавальні станції розташовуються в межах прямої видимості (рис. 4.3).

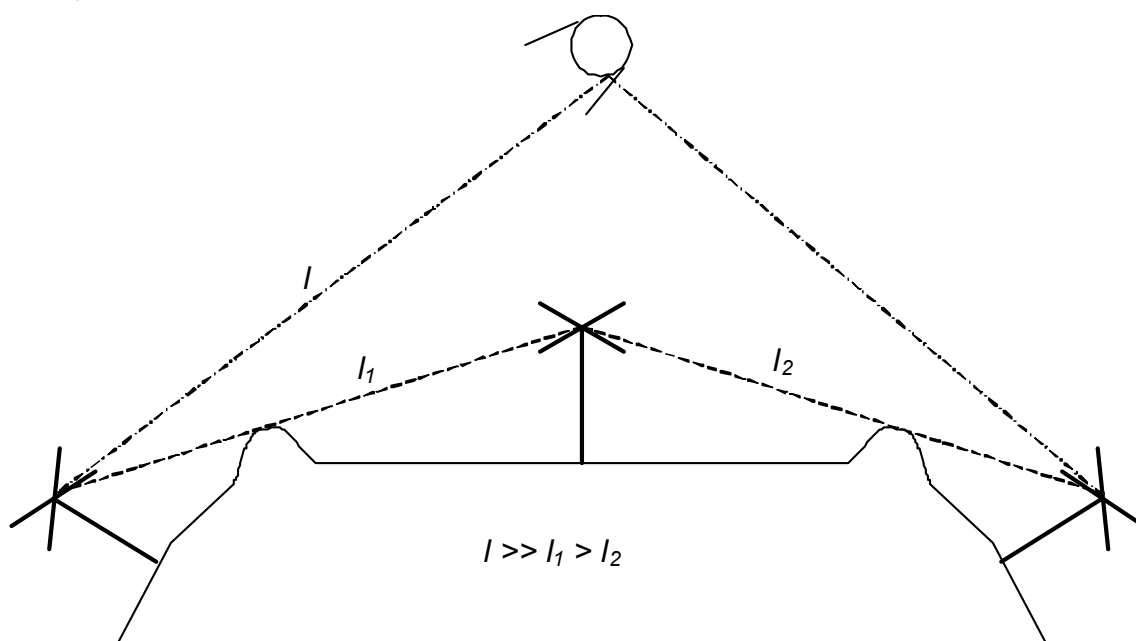


Рис. 4.3. Радіорелейна лінія зв'язку

Радіорелейна лінія являє собою мережу приймально-передавальних станцій, які приймають сигнали, відтворюють їх і ретранслюють на сусідні станції. Ретранслятори розташовуються в межах прямої видимості. Якщо пряма видимість обмежена тільки кривизною поверхні Землі, то відстань між станціями (ретрансляторами), км, розраховується за формулою

$$l = 7,2\sqrt{h},$$

де h — висота антенної системи, м.

Ретранслятори (приймально-передавальні станції) можуть бути рухомими, тобто розміщуватися на автомашинах, кораблях, літаках, супутниках тощо.

Радіолінії й радіорелейні лінії зв'язку в багатьох випадках більш економічні, дають можливість швидко організувати наддалеку пере-

дачу інформації. Ці лінії, крім того, є єдиним засобом зв'язку з рухомими об'єктами (повітряними та морськими суднами, автомобілями, супутниками та ін.).

У діапазоні радіохвиль крім радіоліній й радіорелейних ліній зв'язку застосовуються хвилевідні лінії зв'язку. Хвилевід являє собою порожнисту металеву трубу, яка використовується для передавання електромагнітної енергії на частотах $35 \cdot 10^9 \dots 80 \cdot 10^9$ Гц. Під час передавання у хвилеводі збуджуються кругові хвилі, які наводять у його стінках кільцеві струми. Ці струми забезпечують екранізацію, тобто перешкоджають виходу електромагнітної енергії за межі хвилеводу. Відмітною особливістю хвилевідних каналів є зменшення втрат зі збільшенням частоти. Це дає можливість вести передачу інформації на дуже високих частотах і з меншими втратами порівняно з іншими видами ліній зв'язку.

Економічні розрахунки показують, що при організації до 30000 телефонних каналів доцільним є застосування кабелю, а вище 30000 телефонних каналів – хвилеводу. Ще більшу кількість стандартних каналів можна організувати, використовуючи оптичні лінії зв'язку.

В **оптичному каналі** передачі інформації як лінії зв'язку використовуються закриті напрямні оптичні системи (світловоди). За діапазоном використовуваних довжин хвиль оптичні канали поділяються на такі:

- канали інфрачервоних хвиль (довжина хвилі $0,75 \cdot 10^{-6} < \lambda < 10^{-4}$ або $0,75 < \lambda < 100$ мкм);
- канали світлових хвиль (видимого спектра $0,38 < \lambda < 0,75$ мкм);
- канали ультрафіолетових хвиль ($0,005 < \lambda < 0,38$ мкм).

Властивості оптичних каналів визначаються оптичним середовищем. Створення оптичних каналів дає можливість передавати інформацію великих обсягів і на надзвичайно далекі відстані.

У техніці також застосовуються пристрої, які працюють з інфрачервоним випромінюванням. Максимум інтенсивності випромінювання більшості тіл припадає на область інфрачервоних хвиль.

4.2. Структурні схеми каналів передачі

Відстань від джерела інформації до адресата може бути значною (тобто вони розсосереджені в просторі). Крім того джерело інформації може являти собою окремі рознесені на відстань об'єкти.

Взаємне відносне розміщення об'єктів інформації та адресатів і способи їх з'єднання визначають структурні схеми каналів передачі

інформації. Вибір структурної схеми каналів передачі визначається кількістю й особливістю побудови та розміщення об'єктів, а також вимогами до властивостей каналу передачі (надійністю, живучістю, вартістю, швидкістю тощо).

Найбільш поширеними структурними схемами каналів передачі є лінійні (ланцюжкові або послідовні), кільцеві, радіальні, кущові, радіально-кільцеві, комбіновані та ієрархічні (рис. 4.4) структури.

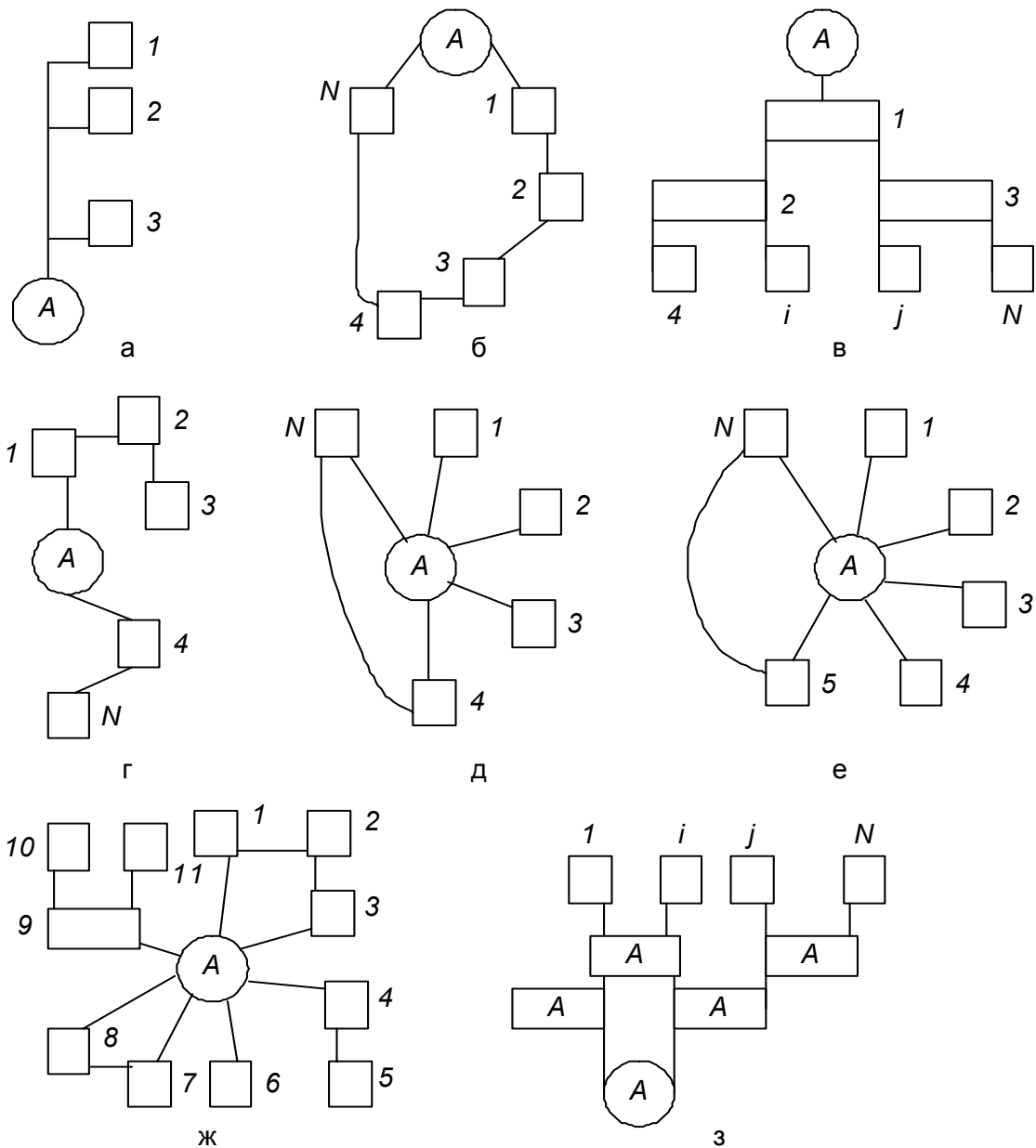


Рис. 4.4. Структурні схеми каналів передачі

Для лінійної (рис. 4.4, а) і ланцюжкової (рис. 4.4, г) структур є характерним використання лінії зв'язку, упродовж якої розміщуються

об'єкти. Якщо лінія зв'язку замкнена в кільце (рис. 4.4, б), то канал передачі утворює кільцеву структуру.

Якщо адресат пов'язаний з різними об'єктами незалежними каналами передачі, то утворена структура має назву радіальної (рис. 4.4, д). Структурну схему каналів передачі, наведену на рис. 4.4, в, називають кущовою, або деревоподібною. Для неї є характерним те, що частину об'єктів об'єднано в загальні групи (кущі), кожна з яких з'єднана з адресатом окремим каналом. На практиці широке розповсюдження отримали змішані, або комбіновані, структурні схеми каналів передачі. Якщо об'єкти й адресат мають радіальні й кільцеві канали передачі, то вони утворюють радіально-кільцеву структуру каналів (рис. 4.4, е).

На рис. 4.4, ж показано комбіновану структурну схему каналів передачі, яка містить елементи лінійної, кільцевої, радіально-кільцевої та кущової структур. Може бути й так, коли інформацію про об'єкти отримують декілька адресатів, а окремі адресати самі є джерелами інформації для інших адресатів (складні системи управління, системи диспетчерської служби тощо). У цьому випадку утворюється ієрархічна структура каналів передачі інформації (рис. 4.4, з).

Структуру каналів передачі оцінюють економічністю, надійністю, ефективністю, експлуатаційними властивостями, живучістю та іншими характеристиками. Економічні властивості найбільш повно оцінюють структуру каналів передачі, вартість її створення й експлуатації, технологічну досконалість та ін. Довжина провідних ліній зв'язку — одна з найважливіших властивостей будь-якої структури. Проводові лінії зв'язку є найбільш дорогим елементом електричного каналу передавання інформації.

Тому широко здійснюється оптимізація структури каналів передавання за критерієм сумарної довжини ліній зв'язку. Ієрархічна структура для складних каналів передачі інформації при значно розосереджених об'єктах має мінімальну сумарну довжину ліній зв'язку.

4.3. Завади в системах передачі сигналів

У будь-якій системі передачі сигналів діють завади. Завадами називають стороннє збурення, яке діє в системі й перешкоджає правильному прийому, передачі, перетворенню, обробленню, зберіганню і зображенню сигналів (інформації).

Джерела завад можуть знаходитись як зовні, так і всередині самої системи. Завади бувають регулярними й випадковими. Регулярними

називають завади, джерела й характеристики яких є відомими. Якщо завада є регулярною й відомою, то боротися з нею легко. Регулярними завадами є, наприклад, фон змінного струму, випромінювання від певної радіостанції та ін. Фон змінного струму можна усунути найпростішою компенсацією. Завада від певної радіостанції усувається відповідним фільтром.

Випадковими називають завади, джерела й характеристики яких є невідомими. Такі завади описуються випадковими функціями часу. Боротися з цими завадами найважче.

У загальному вигляді вплив завади ξ_i на сигнал x_i можна виразити оператором

$$Z_i = \Pi(x_i, \xi_i), \quad (4.1)$$

де Z_i — сигнал на виході системи (при $\xi_i = 0$, $Z_i = x_i$).

Якщо оператор Π вироджується в суму, то взаємодія сигналу x_i й завади ξ_i опишеться формулою $Z_i = x_i + \xi_i$. Така завада має назву адитивної (або шуму). З фізичної точки зору шум породжується в системах різними випадковими відхиленнями тих або інших фізичних величин від їхніх середніх значень. Джерелом шуму в електричних ланцюгах постійного струму можуть бути коливання (флуктуації) струму, які приблизно дорівнюють середньому значенню. Природа таких коливань обумовлена дискретністю носіїв заряду (іонів та електронів). Це явище має назву дробового ефекту. Джерелом шуму є також тепло, яке викликає випадковий рух іонів і електронів у будь-якому провіднику. Цей рух викликає випадкову різницю потенціалів на його кінцях, що є тепловою перешкодою, яку називають тепловим шумом.

З розглянутих прикладів впливає, що джерела шуму лежать глибоко в природі речей, у дискретності будови речовини, з якої будується апаратура **СКК КІВ** і реалізуються канали передачі сигналів.

Існує ще одне джерело шуму, яке принципово не усувається, — електромагнітне випромінювання. Випромінювання відбувається дискретними порціями — квантами, енергія яких дорівнює $h\nu$, де h — постійна Планка, ν — частота. Квант електромагнітного випромінювання має назву фотона. На цей час у техніці є дві якісні тенденції: до збільшення відстаней між джерелом і споживачем інформації й до підвищення смуги частот сигналів. Збільшення відстаней означає зменшення енергій на вході приймача системи, а підвищення частоти — збільшення енергії фотонів. Таким чином, за певних умов не тільки починає відчуватися дискретна фотонна структура випромінювання, обумовлений цією причиною шум може перевищити всі інші завади.

Оператор Π можна зобразити у вигляді

$$z_i = x_i f(\xi_i, t),$$

де $f(\xi_i, t)$ — випадковий процес.

Таку заваду називають мультиплікативною. Природа такої завади полягає у випадковому змінненні параметрів будь-якого елемента системи й каналу передачі. При передачі, перетворенні, прийманні, обробленні, зберіганні інформації сигнали, які її несуть, зазнають спотворень внаслідок зміннення характеристик самих елементів системи (коефіцієнтів передачі, частотних і часових характеристик, лінійних спотворень). Деякі з цих змінень іноді можна звести до регулярних завад і ефективно з ними боротися.

Якщо коефіцієнт передачі, частотні й часові характеристики спотворення мають випадкові зміннення, то вплив цих змінень відповідає мультиплікативній заваді. Мультиплікативною завадою, наприклад, є інтерференція при багатопроменевому розповсюдженні сигналу. У реальних системах одночасно діють адитивна й мультиплікативна завади. Тоді оператор (4.1) можна зобразити у вигляді

$$z_i = x_i f(\xi_i, t) + \xi_i.$$

Для опису завад використовується математичний апарат теорії ймовірностей і теорії статичних рішень.

Існують різні способи боротьби із завадами. Усі вони пов'язані з перетвореннями сигналів: квантуванням, кодуванням, модуляцією, фільтрацією, декодуванням, демодуляцією та ін.

5. УЩІЛЬНЕННЯ І ПОДІЛ КАНАЛІВ

5.1. Загальні відомості

У складних системах інформацію від множини об'єктів потрібно одночасно передавати до одного адресата. Використовувати для передачі інформації від кожного об'єкта окрему лінію зв'язку (просторовий поділ каналів) економічно не вигідно, а часто просто неможливо. Тому виникає необхідність передавати інформацію по одній і тій же лінії, але так, щоб від кожного об'єкта інформація передавалась по своєму каналу. Для цього на стороні джерела інформації необхідним є ущільнення інформації (рис. 5.1), а на приймальній стороні — поділ (виділення) інформації. На рис. 5.1 використано позначення: D_i — i -й датчик; $УК$ — засоби ущільнення каналів; $ПРД$ — передавач; $ЛЗ$ — лінія зв'язку; $ПРМ$ — приймач; $ВК$ — апаратура виділення каналів; A_i — i -й адресат. Така система передачі інформації має назву багатоканальної. На сучасних лініях кількість каналів може досягати сотень тисяч.

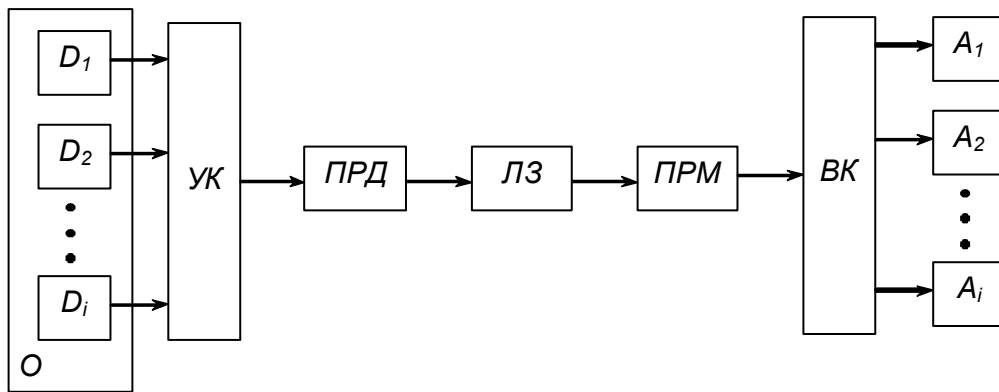


Рис. 5.1. Структурна схема багатоканальної системи

5.2. Просторовий поділ

Просторовий поділ — найпростіший вид поділу, при якому кожному каналу відводиться індивідуальна лінія зв'язку (рис. 5.2).

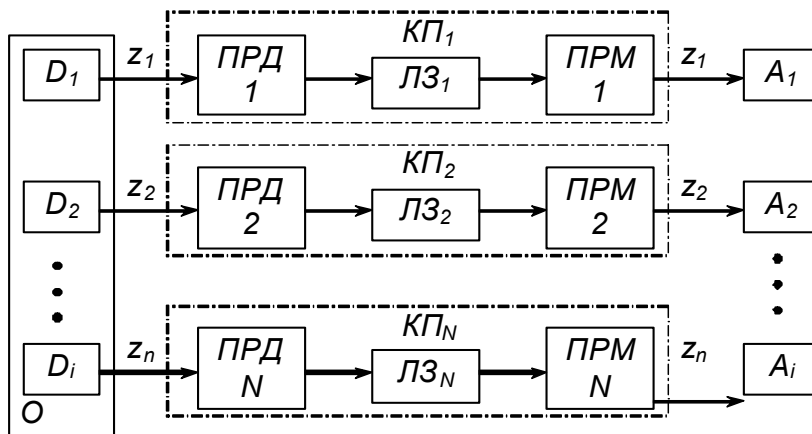


Рис.5.2. Система з просторовим поділом каналів

Інші види поділу каналів передбачають передачу інформації по одній лінії зв'язку. Тому багатоканальні системи передачі інформації мають назву систем з ущільненням і поділом каналів.

5.3. Диференційний поділ

Диференційний поділ застосовується при багатоцільовому використанні провових (телеграфних) ліній зв'язку. У цьому випадку на передавальних сторонах вмикаються диференційні трансформатори

(рис. 5.3) або дроселі з середньою точкою. Джерело (датчик) інформації під'єднується до середньої точки трансформатора (дроселя) **ДТ1** на передавальній стороні, а адресат **А** — до середньої точки трансформатора (дроселя) **ДТ2** на приймальній стороні.

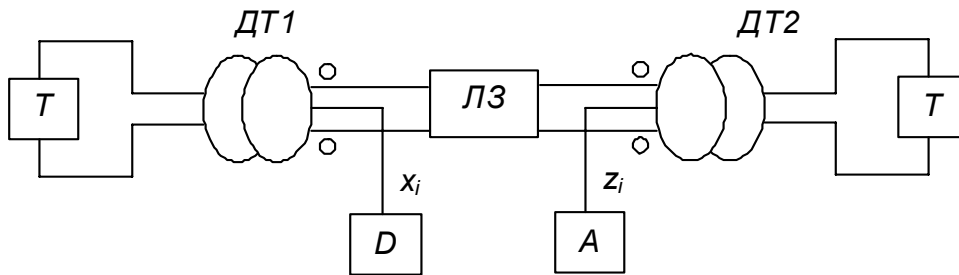


Рис. 5.3. Система з диференційним поділом каналів

Таке вмикання не створює завад у первинних обмотках трансформаторів, зв'язаних з телефонними апаратами **Т**. Завдяки диференційному вмиканню, телефонні сигнали також не створюють завад у каналі передачі іншої інформації (наприклад, вимірювальної інформації).

У системах з диференційним поділом каналів для передачі інформації можна використати постійні й змінні струми. Для поліпшення таких систем на приймальній і передавальній сторонах застосовують фільтри, які заглушують складові звукових частот.

5.4. Частотний поділ

Частотний поділ каналів базується на тому, що кожному каналу виділяється певна смуга (ділянка) частот Δf_k , $k = (1, N)$. Смуги частот Δf_k окремих каналів не перетинаються (рис. 5.4, а). Спектри сигналів $U(x, t)$ відповідних каналів мають укладатися в межі смуги частот Δf_k . Смуга пропускання лінії зв'язку ΔF_x визначається кратними частотами: мінімальною f_1 і максимальною f_N .

Структурну схему багатоканальної системи з частотним поділом каналів зображено на рис. 5.4, б. Сигнали, які несуть інформацію з датчиків D_1, D_2, \dots, D_N надходять на перші входи модуляторів частоти M_1, M_2, \dots, M_N . На другі входи модуляторів подаються сигнали з генератора Γ з несучими частотами f_1, f_2, \dots, f_N (на рис. 5.4, б виходи f_1, f_2, \dots, f_N генератора позначено 1, 2, ..., N). У модуляторах низькочастотні сигнали x_1, x_2, \dots, x_N з датчиків D_1, D_2, \dots, D_N модулюються за амплітудою, частотою або фазою. Модульовані сигнали подаються на фільтри $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ передавальної сторони, які призначено для обмеження смуги частот своїх каналів (тобто кожному каналу нада-

ється своя ділянка Δf_i (рис. 5.4, а). Сигнали з фільтрів $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ подаються на пристрій формування групового сигналу й через передавальний пристрій надходять у лінію зв'язку. Таким чином, датчики, модулятори, фільтри й суматор реалізують вираз $\sum_{i=1}^N U(x_j, f_j, t)$.

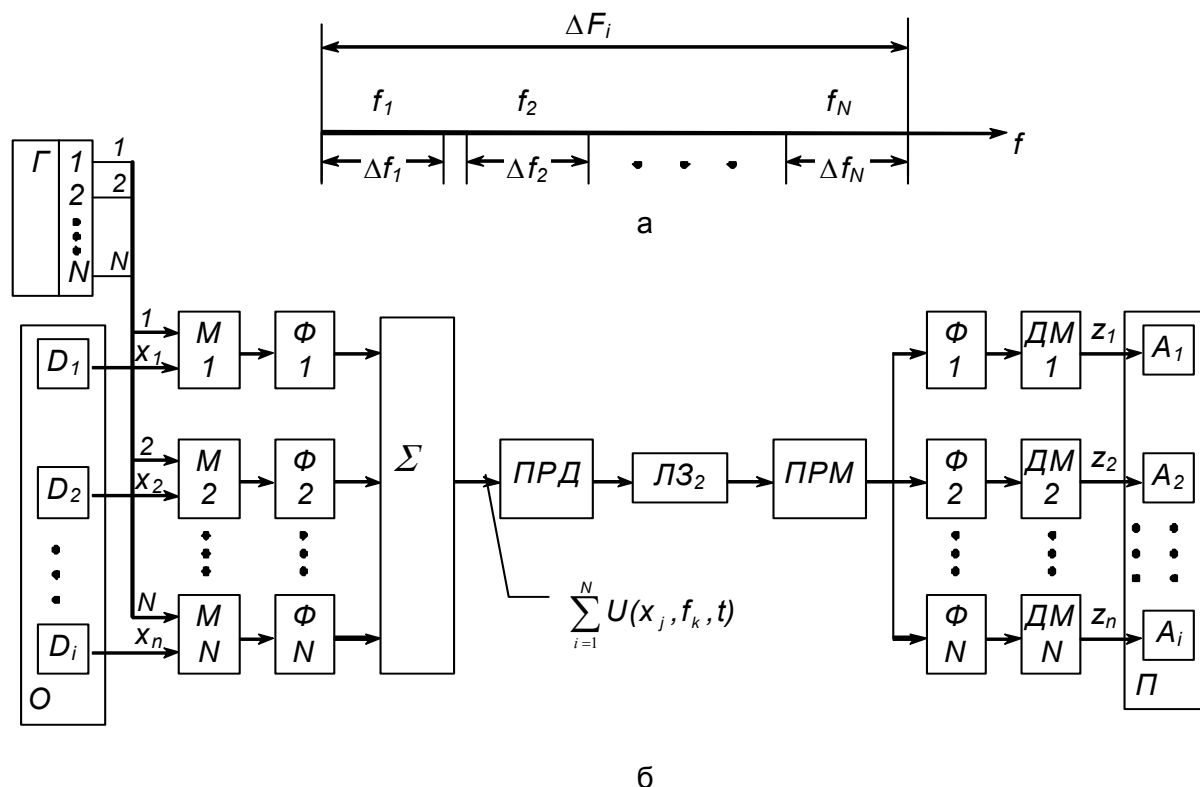


Рис. 5.4. Система з частотним поділом каналів

На приймальній стороні сигнали, попередньо підсилені в приймальному пристрої, надходять у смгові фільтри $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$, які поділяють сигнал. Сигнал з кожного фільтра надходить на свій демодулятор, а з нього – до адресата (реєструвального пристрою) — споживача інформації. У деяких випадках система з частотним поділом каналів може вміщувати ще модулятори й демодулятори несучої частоти, які можна віднести відповідно до передавального й приймального пристроїв. В інших випадках система може бути значно простішою, особливо якщо датчик, модулятор і генератор частоти являють собою єдиний вузол. Прикладом такого вузла може бути LC- або RC-генератор, частота коливань якого може змінюватися залежно від положення рухомої пластини конденсатора, що переміщується під впливом вимірювальної величини U_i . При амплітудній модуляції можна поєднати в один вузол датчик і модулятор. Прикладом цього є міст, який живиться змінним струмом, в одне або декілька плечей якого

ввімкнено фото-, термо- або тензогенератори. Модулятора може й не бути. У цьому випадку вторинна модуляція здійснюється в передавальному пристрої. Необхідно зазначити, що склад структурної схеми залежить від вибраного виду модуляції.

Великою перевагою систем з частотним поділом каналів є можливість одночасної передачі інформації від різних джерел як зосереджених в одному місці, так і розсосереджених у просторі. Їхній недолік — порівняно великий взаємний вплив каналів через перекриття спектрів сигналів, неідеальність фільтрів і появу паразитних частотних складових унаслідок нелінійності електричних кіл. Для усунення взаємного впливу сигналів необхідні добротні фільтри, але вони дуже дорогі.

5.5. Часовий поділ

Часовий поділ базується на тому, що заздалегідь відомо, якому каналу який відрізок часу роботи системи відповідає, тобто при часовому поділі сигнали $U_k(x, t)$ датчиків передаються тільки у відведені для них відрізки часу Δt_k , які не перетинаються (рис. 5.5, а).

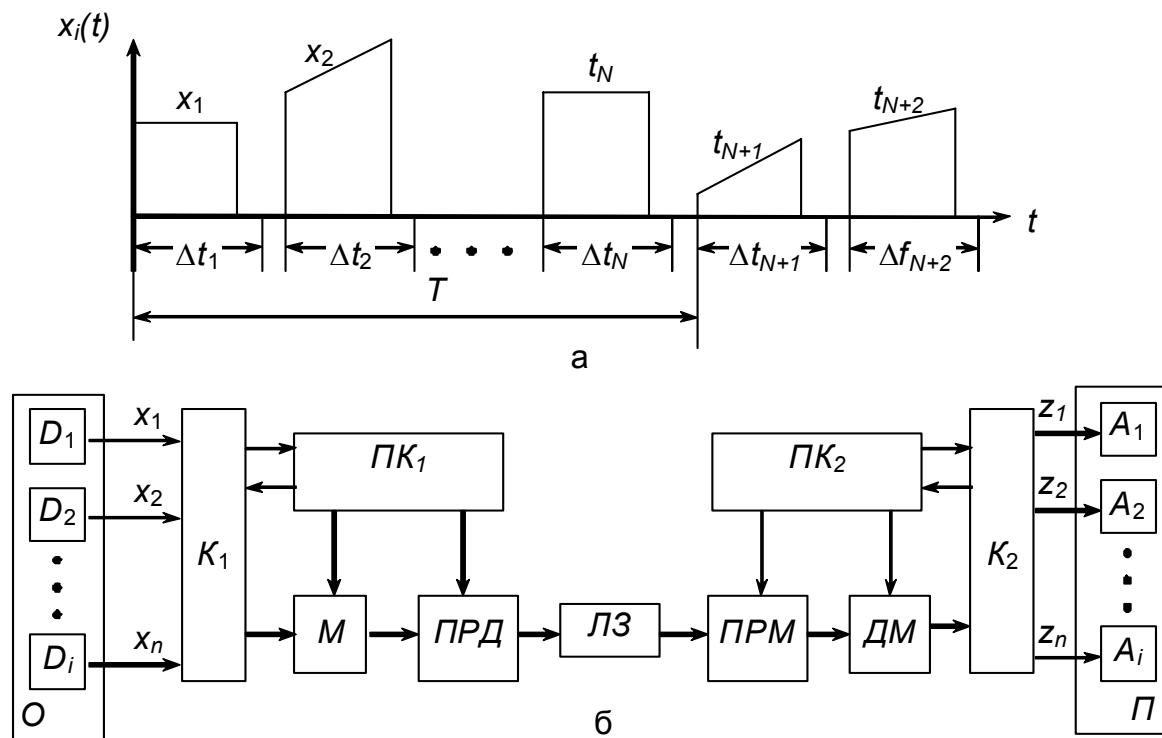


Рис. 5.5. Система з часовим поділом каналів

Поділ інформації в таких системах (рис. 5.5, б) здійснюється комутаторами, робота яких має бути строго синхронізованою (тобто

працювати з однаковою швидкістю на передавальній і приймальній сторонах) і синфазованою (тобто працювати без зсуву). За допомогою комутатора K_1 до модулятора, а потім до передавального пристрою по чергово підключаються датчики D_1, D_2, \dots, D_N . На приймальній стороні системи сигнали після підсилення в приймальному пристрої й демодуляції поділяються комутатором K_2 . Сигнали, які відповідають кожному каналу, надходять до своїх адрес (реєструючих пристроїв) споживача A_1, A_2, \dots, A_N . Синхронізація й синфазування комутаторів на передавальній стороні здійснюється за допомогою пристроїв керування. Пристрій керування $ПК_1$ передавальної сторони виробляє сигнали (імпульси синхронізації), які відрізняються від сигналів, що несуть інформацію. Ці синхронізувальні сигнали (імпульси) передаються по лінії зв'язку й сприймаються пристроєм керування $ПК_2$ приймальної сторони, який керує комутатором K_2 . Синхронізацію на приймальній і передавальній сторонах можна виконати покроково або циклічно.

При покроковій синхронізації роботою комутаторів K_1 і K_2 керує єдиний пристрій керування — генератор імпульсів. При цьому кожному імпульсу синхронізації відповідає один крок комутаторів.

При циклічній синхронізації на приймальній і передавальній сторонах є свої пристрої керування — генератори імпульсів, частоти яких однакові. Унаслідок деякої нерівності частот синхронізація порушується, і один із комутаторів (K_1 або K_2) починає відставати. Це відставання з кожним періодом буде збільшуватися. Для виключення незгодженості роботи системи після кожного періоду керування генератори мають бути синхронізованими. Опитування каналів при часовому поділі буде відбуватися періодично, коли всі датчики послідовно підключаються до системи на однакові інтервали часу.

Взаємний вплив каналів при часовому поділі зазвичай є незначним і дає можливість будувати системи з великою кількістю каналів. Завдяки цій обставині, а також простоті технічних засобів цей метод поділу каналів набув широкого застосування в СКК КІВ.

На рис. 5.6, а показано сигнали на виході датчиків 1, 2, 3 (сигнали X_1, X_2, X_3), на виході комутатора K_1 (модулятора) і сигнали на виходах пристроїв на приймальній стороні в системі з амплітудною модуляцією. Сигнал синхронізації характеризується шириною імпульсу. На рис. 5.6, б показано сигнали на виході модулятора й комутатора K_1 n -канальної системи при широтно-імпульсній модуляції. У цьому випадку найбільша ширина імпульсу, яка відповідає максимально можливому значенню вимірювального параметра x_i , має бути меншою за час, відведений для даного каналу. Тут імпульси синхронізації відрізняються від інформаційних імпульсів амплітудою, а також шириною.

Їхня ширина в 4...5 разів більша за максимальну ширину інформаційних імпульсів.

У системах з часовим поділом каналів неперервна вимірювальна величина передається у вигляді окремих вибірок (рис. 5.6, а, б), віддалених одна від одної на період T . На приймальній стороні системи необхідно відновити величину за цими вибірками. Тому період роботи комутатора (системи) має бути знайдений, виходячи з похибки відновлення досліджуваного процесу. Цей період T можна визначити різними способами, наприклад за теоремою Котельникова:

$$T \leq \frac{1}{2F_{\max}},$$

де F_{\max} — смуга частот швидкозмінного вимірюваного параметра.

Вихідна величина (вихідний процес) відновлюється за допомогою фільтра низьких частот.

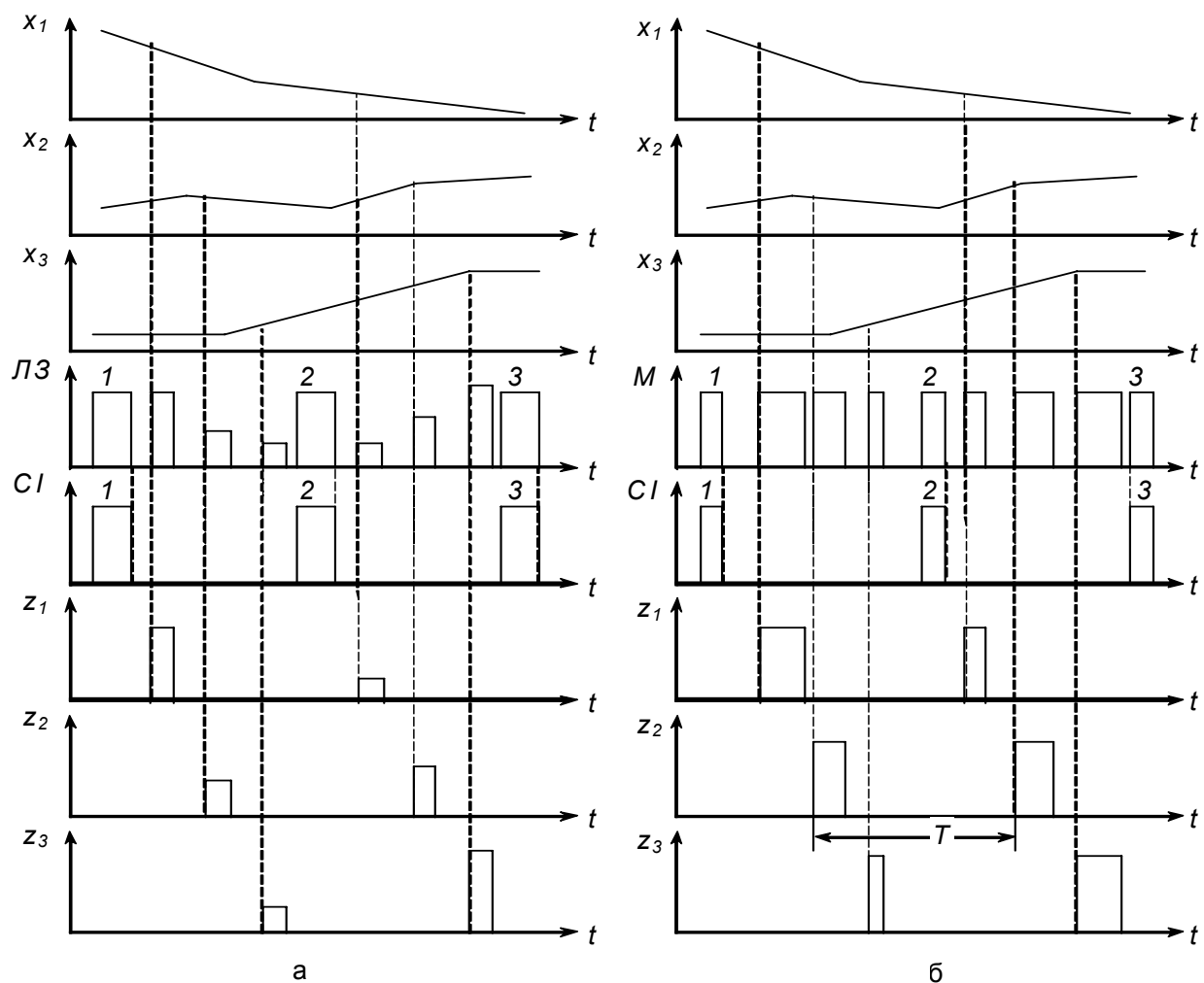


Рис. 5.6. Сигнали в системах з часовим поділом при АМ і ШІМ

У системах з часовим поділом каналів інформація по кожному каналу передається періодично протягом короткого часу Δt_i , причому цей час набагато менший за період опитування всіх каналів, а за решту часу періоду інформація передається по інших каналах. Якщо в системах з частотним поділом кожному каналу виділяється певна смуга частот ΔF (рис. 5.4, а), то в системах з часовим поділом каналів кожному каналу задається свій інтервал часу. Опитування каналів при часовому поділі буде відбуватися періодично, коли всі датчики послідовно підмикаються до системи на однакові інтервали часу. Необхідно відзначити, що як при частотному, так і при часовому поділі каналів для зменшення впливу каналу на канал між ними потрібно залишати захисні проміжки. Значення цих проміжків за частотою й часом визначаються допустимими похибками систем.

5.6. Фазовий поділ

Фазовий поділ потребує зсуву між сигналами в каналах на 90° і тому його практичне використання є дуже обмеженим. Сигнали датчиків x_k , $k = (1, 2)$, модулюють амплітуду синусоїдальних носіїв, які розрізняються за фазою (рис. 5.7). Сигнали на виході модулятора $U(x_k)$ мають амплітуди, які визначаються модулювальними функціями датчиків, і фази відповідно φ_1 і $\varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{2}$:

$$U(x_1) = x_1 \sin \omega_0 t;$$

$$U(x_2) = x_2 \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) = x_2 \cos \omega_0 t.$$

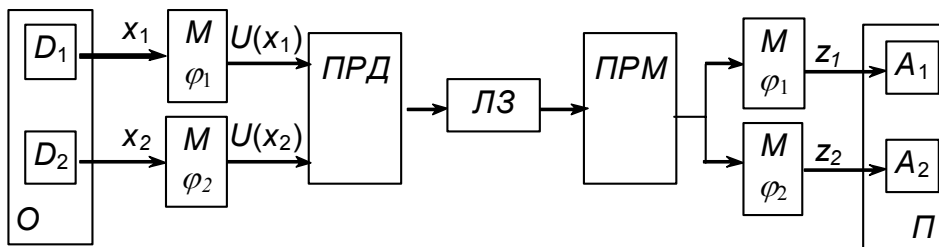


Рис. 5.7. Система з фазовим поділом каналів

Фазові детектори (демодулятори) (ФД) виділяють відповідні модульовальні сигнали Z_1 і Z_2 . Іноді фазовий поділ використовують сумі-

сно з частотним, що дає можливість збільшити в два рази кількість каналів системи з частотним поділом.

5.7. Кодовий поділ

Кодовий канал найчастіше застосовується в комбінації з іншими методами (частотним і часовим) поділу каналів. У системі з кодовим поділом каналів (рис. 5.8) обов'язковими пристроями є кодувальний і декодувальний (кодер і декодер), які своїми кодами формують канали і забезпечують передачу й прийом кодової інформації.

Основна перевага кодового поділу – можливість отримання великої кількості каналів. Такий поділ характеризується достатньо високою завадостійкістю. Кодовий поділ каналів дає можливість передавати інформацію адресатам у довільному порядку.

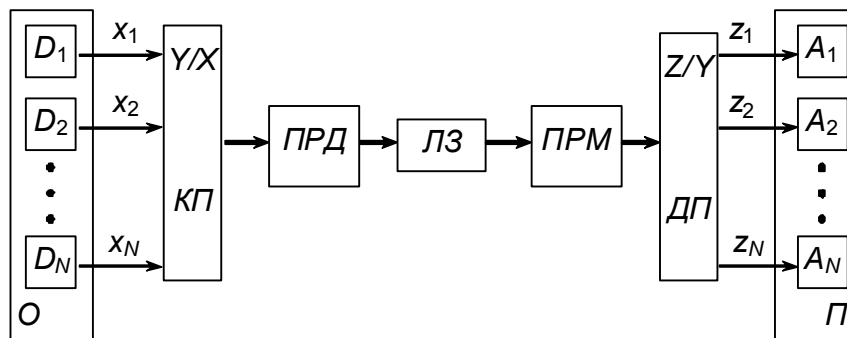


Рис. 5.8. Система з кодовим поділом каналів

Ця важлива перевага поділу каналів забезпечила кодовому методу широке застосування в різних системах передачі інформації. Недоліком кодового поділу каналів є складність його технічної реалізації.

5.8. Кореляційний поділ

При кореляційному поділі сигнали окремих каналів можна подати у вигляді

$$U_k(x,t) = H(x_k,t) = x_k(t)g_k(t),$$

де $g_k(t)$ — функція, яка описує носія інформації з деякою заданою величиною відокремлюваного параметра $a_k(t)$;

$x_k(t)$ — інформаційний параметр, який модулює функцію $g_k(t)$ за амплітудою.

Параметр $x_k(t)$ дорівнює сигналу датчика і являє собою функцію часу, яка повільно змінюється порівняно з $g_k(t)$, і його можна вважати постійним. Сигнал у лінії зв'язку являє собою лінійну комбінацію функцій $g_k(t)$:

$$U_t = \sum_{k=1}^n x_k(t)g_k(t).$$

Якщо функції $g_k(t)$, $k = (1, n)$, лінійно незалежні, то їх на приймальній стороні можна виділити лінійними фільтрами. Такі багатоканальні системи мають назву лінійних. До лінійних належать, зокрема, системи з частотним (рис. 5.4), часовим (рис. 5.5) і фазовим (рис. 5.7) поділом. Важливим різновидом лінійно незалежних сигналів є ортогональні сигнали. Для них існує загальний метод поділу, який базується на застосуванні оператора кореляційної фільтрації до сигналу, що надходить з лінії зв'язку.

6. МЕТОДИ МОДУЛЯЦІЇ І ДЕМОДУЛЯЦІЇ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

6.1. Загальні положення

Первинна інформація, що отримується від датчиків або аналого-цифрового перетворювача (АЦП), подається сигналами, які мають, як правило, дуже широкий спектр. Передача таких сигналів без спотворення форми теоретично потребує смуги частот від нуля до нескінченності. Проте реальні лінії й канали зв'язку мають кінцеву смугу пропускання, що потребує узгодження сигналів, які передаються, з каналом (лінією) зв'язку шляхом модуляції несучого коливання.

Якщо смуга пропускання лінії зв'язку тягнеться від 0 Гц, то передачу інформації можна здійснювати без модуляції, як, наприклад, під час передавання кодових повідомлень про стан об'єкта імпульсами постійного струму по фізичних лініях зв'язку (повітряних і кабельних) в так званій первинній смузі частот. Зазвичай же передачу інформації лінією (каналом) зв'язку здійснюють за допомогою модуляції певних параметрів переносника. При модуляції параметри переносника повідомлення (сигналу) змінюють відповідно до функції, яка відображає повідомлення, що передається, впливаючи на один або декілька параметрів сигналу, до яких належать амплітуда, фаза, частота і т.ін.

Як переносник можуть використовуватися гармонійні сигнали й послідовності імпульсів (рис. 3.2, б, в). Вигляд і назву модуляції визначають залежно від модульованого параметра і форми переносника. Таким чи-

ном, залежно від форми переносника розрізняють гармонійну й імпульсну модуляції.

За виглядом подання повідомлення, що передається (модульованого інформаційного сигналу), розрізняють безперервну й дискретну модуляції. При безперервній модуляції модульований параметр переносника під впливом повідомлення, що передається, може набувати будь-якого значення в деякому безперервному інтервалі своїх значень, а при дискретній — кінцеву кількість значень з деякого інтервалу значень. До дискретних видів модуляції відносять види так званої багатократної модуляції окремих параметрів переносника. При модуляції відразу декількох параметрів переносника отримують комбіновані (змішані) види модуляції.

Модуляцію (безперервну або дискретну) переносника здійснюють за допомогою перетворювача (модулятора) сигналу. Процес відновлення повідомлення при модуляції на переносник за значеннями одного або декількох його параметрів має назву демодуляції, а перетворювач, за допомогою якого здійснюють процес демодуляції, — демодулятора.

Модуляцію застосовують для перенесення спектра частот первинного сигналу в необхідну частотну область лінії або каналу зв'язку. При гармонійній модуляції змінюють який-небудь один або декілька параметрів переносника (синусоїдального коливання) — амплітуду, частоту, фазу відповідно до повідомлень, що передаються. Інформаційний сигнал, впливаючи на той або інший параметр переносника, змінює його так, щоб він повністю відображав інформаційну суть модульовального сигналу. Це перетворення (модуляція) проводиться на модуляторі, на який подається модульовальний сигнал $f(t)$ і переносник $x(t)$.

При гармонійній модуляції переносник (несуче коливання, частота), який виробляється спеціальним генератором, є детермінованим періодичним коливанням, що характеризується n параметрами, яке можна подати функцією часу $x(t, a_1, a_2, \dots, a_n)$, де a_1, \dots, a_n — параметри переносника. Гармонійний сигнал можна описати таким виразом:

$$x(t) = A_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0),$$

де A_0 , ω_0 , φ_0 — амплітуда, кутова частота й початкова фаза гармонійного коливання.

На виході модулятора після перетворення (модуляції) отримують модульований сигнал, що є реакцією перетворювача на дію модульовального сигналу $f(t)$. Залежно від модульованого параметра сигналу розрізняють три види гармонійної модуляції: амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) й фазову (ФМ). Розглянемо методи побудови модуляторів і демодуляторів гармонійних сигналів.

6.2. Амплітудні модуляція і демодуляція

Несуче коливання гармонійних видів модуляції, подамо таким чином

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0).$$

Модулювальний (інформаційний) сигнал $f(t)$ при амплітудній модуляції впливає на постійну амплітуду U_0 коливання несучої частоти, змінюючи її пропорційно до величини модулювального сигналу:

$$U_0 + \Delta U_m f(t),$$

де ΔU_m — найбільше відхилення амплітуди АМ-коливання.

Таким чином, вираз для АМ-коливання можна записати так:

$$U_{AM} = [U_0 + \Delta U_m f(t)] \cos \omega_0 t = U_0 \left[1 + \frac{\Delta U_m}{U_0} f(t) \right] \cos \omega_0 t, \quad (6.1)$$

де відношення $\frac{\Delta U_m}{U_0} = m_a$ має назву коефіцієнта амплітудної модуляції.

Щоб уникнути явища перемодуляції, при якому на виході модулятора різко розширюється спектр модульованого сигналу, значення коефіцієнта m_a вибирається меншим за одиницю. З урахуванням цього вираз (6.1) запишеться таким чином:

$$U_{AM} = [U_0 + \Delta U_m f(t)] \cos \omega_0 t = U_0 [1 + m_a f(t)] \cos \omega_0 t.$$

Якщо інформаційним сигналом є гармонійне коливання однієї частоти з одиничною амплітудою $f(t) = \cos \Omega t$ (рис. 6.1, а), то маємо вираз

$$U_{AM} = [U_0 + m_a \cos \Omega t] \cos \omega_0 t = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{m_a U_0}{2} \cos(\omega_0 t + \Omega) + \frac{m_a U_0}{2} \cos(\omega_0 t - \Omega). \quad (6.2)$$

Перший доданок виразу описує немодульоване несуче коливання, другий і третій доданки з частотами $(\omega_0 + \Omega)$ і $(\omega_0 - \Omega)$ — верхню й нижню бічні частоти. Графік амплітудно-модульованого коливання

наведено на рис. 6.1, б, а його спектр — на рис. 6.1, в. На рис. 6.1, г наведено спектр АМ-коливання при модуляції несучої частоти складним сигналом, що має широкий спектр частот.

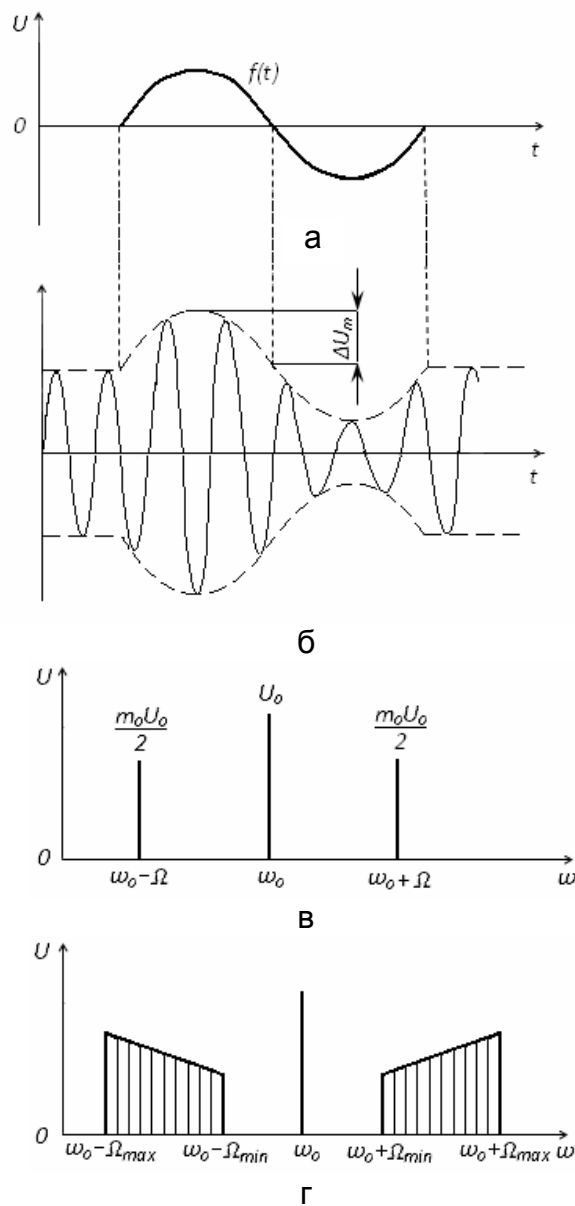


Рис. 6.1. Амплітудна модуляція: а – інформаційний сигнал; б – амплітудно-модульований сигнал; в – спектр амплітудно-модульованого сигналу; г – спектр амплітудно-модульованого сигналу при модуляції сигналом з широким спектром

У такому сигналі замість бічних частот виникають бічні смуги частот. Ширина спектра модульованого сигналу визначається значенням подвоєної частоти спектра модулювального сигналу $\Delta\omega_{AM} = 2\Omega$ для першого випадку і значенням подвоєної максимальної частоти спектра модулювального сигналу $\Delta\omega_{AM} = 2\Omega_{max}$ — для другого. Оскільки бічні смуги частот є дзеркальними відображеннями одна одної відносно несучої частоти та несуть одну й ту ж інформацію

про інформаційний сигнал, то на практиці для зменшення полоси, яку займає АМ-сигнал, підвищення завадостійкості й більш ефективного використання лінії зв'язку передачу, як правило, проводять на одній бічній смузі, зрізаючи одну з бічних смуг відповідним фільтром.

Така передача має назву передачі на одній бічній смузі (ОБС) і застосовується в багатьох системах передачі інформації. При цьому смуга частот, що передаються, скорочується не менш ніж в два рази.

При використанні за модульовальні сигнали повідомлень у дискретній формі отримують дискретні АМ-сигнали (ДАМ-сигнали, маніпуляцію). На рис. 6.2, а показано модульовальний сигнал, ДАМ-сигнали при $m_a = 1$ (рис. 6.2, б) і $m_a < 1$ (рис. 6.2, в), а також спектр ДАМ-сигналу (рис. 6.2, г). Спектр ДАМ-сигналу в каналах передачі обмежують за допомогою фільтрів, наприклад частотою Ω_{\max} . Тоді ширина спектра ДАМ-сигналу буде дорівнювати $2\Omega_{\max}$.

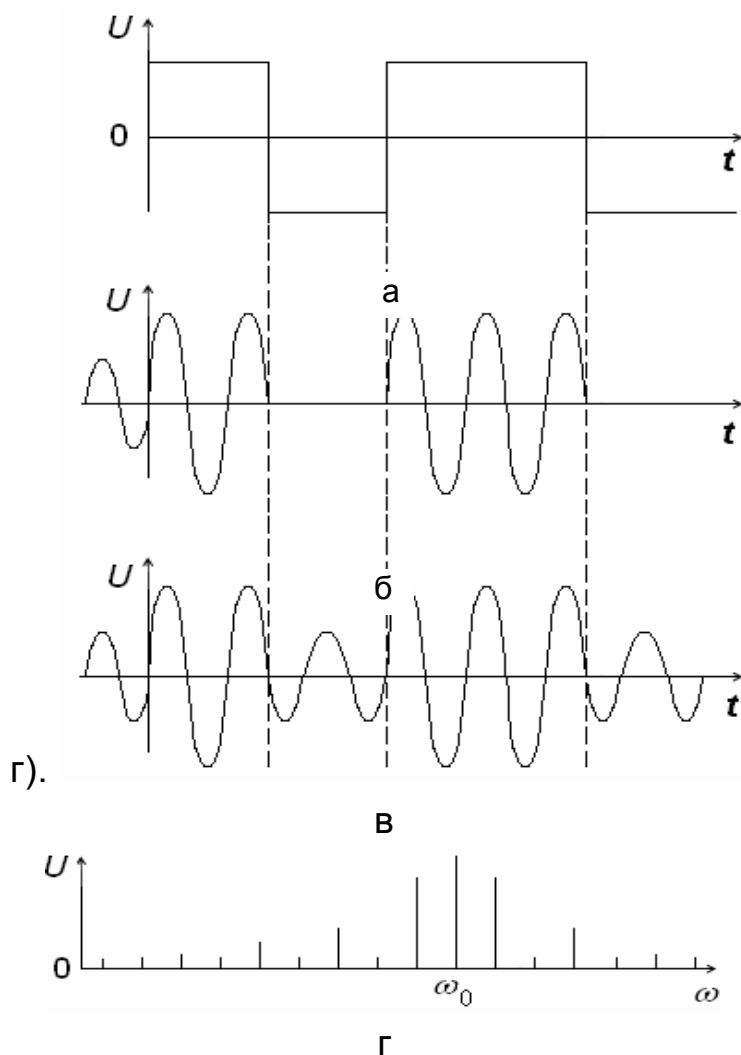


Рис. 6.2. Дискретна амплітудна модуляція: а – модульовальний сигнал; б – ДАМ-сигнал при $m_a = 1$; в – ДАМ-сигнал при $m_a < 1$; г – спектр сигналів при ДАМ

Спрощену структурну схему системи передачі інформації з амплітудною модуляцією зображено на рис. 6.3.

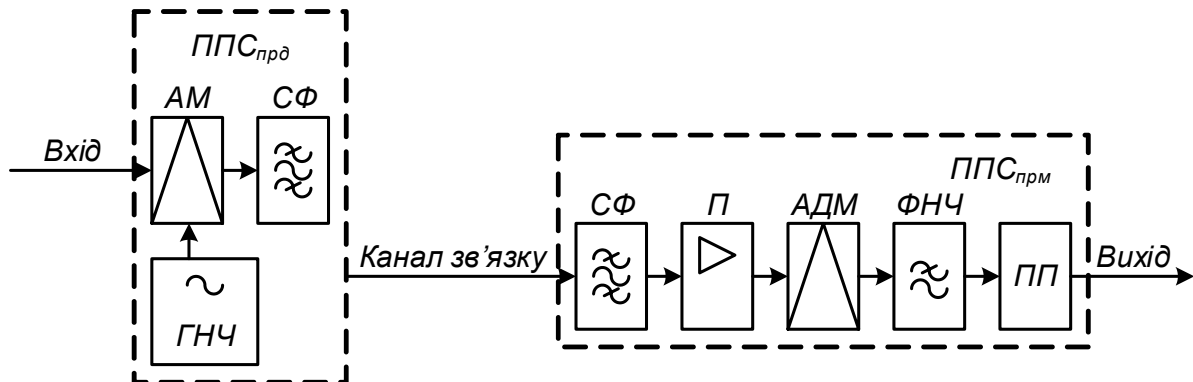


Рис. 6.3. Структурна схема системи передачі інформації з амплітудною модуляцією

Послідовність імпульсів двійкового коду, наприклад, з виходу аналого-цифрового перетворювача (АЦП) надходить на вхід амплітудного модулятора АМ, який, працюючи в режимі дискретної модуляції, пропускає струм генератора несучої частоти (ГНЧ) в канал зв'язку при одній полярності імпульсів і не пропускає його при іншій. При однополярних імпульсах на вході модулятор працює, тобто пропускає струм від ГНЧ, тільки під час дії струмових імпульсів і не працює в паузах. Смуговий фільтр (СФ) на виході пристрою перетворення сигналів передавача (PPC_{прд}) призначений для обмеження спектра сигналу, що передається в канал, шляхом усунення спектральних складових зайвих продуктів модуляції.

На приймальній стороні амплітудно-модульований сигнал потрапляє на СФ пристрою перетворення сигналів приймача (PPC_{прм}), який вирізняє АМ-сигнал на фоні завад, а також зменшує дію тих завад, що надходять з каналу. У багатоканальних системах передачі з частотним поділом каналів смугові фільтри призначені для виділення сигналу цього каналу з групового сигналу. Підсилювач (П), що підсилює сигнал, який надходить з каналу, як правило, виконується з автоматичним регулюванням підсилення для підтримки певного рівня сигналу на вході амплітудного демодулятора.

Амплітудний демодулятор (**АДМ**), який найчастіше виконується за схемою амплітудного детектора (випрямляча), перетворює АМ-сигнали в імпульси постійного струму. Пороговий пристрій (**ПП**), що вмикається на виході **АДМ**, формує прямокутні одно- і двополярні імпульси для нормального функціонування схем, що підмикаються до виходу прийма-

ча, наприклад, декодера або цифро-аналогового перетворювача (**ЦАП**). При поданні на вхід системи безперервного сигналу схема діє аналогічно, з тією лише різницею, що **АМ** працює в режимі модуляції з коефіцієнтом, меншим за одиницю. Неперервний сигнал на приймальній стороні знімається з виходу фільтра нижніх частот **ФНЧ**. У цьому випадку пороговий пристрій вимикається.

Перевагою таких систем передачі сигналів є простота реалізації, недоліками — низька завадостійкість і велика чутливість до дії імпульсних завад і короткочасних переривань каналу.

6.3. Частотні модуляція і демодуляція

При частотній модуляції модулювальний сигнал $f(t)$ впливає на частоту ω_0 несучого коливання, яка змінюється в часі щодо свого центрального значення за законом інформаційного сигналу $f(t)$:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega f(t),$$

де $\Delta\omega$ — девіація частоти, тобто відхилення кутової частоти ω від центрального значення ω_0 .

Відношення $\Delta\omega / \Omega = m_f$ має назву індекса (коефіцієнта) частотної модуляції. З урахуванням того, що фаза коливання при ЧМ визначається як

$$\int_0^t \omega dt = \int_0^t [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(t) dt$$

і амплітуда модульованої напруги залишається постійною, частотно-модульоване коливання (рис. 6.4, а) матиме вигляд

$$U_{\text{ЧМ}} = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(t) dt\right].$$

Якщо модулювальним коливанням є інформаційний сигнал однієї частоти Ω , то спектр ЧМ-сигналу (рис. 6.4, б) має дві бічні смуги, які містять нескінченну послідовність гармонійних коливань, віддалених одне від одного на Ω і амплітуда яких зменшується з віддаленням їх від несучої частоти ω_0 .

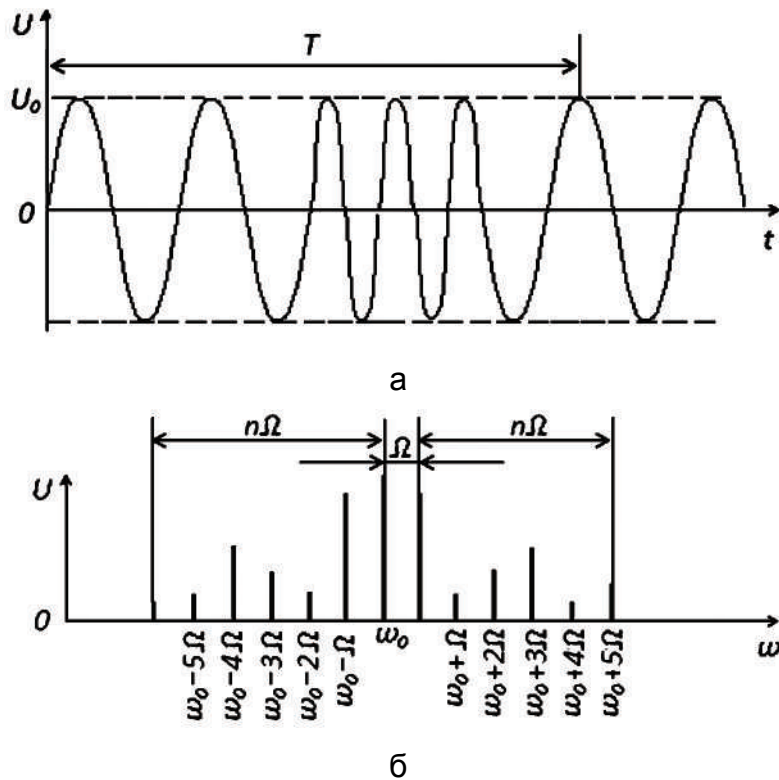


Рис. 6.4. Частотно-модульований сигнал (а) і його спектр (б)

Це необхідно враховувати при визначенні ширини спектра, який завжди обмежують частотними складовими, амплітуди які не менші за деяку певну величину (5 ... 10 % амплітуди U_0 несучої частоти). Як правило, ширину спектра сигналів при ЧМ визначають з виразу $\Delta\omega_{\text{ЧМ}} \approx 2m_f\Omega$. Таким чином, ширина спектра значною мірою визначається індексом частотної модуляції m_f . Залежно від вибраного значення m_f розрізняють вузькосмугову (з малими індексами m_f) і широкосмугову (з великими індексами m_f) частотні модуляції. Ширина спектра при вузькосмуговій ЧМ наближається до ширини спектра АМ-сигналу.

При використанні послідовності прямокутних імпульсів (рис. 6.5, а) як інформаційних сигналів отримують ДЧМ — дискретну частотну модуляцію (маніпуляцію) (рис. 6.5, б). Спектр сигналу при ДЧМ зображено на рис. 6.5, в.

З його аналізу випливає, що необхідна ширина спектра при цьому дорівнює $2\Omega_{\text{max}} + (\omega_2 - \omega_1)$, що більше, ніж при ДАМ, на величину $(\omega_2 - \omega_1)$, тобто спектр ДЧМ-сигналу більший, ніж спектр ДАМ-сигналу на величину $(\omega_2 - \omega_1)$.

До переваг ЧМ у порівнянні з АМ належить вища завадостійкість, особливо при широкополосній ЧМ. Це пояснюється тим, що частота сигналу менш схильна до дії завад, ніж амплітуда.

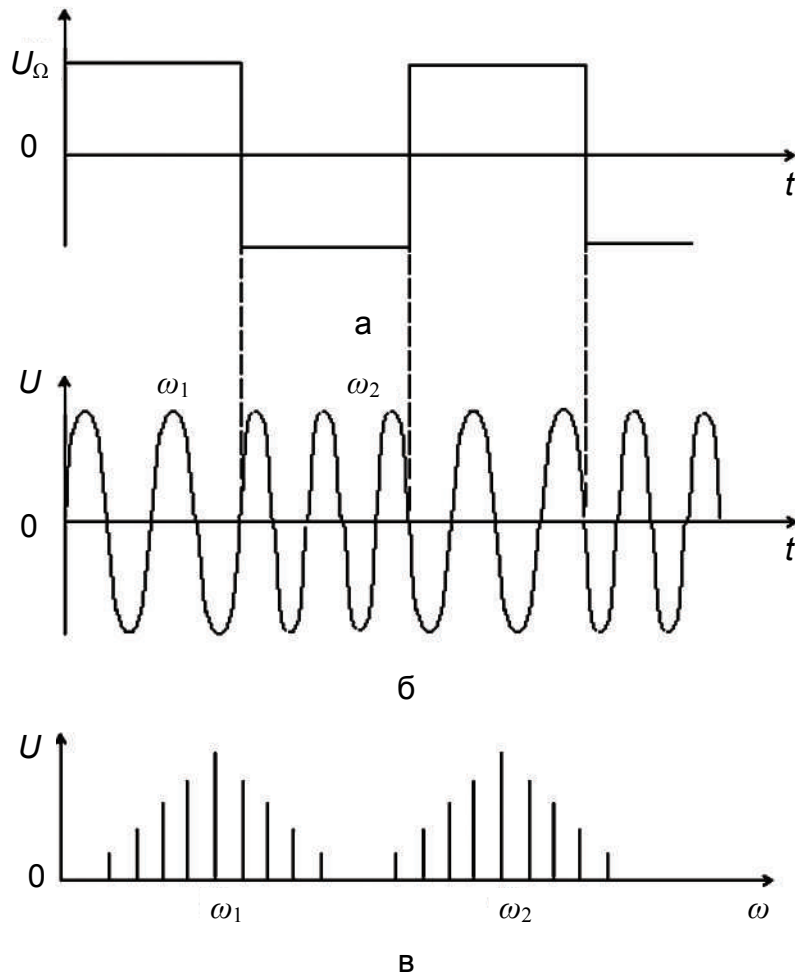


Рис. 6.5. Дискретна частотна модуляція: а – інформаційний сигнал; б – ДЧМ-сигнал; в – спектр ДЧМ-сигналу

На рис. 6.6 зображено спрощену структурну схему системи передачі з частотною модуляцією.

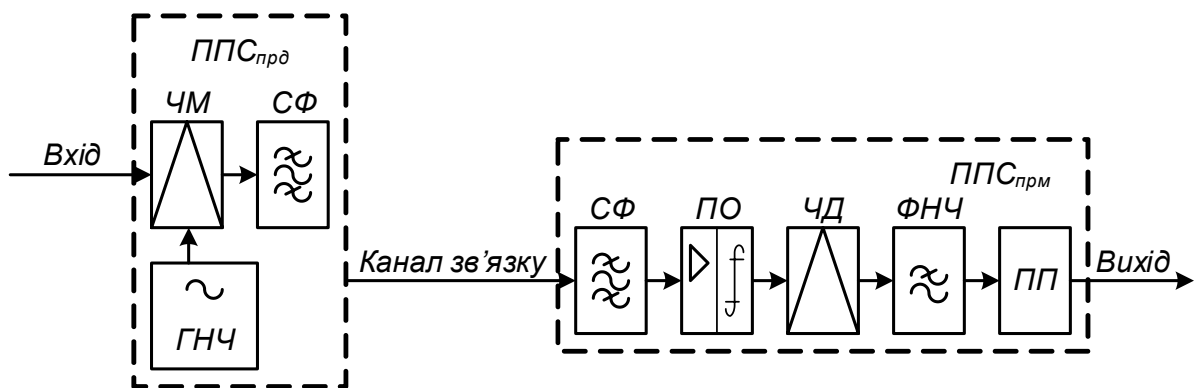


Рис. 6.6. Структурна схема системи передачі з частотною модуляцією

Вхідні сигнали у вигляді послідовності прямокутних імпульсів надходять на вхід частотного модулятора (ЧМ), що містить генератор несучої частоти (ГНЧ), яка змінюється під впливом імпульсів, що надходять на вхід ЧМ, шляхом змінення реактивного параметра контура (наприклад, ємності) відповідно до закону змінення знаку інформаційного імпульсу, який передається. Смуговий фільтр (СФ), установлений на виході пристрою перетворення сигналів передавача (ППС_{прд}), усуває зайві продукти модуляції і тим самим обмежує спектр ЧМ-сигналу, що передається в канал.

Частотно-модульовані сигнали, що надходять на вхід пристрою перетворення сигналів приймача (ППС_{прм}), проходять через СФ, який підвищує відношення сигнал/завада, і надходять на підсилювач-обмежувач (ПО). Він підсилює сигнали, усуває вплив коливання рівня сигналів в каналі на рівень сигналів, які демодуються, і зменшує дію імпульсних завад. Частотний детектор (ЧД) (дискримінатор) є основним елементом ППС_{прм}, який використовується для виділення інформаційного сигналу з частотно-модульованого. Частотні дискримінатори є частотно-залежними пристроями, напруга на виході яких залежить від частоти вхідного сигналу. Таким чином, дискримінатори перетворюють частотно-модульований сигнал на амплітудно-модульований. Для перетворення амплітудно-модульованого сигналу в інформаційний на виході частотного дискримінатора вмикають зазвичай амплітудний детектор.

Існують частотні дискримінатори з одним (рис. 6.7,а) і двома (рис. 6.7, б) розстроєними контурами. Двоконтурна схема дискримінатора отримала назву балансної. У першій схемі контур настраюється на частоту $\omega_0 + \Omega$ (або $\omega_0 - \Omega$). У балансному дискримінаторі один з контурів настраюється на частоту $\omega_0 - \Omega$ а другий — на $\omega_0 + \Omega$. Як впливає з графіків на рис. 6.7, вихідна напруга балансного дискримінатора (штрихова лінія) значно перевищує за амплітудою напругу на виході одноконтурної схеми, чим забезпечується його вища чутливість і завадостійкість. Фільтр нижніх частот і пороговий пристрій, що вмикаються на виході ППС_{прм}, мають ті ж призначення, що й при АМ. У разі передачі неперервних сигналів дія схеми є аналогічною. Неперервний сигнал на приймальній стороні може зніматися на виході ФНЧ. Перетворювальний пристрій при цьому відмикається.

До переваг систем з частотною модуляцією перед системами з амплітудною модуляцією належить відсутність необхідності оптимізації порогу спрацьовування ПП для кожного відношення сигнал/завада в каналі, оскільки в системі з частотною модуляцією

проводиться порівняння різниці обвідних частот $\omega_0 - \Omega$ та $\omega_0 + \Omega$ з нульовим порогом, що не залежить від відношення сигнал/завада, за рахунок чого отримується значний вигравш у завадостійкості порівняно з амплітудною модуляцією. До недоліків передачі з частотною модуляцією можна віднести значну чутливість приймача до змінення частоти в каналі.

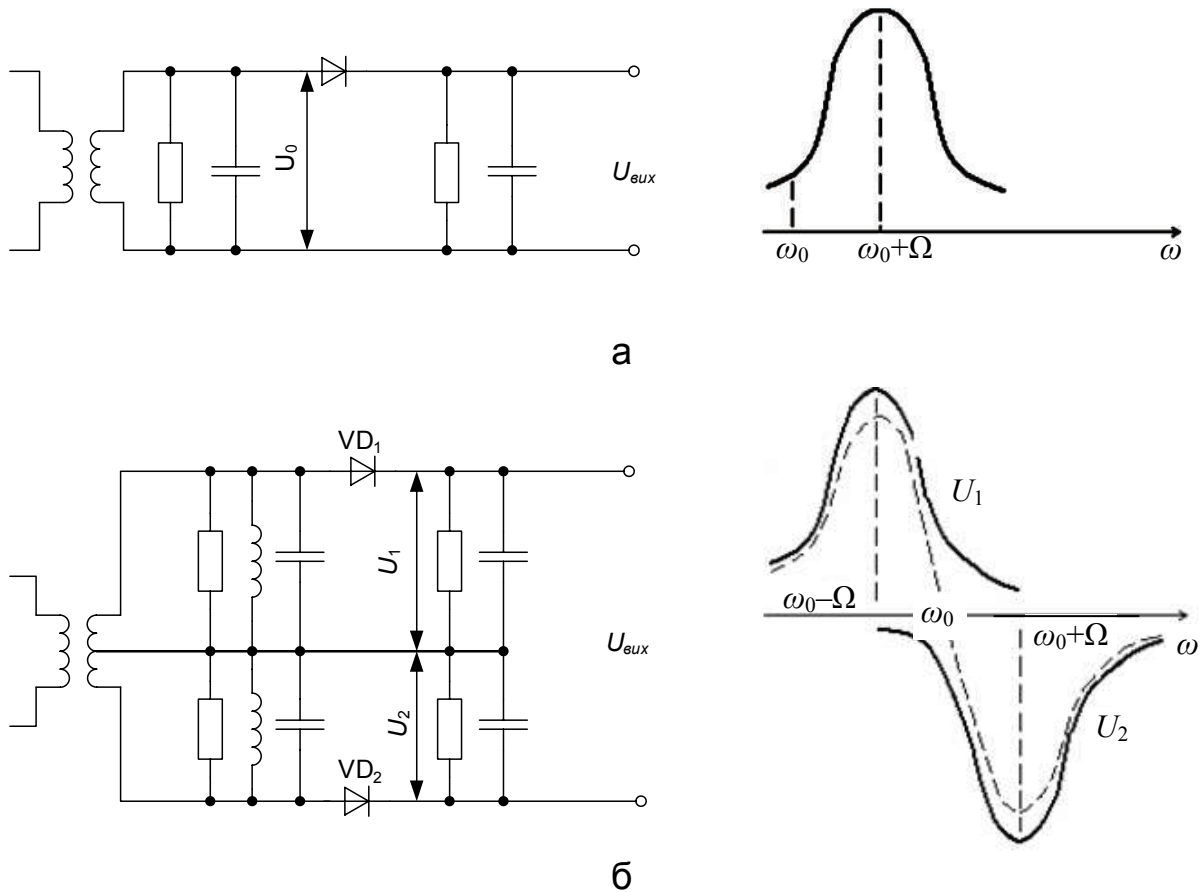


Рис. 6.7. Частотні дискримінатори з одним (а) і двома (б) розстроєними контурами

6.4. Фазові модуляція і демодуляція

При фазовій модуляції модульовальний сигнал $f(t)$ впливає на фазу несучого коливання, яка змінюється в часі відносно свого початкового значення за законом інформаційного сигналу:

$$U_{\text{фМ}} = U_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\phi f(t)],$$

де $\Delta\varphi$ — індекс фазової модуляції.

Ширина спектра ФМ-сигналу визначається виразом

$$\Delta\omega_{\text{ФМ}} = 2\Delta\varphi\Omega.$$

Для передачі інформації застосовується, як правило, дискретна фазова модуляція (ДФМ) (маніпуляція), коли як інформаційне повідомлення використовуються дискретні повідомлення у вигляді послідовності прямокутних імпульсів (рис. 6.8, а).

Варіанти ДФМ розрізняють за кратністю. При простій, одноразовій ФМ фази несучого коливання (рис. 6.8, б), що відповідають струмовій і безструмовій послілкам або позитивному і негативному імпульсам, відрізняються на 180° (рис. 6.8, в).

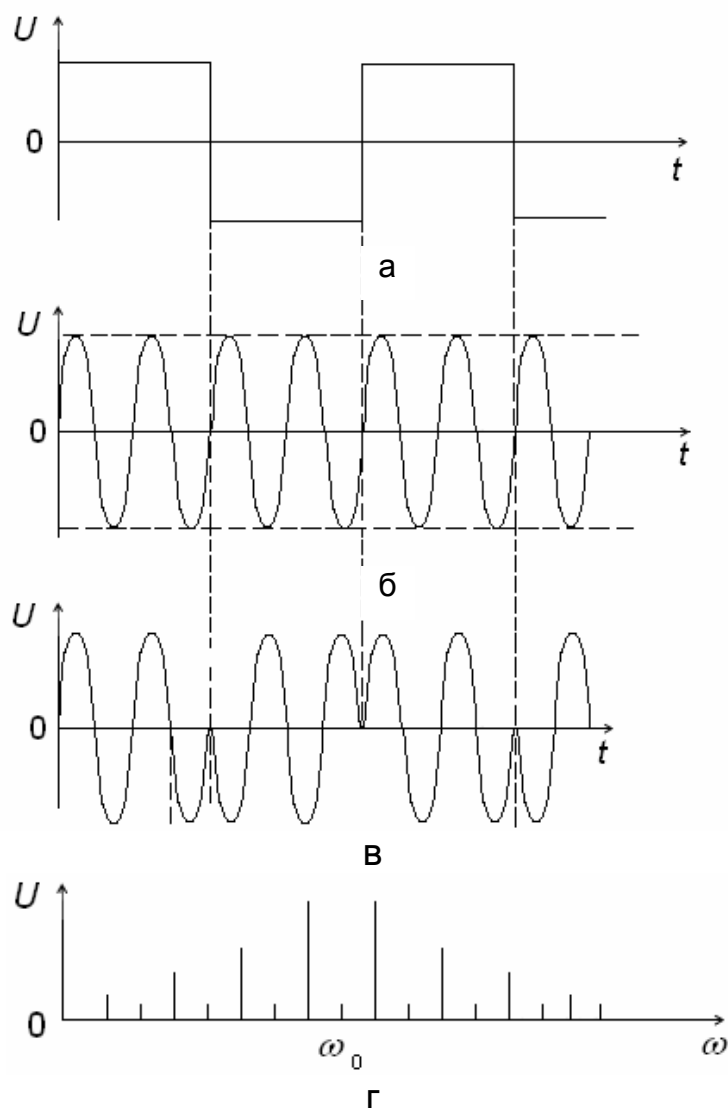


Рис. 6.8. Дискретна фазова модуляція: а – інформаційний сигнал; б – несуча частота; в – ДФМ-сигнал при однократній ФМ; г – спектр сигналу при однократній фазовій модуляції

Спектр сигналу при одноразовій ФМ (рис. 6.8, г) приблизно відповідає спектру ДАМ-сигналу. Окрім одноразової ФМ, на практиці набули поширення також дворазова й триразова ФМ. Фазові методи модуляції більшої кратності не застосовуються через їх низьку завадостійкість. До переваг методів ФМ порівняно з АМ можна віднести їхню високу завадостійкість.

Структурну схему системи передачі з фазовою модуляцією зображено на рис. 6.9. При поданні на вхід модулятора ФМ неперервних сигналів фазову модуляцію з малим індексом отримують шляхом підсумовування вихідних сигналів з двох паралельно ввімкнених кілець амплітудних модуляторів, на які подаються коливання, що несуть інформацію, зсунуті за фазою одне відносно одного на 90° . ДФМ отримують на основі використання ключових і діодних схем. Прості фазові модулятори для одноразової ФМ будуються за ключовою (рис. 6.10, а) і кільцевою (рис. 6.10, б) схемами.

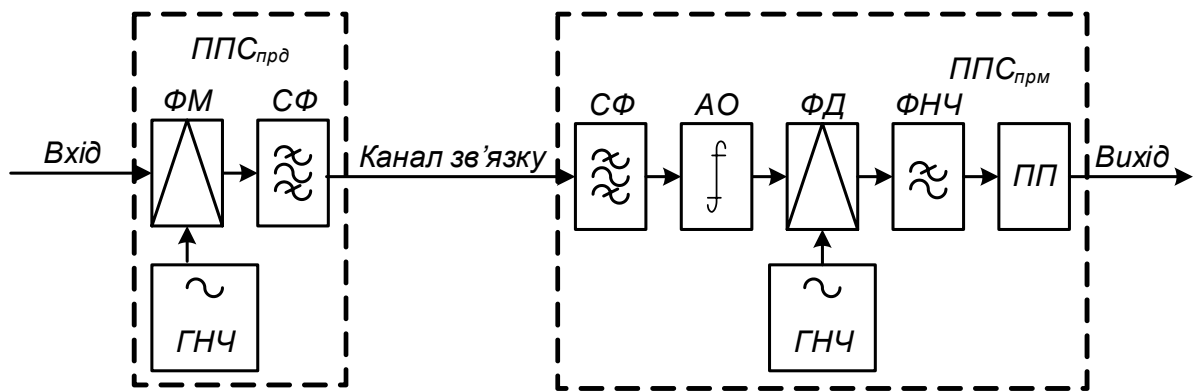


Рис. 6.9. Структурна схема системи передачі з ФМ

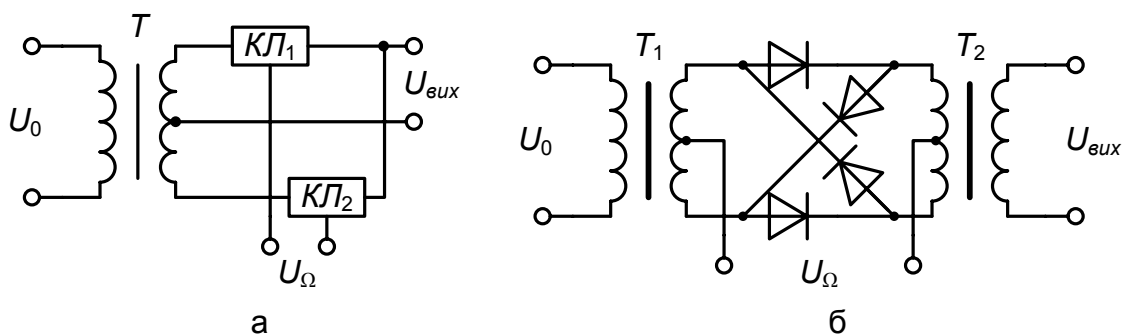


Рис. 6.10. Ключова (а) і кільцева (б) схеми фазових модуляторів

У ключовій схемі змінення фази гармонійного коливання на вході отримують за допомогою трансформатора із середньою точкою і ключів $Kл_1$ та $Kл_2$, які залежно від полярності напруги, що подається на їхні керувальні входи, відкриваються або закриваються, посиляючи

в лінію напругу з різною фазою (0° або 180°). У кільцевому модуляторі змінення напрямку струму в первинній обмотці вихідного трансформатора T_2 проводиться за допомогою перемикання діодів різнополярними імпульсами з напругою U_Ω . При цьому фаза вихідного сигналу змінюється на 180° . ППС_{прд} містить окрім фазового модулятора (ФМ) і генератора несучої частоти смуговий фільтр, призначення якого таке саме, як і для АМ і ЧМ. На приймальній стороні в ППС_{прм} ФМ-сигнал фільтрується СФ, обмежується за амплітудою обмежувачем амплітуди (ОА) і подається на фазовий демодулятор (ФД).

Фазові демодулятори призначені для демодуляції фазо модульованих сигналів і виконуються на тих самих схемах, що й фазові модулятори. Для демодуляції ДФМ-сигналів застосовуються схеми балансного (рис. 6.11, а) і кільцевого (рис. 6.11, б) фазових детекторів.

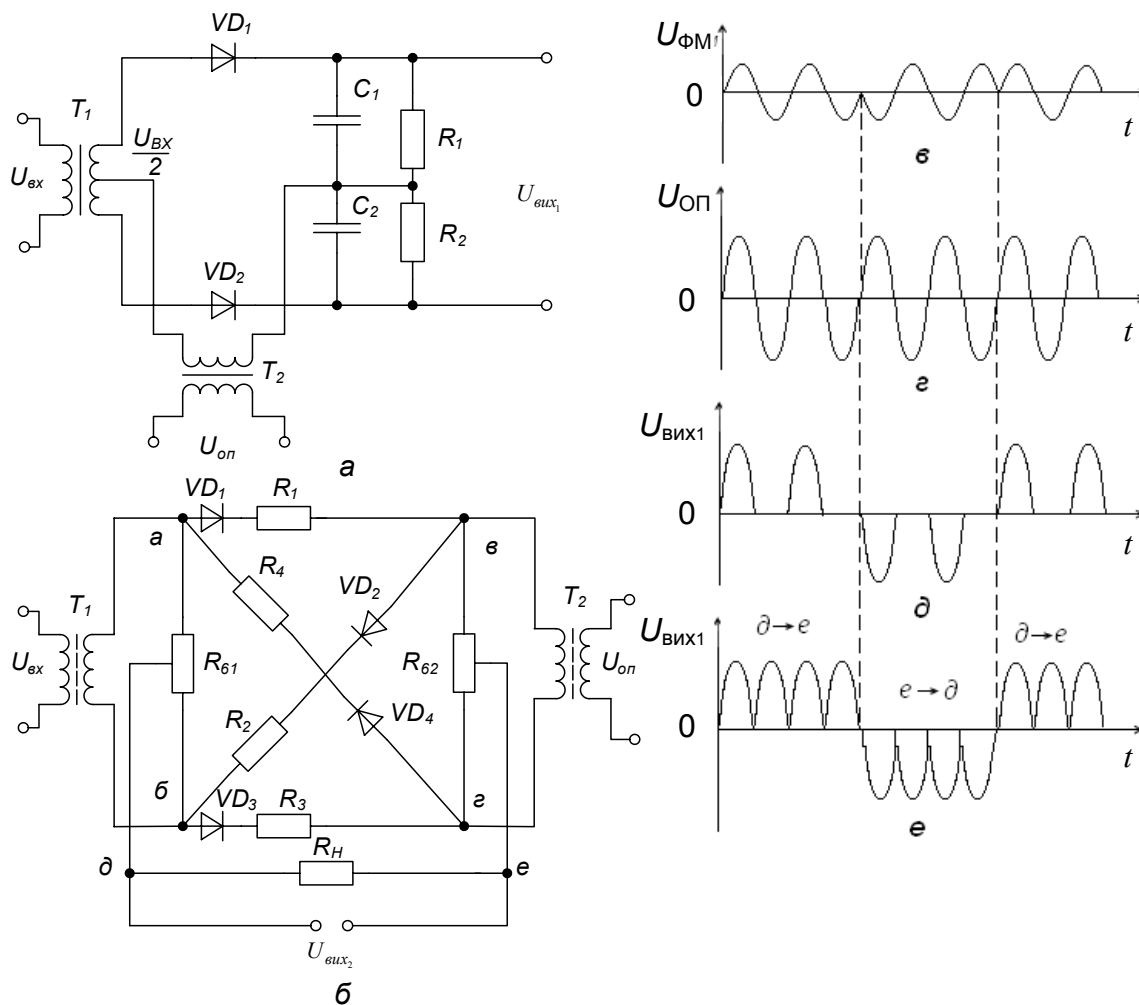


Рис. 6.11. Демодуляція ФМ-сигналів: а – балансний фазовий детектор; б – кільцевий фазовий детектор; в – вхідний ФМ-сигнал; г – опорна напруга; д – сигнал на виході балансного детектора; е – сигнал на виході кільцевого детектора

Необхідною умовою якісної демодуляції вхідного ДФМ-сигналу (рис. 6.11, е) є вибір опорної напруги $U_{оп}$ (рис. 6.11, г), яка має збігатися за частотою з вхідним коливанням $U_{вх}$ і перевищувати його за амплітудою в 1,5 – 2 рази для управління роботою діодів детектора. Напруга на виходах детекторів не залежить від $U_{оп}$ і визначається тільки вхідним сигналом.

Сигнали на виходах фазових детекторів мають імпульсний характер. Однак через те, що в баланській схемі детектора використовується лише одна пара діодів, форма вихідного сигналу $U_{вих_1}$ (рис. 6.11, д) буде відрізнятися від форми сигналу $U_{вих_2}$ (рис. 6.11, е) на виході кільцевого детектора.

Для отримання імпульсів постійного струму прямокутної форми на виході ФД вмикають ФНЧ і пороговий пристрій (ПП).

Фазова модуляція забезпечує вищу завадостійкість передачі, ніж ЧМ і особливо АМ. Однак реалізація системи з ФМ пов'язана з деякими труднощами, основною з яких є необхідність формування на приймальній стороні синфазної з приймальним сигналом опорної напруги $U_{оп}$ несучої частоти. У баланському демодуляторі (рис. 6.11, а) роботою діодів VD_1 і VD_2 керує опорна напруга $U_{оп}$ (рис. 6.11, г), що подається на один з його входів.

Діоди VD_1 і VD_2 відкриваються лише у разі надходження позитивних напівперіодів $U_{оп}$ і замкнуті в негативні напівперіоди. Кут зсуву фаз між опорним сигналом $U_{оп}$ і вхідним фазомодульованим сигналом $U_{вх}$ (рис. 6.11, в) визначає напрям струму, що протікає через резистори R_1 та R_2 . Коли фази $U_{вх}$ і $U_{оп}$ збігаються, струм протікає через VD_1 , у випадку, коли фази $U_{вх}$ і $U_{оп}$ відрізняються на 180° , — через VD_2 . Таким чином, напруга на виході демодулятора $U_{вих_1}$ (рис. 6.11, д) буде виникати лише в позитивні напівперіоди $U_{оп}$, а її полярність буде залежати від взаємодії фаз $U_{вх}$ і $U_{оп}$.

У схемі кільцевого фазового демодулятора (рис. 6.11, б), як і в схемі балансного, роботою діодів керує опорна напруга $U_{оп}$, яка подається на один із входів демодулятора. На другий вхід демодулятора подається фазомодульований сигнал $U_{вх}$ (рис. 6.11, в), фаза якого змінюється за законом інформаційного сигналу U_{Ω} (рис. 6.8, а).

За допомогою балансних резисторів $R_{б_1}$ і $R_{б_2}$ добиваються того, щоб значення вихідної напруги $U_{вих_2}$ дорівнювало нулю за відсутності однієї з вхідних напруг ($U_{вх}$ або $U_{оп}$).

При виникненні позитивної півхвилі $U_{оп}$ в точці $в$ демодулятора буде позитивний потенціал, а в точці $е$ — негативний. При цьому діоди VD_2 і VD_3 будуть відкритими. При зміненні полярності в точках $в$ і $е$ демодулятора відкриваються діоди VD_4 і VD_1 .

Розглянемо випадок збігу фаз сигналів $U_{оп}$ і $U_{вх}$. При позитивних потенціалах в точках $а$ і $в$ (діоди VD_2 і VD_3 відкриті) струм, що виникає під дією напруги $U_{вх}$, проходить від точки $а$ до точки $б$ через резистор навантаження R в напрямку від точки $д$ до точки $е$ за ланцюжком: «плюс» — точка $а$, $R_{б_1}$, точка $д$, $R_н$, точка $е$, $R_{б_2}$, точка $в$, діод VD_2 , R_2 , точка $б$ — «мінус». Оскільки $f_{вх} = f_{оп}$, то змінення полярностей напруг $U_{вх}$, $U_{оп}$ відбувається одночасно. Тому в наступний напівперіод $U_{оп}$ позитивні потенціали будуть у точках $б$ і $е$, а негативні — в точках $а$ і $в$. Діоди VD_4 і VD_1 відкриваються.

Струм, утворений дією напруги $U_{вх}$, протікає від точки $б$ до точки $а$ через резистор $R_{б_1}$ у тому ж напрямку тобто від точки $д$ до точки $е$ за ланцюжком: «плюс» — точка $б$, $R_{б_1}$, точка $д$, $R_н$, точка $е$, $R_{б_2}$, точка $е$, діод VD_4 , R_4 , точка $а$ — «мінус».

Через $R_н$ протікає імпульсний струм (рис. 6.11, $е$) з постійною складовою, що обумовлює постійну напругу, «плюс» якої прикладено до точки $д$, а «мінус» — до точки $е$. Якщо $U_{вх}$ та $U_{оп}$ не збігаються за фазою, тобто вони зсунуті за фазою на 180° , струм через $R_н$ буде протікати в протилежному напрямку — від точки $е$ до точки $д$.

Наприклад, у випадку подачі позитивних потенціалів у точки $б$ і $в$ будуть відкриті діоди VD_2 та VD_3 , а струм, що обумовлений напругою $U_{вх}$, буде протікати через резистор $R_н$ за ланцюжком: «плюс» — точка $б$, діод VD_3 , R_3 , точка $е$, $R_{б_2}$, $R_н$, точка $д$, R_1 , точка $а$ — «мінус».

При зміненні фаз вхідної $U_{вх}$ та опорної $U_{оп}$ напруг на 180° позитивні потенціали опиняться в точках $а$ і $е$, діоди VD_4 і VD_1 відкриються й струм, створюваний під дією напруги $U_{вх}$, буде протікати через $R_н$ за тим же напрямком — від точки $е$ до точки $д$ за ланцюжком: «плюс» — точка $а$, діод VD_1 , R_1 , точка $в$, $R_{б_2}$, точка $е$, $R_н$, точка $д$, $R_{б_1}$, точка $б$ — «мінус» (рис. 6.11, $е$).

Таким чином, на резисторі $R_н$ виділиться постійна напруга, «плюс» якої прикладено до точки $е$, а «мінус» — до точки $д$.

6.5. Відносна фазова модуляція

При відносній фазовій модуляції (ВФМ) інформація, що закодована в кожному елементі, який приймається, визначається шляхом порівняння з одним із елементів, що йому передуює, зазвичай із суміжним. Так, при одноразовій ВФМ під час передавання інформаційного нульового елемента фаза несучого коливання елемента, який передається, залишається тією самою, що й у попереднього, а під час передавання одиничного — змінюється на 180° .

На відміну від цього при звичайній ФМ фаза несучого коливання змінюється при зміні знака елемента (0 або 1). Щоб визначити інформацію, яка міститься в першому елементі повідомлення, що передається, перед ним в лінію зв'язку посилається додатковий елемент з довільною фазою коливання несучої частоти.

На відміну від звичайної фазової модуляції система з ВФМ містить додатковий кодувальний пристрій, що вмикається на вході $ППС_{прд}$ перед фазовим модулятором, яким може бути звичайний тригер з рахунковим входом. Робота тригера полягає в тому, щоб під час дії на його вході одиничного сигналу (імпульс струму) полярність вихідної напруги змінювалася й викликала змінення фази напруги на виході ФМ на 180° . Приймання сигналів ОФМ здійснюється автокореляційним (некогерентним) або когерентним методом.

7. МЕТОДИ БАГАТОКРАТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

7.1. Загальні відомості

Дискретна модуляція відрізняється від неперервної тим, що модульований параметр переносника може приймати деяку кінцеву кількість значень з інтервалу своїх значень. Метод дискретної модуляції переносника двійковою послідовністю прямокутних імпульсів отримав назву маніпуляції.

Проте як інформаційні можуть застосовуватися не тільки двійкові послідовності, але й багатопозиційні сигнали (які приймають значення більше за двійку). Модуляція, при якій переносник модулюють інформаційною послідовністю багатопозиційних (БП) сигналів, отримала назву багатократною, або багатопозиційною.

З багатократних методів модуляції широко застосовуються лише багатократна ФМ. Багатократні методи АМ і ЧМ не набули широкого по-

ширення, перші через порівняно низьку завадостійкість, другі — через малу інформативність одиничних елементів. Тому на практиці більш поширеними є багаточастотні методи передачі, коли в лінію (канал) зв'язку передають не одне значення частоти переносника з кінцевої кількості частот, а одночасно декілька частот різних переносників.

Крім того, слід зазначити й багатопозиційний метод передачі сигналів за формою, при якому формування сигналу, що передається лінією зв'язку, здійснюється шляхом підсумовування декількох ДФМ-сигналів. Для передачі інформації також широко використовуються багатократні комбіновані (змішані) види модуляції.

7.2. Методи багатократної фазової модуляції

Окрім методу одноразової ФМ широко застосовують також дворазову, триразову, чотириразову та інші види ФМ. Проте практичне застосування з багатократних методів передачі інформації отримали лише дворазова й триразова ФМ у поєднанні з ВФМ: ДВФМ і ТВФМ.

Дворазова відносна фазова модуляція. При ДВФМ сигнал, що передається в лінію зв'язку, може набувати чотирьох значень фази. Оскільки при ДВФМ використовуються відносні методи ФМ, то інформація міститься в співвідношенні фаз несучих коливань сусідніх k -го і $(k - 1)$ -го елементів. При ДВФМ можуть застосовуватися два варіанти формування сигналів (табл. 7.1).

Таблиця 7.1

Значення двох бітів	Змінення фази $\Delta\varphi_i$, градус	
	1-й варіант	2-й варіант
00	0	45
01	90	135
10	270	315
11	180	225

Перший варіант, незважаючи на простішу реалізацію, не знайшов широкого розповсюдження через складність виділення коливань тактової частоти на приймальній стороні у разі тривалої передачі нулів, коли тривалий час немає змінень фази, що призводить до зриву синхронізації. Другий варіант ДВФМ дає можливість позбутися цього недоліку.

Сигнали ДВФМ у системах передачі формують, як правило, за допомогою стабільних кварцових генераторів і керованих подільників частоти. Метод передачі ДВФМ-сигналів дає можливість забезпечити удвічі більшу швидкість передачі інформації у порівнянні з використанням ВФМ- та АМ-сигналів при використанні тієї ж смуги частот,

Триразова відносна фазова модуляція. При ТВФМ на відміну від ДВФМ проводиться кодування трьох бітів двійкової інформації (табл. 7.2).

Таблица 7.2

Значення трьох бітів двійкової інформації	Змінення фази $\Delta\phi$, градус	Значення трьох бітів двійкової інформації	Змінення фази $\Delta\phi$, градус
001	0	111	180
000	45	110	225
010	90	100	270
011	135	101	315

Для приймання сигналів з ТВФМ можуть використовуватися як когерентний, так і автокореляційний методи. Проте на практиці більш широке застосування знайшов перший метод, оскільки при автокореляційному методі відчутно знижується завадостійкість. Структурну схему когерентного приймача ТВФМ-сигналів зображено на рис. 7.1.

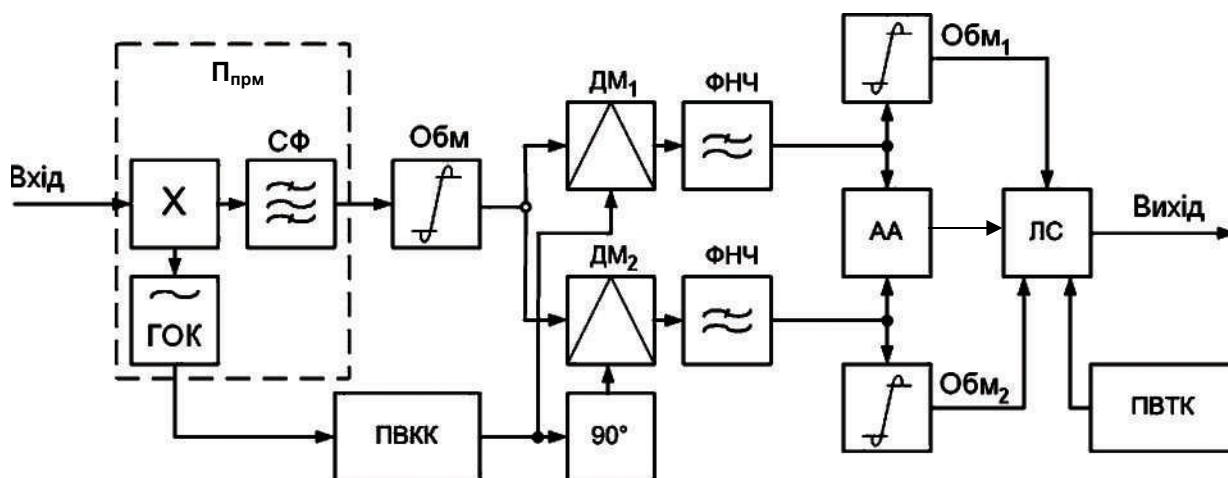


Рис. 7.1. Структурна схема когерентного приймача ТВФМ-сигналів

Для запобігання появі спотворень за рахунок малого співвідношення між несучою частотою й швидкістю модуляції на вході приймача вмикають пристрій перетворення ($P_{\text{прм}}$), що здійснює перенесення початкового спектра сигналу до більш високочастотної області.

Цей пристрій містить помножувач, генератор опорного коливання (ГОК) і смуговий фільтр (СФ). Пристрій виділення когерентного коливання (ПВКК) і пристрій виділення тактового коливання (ПВТК) необхідні для забезпечення синхронізації під час когерентного приймання.

Після обмеження коливань в обмежувачах (Обм) і демодуляції в $Дм_1$ і $Дм_2$ сигнали виділяються фільтрами нижніх частот. Потім через два граничні обмежувачі $Обм_1$ та $Обм_2$ і аналізатор амплітуд (АА) сигнали надходять до логічної схеми (ЛС).

Аналізатор амплітуд порівнює сигнали, що надходять з обох демодуляторів ЛС, шляхом порівняння даних, отриманих в черговий і попередній моменти відліку, визначає інформаційний фазовий приріст і формує початковий інформаційний трибіт.

Триразова ВФМ дає триразовий вигаш у швидкості передачі порівняно з бінарною ВФМ. Сигнали з ТВФМ чутливі до асиметрії амплітудно-частотної характеристики й характеристики групового часу запізнювання каналу, що потребує введення корекції.

До переваг методу ТВФМ можна віднести підвищену завадостійкість порівняно з іншими методами передачі й незначну чутливість до скачків фази й коливань рівня сигналу в каналі зв'язку внаслідок впливу завад.

7.3. Багатократні комбіновані методи модуляції

Останнім часом все більшого поширення набувають багатократні комбіновані (складні) методи модуляції, у яких використовуються одночасно два види модуляції й більше, що дає можливість забезпечити більш високу швидкість передачі.

У багатократних системах передачі широко застосовується одночасне поєднання АМ і ФМ — так звана амплітудна відносна фазова модуляція (АВФМ).

При амплітудній відносній фазовій модуляції і одній бічній смузі сигналу здійснюється чотирипозиційна амплітудна й відносна фазова модуляція з частково пригніченою однією бічною смугою (ОБС) і двопозиційна ОФМ з частково пригніченою ОБС. Передача здійснюється двома бітами (дибітами) одночасно за допомогою модуляції несучої частоти за амплітудою й фазою (табл. 7.3).

Таблиця 7.3

Значення суміжних бітів	Змінення фази $\Delta\phi$, градус	Відносне значення амплітуди
00	0	1/3
01	0	1
10	180	1/3
11	180	1

Приймання односмугових сигналів проводиться когерентним методом. З метою зменшення впливу при демодуляції побічних продуктів перетворення спектр початкового сигналу зазвичай переноситься за частотою в більш високочастотну область (за аналогією з ТВФМ). Для досягнення високої швидкості передавання інформації рекомендується застосовувати метод двосмугової 16-позиційної АВФМ з двома бічними смугами ДБС (АОФМ-16) із структурою сигналу, яку показано на рис. 7.2, а, або метод квадратурної амплітудної модуляції Q-AM (рис. 7.2, б).

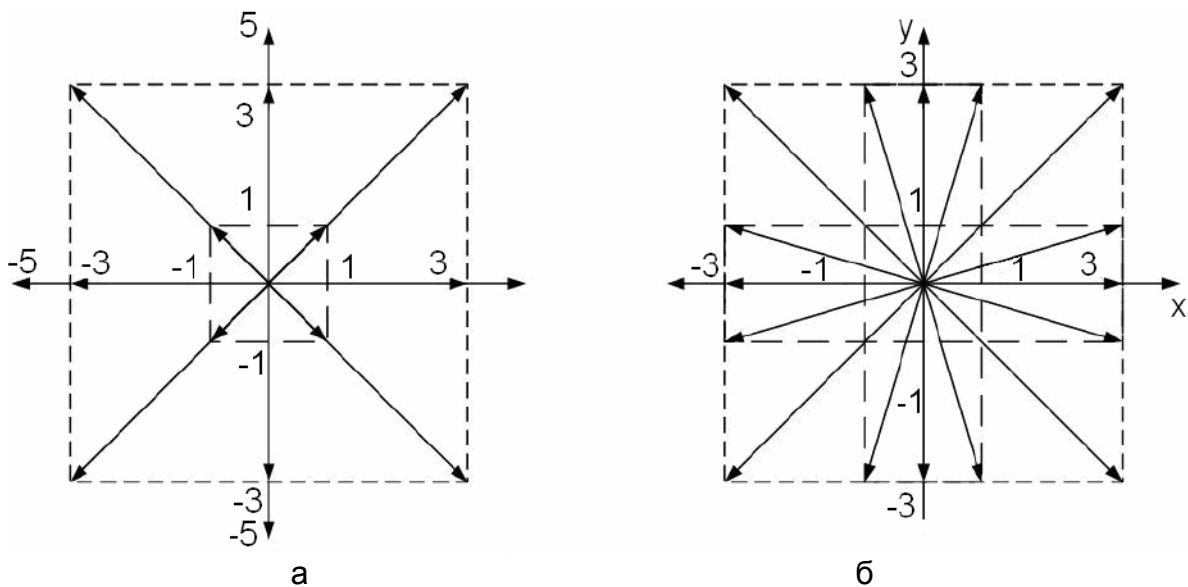


Рис. 7.2. Структура АОФМ-16 (а) і Q-AM (б) сигналів

З порівняльного аналізу цих методів випливає, що структура сигналів АВФМ-16 порівняно з Q-AM має велику величину фазового запасу, що забезпечує кращу завадостійкість АВФМ-16 — методу від стрибків фаз і змінень рівня сигналу в каналі. Проте реалізація цих методів

потребує забезпечення високої точності роботи систем виділення когерентного й тактового коливань з сигналу, що приймається.

7.4. Багаточастотні методи передачі

На відміну від двопозиційної (бінарної) дискретної ЧМ, де використовується ансамбль, що складається з двох сигналів $s_1(t)$ і $s_2(t)$, при багаточастотному методі по лінії (каналу) передають m сигналів з ансамблю n сигналів, які визначаються кількістю використовуваних частот:

$$s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t). \quad (7.1)$$

Для розрізнення приймачем сигналів на фоні завад, що діють в каналі, задають статистику перешкод і апіорні ймовірності P_1, P_2, \dots, P_n посилення всіх n сигналів. Приймач розрізняє сигнали на заданому інтервалі спостереження $[T_1, T_2]$ і за прийнятою реалізацією $u(t)$ приймає рішення про те, який з n сигналів було передано.

Вектори багаточастотних сигналів зображено на рис. 7.3, де геометрично кожному одночастотному сигналу з ансамблю (7.1) відповідає вектор в просторі.

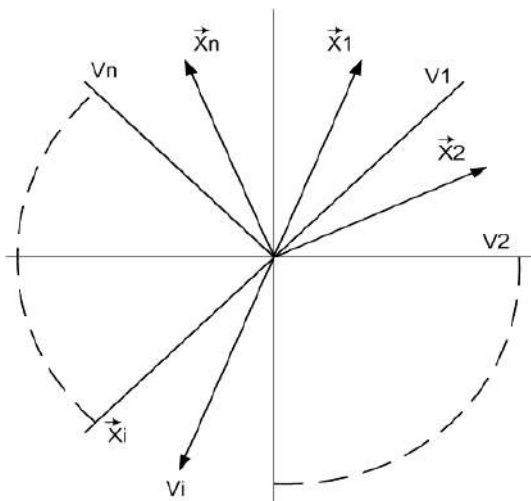


Рис. 7.3. Вектори багаточастотних сигналів

Вектори сигналів, що займають в просторі певне положення, можуть бути визначені в деякому вирішальному об'ємі V_i простору. Об'єм, в якому діє сигнал, визначається взаємодією векторів сигналу й завади. Об'єми V_i в загальному випадку можуть накладатися один на

одного. Для розрізнення сигналів в приймачі кожному вектору сигналу $s_i(t)$ ставиться у відповідність свій об'єм V_i . При попаданні результуючого вектора прийнятого сигналу $s_i(t)$ і завади $\zeta(t)$ в об'єм V_i , що відповідає сигналу, цей сигнал буде прийнято правильно. Якщо результуючий вектор дії сигнала й завади потрапить в сусідній об'єм V_j , $j \neq i$, то приймач видасть помилкове рішення. Припустимо, що сигнали ансамблю (7.1) мають однакові тривалість $T = t_2 - t_1$ і спектр частот F . Тоді відстань між двома сигналами залежатиме від довжин векторів і кута між ними. Через випадковий характер вектора завади його взаємодія з вектором сигналу дає результуючий вектор, який може мати будь-яку величину й напрям. При цьому виникає область невизначеності, в яку потрапляють прийняті сигнали $x(t) = s(t) + \zeta(t)$. Взаємодію сигналу й завади зручно виразити оператором

$$x(t) = \psi(s(t), \zeta(t)),$$

де ψ — оператор, що перетворює простір сигналів $s(t)$ в простір прийнятих сигналів $x(t)$.

Під дією завад може спостерігатися помилкове відтворення прийнятого повідомлення. Якщо прийнятий вектор $x(t)$ виявиться ближче до кінця того вектора $s(t)$, який в даний момент часу не передається, то приймач зафіксує помилку. Ймовірність виникнення помилки залежатиме від відстані d_{ij} між сигналами і зменшується із збільшенням d_{ij} . Відстань d_{ij} , у свою чергу, залежить від методу модуляції й тривалості повідомлення. Розрізнення сигналів можливе лише при $d_{ij} > 0$. Відстань між будь-якою парою векторів сигналів запишеться як

$$d_{ij} = \sqrt{\int_{t_1}^{t_2} [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt}. \quad (7.2)$$

Зведемо цей вираз до вигляду

$$d_{ij}^2 = \int_{t_1}^{t_2} s_i^2(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} s_j^2(t) dt - 2 \int_{t_1}^{t_2} s_i(t) s_j(t) dt \quad (7.3)$$

або

$$d_{ij}^2 = E_i + E_j - 2 \int_{t_1}^{t_2} s_i(t) s_j(t) dt,$$

де E_i , E_j — енергія сигналів $s_i(t)$ і $s_j(t)$ відповідно, а останній доданок визначає взаємну кореляцію між цими сигналами.

Якщо $E_i = E_j = E$, то

$$d_{ij}^2 = 2E - 2 \int_{t_1}^{t_2} s_i(t) s_j(t) dt = 2E(1 - \rho_{ij}),$$

де $\rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_{t_1}^{t_2} s_i(t) s_j(t) dt$ — коефіцієнт кореляції сигналів.

З виразу (7.3) випливає, що ступінь розрізнення сигналів повністю визначається коефіцієнтом взаємної кореляції ρ_{ij} . Для розрізнення сигналів достатньо, щоб вони були ортогональними. При цьому виконується умова

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_{t_1}^{t_2} s_i(t) s_j(t) dt = \begin{cases} 0, & i \neq j; \\ 1, & i = j. \end{cases}$$

Для ансамблю (7.1), що складається з двох сигналів (бінарні системи), максимальна розрізнюваність досягається використанням протилежних сигналів, тобто

$$s_i(t) = -s_j(t).$$

Для розрізнення сигналів, спектри яких під дією завад частково перекриваються, необхідно обчислити коефіцієнти ρ_{ij} для всіх можливих сигналів. Зразки цих сигналів мають знаходитися в приймачі.

Максимальну завадостійкість при прийомі сигналів, спотворених завадами, можна отримати при використанні ідеального приймача Котельникова. В основі його дії під час приймання дискретних сигналів лежить порівняння прийнятого сигналу зі всіма можливими значеннями переданого сигналу, не спотвореного перешкодою, тобто із зразками сигналу, і обчислення енергії різниці між ними. Приймач відносить прийнятий сигнал до того з них, для якого ця енергія буде мінімальною. Реалізація ідеального приймача Котельникова пов'язана з багатьма труднощами. Тому на практиці застосовуються так звані квазіоптимальні приймачі, що мають простіше схемне рішення й забезпечують завадостійкість, близьку до потенційної.

При будівництві приймачів багаточастотних сигналів необхідно забезпечити не тільки взаємодію великої кількості смугових фільтрів, але й упевнений прийом різних за рівнем частотних сигналів. Як приклад наведемо приймач з узагальненою диференційною схемою (УДС), структурну схему якого показано на рис. 7.4.

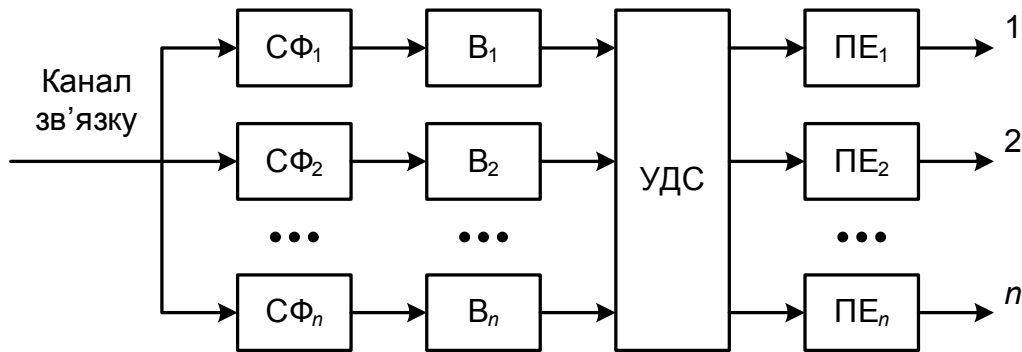


Рис. 7.4. Структурна схема приймача багаточастотних сигналів

Багаточастотні сигнали, що містять m частот (де $m = 1, 2, \dots, n/2$) з ансамблю n частот (7.1), які використовуються для передачі інформації, надходять на входи смугових фільтрів (СФ). Частотні сигнали появляються на виходах m з n смугових фільтрів і подаються на випрямлячі B_i . З виходу випрямлячів сигнали надходять на УДС, яка виконується у вигляді матриці.

При цьому випрямлені m -частотні сигнали подаються на диференційну схему так, щоб з корисного сигналу відбиралася найбільша випрямлена напруга завади, що надходить від одного з $(n - m)$ неробочих СФ, резонансні частоти яких не збігаються з частотами m -частотного сигналу, що приймається в даний момент. Це дає можливість протягом часу прийому m -частотного сигналу виключити помилкові спрацьовування $(n - m)$ порогових елементів, установлених на виході приймача.

Структурна схема УДС будується так, щоб усі порогові елементи ($ПЕ_i, i = \overline{1, n}$) смугових фільтрів, резонансні частоти яких не збігаються з робочими, були замкнені на час прийому m -частотного сигналу. Реалізація УДС залежить від загальної кількості частот n і кількості частот m у багаточастотних сигналах, що приймаються і поступають на вхід приймача.

Застосування приймача з УДС є бажаним у тих випадках, коли потрібно отримати високу завадостійкість. Проте вигравш в завадостійкості веде до зниження швидкості передавання інформації. Для підви-

щення швидкості оброблення багаточастотних сигналів широко застосовують цифрові методи.

7.5. Багатопозиційний метод передачі за формою сигналів

При багатопозиційному методі передачі за формою сигналів початкова послідовність елементів двійкового коду розбивається на групи елементів залежно від вибраного алфавіту багатопозиційних сигналів, кожній групі двійкових елементів ставиться у відповідність сигнал певної форми, який і передається в лінію (канал) зв'язку.

Форма багатопозиційних сигналів вибирається виходячи із заданих характеристик лінії і має забезпечити найкраще узгодження їхньої спектральної щільності з частотними властивостями лінії. Це може бути набір ортогональних і протилежних сигналів.

Формування алфавіту багатопозиційних сигналів для методу передавання за формою можна показати на такому прикладі. На передавальній стороні одиничні елементи сигналу формують з декількох несучих сигналів, сума фаз яких на початку і в кінці одиничного елемента сигналу дорівнює нулю, тобто стрибки фаз взаємно компенсуються.

Цим досягається відсутність стрибків фаз сумарного сигналу і як наслідок — звуження його частотного спектра. Форма сумарних коливань залежить від співвідношення частот і фаз несучих коливань, яке визначається інформацією, що передається.

Набір усіх форм, які відповідають алфавіту джерела повідомлень, приймають за еталон. Приймання інформації здійснюють порівнянням форми сигналу, що приймається, з набором форм, які відповідають коливанням, що передаються.

За збігом форм прийнятого й еталонного коливань роблять висновки про передану інформацію.

На рис. 7.5 показано принцип формування сигналів за цим способом при співвідношенні несучих частот $K = 2$ і двократній фазовій модуляції. У наведеному прикладі сигнали отримують підсумовуванням двох гармонійних коливань з частотами f_1 , f_2 і фазами φ_1 , φ_2 , причому $f_2 / f_1 = K = 2$.

Нехай потрібно передати комбінації символів двійкового коду 00, 01, 10 і 11 або чотири символи A , B , C , D (рис. 7.5, а). Для цього потрібно чотири сигнали, за інформаційний параметр яких вибирають коливання на інтервалі тривалості одиничного елемента.

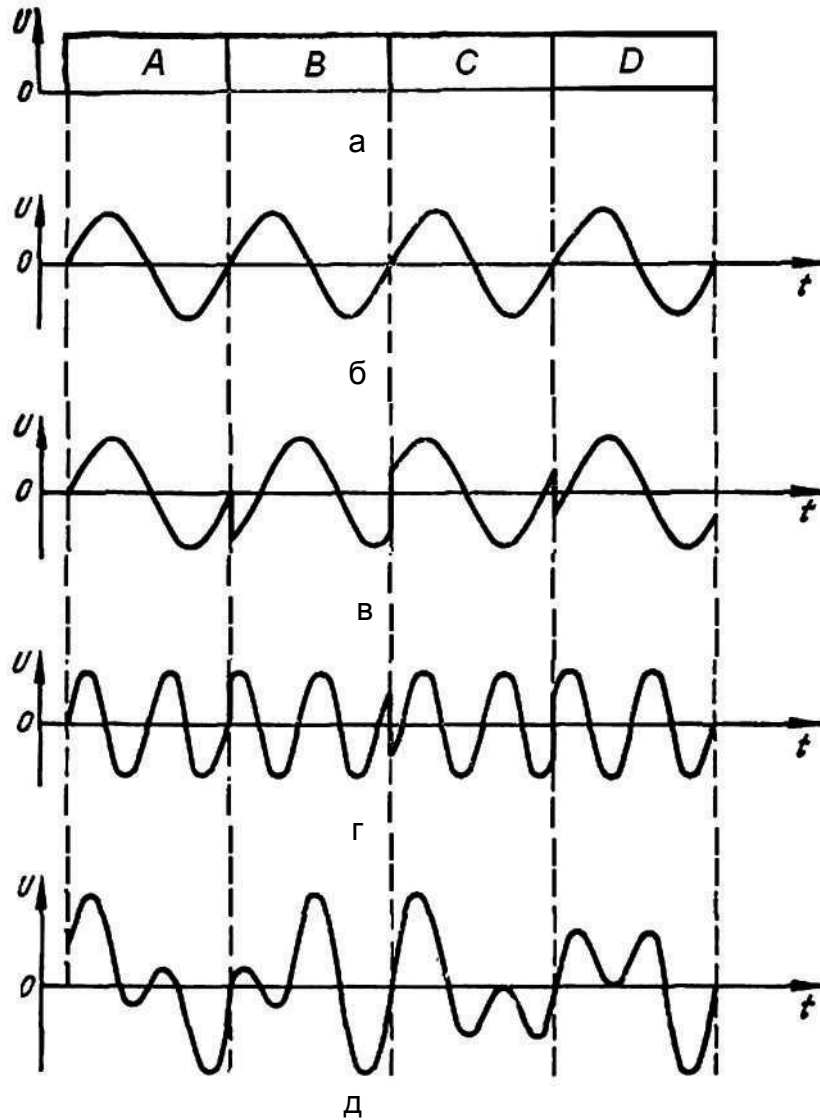


Рис. 7.5. Принцип формування сигналів за формою: а — символи, що передаються; б — опорне коливання; в — складова сигнала з частотою f_1 ; г — складова сигналу з частотою f_2 ; д — форма сумарного коливання

Для розділення форм коливань несучі сигнали вибирають з різницею фаз

$$\theta = K\varphi_1 - \varphi_2. \quad (7.4)$$

Наприклад, для символу А різниця фаз становить 0° , для символу В — -180° , для символу С — 90° , для символу D — -90° . Тривалість одиничних елементів сигналу вибирають з рівності $T = 1 / f_1$ і формують їх в моменти, коли фаза опорного коливання дорівнює нулю (рис. 7.5, б). У початковий момент часу одиничного елемента сигналу

фази складових коливань мають взаємно компенсуватися, отже, має виконуватися рівність

$$\varphi_1 + \varphi_2 = 0. \quad (7.5)$$

Сумісне вирішення рівностей (7.4) і (7.5) визначає, в яких фазах (φ_1 або φ_2) мають знаходитися складові в початкові моменти часу одиничних елементів сигналу. Для цього прикладу результати зведено в табл. 7.4.

Таблиця 7.4

Значення бітів двійкової інформації	Символ	Фаза, градус		
		Різниця фаз	φ_1	φ_2
00	A	$\theta = 0$	0	0
10	B	$\theta = -180$	-60	60
01	C	$\theta = 90$	30	-30
11	D	$\theta = -90$	-30	30

З таблиці 7.4 випливає, що при передачі символу A ($\theta = 0^\circ$) початкові фази складових з частотами f_1 і f_2 вибирають такими, що $\varphi_1 = \varphi_2 = 0^\circ$ (рис. 7.5, в, г). Для символу B початкову фазу першої складової вибирають $\varphi_1 = -60^\circ$ (рис. 7.5, е), а другої $\varphi_2 = 60^\circ$ (рис. 7.5, г). Згідно з табл. 7.4 вибирають початкові фази для передачі решти символів — C і D. Форму сумарних коливань (рис. 7.5, д), що відповідають символам, які передаються, приймають як еталон, тобто за кожним символом закріплюють одну певну форму коливань для подальшого розпізнавання на приймальній стороні. Розпізнавання здійснюють за допомогою еталона або, знаючи співвідношення частот і фаз, що відповідають символам A, B, C, D, відтворюють неперервні коливання таких же форм на приймальній стороні.

Використання описаного методу передавання принципово зберігає основну перевагу багатопозиційних методів передавання — використання кодів з основою більше двох, оскільки різниця фаз може набувати в розглянутому прикладі вісім значень: 0° , 90° , 180° , 270° , 360° , -90° , -180° , -270° (для ілюстрації прикладу з них вибрано чотири), а відповідні цим різницям сумарні коливання — різну форму. Цей метод відрізняється звуженням частотного спектра сигналів порівняно з сигналами

при звичайній ВФМ. Крім того, порівняно з передаванням інформації сигналами ВФМ застосування цього методу дає можливість збільшити швидкість передавання (залежно від довжини блоку даних і рівня завад в лінії) через відсутність необхідності в стартовій позиції.

За необхідності розширення алфавіту сигналів можна збільшити кількість несучих сигналів з відповідним підбором їхнього співвідношення K . Звуження частотного спектра сигналу й підвищення швидкості передавання даних при застосуванні цього методу підвищує ефективність використання каналів зв'язку.

8. МЕТОДИ ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ І ДЕМОДУЛЯЦІЇ

8.1. Загальні відомості

Методи імпульсної модуляції і демодуляції застосовують при передачі інформації по фізичних повітряних і кабельних лініях, які мають смугу пропускання, що починається з 0 Гц, або деякої дуже низької граничної частоти. У випадку наявності гальванічного зв'язку між передавачем і приймачем можна передавати сигнали з постійною складовою. Якщо ж в каналі передачі є роздільні трансформатори, то застосовують спеціальні методи, які використовують для передачі сигнали, що не містять постійних складових, а на прийомі забезпечують їх відновлення. Як у першому, так і в другому випадках припустимо прямокутну форму сигналів на передачі, оскільки відновлення постійної складової, якщо це необхідно, не становить особливих труднощів.

Спотворення прямокутних імпульсів і викликана ними міжсимвольна інтерференція при цьому є достатньо малими. Для передачі в первинній смузі частот можна використовувати імпульси спеціальної форми й коректори сигналів на прийомі, які дають можливість зменшувати міжсимвольну інтерференцію і тим самим підвищити якість передачі. Ці методи використовуються для передавання повідомлень, що мають безперервну й дискретну форми.

Як переносник (несучу частоту) при імпульсній модуляції використовують послідовність імпульсів, яку можна описати виразом

$$x(t) = A_0 \sum_{t=-\infty}^{\infty} x_1(t - t_0 - iT_0), \quad (8.1)$$

де A_0 , t_0 , T_0 — відповідно амплітуда (висота), початкова фаза (зсув відносно вибраного початку відліку) і період проходження імпульсів $x(t)$.

Залежно від вибраного модулювального параметра розрізняють такі види імпульсної модуляції: амплітудно-імпульсна (АІМ), широко-імпульсна (ШІМ) і часоімпульсна (ЧІМ), різновидами якої є фазоімпульсна (ФІМ) і частотно-імпульсна модуляції.

Можливі дискретні види фазо-імпульсної та частотно-імпульсної модуляції. До складних видів імпульсної модуляції належать дельта-модуляція (ДМ) та імпульсно-кодова модуляція (ІКМ).

Застосування ДМ та ІКМ пояснюється тим, що електричні сигнали, що надходять на вхід системи передачі інформації, залежно від характеру повідомлень і принципу дії первинних перетворювачів можуть мати аналогову й знакову форми. Крім того, під час передавання інформації і її оброблення часто потрібно проводити перетворення аналогових сигналів в знакові.

Періодична послідовність імпульсів несучої частоти характеризується такими параметрами: період проходження T_i (або тактова частота $f_i = 1/T_i$); амплітуда U_0 ; тривалість імпульсів τ ; положення (фаза) імпульсів відносно тактових точок t_i , шпаруватість $q_{ш} = T_i/\tau$.

8.2. Амплітудно-імпульсна модуляція

При АІМ амплітуда імпульсів несучої частоти (рис. 8.1, а) змінюється за законом модулювального (інформаційного) сигналу U_{Ω} (рис. 8.1, б) при незмінності решти параметрів імпульсів. Сигнал при АІМ можна записати таким чином:

$$U_{AIM} = [U_0 + \Delta U f(t)] \sum_{\tau} F(t - t_i - iT_i) = U_0 [1 + m_a f(t)] \sum_{\tau} F(t - \tau_0 - iT_i), \quad (8.2)$$

де $f(t)$ — функція інформаційного сигналу;

$F(t)$ — функція, що описує форму одиничного імпульсу;

$m_a = \Delta U/U_0$ — коефіцієнт амплітудної модуляції.

Розрізняють неперервну (АІМ-1) і плоску (АІМ-2) амплітудно-імпульсні модуляції. При АІМ-1 змінення величини імпульсів відбувається відповідно до модулювального сигналу (рис. 8.1, в), а при АІМ-2 — величина імпульсу визначається значенням інформаційного сигналу в тактових точках (рис. 8.1, г).

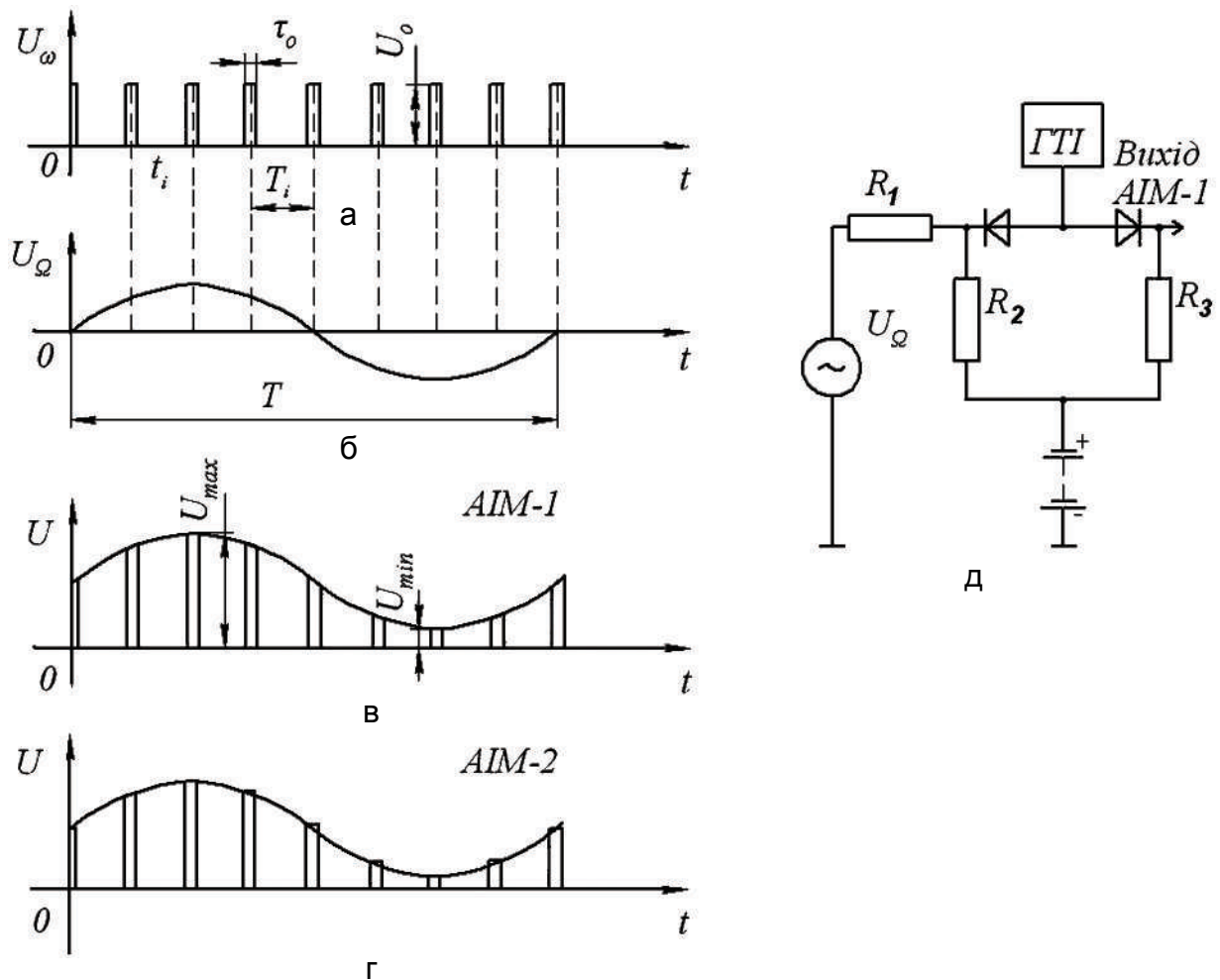


Рис. 8.1. Амплітудно-імпульсна модуляція: а – імпульси несучої частоти; б — інформаційний сигнал; в — сигнали AIM-1; г — сигнали AIM-2; д — схема модулятора при AIM-1

Оскільки тривалість імпульсів при AIM у багато разів менша за період модульовального сигналу, то різниці між AIM-1 та AIM-2 майже немає. Просту схему модулятора для AIM-1 показано на рис. 8.1, д. У початковому положенні діоди модулятора замкнуті напругою зсуву й відкриваються лише в моменти часу, коли до них прикладається напруга імпульсів, що надходять від генератора тактових імпульсів ($\Gamma T I$). У ці моменти часу на виході модулятора виникають імпульси, які є пропорційними за амплітудою до модульовальної напруги U_ω .

Спектр сигналів для AIM визначається в основному спектром прямокутних імпульсів несучої частоти. Він має нескінченну кількість складових, амплітуди яких зменшуються з віддаленням від основної частоти. Так, при модуляції одиничним модульовальним коливанням спектр сигналу при AIM-1 можна визначити за допомогою виразу

$$\begin{aligned}
U_{AIM-1} = & \frac{U_0}{Q_0} + \frac{m_a U_0}{Q_c} \sin \Omega(t) + \frac{2U_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{Q_c}}{n} \cos n \omega t + \\
& + \frac{m_0 U_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{Q_c}}{n} \sin(n \omega \pm \Omega)t,
\end{aligned} \tag{8.3}$$

де Ω — кутова частота одиничного модулювального сигналу.

З виразу (8.3) видно, що окрім постійної складової спектр AIM-1 містить також модулювальний сигнал, гармоніки тактової частоти й бічні частоти біля гармонік тактової частоти.

При модуляції несучої частоти складним інформаційним сигналом, що має широкий спектр, обмежений частотами Ω_H і Ω_B , спектр AIM-сигналу міститиме окрім перелічених вище складових також бічні смуги біля гармонік тактової частоти. На приймальній стороні AIM-сигнал виділяють фільтром, який пропускає струми однієї бічної смуги. При дискретному характері переносника можлива дискретна AIM (ДАИМ).

8.3. Широко-імпульсна модуляція

При широко-імпульсній модуляції (ШІМ) тривалість імпульсів несучої частоти (рис. 8.2, а) змінюється за законом інформаційного сигналу (рис. 8.2, б) при незмінних інших параметрах імпульсів. Розрізняють односторонню (ОШІМ) і двосторонню (ДШІМ) широко-імпульсні модуляції. В ОШІМ тривалість імпульсів змінюється переміщенням тільки одного фронту (рис. 8.2, б), а при ДШІМ — двох фронтів, відносно їхніх центрів, розташованих в тактових точках (рис. 8.2, г).

Схему формування сигналів ОШІМ зображено на рис. 8.2, б. ОШІМ-сигнал можна отримати з виходу модулятора (M), якщо до нього підвести як несуче коливання пилкоподібну напругу U_n . При подачі на інший вхід модулятора інформаційного сигналу U_Ω на його виході отримуємо модульовану за амплітудою пилкоподібну напругу. Обмеживши його двостороннім обмежувачем амплітуди (ОА), отримуємо імпульси, що модулюються за шириною (тривалістю). Для отримання прямокутної форми імпульсів з ОШІМ на виході ОА вмикають формувач імпульсів (ФІ). Спектр ОШІМ-сигналу можна визначити з виразу

$$U_{\text{ОШІМ}} = \frac{U_0}{T_i} \tau_n + \frac{U_0}{T_i} \Delta\tau \sin \Omega t + \frac{U_0}{T_i} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [\sin n\Omega(t + 0.5\tau_n + \Delta\tau \sin \Omega t) - \sin n\Omega_0(t - 0.5\tau_n)],$$

де $\Delta\tau$ — максимальне відхилення переднього фронту імпульсу.

Спектр ОШІМ-сигналів має досить складну структуру. У бічних смугах частот містяться окрім складових з частотою $n\omega \pm \Omega$ також комбіновані частоти $n\omega \pm m\Omega$, де $m = 1, 2 \dots, n$.

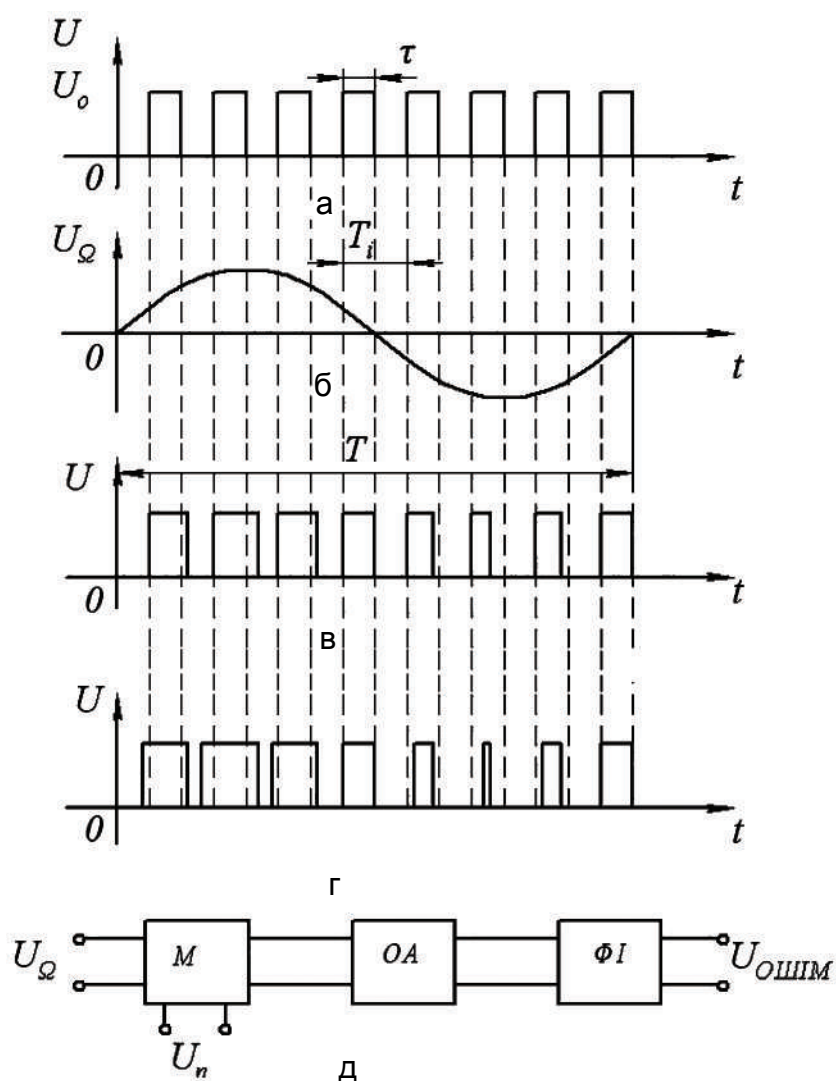


Рис.8.2. Широко-імпульсна модуляція: а — імпульси несучої частоти; б — інформаційний сигнал; в — ОШІМ-сигнали; г — ДШІМ-сигнали; д — схема формування сигналів ОШІМ

Для виділення ОШІМ-сигналів на приймальній стороні використовуються смугові фільтри, які пропускають струми однієї бічної смуги. При дискретному характері переносника (несучого сигналу) можлива дискретна ШІМ-ДВШІМ й ДДШІМ.

8.4. Часоімпульсна модуляція

При часоімпульсній модуляції за законом інформаційного сигналу змінюється часове положення імпульсів щодо тактових сигналів (точок). Розрізняють фазоімпульсну (ФІМ) і частотно-імпульсну часоімпульсні модуляції, які відрізняються закономірністю змінення положення імпульсів відносно тактових точок.

При ФІМ часовий зсув імпульсів (рис. 8.3, а) відносно тактових точок є пропорційним до амплітуди модулювального сигналу (рис. 8.3, б) і не залежить від його частоти (рис. 8.3, в). Розрізняють ФІМ першого (ФІМ-1) і другого (ФІМ-2) роду. У першому випадку величина часового зсуву імпульсів щодо тактових точок є пропорційною значенню модулювальної напруги в моменти посилення цих імпульсів, а в другому — в тактових точках. Оскільки зсув імпульсів значно менший за період модулювального сигналу, то різниці між ФІМ-1 і ФІМ-2 майже немає.

Для отримання ФІМ-сигналів можна застосувати схему, зображену на рис. 8.3, д. У цій схемі після отримання імпульсів, які модульовані за шириною (тривалістю) на виході широко-імпульсного модулятора (ШІМ), їх подають через диференціальний RC-ланцюжок на обмежувач амплітуди (ОА). На виході ОА отримують короткі імпульси однієї полярності, які надходять на вхід формувача імпульсів (ΦI) для отримання імпульсів, що модулюються за фазою однакової тривалості й амплітуди. Спектр ФІМ-сигналів можна визначити з виразу

$$U_{\text{ФІМ}} = \frac{U_0}{T} [\Delta\tau_n \sin\Omega t - \Delta\tau_n \sin\Omega(t - \Delta\tau_n)] + \frac{U_0}{n} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin n\Omega_0(t - 0.5\tau_n + \Delta\tau_n \sin\Omega t) - \sin n\Omega_0[t - 0.5\tau_n - \Delta\tau_n \sin\Omega(t - \Delta\tau_n)] \},$$

де $\Delta\tau_n$ — зсув імпульсу в часі.

Спектр ФІМ-сигналів аналогічний спектру при ОШІМ з тією лише різницею, що деякі складові спектра мають меншу амплітуду (наприклад, бічні частоти).

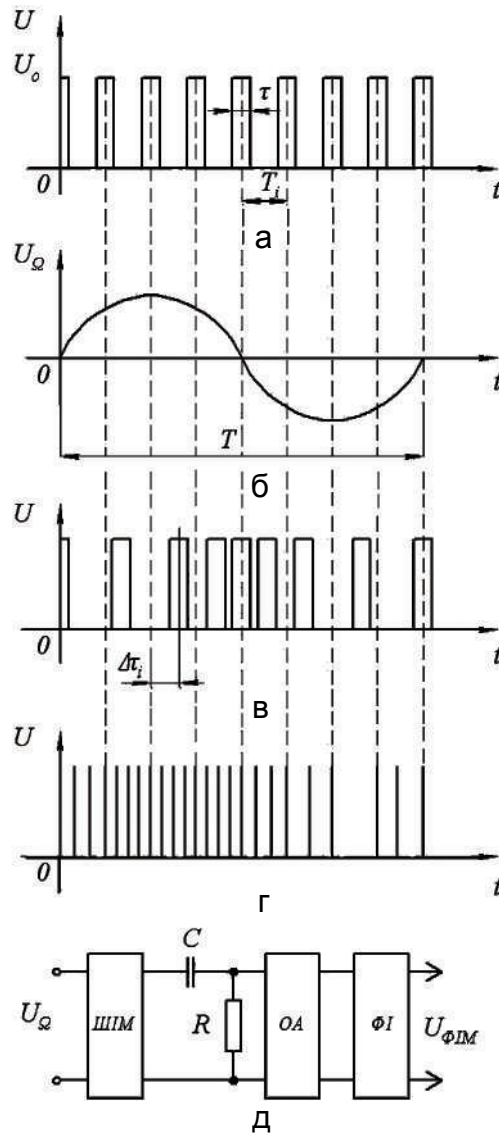


Рис. 8.3. Часоімпульсна модуляція: а – імпульси несучої частоти; б — модулювальний сигнал; в – сигнали ФІМ; г – сигнали ЧІМ; д – схема формування сигналів ФІМ

Для полегшення оброблення ФІМ-сигналів під час приймання їх зазвичай перетворюють у послідовність імпульсів з АІМ або ШІМ, з якої шляхом фільтрації виділяють модулювальний сигнал.

Частотно-імпульсно-модульовані сигнали (рис. 8.3, г) характеризуються зміненням згідно із законом модулювального сигналу частоти проходження імпульсів несучої частоти при незмінних значеннях решти параметрів.

8.5. Дельта-модуляція

При дельта-модуляції (ДМ) проводиться замінення початкового сигналу аналогової форми $f(t)$ слідкуючим східчастим сигналом $G(t)$ (рис 8.4, а). Ступінь відповідності функцій $G(t)$ і $f(t)$ визначається точністю апроксимації, тобто значеннями кроків дискретизації Δt і квантування ΔU . При ДМ значення повідомлення в кожній точці опитування кодується однорозрядним двійковим кодом, для чого замінюють функції східчастого сигналу $G(t)$ модульованим сигналом у вигляді одиничних імпульсів позитивної й негативної полярності (рис. 8.4, б).

При цьому полярність імпульсів виявляє знак різниці між поточною й попередньою вибірками. Спрощену структурну схему системи передачі з ДМ показано на рис. 8.4, в. Неперервний інформаційний сигнал $f(t)$ подається на вхід віднімального пристрою (**ВП**), на другий вхід якого з виходу інтегратора (**I**) надходить квантований сигнал $G(t)$, що відображає сигнал у попередній момент часу.

У **ВП** здійснюється порівняння цих сигналів і формується сигнал різниці $f(t) - G(t)$, який подається на вхід імпульсного модулятора (ІМ). На другий вхід ІМ з виходу генератора тактових імпульсів (**ГТІ**) подаються імпульси, частота проходження яких визначається вимогами до точності відновлення переданого сигналу на прийомі з урахуванням дії завад в каналі зв'язку.

Модульований сигнал на виході ІМ є імпульсом, полярність якого визначається різницею між значеннями функцій $f(t)$ і $G(t)$. Незмінювані ділянки інформаційного сигналу передаються імпульсами полярності, що чергується. З виходу ІМ модульована послідовність імпульсів надходить на інтегратор для формування сигналу $G(t)$. З виходу інтегратора він подається на вхід ВП для формування різницевого сигналу $f(t) - G(t)$. З виходу ІМ модульовані сигнали подаються на передавач (Прд), з виходу якого вони надходять в канал. На виході передавача, наприклад, під час роботи за способом ДМ-АМ виникають імпульси тільки під час надходження на його вхід імпульсів позитивної полярності. У моменти надходження на вхід Прд імпульсів негативної полярності на його виході утворюються паузи. На приймальній стороні імпульси, що прийшли з каналу, надходять на приймач (Прм), який регенерує спотворені перешкодами імпульси.

На виході Прм отримують імпульси позитивної полярності, які подаються на відновлювач полярності імпульсів (ВПІ). На інший вхід відновлювача надходять імпульси від ГТІ з частотою f_i . Відновлювач заповнює паузи в послідовності позитивних імпульсів негативними імпульсами. З виходу ВПІ отримана послідовність імпульсів подається на інтегратор, що формує ступінчастий сигнал $G(t)$.

Для отримання згладженого сигналу $\varphi(t)$, подібного за формою до початкового $f(t)$, сигнал $G(t)$ пропускають через фільтр нижніх частот (ФНЧ).

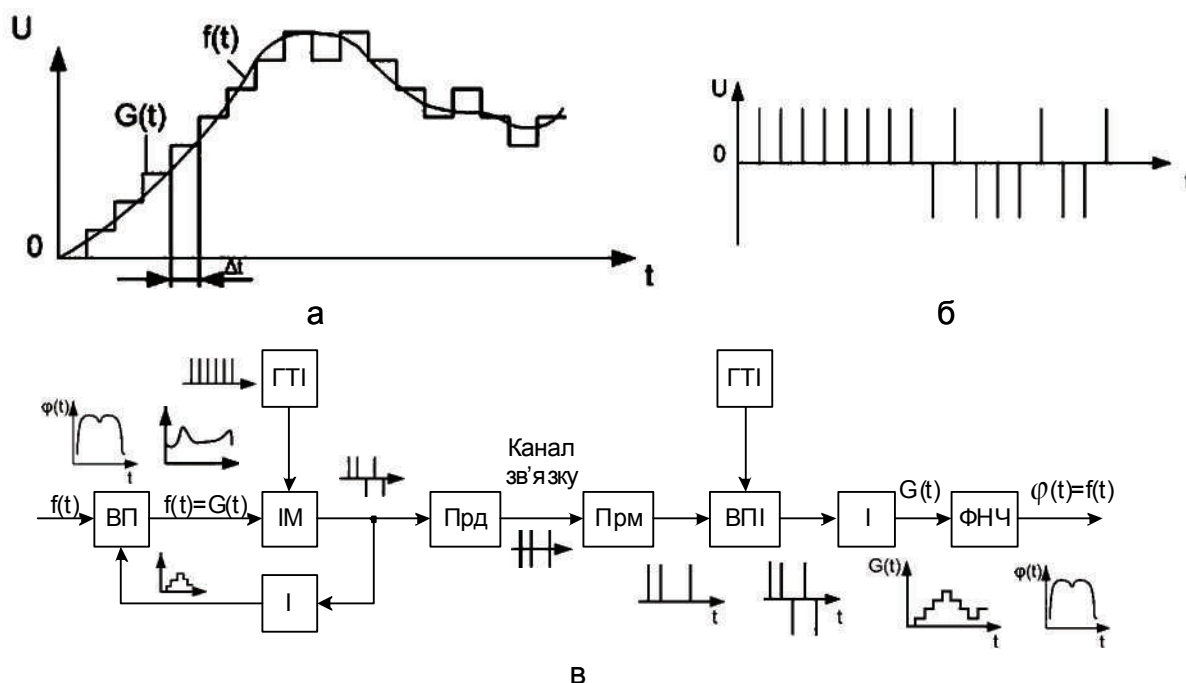


Рис. 8.4. Дельта-модуляція: а – замінення початкового аналогового сигналу $f(t)$ східчастим сигналом $G(t)$; б – кодування ДМ-сигналу однорозрядним двійковим кодом; в – структурна схема системи передачі

Ступінь відмінності сигналу $\varphi(t)$, отриманого на виході системи передачі, від початкового інформаційного сигналу $f(t)$ залежатиме від рівня завад і спотворень в каналі, а також шуму квантування на передачі.

До недоліків ДМ можна віднести низьку завадостійкість системи передачі під час дії в каналі імпульсних завад і сильну залежність динамічного діапазону від частоти модульовального сигналу. Для підвищення завадостійкості передачі сигналів з ДМ розширюють використовувану смугу частот каналу або застосовують методи боротьби із завадами й спотвореннями передаваних імпульсів.

8.6. Імпульсно-кодова модуляція

При імпульсно-кодовій модуляції (ІКМ) перетворення інформаційного сигналу $f(t)$ здійснюється протягом двох етапів: попередньо він квантується (рис. 8.5, а), а потім отриманому дискретному значенню рівня сигналу ставиться у відповідність унікальна кодова комбінація

(рис. 8.5, б). Таким чином, при ІКМ вихідне повідомлення передається кодовими комбінаціями, кількість елементів n в яких визначається основою коду й кількістю рівнів квантування m . Наприклад, при використанні двійкового коду для передання інформації кількість рівнів квантування m визначається точністю відтворення сигналу при прийманні та з урахуванням того, що значення n ($n = \log_2 m$) має бути цілим числом. Величина кроку дискретизації при цьому вибирається з виразу $\Delta t \leq 1/2F_m$, де F_m — максимальне значення частоти сигналу $f(t)$. На рис. 8.5, в показано спрощену структурну схему системи передачі з ІКМ.

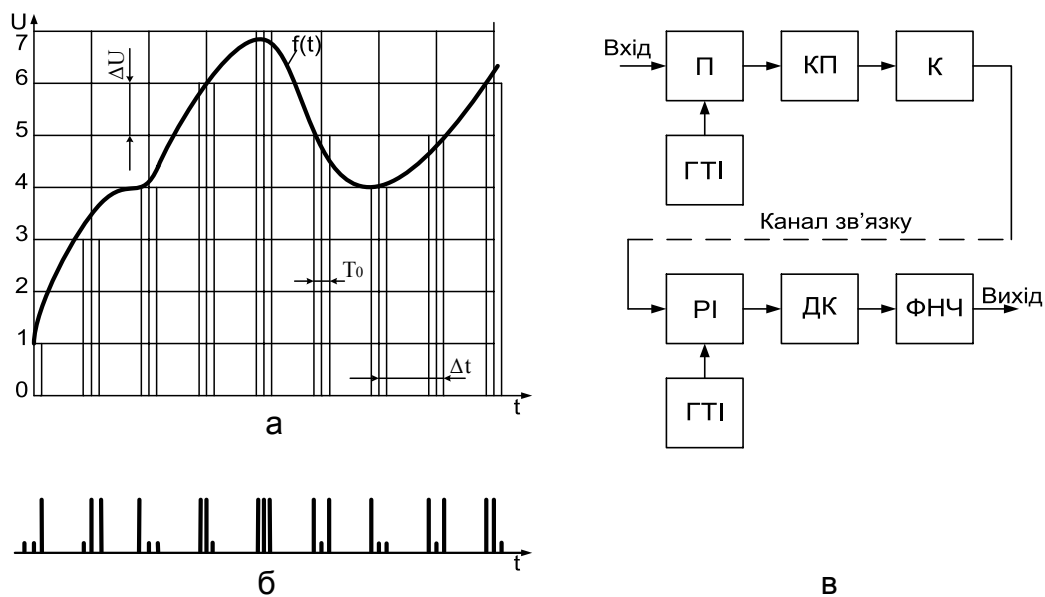


Рис. 8.5. Імпульсно-кодова модуляція: а — квантування інформаційного сигналу $f(t)$ в часі й за рівнем; б — кодування дискретних значень рівня сигналу; в — структурна схема системи передачі з ІКМ

Інформаційний сигнал аналогової форми $f(t)$ подається на вхід переривника (П), на який одночасно надходять імпульси з інтервалом Δt від генератора тактових імпульсів. На виході П отримують послідовність імпульсів з АІМ, яка подається в квантувальний пристрій (КП). З виходу КП квантована послідовність імпульсів надходить в кодер (К), де кожному дискретному імпульсу залежно від його рівня ставиться у відповідність певна n -розрядна кодова комбінація. З виходу кодера послідовність ІКМ-імпульсів подається в канал зв'язку. Для відновлення за формою імпульсів, що надійшли з каналу зв'язку, де вони можуть піддаватися дії завад і спотворень, на вході приймального пристрою вмикається регенератор імпульсів (РІ).

Відновлена послідовність ІКМ-імпульсів з виходу РІ подається на декодер (ДК), де кодовій комбінації, що приймається, ставиться у відповідність дискретний імпульс певного рівня, тобто отримують квантовані

сигнали. Щоб отримати сигнал аналогової форми, на виході системи передачі встановлюється фільтр нижніх частот з частотою зрізу F_m .

Основною перевагою ІКМ-системи є її висока завадостійкість, яка забезпечується заглушенням завад шляхом регенерації імпульсів. Це дає можливість передавати інформацію на великі відстані, розбиваючи лінію зв'язку на невеликі відрізки й регенеруючи імпульси на проміжних пунктах. При цьому перешкоди не накопичуються, що дає можливість майже не обмежувати кількість проміжних пунктів.

До недоліків імпульсно-кодової модуляції належить необхідність досить широкої смуги пропускання каналу зв'язку для передачі ІКМ-сигналів. Це пов'язано з тим, що під час кодування одиничний імпульс перетворюється в n -розрядну кодову комбінацію. Оскільки час на передачу кожної комбінації залишається таким, що дорівнює тривалості одиничного імпульсу, то тривалість кожного елемента кодової комбінації має бути зменшена в n разів, що й призводить до розширення в n разів смуги частот. При передачі елементів кодових комбінацій по n каналах паралельно в часі можна звузити смугу частот, яка необхідна для передачі в кожному окремому каналі. Проте сумарна смуга частот, необхідна для паралельної передачі, залишиться такою ж, як і для послідовної передачі. Тому ІКМ-системи належать до широкосмугових систем.

Для поліпшення якості передачі неперервних сигналів з переважанням низьких рівнів в системах передачі з ІКМ застосовують так зване нелінійне квантування, яке характеризується нелінійною шкалою рівнів квантування (логарифмічною, гіперболічною й т. ін.). Крок квантування для низьких рівнів (слабких сигналів) приймається меншим, ніж при рівномірному (лінійному) квантуванні, а для сигналів з високим рівнем — більшим, зі збереженням загальної кількості кроків квантування за рівнем m . Передавання інформаційної двійкової послідовності може проводитися однополярними й двополярними імпульсами. Передавання двополярними імпульсами має більшу завадостійкість, оскільки під час приймання при нульовому пороговому рівні рішення не залежить від їхніх амплітуд (рис. 8.6, а). Пороговий рівень при прийманні однополярних імпульсів має бути відрегульований на значення $A_E/2$ (рис. 8.6, б). Зміненням форми сигналів і міжсимвольною інтерференцією, що виникає при цьому, при невисоких швидкостях передачі й дальності в декілька кілометрів в кабельних лініях можна знехтувати. Приймання двополярних і однополярних імпульсів може здійснюватися на підсилювачі з релейною характеристикою з увімкненим на його виході пороговим пристроєм.

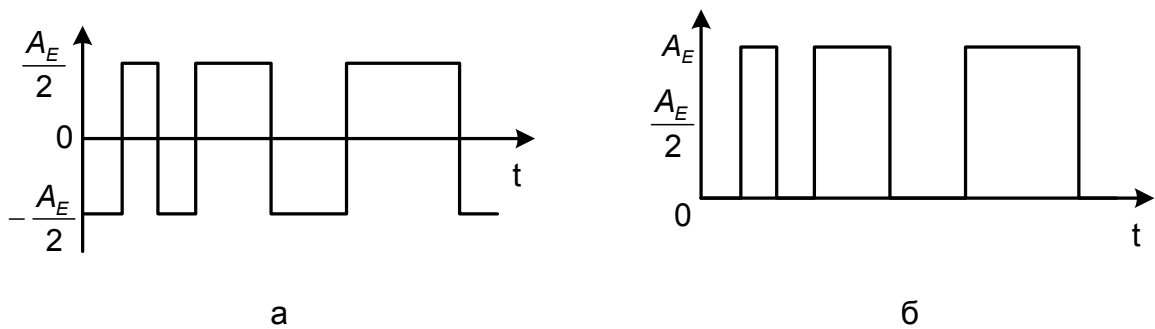


Рис. 8.6. Передача двополярними (а) та однополярними (б) імпульсами

Передачу інформаційної двійкової послідовності можна здійснити, застосувавши біполярний метод, при якому нульове значення сигналу на передачі відповідає символу 0, а символ 1 передається поперемінно значеннями $+A$ або $-A$ (рис. 8.7).

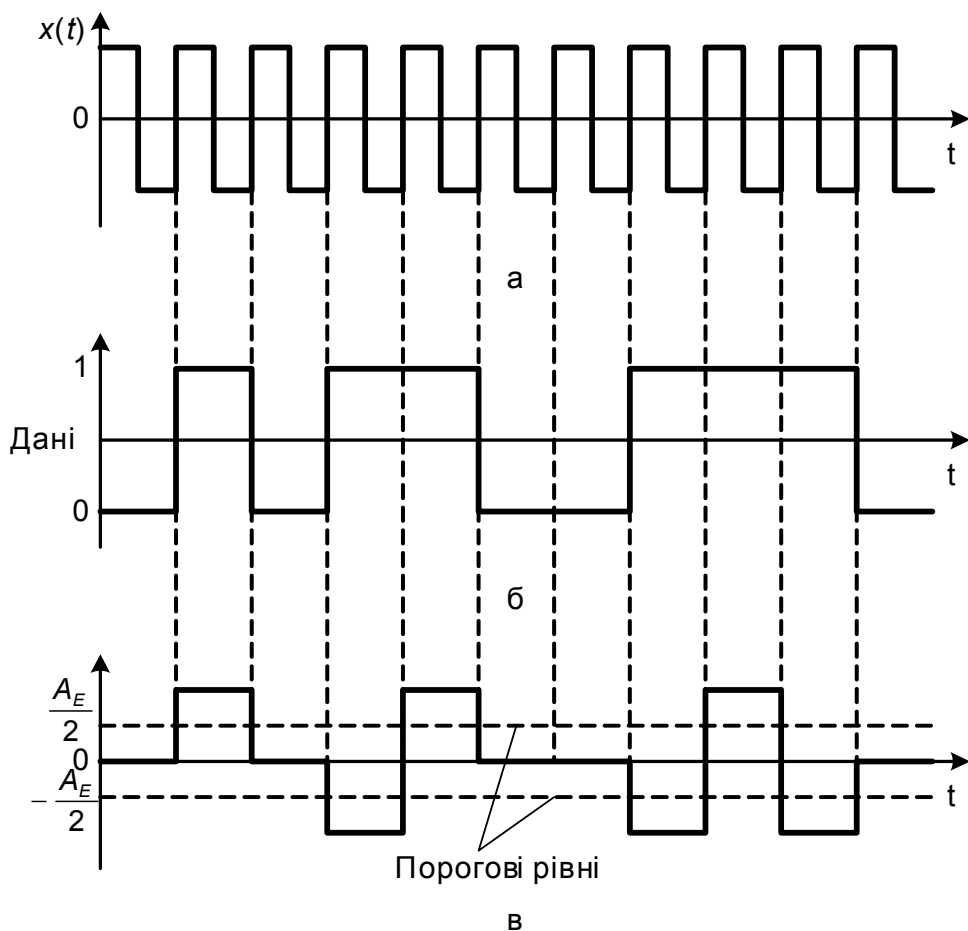


Рис. 8.7. Біполярний метод передачі

При такому методі можлива лише синхронна передача. Для відновлення інформації на прийомі пороговий рівень має дорівнювати $\pm A_E/2$. Щоб зберегти синхронізм на прийомі, виключають виникнення довгих послідовностей нулів в повідомленні, що передається. Перевагою цього методу передачі є значне звуження спектра імпульсної послідовності, що передається. Спектральна щільність сигналу перетворюється на нуль на нульовій частоті, що дає можливість здійснювати передачу по лініях за відсутності гальванічного зв'язку між передавачем і приймачем.

Можливе також застосування квазітрійкового методу, при якому використовують передачі прямокутних імпульсів, коротших за тривалість елемента (символу) кодової комбінації (рис. 8.8), що дає можливість перехідному процесу затухнути до надходження нового імпульсу. Кодування інформації при цьому методі відрізняється від кодування при біполярному методі передавання тим, що одиниця передається імпульсом, наприклад, половинної тривалості.

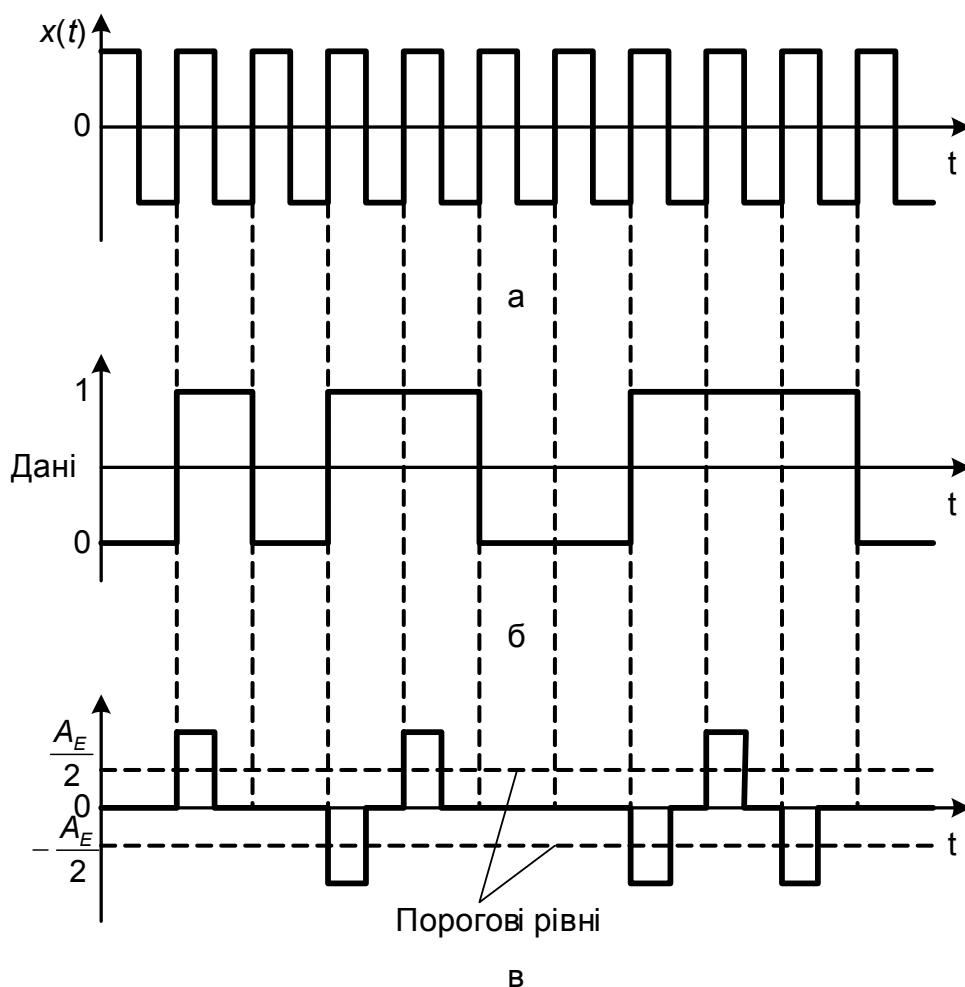


Рис. 8.8. Квазітрійковий метод передачі

Як і при біполярному методі, спектральна щільність імпульсної послідовності, що передається, не містить нульових складових і має значно меншу висоту максимуму при тих же значеннях пікової напруги під час передавання. Тим самим зменшуються завади суміжним системам під час сеансів зв'язку. Для передачі інформації застосовується й двофазний метод (метод розщеплення фази), який ґрунтується на використанні елементів сигналу, що відрізняються один від одного зсувом фази на 180° (рис. 8.9, а).

При вторинному кодування послідовності елементів двійкового коду (рис. 8.9, б) можуть бути такі випадки: якщо в даний момент відліку двійковий символ змінився порівняно з попереднім відліком, то передається елемент сигналу, змінений відносно попереднього на 180° ; якщо символ не змінився, то стрибка фази не відбувається.

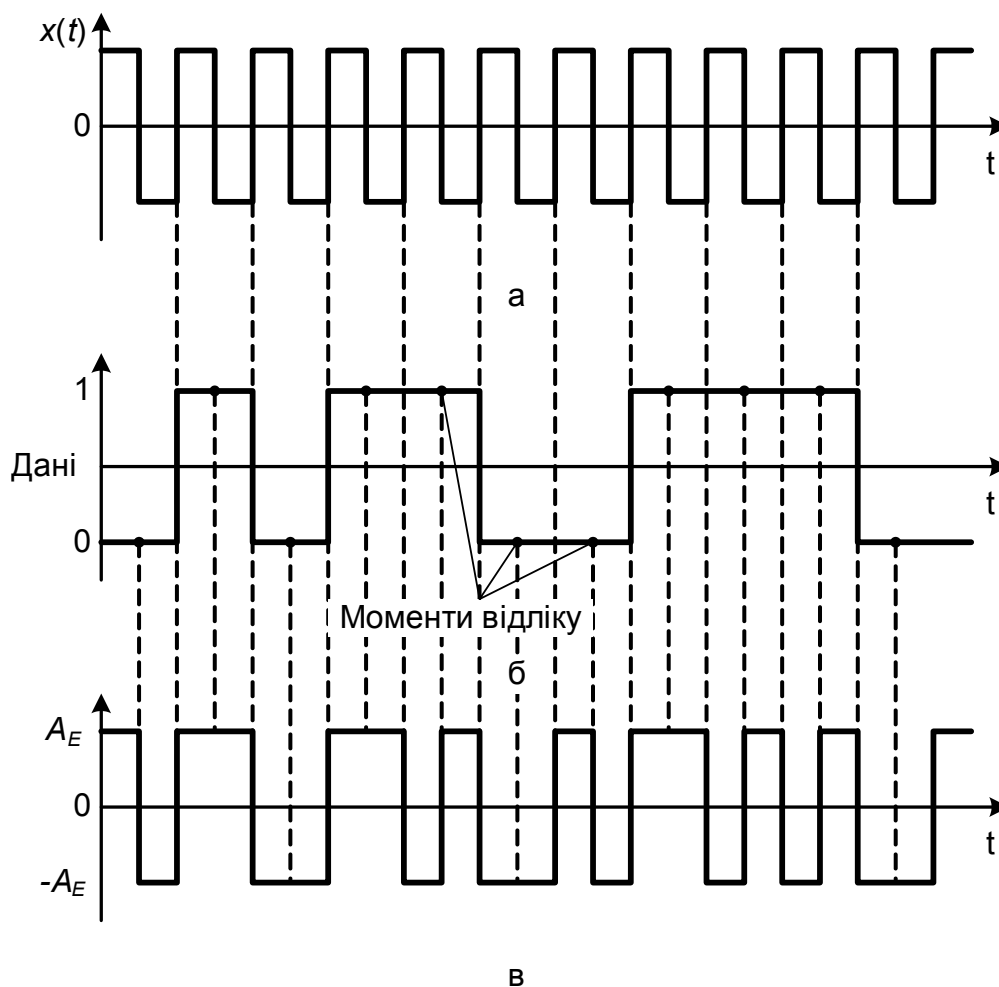


Рис. 8.9. Двофазний метод передачі: а — фазомодульовані елементи двійкового коду; б — вторинне кодування елементів двійкового коду

Перевагою методу є передача тактів, що дає можливість здійснювати тактову синхронізацію на прийомі. До недоліків цього методу слід віднести можливість явища зворотної роботи, коли змінення символу, викликане завадою, призводить не до одиначної помилки, а до такої, що повторюється до наступної завади. Під час зворотної роботи прийняті символи будуть інверсними відносно переданих. Спектральна щільність сигналу на нульовій частоті перетворюється в нуль, проте загальний спектр сигналів значно розширюється відносно початкового.

Різновидом двофазного є двофазно-кодовий метод, при якому на відміну від двофазного вторинне кодування послідовності елементів двійкового коду проводиться так, що при символі 0 відбувається стрибок фази сигналу, а при символі 1 — не відбувається (рис. 8.10).

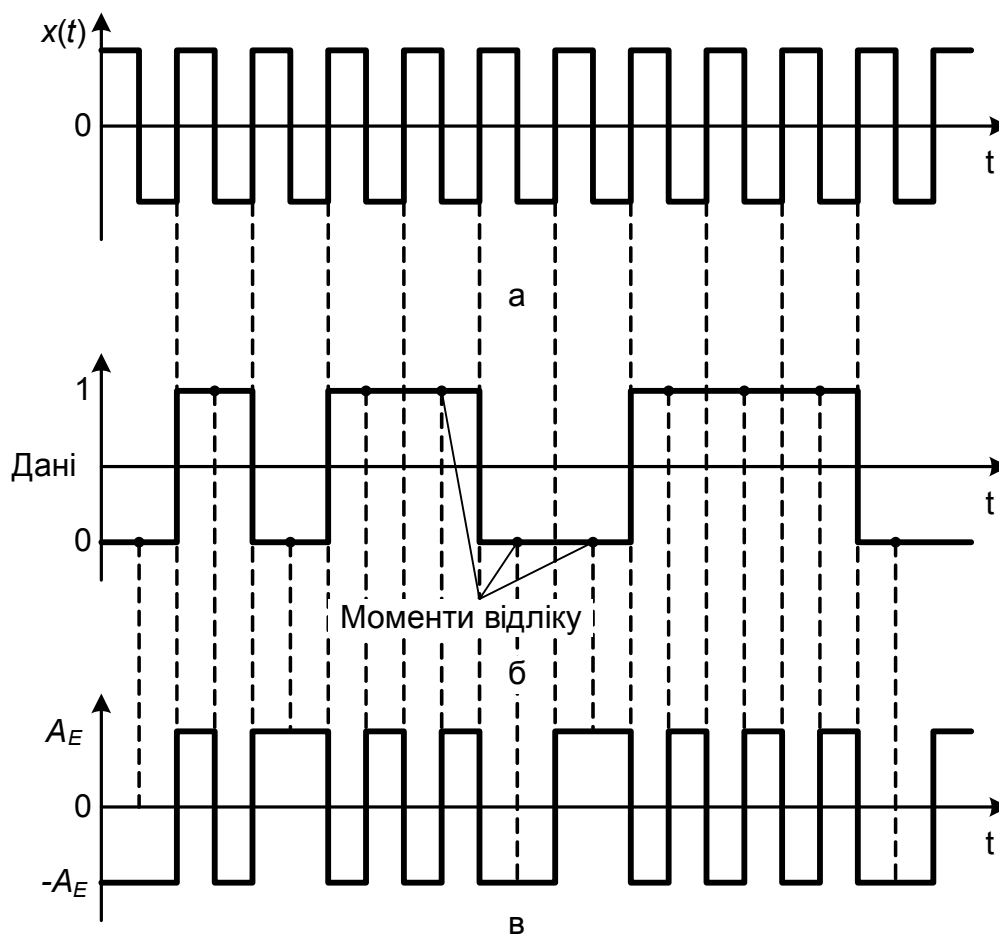


Рис. 8.10. Двофазно-кодовий метод передачі

На прийомі одиниця однозначно характеризується зміною полярності в точці відліку, а нуль — відсутністю зміни полярності. При та-

кому методі випадкове змінення символу за результатами дії завади в лінії зв'язку не призводить до множення помилки. Як і в двофазному методі, виділення синхросигналу проводиться з послідовності імпульсів, що приймаються. Спектр сигналу при цьому методі є таким самим, як і при двофазному.

9. ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

9.1. Критерії завадостійкості

Будь-яка система контролю й керування призначена для збору, перетворення, передавання, збереження, оброблення, подання інформації й керування комплексом на базі цієї інформації. Під час роботи таких систем на них діють різні завади. Під дією завад відбувається спотворення інформаційних сигналів під час приймання, перетворення, оброблення й передавання їх, тобто відбувається спотворення інформації. Під дією завад вихідний сигнал не відповідає вхідному, вихідна інформація не відповідає вхідній.

Для характеристики ступеня відповідності прийнятої інформації переданій уводять поняття «правильність» («достовірність»), або «завадостійкість». Під правильністю розуміється ступінь відповідності прийнятого сигналу переданому (ступінь відповідності між інформацією отриманою й інформацією переданою).

Під завадостійкістю розуміють здатність системи протистояти шкідливій дії завад або відновлювати інформацію із заданою достовірністю. Різні системи мають різну здатність, тобто при однакових вхідних сигналах і однакових рівнях завад вихідні сигнали можуть бути різними за величиною. Отже, чим менша відмінність вихідного сигналу від вхідного, тим більшу завадостійкість має система.

Гранично досягну завадостійкість називають потенційною завадостійкістю. Порівняння реальної завадостійкості з потенційною оцінює систему і показує наявність ще не використаних резервів.

Іншою важливою властивістю системи є її ефективність. Під ефективністю системи розуміється її здатність забезпечити приймання, передавання, оброблення, перетворення й подання заданої кількості інформації найбільш економічним способом. Оскільки ці операції пов'язані з певними витратами потужності, часу й апаратури, то ефективність системи визначають як її здатність забезпечити виконання цих операцій з найменшими витратами потужності, часу й апаратури.

Як критерії для оцінювання завадостійкості й ефективності систем використовують моделі, отримані на базі теорії інформації, теорії кодування, теорії систем та інших наук. Вибрані критерії завадостійкості мають дати можливість оптимізувати систему.

Властивості завадостійкості й ефективності систем тісно взаємозв'язані. Підвищення завадостійкості завжди призводить до зниження ефективності і, навпаки, підвищення ефективності негативно відбивається на завадостійкості систем. Завадостійкість можна визначити як ступінь відповідності прийнятої інформації переданій при заданому рівні завад.

При порівнянні декількох систем більш завадостійкою буде та з них, яка при однаковій кількості завад забезпечуватиме меншу різницю між прийнятою і переданою інформаціями. Цей ступінь відповідності оцінюється певною кількісною мірою, яка вибирається залежно від таких параметрів:

- функції системи;
- вид матеріальних носіїв інформації в системі;
- характер переданої інформації.

Визначити завадостійкість системи в цілому — досить складне завдання. Зазвичай визначають завадостійкість окремих пристроїв системи: передавального пристрою (завадостійкість передачі інформації), каналу передачі, приймального пристрою.

Завадостійкість передавального пристрою (кодера, модулятора, передавача) визначається методом передачі інформації. Тому говорять про завадостійкість виду модуляції, якщо в системі використовується якийсь різновид модуляції, або про завадостійкість коду, якщо в системі використовується кодування інформації.

Оцінюючи вплив виду модуляції на завадостійкість системи, проводять зазвичай порівняння коефіцієнтів відношення ефективного значення сигналу до середньоквадратичного значення завади й відношення ефективного значення сигналу до середньої потужності завади на виході системи при використаному виді модуляції.

У багатьох випадках для оцінювання завадостійкості системи використовують імовірність правильного прийому:

$$P_{пр} = 1 - P_{пом}, \quad (9.1)$$

де $P_{пом}$ — імовірність спотворення інформації в системі.

Для реальних систем імовірність помилки $P_{пом}$ є дуже малою (значно меншою за одиницю). Тому як критерій використовують коефіцієнт

$$S = \lg \frac{1}{P_{\text{пом}}} = \lg \frac{1}{1 - P_{\text{пр}}} \quad (9.2)$$

Імовірність помилки $P_{\text{пом}}$ і коефіцієнт S використовують як критерій для оцінювання завадостійкості коду й системи кодування. Оскільки для СКК КІВ імовірність помилки $P_{\text{пом}}$ є найбільш застосовуваним критерієм оцінки, то розглянемо його більш детально.

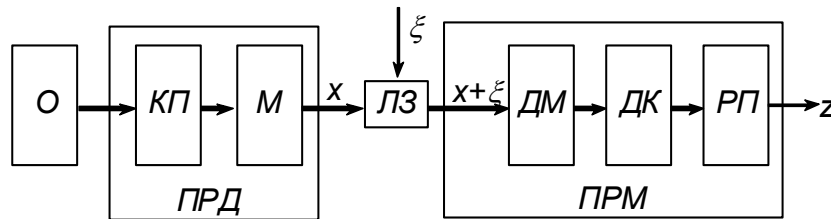


Рис. 9.1. Структурна схема каналу передачі СКК

У приймач СКК КІВ (рис. 9.1) надходять або корисні сигнали із завадою ($x + \xi$), або тільки завада (ξ), внаслідок чого приймальна апаратура (демодулятор, декодер, розв'язувальний пристрій) має визначити або наявність корисного сигналу (корисної інформації), або його відсутність.

При цьому може бути таке (рис. 9.2):

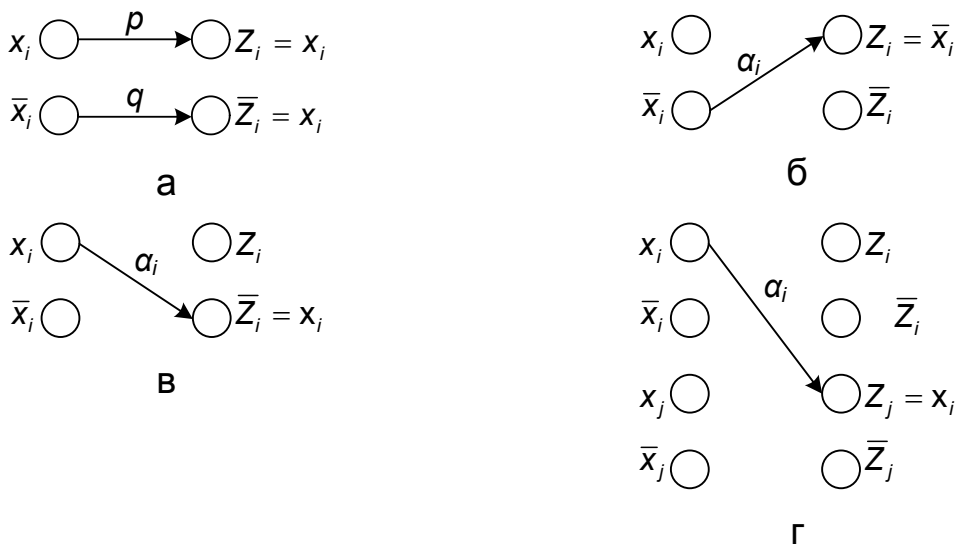


Рис. 9.2. Графи переходів

- правильний прийом інформації (рис. 9.2, а);
- за відсутності інформації ($x_i = 0$) приймається уявне рішення про її наявність ($z_i = 1$; рис. 9.2, б);
- за наявності інформації ($x_i = 1$) приймається уявне рішення про її відсутність ($z_i = 0$; рис. 9.2, в);
- за наявності інформацій одного виду ($x_i = 1, x_j = 0$) приймається уявне рішення про наявність інформації іншого виду ($z_i = 0, z_j = 1$; рис. 9.2, г).

Якщо апіорна ймовірність надходження x_i -го елемента інформації дорівнює P_i , а α_i — умовна ймовірність (прийом) x_i -го елемента інформації, коли на вхід системи надходив інший елемент інформації із множини N , то ймовірність помилки

$$P_{\text{пом}} = \sum_{i=1}^N P_i \alpha_i. \quad (9.3)$$

Для бінарних сигналів повна ймовірність помилкового рішення

$$P_{\text{пом}} = p\alpha + q\beta, \quad (9.4)$$

де α — умовна ймовірність рішення про відсутність інформації, коли вона є (помилка першого роду);

β — умовна ймовірність помилкового рішення про наявність інформації, коли її немає (помилка другого роду);

q — апіорна ймовірність відсутності інформації;

p — апіорна ймовірність наявності корисної інформації.

Критерієм оцінки каналу передачі системи може бути його пропускну здатність C . В окремому випадку пропускну здатність можна визначити за формулою

$$C = F_k \log \left(1 + \frac{P_c}{P_\xi} \right), \quad (9.5)$$

де F_k — спектр каналу; P_c — потужність сигналу; P_ξ — потужність завади.

Пропускну здатність бінарного симетричного каналу передачі можна визначити за формулою

$$C = \bar{\nu} [1 + p \cdot \log p + (1 - p) \log(1 - p)],$$

де \bar{v} — швидкість передачі бінарних сигналів.

Як критерій оцінки завадостійкості n -розрядного коду можна прийняти ймовірність неправильного прийому кодової комбінації $P_{нп}$. Якщо ймовірність спотворення одного символу кодової комбінації дорівнює p_e , то

$$P_{нп} = 1 - (1 - p_e)^n \approx np_e.$$

Оскільки величина $P_{нп}$ є малою, то часто як критерій оцінки завадостійкості коду використовують величину

$$S = \lg \frac{1}{P_{нп}}. \quad (9.6)$$

Як критерій оцінки коду використовують поняття коефіцієнта виявлення

$$k_{виявл} = \frac{L}{M}, \quad (9.7)$$

де L — кількість спотворених кодових комбінацій, помилки в яких виявляються; M — загальна кількість спотворених комбінацій.

Величини L і M , а отже, і $k_{виявл}$ — суто ймовірні величини. Вони є функціями ймовірності спотворення кожного елемента коду при певному рівні завад і залежать від структури коду і його захисних властивостей. При передачі досить великої кількості кодових комбінацій N можна вважати, що загальна кількість спотворених комбінацій M і загальна кількість спотворених комбінацій L , помилки в яких виявляються, будуть такими:

$$M = NP_c; L = NP_{еп}; M - L = NP_{нп},$$

де $P_c = P_{еп} + P_{нп}$ — ймовірність спотворення кодової комбінації;

$P_{еп}$ — ймовірність виникнення виявлених спотворень у кодовій комбінації;

$P_{нп}$ — ймовірність виникнення невиявлених спотворень у кодовій комбінації.

З (9.7) випливає, що коефіцієнт виявлення

$$k_{\text{виявл}} = \frac{P_{\text{вп}}}{P_c}. \quad (9.8)$$

Однак оскільки ймовірність спотворення кодової комбінації дорівнює сумі ймовірностей виявлених $P_{\text{вп}}$ і невиявлених $P_{\text{нп}}$ спотворень у комбінації, то

$$k_{\text{виявл}} = \frac{P_{\text{вп}}}{P_{\text{вп}} + P_{\text{нп}}}.$$

Звідси

$$\frac{1}{k_{\text{виявл}}} = 1 + \frac{P_{\text{нп}}}{P_{\text{вп}}}.$$

Критерієм оцінки завадостійкості систем можна прийняти ймовірність видачі споживачеві помилкової інформації

$$P_{\text{ф}} = \frac{P_{\text{нп}}}{1 - P_{\text{вп}}}. \quad (9.9)$$

Вибір того чи іншого критерію (9.1) – (9.9) оцінки завадостійкості СКК КІВ або її окремих пристроїв залежить від призначення системи, видів носіїв інформації, характеру інформації, яка передається, та інших об'єктивних і суб'єктивних факторів.

9.2. Методи забезпечення завадостійкості

Завадостійкість — це здатність системи протидіяти завадам, а для цього треба знати, чим протидіяти і на що протидіяти, тобто для боротьби із завадами потрібні апіорні відомості про властивості носія інформації й про самі завади. До таких властивостей належать:

- величина струму (напруги) вхідного сигналу й завади;
- середні потужності сигналу P_c й завади P_z ;
- вид переносника інформації;

— закон розподілу сигналу тощо.

Знаючи ці властивості сигналу й завади, можна встановити певні відмінності між ними й використати їх для розроблення способів забезпечення завадостійкості.

Усі способи завадостійкості ведуть до часової й апаратурної надмірності як з боку джерела інформації, так і з боку адресата.

Перша група способів підвищення завадостійкості базується на виборі методу передачі інформації. Друга група способів пов'язана з побудовою завадостійких приймачів.

Способи підвищення завадостійкості:

- 1) збільшення відношення сигнал/завада;
- 2) раціональній вибір виду модуляції сигналів;
- 3) використання спеціальних кодів;
- 4) збільшення часу передачі й оброблення за рахунок:
 - а) багаторазового повторення інформації, що передається;
 - б) використання в системах каналу зворотного зв'язку;
- 5) селекція сигналів за тривалістю;
- 6) компенсація завади;
- 7) методи оптимального приймання сигналів;
- 8) кореляційне приймання сигналів;
- 9) заглушення завад у місцях їх виникнення;
- 10) екранування системи або її окремих елементів (наприклад, ліній зв'язку).

Простим і часто застосовуваним засобом підвищення завадостійкості є збільшення відношення сигнал/завада за рахунок збільшення потужності передавача. Однак цей спосіб, незважаючи на простоту, може виявитись економічно недоцільним, оскільки він пов'язаний із значним збільшенням складності й вартості обладнання. Наприклад, для вимірювальних систем такий спосіб підвищення завадостійкості взагалі є неприпустимим. Для інших систем збільшення потужності передачі супроводжується підсиленням завади від дії цієї системи на інші, тобто система стає джерелом завад для інших систем.

Важливим засобом підвищення завадостійкості передачі інформації шляхом використання неперервних сигналів є раціональний вибір виду модуляції сигналів. Різні види модуляції мають неоднакову завадостійкість. Застосовуючи види модуляції, які забезпечують значне розширення смуги частот сигналу, можна досягти істотного підвищення завадостійкості передачі інформації.

Радикальним способом підвищення завадостійкості дискретних систем є використання спеціального кодування інформації (використання завадостійких кодів). Підвищення завадостійкості передачі й оброблення інформації може бути досягнуто шляхом багаторазового

повторення передачі (або оброблення) інформації. Отримані результати передачі (або оброблення) порівнюються і як дійсні беруться ті результати, що мають найбільшу кількість збігів.

Щоб виключити або змінити невизначеність під час оброблення інформації (прийнятої або перетвореної) і забезпечити відбір за критерієм більшості, передача (або оброблення) має повторюватись не менше трьох разів. Цей спосіб підвищення завадостійкості пов'язаний зі збільшенням часу передачі й ускладненням апаратури.

Різновидом систем, у яких підвищення завадостійкості досягається за рахунок збільшення часу передачі, є системи зі зворотним зв'язком. Завадостійке приймання інформації (сигналів) полягає у використанні надмірності отриманої інформації, апріорних відомостей про сигнали й завади. Зараз для побудови систем з оптимальним прийомом широко використовується апарат теорії статистичних рішень.

Помилки систем зменшуються зі збільшенням відношення сигнал/завада на вході приймача. У зв'язку з цим часто проводять попереднє оброблення прийнятого сигналу з метою збільшення відношення корисної складової до завади.

Завдання оптимального прийому полягає у використанні властивостей корисного сигналу, завади й каналу для збільшення ймовірності правильного прийому, тобто для збільшення ймовірності правильного прийому має бути проведене попереднє оброблення прийнятого сигналу, яке забезпечує збільшення відношення сигнал/завада. Для цього на приймальній стороні необхідна наявність фільтра й розв'язувального пристрою. Фільтр поліпшує відношення сигнал/завада. Розв'язувальний пристрій виконує функції виявлення, виокремлення (розрізнення) і відновлення корисного сигналу.

Ідея частотної фільтрації базується на різниці спектрів корисного сигналу й завади. При цьому використовуються лінійні частотні фільтри, які заглушують завади і поліпшують тим самим відношення сигнал/завада.

Метод накопичення застосовується в тому випадку, коли корисний сигнал протягом часу прийому є постійним і являє собою періодичну функцію. Він полягає в багаторазовому повторенні сигналу й підсумовуванні окремих його реалізацій у приймальному пристрої. Виграш досягається за рахунок збільшення часу роботи, тобто зменшення швидкодії системи.

Величину відношення сигнал/завада можна підвищити, якщо використати різницю між кореляційними функціями сигналу й завади. Цей метод є ефективним лише у випадку застосування в системах періодичних і квазіперіодичних сигналів.

9.3. Завадостійкість деяких видів модуляції

Переносником інформації, як відомо, є сигнал, який у загальному випадку можна навести у вигляді

$$x(t) = f(a_1, a_2, \dots, a_n, t),$$

де a_1, a_2, \dots, a_n — параметри сигналу.

Модуляція сигналу полягає в тому, що один із декількох його параметрів змінюється згідно з повідомленням, яке передається. Дія завади на носій призводить до додаткової (паразитної) модуляції його параметрів. При накладанні завади $\xi(t)$ на корисний сигнал $x(t)$ одержують складний сигнал

$$y(t) = x(t) + \xi(t) = f_1(a_1 + \delta a_1, a_2 + \delta a_2, \dots, a_n + \delta a_n, t),$$

де $\delta a_1, \delta a_2, \dots, \delta a_n$ — збільшення параметрів сигналу під дією завади (паразитна модуляція).

Очевидно, що різні параметри сигналу будуть по-різному реагувати на дію завади, тобто завадостійкість різних видів модуляції має бути неоднаковою.

9.3.1. Амплітудна і частотна модуляція

Припустимо, що сигнал, який передається, і завада змінюються за гармонічним законом

$$x(t) = A \sin \omega_0 t, \quad \xi(t) = B \sin \omega t.$$

Сумарний сигнал, який одержується внаслідок накладення завади на корисний сигнал, можна подати у вигляді

$$y(t) = A \sin \omega_0 t + B \sin \omega t = (A + \delta A) \sin(\omega_0 + \delta \omega) t,$$

де $\delta A, \delta \omega$ — паразитна модуляція амплітуди й частоти сигналу.

На рис. 9.3 зображено векторну діаграму, яка ілюструє утворення сумарного сигналу. На цьому рисунку \bar{x} — вектор сигналу, який обертається навколо точки 0 з кутовою частотою ω_0 ; а $\bar{\xi}$ — вектор завади, що обертається навколо точки 1 з кутовою частотою ω ; \bar{y} — вектор результуючого сигналу, який обертається навколо точки 0.

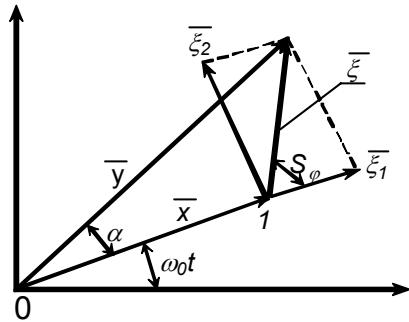


Рис. 9.3. Векторна діаграма утворення сигналу $y(t)$

Вектор \bar{y} здійснює складний рух з періодично змінюваною швидкістю. При цьому так само періодично буде змінюватись його амплітуда. Періодичні зміни швидкості обертання вектора \bar{y} і його амплітуди характеризують частоту й амплітудну паразитної модуляції сигналу.

Для оцінювання паразитної модуляції розкладемо вектор $\bar{\xi}$ на складові $\bar{\xi}_1$ і $\bar{\xi}_2$ (див. рис. 9.3). Проекція вектора $\bar{\xi}$ на вектор \bar{x} відображає амплітудну паразитну модуляцію.

Ця проекція має значення

$$\xi_1 = B \cos(\omega_0 - \omega)t = B \cos \delta\varphi = \delta A \leq B,$$

де $\delta\varphi = (\omega_0 - \omega)t = \delta_1 \omega t$.

Щоб знайти паразитну частотну модуляцію, необхідно визначити кутову швидкість обертання вектора \bar{y} :

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt},$$

де $\varphi = \omega_0 t + \alpha$ — миттєва фаза вектора \bar{y} .

Таким чином,

$$\omega' = \omega_0 + \frac{d\alpha}{dt} = \omega_0 + \delta\omega,$$

де $\delta\omega = \frac{d\alpha}{dt}$ — паразитна частотна модуляція.

При $B_\xi \ll A$

$$\alpha = \operatorname{tg} \alpha = \frac{B \sin \delta \varphi}{A}.$$

Отже,

$$\delta \omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{B}{A} \cos \delta \varphi \frac{d(\delta \varphi)}{dt} = \frac{B}{A} \delta \omega \cdot \cos \delta \varphi,$$

де $\delta \omega = \frac{d\alpha}{dt}$.

Остаточно отримаємо вираз для кутової швидкості вектора \bar{y} :

$$\omega = \omega_0 + \frac{B}{A} \delta \omega \cdot \cos \delta \varphi.$$

Оцінимо величину відношення сигнал/завада на виході приймача при амплітудній модуляції

$$\gamma_{\text{вих}_{AM}} = \frac{(\Delta A)^2}{(\delta A)^2},$$

де ΔA — максимальне значення зміни амплітуди сигналу при корисній модуляції;

δA — максимальне значення зміни амплітуди сигналу за наявності паразитної модуляції.

При стовідсотковій амплітудній модуляції

$$\Delta A = A, \quad \delta A = B.$$

Тоді

$$\gamma_{\text{вих}_{AM}} = \frac{A^2}{B^2} = \gamma_{\text{вх}_{AM}},$$

де $\gamma_{\text{вх}_{AM}} = \frac{A^2}{B^2} = \frac{P_c}{P_s}$ — відношення потужності корисного сигналу до потужності завади на вході приймача.

Таким чином, виграш амплітудної модуляції

$$B_{AM} = \frac{\gamma_{\text{вих}_{AM}}}{\gamma_{\text{вх}_{AM}}} = 1.$$

Отже, при амплітудній модуляції відношення сигнал/завада на виході й вході приймача є однаковим, тобто завадостійкість систем з амплітудною модуляцією є слабкою.

При *частотній модуляції* використовуються приймачі з частотними детекторами. При цьому величина сигналу на виході приймача буде пропорційною девіації частоти вхідного сигналу. Тоді відношення потужностей сигналу і завади на вході приймача

$$\gamma_{\text{вих}_{ЧМ}} = \frac{(\Delta\omega)^2}{(\delta\omega)^2} = \frac{A^2(\Delta\omega)^2}{B^2(\delta\omega)^2} = \left(\frac{\Delta\omega}{\delta\omega}\right)^2 \gamma_{\text{вх}_{ЧМ}},$$

де $\Delta\omega$ і $\delta\omega$ — максимальні змінення частоти сигналу при корисній і паразитній частотній модуляції.

Отже, вигреш, що забезпечується частотною модуляцією,

$$B_{ЧМ} = \frac{\gamma_{\text{вих}_{ЧМ}}}{\gamma_{\text{вх}_{ЧМ}}} = \left(\frac{\Delta\omega}{\delta\omega}\right)^2.$$

Зазвичай $\Delta\omega > \delta\omega$, тому частотна модуляція заглушує заваду і це заглушення буде тим ефективнішим, чим більшою є девіація частоти $\Delta\omega$ при корисній модуляції.

Таким чином, частотна модуляція порівняно з амплітудною забезпечує вигреш у $(\Delta\omega/\delta\omega)^2$ разів.

Загальний випадок — по каналу передається довільний сигнал. Нехай такий сигнал характеризується енергетичною спектральною щільністю $G(\omega)$. У каналі діє адитивна завада типу “білий шум” з питомою енергетичною спектральною щільністю P_{ξ} .

Відношення потужності сигналу і завади на виході приймача для випадку амплітудної модуляції

$$\gamma_{\text{вих AM}} = \frac{\int_0^F G(\omega) d\omega}{\rho_{\xi} F},$$

де F — смуга частот, у якій діють сигнал і завада.

Це саме відношення для випадку частотної модуляції буде таким:

$$\gamma_{\text{вих ЧМ}} = \frac{\int_0^F (\Delta\omega)^2 G(\omega) d\omega}{\int_{\omega_0}^{F+\omega_0} (\delta, \omega)^2 \rho_{\xi} d(\delta, \omega)} = \frac{3(\Delta\omega)^2 \int_0^F G(\omega) d\omega}{\rho_{\xi} F^3} = 3\beta^2 \gamma_{\text{вих ЧМ}},$$

де $\beta = \frac{\Delta\omega}{F}$ — індекс частотної модуляції.

Таким чином, при довільному спектрі сигналу частотна модуляція порівняно з амплітудною забезпечує вигреш у $3\beta^2$ рази. Цей вигреш досягається за рахунок розширення спектра модульованого сигналу.

При *кодоімпульсній модуляції* мають місце два види завад:

- шум квантування;
- зовнішні завади.

Оцінимо вплив кожної із зазначених завад. Шум квантування являє собою методичну похибку, яка виникає під час квантування сигналів за рівнем. Оскільки крок квантування Δx значно менший за динамічний діапазон сигналу, шум квантування розподіляється за законом рівної ймовірності у межах кроку квантування, причому дисперсія шуму квантування має оцінку

$$D(\delta_k) = \frac{\Delta x^2}{12}.$$

Нехай значення сигналу розподілене рівномірно в інтервалі від 0 до A . Тоді дисперсія сигналу має оцінку

$$D(x) = \int_0^A A^2 \omega(x) dx = \frac{A^2}{3}.$$

Відношення потужності сигналу до потужності шуму квантування знаходиться за виразом

$$\gamma_{\text{кім}} = \frac{D(x)}{D(\delta_k)} = 12 \frac{A^2}{\Delta x^2}.$$

Кількість рівнів квантування має оцінку

$$m = \frac{A}{\Delta x}.$$

Якщо квантовані сигнали кодуються двійковим кодом, то

$$m = \frac{A}{\Delta x} = 2^n,$$

де n — кількість розрядів у кодовій комбінації.

Тоді

$$\gamma_{\text{кім}} = 4m^2 = 2^{2n+2}.$$

Якщо модульований сигнал має смугу частот $0 \dots F_c$, то квантування сигналу за часом має здійснюватись з частотою $2F_c$. Нехай тривалість кодових комбінацій дорівнює інтервалу часового квантування сигналу $T_k = \frac{1}{2F_c}$. Тоді за умови, що тривалість одного імпульсу

τ в кодовій комбінації дорівнює тривалості паузи між імпульсами, отримаємо вираз для ширини частотного спектра модульованого сигналу:

$$\Delta f_k \cong \frac{1}{\tau} = \frac{2n}{T_k} = 4F_c n,$$

звідки $n = \frac{\Delta f_k}{4F_c}$, а $\gamma_{\text{кім}} = 2^{2\left(\frac{\Delta f_k}{4F_c} + 1\right)} = 2^{2\beta}$.

Як видно з цього виразу, коефіцієнт n виявляє відношення спектра модульованого сигналу до спектра вихідного немодульованого сигналу, тобто відіграє таку саму роль, як індекс модуляції β при частотній модуляції.

Таким чином можна зробити висновок, що при кодо-імпульсній модуляції відношення потужностей сигналу і завади пропорційне $2^{2\beta}$. Висока завадостійкість кодо-імпульсної модуляції досягається як за рахунок спектра модульованого сигналу, так і за рахунок збільшення часу передачі.

Незначне збільшення спектра сигналу з КІМ (збільшення n) супроводжується різким збільшенням завадостійкості цього виду модуляції. Однак при заданому A кількість розрядів n може зростати за рахунок істотного зменшення кроку квантування x , що, в свою чергу, призведе до зменшення завадостійкості КІМ за рахунок впливу зовнішніх завад.

Нехай в каналі діє адитивна завада $\xi(t)$. Дія завади $\xi(t)$ призводить до помилок при квантуванні сигналу за рівнем, якщо рівень завади перевищує половину кроку квантування. Імовірність такої помилки

$$P_{\text{пом}} = \int_{\frac{\Delta x}{2}}^{\infty} \omega(\xi) d\xi + \int_{-\infty}^{-\frac{\Delta x}{2}} \omega(\xi) d\xi = 2 \int_{\frac{\Delta x}{2}}^{\infty} \omega(\xi) d\xi .$$

За умови нормального закону розподілу завади

$$P_{\text{пом}} = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\xi}} \int_0^{\infty} \exp\left\{-\frac{\xi^2}{2\sigma_{\xi}^2}\right\} d\xi = 1 - \Phi\left(\frac{\Delta x}{2\sqrt{2}\sigma_{\xi}}\right),$$

де $\Phi\left(\frac{\Delta x}{2\sqrt{2}\sigma_{\xi}}\right)$ — функція Лапласа;

σ_{ξ} — середньоквадратичне значення завади.

Вибір кроку квантування Δx при КІМ має здійснюватися з урахуванням впливу обох видів завад: зовнішніх завад і шуму квантування. У табл. 9.1 наведено значення виграшу систем, які розраховані за формулою

$$B = \frac{\left(\frac{P}{P_{\xi}}\right)_{\text{вих}}}{\left(\frac{P}{P_{\xi}}\right)_{\text{вх}}},$$

де $(P/P_{\xi})_{\text{вих}}$ і $(P/P_{\xi})_{\text{вх}}$ — відношення середніх потужностей сигналу завади на виході й вході систем при

$$\gamma_1 = \frac{P_{\text{свх}}}{P_{\text{звх}}} = 100, \quad \gamma_2 = \frac{F_{\text{вх}}}{F_{\text{вих}}} = 2, \quad F_{\text{вх}} \cong \frac{1}{2\Delta T}.$$

Таблиця 9.1

Вид модуляції			
АМ	ЧМ	ФМ	Оптимальне кодування
0,67	3,0	39,4	100,0

Із таблиці видно, що кращу завадостійкість має фазова модуляція. Однак і вона багато в чому поступається системам з оптимальним кодуванням.

9.4. Системи з повторенням передачі

Ефективним методом виявлення і виправлення спотворень є багатократне повторення інформаційної кодової комбінації. Рішення про якість повідомлень приймаються за критерієм більшості збігів кодових комбінацій. При цьому переданих кодових комбінацій має бути не менш трьох, що обумовлює великий час передачі повідомлень.

Нехай кількість повторень є постійною і дорівнює γ , а ймовірність спотворення інформаційної кодової комбінації при передачі дорівнює P_c . Інформацію прийнято правильно, якщо прийнято й оброблено без спотворень r кодограм (інформаційних кодових комбінацій) із γ ($\gamma > r$). Наприклад, якщо кратність повторень $\gamma = 3$, критерієм правильності результату передачі й оброблення інформації може бути збіг кодів не менш ніж у двох випадках ($r = 2$).

Імовірність того, що при γ повтореннях кодову комбінацію правильно прийнято й оброблено не менш r раз, буде такою

$$p_{пр} = \sum_{i=0}^{\gamma-r} C_{\gamma}^i p_c^i (1-p_c)^{\gamma-i},$$

а ймовірність помилкового прийому

$$p_{пом} = 1 - p_{пр} = \sum_{i=\gamma-r+1}^{\gamma} C_{\gamma}^i p_c^i (1-p_c)^{\gamma-i}.$$

Приклад 9.1. Порівняємо завадозахищеність системи, яка працює в двох режимах: без повторення інформації й при $\gamma = 4$, $r = 3$, $P_c = 10^{-3}$.

Розв'язання. Завадостійкість режимів будемо оцінювати за допомогою показника $S = \lg \frac{1}{p_{пом}}$.

Для першого режиму

$$S_1 = \frac{1}{\lg p_{пом}} = \frac{1}{\lg 10^{-3}} = 3.$$

Для другого режиму маємо

$$P_{\text{пом}} = \sum_{i=2}^4 C_n^i p^i (1-p_e)^{n-1} = 1,1 \cdot 10^{-5},$$

$$S_2 = \frac{1}{\lg 1,1 \cdot 10^{-5}} \cong 5.$$

Із порівняння S_1 і S_2 випливає, що другий режим має більш високу завадостійкість: імовірність помилкового прийому менша майже на два порядки порівняно з однократною передачею. Це досягається за рахунок зменшення швидкості.

У загальному випадку при γ -кратному повторенні швидкодія системи зменшується не менше ніж у γ разів при постійній кратності повторень. Реалізація повторень еквівалентна збільшенню відповідної надмірності коду. При використанні спеціальних коригуючих кодів, які виявляють і виправляють помилки, що виникають, потрібна менша надмірність коду. При цьому значно ускладнюються кодувальні й декодувальні пристрої. Для симетричного каналу зв'язку з імовірністю спотворення одного символу p імовірність пропуску помилки кодом із однаковою надмірністю, який тільки виявляє або виправляє помилки, становить відповідно

$$p_{\text{нп}} = \sum_{i=2q+1}^n C_n^i p^i (1-p)^{n-i};$$

$$p_{\text{кор}} = \sum_{i=q_n+1}^n C_n^i p^i (1-p)^{n-i} = \sum_{i=q_n+1}^{2q} C_n^i p^i (1-p)^{n-i} + \sum_{i=q+1}^n C_n^i p^i (1-p)^{n-i}.$$

Перший доданок у другому виразі позитивний, тому $P_{\text{нп}} > P_{\text{кор}}$, і коригувальні коди доцільно використати в режимі виявлення. Для виправлення спотворень реалізується повторення кодової комбінації. Такий метод здійснюється в системах зі зворотним зв'язком.

9.5. Системи зі зворотним зв'язком

9.5.1. Характеристика систем зі зворотним зв'язком

У системах зі зворотним зв'язком передача здійснюється як від передавального пункту до приймального, так і від приймального пункту до передавального. У першому випадку використовується канал зв'язку прямого напрямку, а в другому — зворотного. Поняття «прямий» і «зворотний» канали є відносними, оскільки передача основних повідомлень може здійснюватись в обох напрямках і обидва канали

можуть використовуватися для взаємного сповіщення про отримані повідомлення, які надходять на приймальну сторону кожного з них. Передача здійснюється зі зворотним зв'язком (ЗЗ), якщо інформація, що передається у зворотному напрямку, хоча б частково використовується для підвищення достовірності передачі. Можливими є різні варіанти охоплення зворотним зв'язком пристроїв системи (рис. 9.4), до структури якої належить джерело повідомлення 1, одержувач повідомлення 7, кодувальний пристрій 2, декодувальний пристрій 6, передавач 3, лінія зв'язку 4, приймач 5.

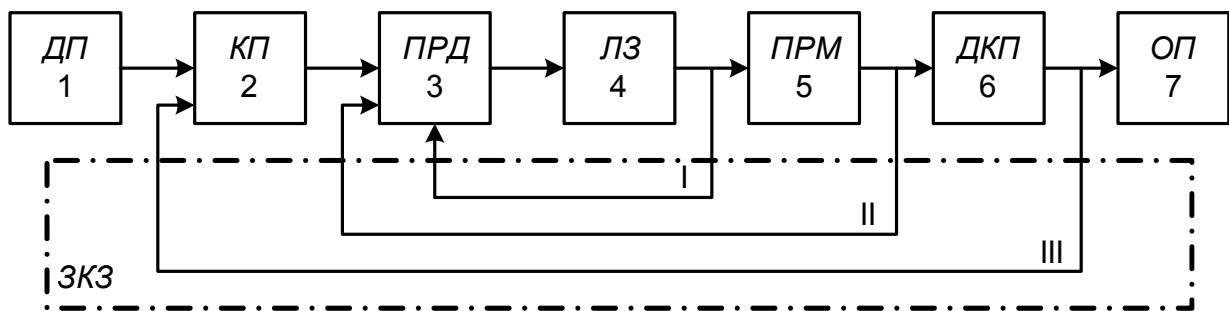


Рис. 9.4. Варіанти охоплення зворотним зв'язком

Зворотний зв'язок може застосовуватися для одержання повідомлення або про сигнали на виході прямого каналу (до їх демодуляції або їхнього декодування, варіант I), або про зареєстровані елементи коду після демодулятора (варіант II), або про кодові комбінації, що приймаються (варіант III). Система із зворотним зв'язком за варіантами II і III контролює не тільки сигнали, але й рішення, які приймаються приймачем. Третій варіант має перевагу відносно перших двох, оскільки охоплює пристрої, які приймають рішення. Залежно від методу використання зворотного каналу розрізняють системи з інформаційним зворотним зв'язком (**IЗЗ**), з розв'язувальним зворотним зв'язком (**РЗЗ**) і з комбінованим зворотним зв'язком (**КЗЗ**).

У системах з інформаційним зворотним зв'язком рішення про правильність переданого повідомлення й необхідність повторення передачі кодограми приймається на передавальній стороні. Рішення про правильність переданого повідомлення можна прийняти на основі порівняння переданого повідомлення з отриманим за зворотним зв'язком. При розбіжності інформації повторюється раніше передана кодова комбінація. З цього випливає, що в розглянутих системах може використовуватися будь-який код, у тому числі й ненадмірний.

У системах з розв'язувальним зворотним зв'язком рішення про правильність одержаного повідомлення приймається на приймальній стороні. Тому в таких системах має використовуватися код з виявлен-

ням помилок. При помилково прийнятій кодограмі за зворотним каналом посилається сигнал запиту на повторення передачі і, якщо кодограму прийнято правильно, передається сигнал підтвердження, який дає можливість передати нове повідомлення. Такі системи ще називають системами з перезапитом, або системами з автоматичним запитом і повторенням спотвореної інформації. У цих системах зворотний канал зазвичай використовується для передачі як розв'язувальних сигналів, так і інформації в зворотному напрямку.

У системах з комбінованим зворотним зв'язком певною мірою поєднуються розглянуті вище методи організації зворотного зв'язку. Наприклад, за зворотним каналом передається як рішення, прийняте на приймальній стороні, так і повідомлення, яке надійшло. Рішення про правильність переданого повідомлення приймається на приймальній стороні, а рішення про необхідність повторення передачі — на передавальній.

Інформація, яка передається по зворотному каналу зв'язку, має назву квитанції. Зворотний зв'язок називають повним, якщо кожному отриманому повідомленню відповідає своя квитанція. Якщо одна квитанція відповідає двом і більше повідомленням, то зворотний зв'язок є скороченим. За зворотним зв'язком як квитанцію можна передавати отримане повідомлення. У цьому випадку зворотний зв'язок називають ретрансляційним.

У системі передачі даних по каналах зв'язку циркулюють службові знаки, які вказують, правильно чи неправильно прийнято повідомлення; необхідно або не слід передавати раніше прийняте повідомлення. Якщо повідомлення прийнято правильно, то як службовий знак використовується сигнал (знак) підтвердження, а якщо неправильно — знак стирання.

На практиці застосовують системи передачі даних з усіма видами зворотного зв'язку. Доцільність застосування того чи іншого виду зворотного зв'язку визначається конкретними умовами, оскільки кожен із них має відповідні переваги й недоліки.

9.5.2. Системи з інформаційним зворотним зв'язком

Система з інформаційним зворотним зв'язком (рис. 9.5) містить прямий 1 і зворотний 2 канали, запам'ятовувальні пристрої 3, 4, пристрої управління 5, 6, пристрій порівняння 7, який розташований на стороні джерела інформації 14. У цій системі по прямому каналу інформація надходить до одержувача 15. Передавальний код записується в запам'ятовувальний пристрій 3 для забезпечення можливості

визначення правильності передачі через порівняння його з кодом, отриманим за зворотним каналом.

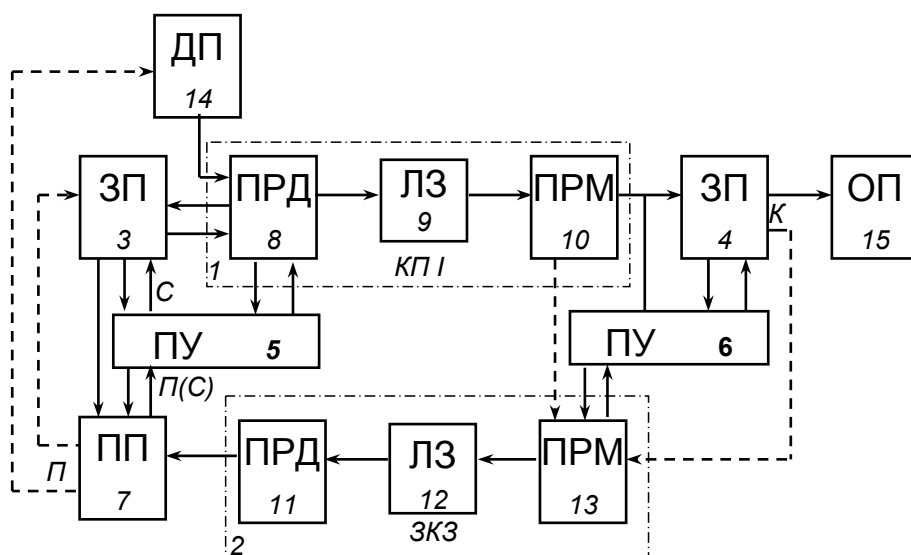


Рис. 9.5. Структурна схема системи з інформаційним зворотним зв'язком

На приймальній стороні отриманий код також записується в запам'ятовувальний пристрій 4. У зворотний канал видається квитанція, яка приймається на передавальній стороні і порівнюється в пристрої 7 з кодом, записаним у запам'ятовувальному пристрої 3. Якщо кодові комбінації збіглися, то виробляється сигнал підтвердження (П) і дозвіл на передачу наступного повідомлення. Сигнал підтвердження П разом із кодом цього повідомлення надходить в прямий канал. Після отримання сигналу підтвердження на приймальній стороні збережена в накопичувачі 4 інформація видається споживачу 15, а отриманий при цьому код нового повідомлення записується в накопичувач 4. Квитанція К видається в зворотний канал 2.

Якщо кодові комбінації не збіглися, то в пристрої порівняння 7 виробляється сигнал стирання С і рішення на повторення раніше переданого коду, який зберігається в запам'ятовувальному пристрої 3. В прямий канал надходить сигнал стирання С і код повідомлення. При отриманні сигналу стирання С виробляється заборона на видачу споживачеві збереженої в запам'ятовувальному пристрої 4 інформації, а натомість записується отриманий при цьому код. У зворотний канал зв'язку надходить квитанція, і цикл повторюється. Перевірка правильності передачі повідомлення може здійснюватись як єдиним блоком коду, так і поелементно.

Розглянемо приклад ретрансляційного зворотного зв'язку з блоковою перевіркою правильності передачі. Для передачі інформації використовується трирозрядний код. Можливі наслідки передачі наведено в табл. 9.2.

У першому циклі інформаційна кодограма в прямому каналі зв'язку надходить із сигналом стирання. Це обумовлено необхідністю встановити на початку роботи запам'ятовувальний пристрій 4 на приймальній стороні у вихідний стан. У другому і третьому циклах споживачеві видається інформація, яку передано правильно в першому і другому циклах.

Таблиця 9.2

Назва операції	Цикли передачі								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Вихідний код	100	110	101		111	011	001		110
Код, прийнятий по прямому каналу	С100	П110	П101	С101	П110	П011	П010	П001	П110
Код, прийнятий по зворотному каналу	С100	П110	П110	С101	П110	П011	П010	П001	П110
Код, виданий споживачеві		100	110		101	110	011	010	001

У третьому циклі при передачі квитанції по зворотному каналу зв'язку спотворюється другий розряд. Тому в четвертому циклі здійснюється повторення коду із сигналом стирання, який передається. У п'ятому циклі здійснюється видача цієї інформації споживачу. У цьому ж циклі відбувається спотворення останнього розряду коду як при передачі по прямому каналу зв'язку, так і по зворотному ("дзеркальне" спотворення). Тому таке спотворення не може бути виявлене на передавальній стороні. Внаслідок цього в шостому циклі споживачеві буде видано помилкову інформацію. В сьомому циклі при передачі по прямому каналу зв'язку відбувається спотворення кодограми. На передавальній стороні воно буде виявлено. Однак при повторній передачі коду у восьмому циклі через дію завади відбувається перетворення сигналу стирання в сигнал підтвердження. Тому споживачеві видається раніше отримана інформація. У дев'ятому циклі споживачеві видається правильно повторена інформація.

Цей приклад ілюструє алгоритм роботи системи з ІЗЗ. Крім того, він показує, що системою видається спотворена інформація, якщо відбулося спотворення того самого розряду коду як у прямому, так і в зворотному каналах, а також при перетворенні в прямому каналі сигналу стирання в сигнал підтвердження.

На практиці для передачі службових сигналів, як правило, використовуються завадостійкі сигнали. Тоді видається спотворене повідомлення тільки при першому із зазначених вище випадків. Якщо p_0 — імовірність перетворення «одиниці» в «нуль» або «нуля» в «одиницю» в симетричному двійковому каналі, то для системи з ІЗЗ імовірність видачі спотвореної інформації можна оцінити виразом

$$P_{\text{спотв}} = C_n^1 p_0^2 = n p_0^2.$$

Імовірність помилкової передачі в системі без зворотного зв'язку

$$p_{\text{пом}} \cong n p_0.$$

Порівнюючи ці співвідношення, бачимо, що достовірність передачі в системі з ІЗЗ значно більша, ніж в системі без зворотного зв'язку. Середня кількість посилок n -елементного повідомлення дорівнює кількості посилок одноелементного повідомлення

$$R_n = R_1^n.$$

Середня кількість посилок збільшується зі збільшенням довжини повідомлення. Середня кількість двійкових елементів, які витрачено на передачу одного повідомлення, при поблочній передачі дорівнює $n_n = R_1^n$, а при поелементній — $n_1 = n R_1$, де n — кількість елементів повідомлення; R_1 — середня кількість посилок одного повідомлення; R_1^n — середня кількість посилок блока повідомлення. Для симетричного каналу зв'язку

$$R_1 = \frac{1}{p_0^2 + (1 - p_0)^2},$$

де p_0 — імовірність помилок у прямому й зворотному каналах.

Середній час передачі повідомлення дорівнює $T_{\text{сер}} = R_n (\tau_{\text{пов}} + \tau_{\text{сп}} + \tau_3)$, де $\tau_{\text{пов}}$ — тривалість передачі одного повідомлення; $\tau_{\text{сп}}$ — час очікування квитанції; τ_3 — тривалість службового знаку. Співвідношення для T_c одержано в припущенні, що службові сигнали підтвердження й стирання мають однакову тривалість.

З оцінювання на основі наведених вище співвідношень випливає, що в сучасних системах з ІЗЗ середня кількість повторів при передачі повідомлень є невеликою. При забезпеченні двох-трьох повторів імовірності спотворення майже не відрізняються від випадку, коли кількість повторень не обмежується. Крім того, цікаво звернути увагу на те, що $n_{1сер} < n_{псер}$, тобто поелементна передача порівняно з поблочною є більш економічною стосовно кількості елементів, що витрачаються при повторах. Це обумовлено тим, що при поблочній перевірці повідомлень у випадку виявлення помилки хоча б в одному елементі бракується й повторно передається весь блок. При цьому відкидаються й неушкоджені завадами елементи повідомлення.

9.5.3. Системи з розв'язувальним зворотним зв'язком

У системах з розв'язувальним зворотним зв'язком на приймальній стороні перевіряється правильність сигналу, який приймається, за ознакою, переданою в даних. Якщо прийняті дані задовольняють установленому правилу, то приймальна сторона за зворотним каналом надсилає відповідь (квитанцію) про те, що дані прийнято правильно. Якщо прийняті дані не задовольняють установленому правилу, то приймальна сторона по зворотному каналу посилає запит на повторення передачі.

У системі з розв'язувальним зворотним зв'язком для передачі дискретної інформації використовуються виявлювальні коди. Тому на передавальній стороні має бути відповідний кодувальний 6, а на приймальній стороні — декодувальний 10 пристрої (рис. 9.6). Крім кодувального й декодувального пристроїв у прямому каналі 2 системи на передавальній стороні є накопичувач — запам'ятовувальний пристрій 1, зворотний канал зв'язку 3; на приймальній стороні — формувач квитанції 5 і вихідний пристрій (накопичувач) 4.

Інформація, що передається, надходить у прямий канал зв'язку і записується в накопичувач 1. На приймальній стороні отримана інформація записується в накопичувач 4 і декодується з перевіркою правильності її отримання.

Код з виявленням помилок оцінюється ймовірністю правильного прийому P_n , ймовірністю виявлення помилки $P_{еп}$ і ймовірністю невиявлення помилки $P_{нп}$, причому $P_n + P_{еп} + P_{нп} = 1$.

Якщо кодову комбінацію отримано з виявленою помилкою, то виробляється сигнал стирання С, згідно з яким записана в накопичувач 4 інформація стирається і не видається споживачеві, а формується й

надходить у зворотний канал зв'язку «сигнал – запит». При отриманні цього сигналу на передавальній стороні по прямому каналу повторюється передача кодової комбінації, прийнятої неправильно. Якщо ж кодову комбінацію прийнято правильно або з невиявленою помилкою, то на приймальній стороні у формувачі 5 виробляється сигнал підтвердження. Відповідно до цього споживачеві видається інформація, яка зберігається в накопичувачі 4, а за зворотним каналом передається сигнал підтвердження, який дає можливість передавати чергову кодову комбінацію.

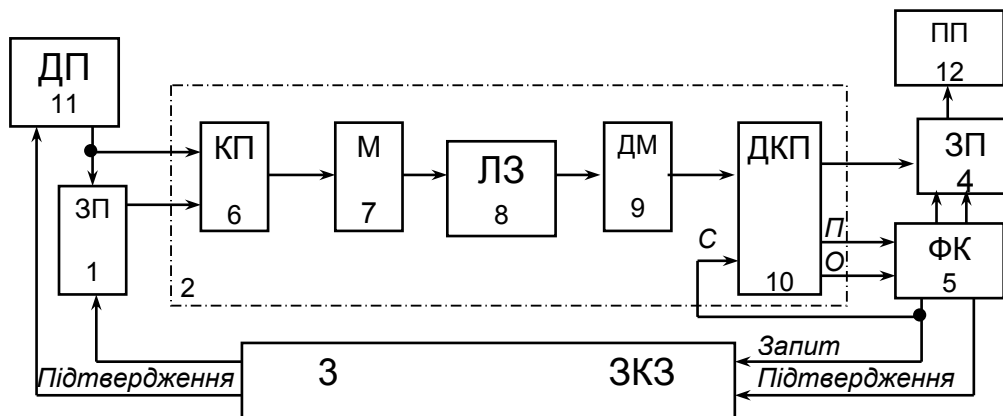


Рис. 9.6. Структурна схема системи з РЗЗ

На практиці застосовуються також системи з РЗЗ з неперервною передачею інформації. У таких системах здійснюється автоматичне повторення повідомлення, яке передається доти, доки не буде отримано сигнал підтвердження. При цьому по зворотному каналу сигнал стирання не передається. За кількістю перезапитів розрізняють системи з обмеженою й необмеженою кількістю перезапитів. У системах з РЗЗ з необмеженою кількістю перезапитів споживачу може бути видано інформацію з помилкою, якщо її не виявлено кодом. Для цих систем імовірність видачі споживачеві помилкової інформації буде такою:

$$P_{\text{пом}} = \frac{P_{\text{нп}}}{1 - P_{\text{еп}}}$$

Якщо кількість передач обмежена величиною S , то

$$P_{\text{пом}}(S) = P_{\text{н}} \cdot \frac{1 - P_{\text{нп}}^S}{1 - P_{\text{еп}}^S} + P_{\text{еп}}^S$$

За умови необмеженої кількості передач імовірність розраховується за попереднім виразом. Слід мати на увазі, що зі збільшенням

кількості повторів доля помилок, які не виявляються, збільшується. Аналізуючи ці вирази, бачимо, що ймовірність видачі споживачу інформації з помилкою визначається здатністю коду до виявлення помилок і є пропорційною $P_{нп}$.

Отже, шляхом вибору коригувального коду з відповідною здатністю до виявлення помилок можна забезпечити необхідне значення ймовірності $P_{пом}$ навіть при кінцевому значенні S .

Приклад 9.2. Код, який використовується в СКК КІВ, характеризується значеннями ймовірностей $P_{вп} = 7 \cdot 10^{-3}$, $P_{нп} = 3 \cdot 10^{-3}$. Визначити кількість передач кодограми, щоб $P_{пом. доп} \leq 3 \cdot 10^{-3}$.

Розв'язання. Визначимо $P_{пом}(S)$ для $S = 1, 2, 3, 4, 5, \dots, \infty$. Результати розрахунку зведено у табл. 9.3.

Таблиця 9.3

S	1	2	3	4	5	∞
$P_{пом}(S)$	$1 \cdot 10^{-2}$	$3,07 \cdot 10^{-3}$	$3,021 \cdot 10^{-3}$	$3,021 \cdot 10^{-3}$	$3,021 \cdot 10^{-3}$	$3,021 \cdot 10^{-3}$

Із таблиці випливає, що з точністю до шостого знака

$$P_{пом}(3) = P_{пом}(4) = P_{пом}(5) = \dots = P_{пом}(\infty) = 3,021 \cdot 10^{-3} \leq P_{пом. доп}.$$

Вибираємо для цього прикладу $S = 3$, тобто для задоволення заданої вимоги кількість передач може бути невеликою.

Характеристикою системи передачі є також кількість символів кодограми, яка припадає на передачу однієї інформаційної посилки. За умови відсутності помилок на один переданий символ припадає така кількість символів, яку можна знайти за формулою

$$R_1 = \frac{k + \rho + T_{сп} / T}{k}.$$

Тут $T_{сп} = 2t_p + t_3 + t_{a_1} + t_{a_2}$, де t_p — час розповсюдження сигналу на каналах зв'язку; t_3 — тривалість сигналу підтвердження або стирання; t_{a_1} , t_{a_2} — час аналізу відповідно на приймальній і передавальній сторонах; k — кількість інформаційних символів; ρ — кількість перевіряльних символів; T — тривалість елементарного символу.

Для досягнення високої ефективності системи доцільно забезпечити виконання нерівності $k + \rho \gg T_{сп} / T$. При великому значенні $T_{сп}$

для підвищення ефективності системи під час очікування можна повторити раніше передану кодову інформацію. Звернемо увагу на те, що за кількістю повторень передачі можна робити висновки про стан каналу зв'язку. Якщо кількість повторень велика, то це свідчить про погіршення стану каналу зв'язку.

9.5.4. Порівняльна оцінка систем з різним зворотним зв'язком

Системи з різними зворотними зв'язками мають певні переваги й недоліки, які треба врахувати при використанні цих систем. Перевага систем з ІЗЗ полягає в можливості невикористання простих кодів. Це обумовлює простоту їх технічної реалізації.

Для них є характерними простота роботи й висока достовірність передачі. Недоліки цих систем полягають у тому, що видача споживачу навіть правильно отриманої інформації затримується доти, доки після аналізу інформації не буде отримано сигнал підтвердження з передавальної сторони.

В системах з ІЗЗ однаково завантажені як прямий, так і зворотний канали зв'язку. Головна перевага систем з РЗЗ полягає в тому, що правильна інформація видається споживачеві майже без затримки.

Ці системи мають високу достовірність і низьку завантаженість зворотного каналу. До недоліків цих систем слід віднести необхідність використання коригувального коду.

Це обумовлює необхідність використання кодувальних і декодувальних пристроїв, що ускладнює будівництво й роботу апаратури. У них значно завантаженим є прямий канал.

Системи з комбінованим зворотним зв'язком мають певні комбінації властивостей, притаманних системам з інформаційним і розв'язувальним зворотним зв'язком. З дослідів видно, що коли завади в прямому й зворотному каналах однакові, то як інформаційний, так і розв'язувальний зворотний зв'язки забезпечують майже однакоvu достовірність.

Канали зв'язку в цілому також завантажені однаково. Системи з ІЗЗ доцільно розробляти й використовувати в тих випадках, коли потрібна максимальна простота будівництва системи й припускається затримка у використанні отриманої інформації. Якщо така затримка неприпустима, то слід використати систему з РЗЗ.

Практична реалізація розглянутих видів зворотного зв'язку дає можливість забезпечити потрібну достовірність передачі повідомлень системами при незначному їх ускладненні й допустимих економічних витратах.

10. ЕФЕКТИВНІСТЬ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

10.1. Критерії ефективності передачі інформації

Ефективність — це здатність системи забезпечувати приймання, передачу, оброблення, перетворення й подання заданої кількості інформації найбільш економічним способом. Оскільки ці операції поєднані з певними витратами потужності, часу й апаратних засобів, то ефективність визначають як здатність системи забезпечувати виконання цих операцій з найменшими витратами потужності, часу, апаратури.

Найменші витрати часу пов'язані зі швидкістю передачі інформації. Тому одним з найважливіших критеріїв оцінювання ефективності системи є швидкість передачі інформації

$$v = \frac{I}{T}, \quad (10.1)$$

де I — кількість інформації, яка передається (обробляється) системою за час T .

Для порівняльного оцінювання ефективності різних систем можна використати критерій «питома швидкість передачі інформації»

$$R = \frac{v}{F} = \frac{I}{FT}, \quad (10.2)$$

де v — швидкість передачі інформації; F — смуга частот, яку займає сигнал під час передачі інформації.

Як критерій ефективності можна застосувати коефіцієнт використання потужності сигналу системи

$$\beta = \frac{I}{\frac{P_c}{P_3} FT} \quad (10.3)$$

або коефіцієнт змістовності сигналу

$$K_c = \frac{I}{FT \log \frac{P_c}{P_3}}, \quad (10.4)$$

де $\frac{P_c}{P_3}$ — відношення потужності сигналу до потужності завади.

Розглянемо на окремих прикладах методику оцінювання ефективності інформаційних систем і методів передачі інформації.

Приклад 10.1. Оцінити ефективність передачі інформації за допомогою одиночних імпульсів, якщо їх тривалість τ , а ймовірність спотворення p_e .

Розв'язання. Оцінимо ефективність за формулою (10.1). Кількість інформації, яка передається, для зазначених умов знаходиться за виразом

$$I = \log N + p_e \log p_e + (1 - p_e) \log(1 - p_e),$$

де N — кількість символів, які передаються (тут $N = 2$); p_e — ймовірність спотворення символу.

Звідси ефективність передачі інформації одиничними імпульсами буде

$$v = \frac{1 + p_e \log p_e + (1 - p_e) \log(1 - p_e)}{\tau}. \quad (10.5)$$

При $\tau = 0,001$ с і $p_e = 5 \cdot 10^{-4}$ отримаємо $v = 1006,2$ біт/с.

Якщо передача інформації здійснюється за допомогою одиночних прямокутних відеоімпульсів, то $\tau = 1/F_c$, а ефективність передачі

$$R = 1 + p_e \log p_e + (1 - p_e) \log(1 - p_e).$$

Приклад 10.2. Оцінити ефективність передачі інформації за допомогою інверсного коду, якщо $k = 5$, $p_e = 10^{-4}$, $N = 27$.

Розв'язання. Кількість інформації, яка передається, при однаковій ймовірності появи символів

$$I(x) = \log N + p_3 \log p_3 + (1 - p_3) \log(1 - p_3). \quad (10.6)$$

Тут n — кількість елементів інформації; p_3 — ймовірність спотворення кодової комбінації

$$p_3 = p_{H0} = \sum_{i=1}^k C_k^i p_e^{2i} (1 - p_e)^{n-2i},$$

де p_e — ймовірність спотворення одного розряду коду.

Звідси

$$v = \frac{\log N + p_3 \log p_3 + (1 - p_3) \log(1 - p_3)}{2kT},$$

де $2k = n$ — довжина послідовного інверсного коду; T — тривалість періоду тактової частоти.

Як критерій оцінювання ефективності використовують складність або потужність інформаційної системи у цілому. Система є кращою, якщо вона споживає менше енергії за одиницю часу при рівних функціональних можливостях. Як критерій складності можна вибрати кількість точок з'єднання (пайок) між елементами системи.

10.2. Основні методи забезпечення ефективності систем передачі інформації

Із виразів (10.1) – (10.6) випливає, що ефективність залежить від швидкості передачі інформації, і всі способи підвищення ефективності за цими критеріями пов'язані з підвищенням швидкості передачі інформації, яка залежна від кількості інформації I , що передається, довжини кодограми, ширини спектра сигналу F_c і його тривалості τ_c , потужності сигналу P_c й завади P_z . Звідси випливає, що для підвищення ефективності системи треба насамперед підвищити ентропію повідомлень, які передаються. Оскільки ймовірнісна кількість інформації

$$I(Y, X) = H(X) - H(Y|X), \quad (10.7)$$

пов'язана з ентропією повідомлень $H(X)$, які передаються, та ентропією прийнятих повідомлень відносно переданих $H(Y|X)$, то для збільшення швидкості передачі інформації треба збільшувати ентропію повідомлень $H(X)$, які передаються, і зменшувати ентропію прийнятих повідомлень відносно переданих $H(Y|X)$.

Ентропія повідомлень залежить від закону розподілу їхніх ймовірностей. У зв'язку з цим перша група методів підвищення ефективності пов'язана зі здійсненням перерозподілу щільності ймовірностей елементів інформації, яка передається, з метою отримання найбільш оптимального розподілу. Найбільшу ентропію мають повідомлення із рівномірним і незалежним виникненням елементів.

При накладенні обмежень на потужність сигналу максимум ентропії дає симетричний нормальний розподіл елементів інформації. Тому в реальних ситуаціях передачі інформації для підвищення її ефективності треба застосовувати розподіл, який наближується до нормального. Отже, якщо джерело виробляє елементи інформації з щільністю розподілу $\omega(x)$ (рис. 10.1), яка відрізняється від нормальної, то з метою підвищення ефективності систем передачі потрібно цей розподіл змінити так, щоб він наближався до нормального закону з щільністю розподілу $\omega(y)$.

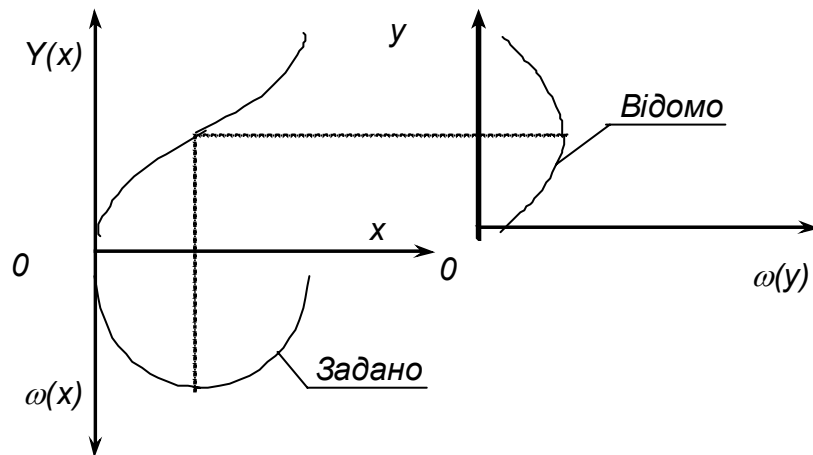


Рис. 10.1. Пояснення суті перерозподілу щільностей імовірностей елементів

У загальному випадку змінення закону розподілу $\omega(x)$ можливе лише за рахунок нелінійних перетворень елементів інформації, які передаються з розподілом $\omega(x)$. Для відновлення інформації на приймальній стороні треба отриманий сигнал піддати зворотним перетворенням з урахуванням функцій $y(x)$ і $\omega(y)$.

Другий метод підвищення швидкості передачі інформації пов'язаний з усуненням або послабленням взаємозв'язків між елементами інформації, яка передається, бо наявність таких зв'язків зменшує ентропію повідомлень.

Третій метод підвищення ефективності системи пов'язаний з вибором відповідного способу кодування елементів інформації, що передаються. Найбільшу ефективність системі забезпечить код, який має мінімальну середню кількість кодових символів на один елемент переданої інформації. Такий код називають оптимальним або ефективним. Відомо досить багато методів підвищення інформаційної ефективності систем. Той чи інший метод має вибиратися з урахуванням складності його реалізації, а також забезпечення необхідної завадостійкості системи. При виконанні останньої умови треба пам'ятати, що ефективність і завадостійкість системи — якості, які суперечать одна одній.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

- Артеменко Е.А. Измерительно-информационные системы : в 2 ч. / Е.А. Артеменко, И.П. Барбаш. — М. : МО СССР, 1984. — 140 с.
- Жураковский Ю.П. Передача информации в ГАП : учеб. пособие / Ю.П. Жураковский. — К. : Вища шк., 1991. — 216 с.
- Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов : учебник / В.А. Игнатов. — М. : Сов. радио, 1979. — 290 с.
- Кузьмин И.В. Основы теории информации и кодирования / И.В. Кузьмин, В.А. Кедрус. — 2-е изд. — К. : Вища шк., 1986. — 238 с.
- Орлов В.А. Теория информации в упражнениях и задачах / В.А. Орлов, Л.И. Филиппов. — М. : Высш. шк., 1976. — 136 с.
- Основи побудови систем контролю та управління: метод. посіб. / І.П. Барбаш, М.П. Благодарний, А.П. Зенін, І.Я. Гайворонський. — Х. : Харк. військ. ун-т, 2003. — 95 с.
- Основи цифрових систем: підруч. / під ред. М.П. Благодарного, В.С. Харченка. — Х. : Нац. аерокосм. ун-т “Харк. авіац. ін-т”, 2002. — 672 с.
- Харкевич А.А. Борьба с помехами / А.А. Харкевич. — М. : Физматгиз, 1965. — 276 с.
- Харкевич А.А. Спектры и анализ / А.А. Харкевич. — М. : Физматгиз, 1962. — 236 с.
- Шварцман В.О. Теория передачи дискретной информации : учебник / В.О. Шварцман, Г.А. Емельянов. — М. : Связь, 1979. — 424 с.

ЗМІСТ

Вступ.....	3
1. Перетворення інформації в комп'ютерно-інтегрованих вироб- ництвах.....	4
1.1. Загальна характеристика систем контролю й керування техно- логічними процесами.....	4
1.2. Структурні схеми систем контролю й керування.....	7
2. Кодування повідомлень.....	11
2.1. Основи кодування.....	11
2.2. Цілі кодування.....	14
2.3. Простий метод кодування і декодування. Синтез кодера й декодера.....	15
2.4. Паралельні й послідовні коди.....	19
3. Сигнали та їх перетворення.....	23
3.1. Види сигналів і їхні характеристики.....	23
3.2. Способи опису детермінованих сигналів.....	27
3.3. Частотне зображення детермінованих сигналів.....	29
3.4. Енергетичне тлумачення спектра сигналу.....	35
3.5. Визначення практичної ширини спектра сигналу.....	37
4. Канали передачі сигналів.....	40
4.1. Види передачі інформації та їхні характеристики.....	40
4.2. Структурні схеми каналів передачі.....	47
4.3. Завади в системах передачі сигналів.....	49
5. Ущільнення і поділ каналів.....	51
5.1. Загальні відомості.....	51
5.2. Просторовий поділ.....	52
5.3. Диференційний поділ.....	52
5.4. Частотний поділ.....	53
5.5. Часовий поділ.....	55
5.6. Фазовий поділ.....	58
5.7. Кодовий поділ.....	59
5.8. Кореляційний поділ.....	59
6. Методи модуляції і демодуляції гармонійних сигналів.....	60
6.1. Загальні положення.....	60
6.2. Амплітудні модуляція і демодуляція.....	62
6.3. Частотні модуляція і демодуляція.....	66
6.4. Фазові модуляція і демодуляція.....	70
6.5. Відносна фазова модуляція.....	76
7. Методи багатократної модуляції.....	76
7.1. Загальні відомості.....	76
7.2. Методи багатократної фазової модуляції.....	77

7.3. Багатократні комбіновані методи модуляції.....	79
7.4. Багаточастотні методи передачі.....	81
7.5. Багатопозиційний метод передачі за формою сигналів	85
8. Методи імпульсної модуляції і демодуляції.....	88
8.1. Загальні відомості.....	88
8.2. Амплітудно-імпульсна модуляція.....	89
8.3. Широко-імпульсна модуляція.....	91
8.4. Часоімпульсна модуляція.....	93
8.5. Дельта-модуляція.....	95
8.6. Імпульсно-кодова модуляція.....	96
9. Забезпечення завадостійкості систем передачі інформації.....	103
9.1. Критерії завадостійкості	103
9.2. Методи забезпечення завадостійкості.....	108
9.3. Завадостійкість деяких видів модуляції.....	111
9.4. Системи з повторенням передачі.....	118
9.5. Системи зі зворотним зв'язком.....	119
10. Ефективність передачі інформації.....	129
10.1. Критерії ефективності передачі інформації.....	129
10.2. Основні методи забезпечення ефективності систем передачі інформації.....	131
Бібліографічний список.....	133

Навчальне видання

**Благодарний Микола Петрович
Внуков Ігор Павлович
Лукашева Зоя Тихонівна**

**СИСТЕМИ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ
У КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНИХ ВИРОБНИЦТВАХ**

Редактор О.Ф. Серьожкіна

Зв. план, 2010

Підписано до друку 30.12.2010

Формат 60x84 1/16. Папір офс. № 2. Офс. друк

Ум. друк. арк. 7,6. Облік.-вид. арк. 8,5. Наклад 50 прим.

Замовлення 457. Ціна вільна

Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»
61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17
<http://www.khai.edu>
Видавничий центр «ХАІ»
61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17
izdat@khai.edu