



PL-BY-UA
2007-2013

СИСТЕМИ БЕЗПРОВІДНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

Applied informatics and digital data transmission systems

АНДРІЙ ЯЩУК

к.т.н., доцент кафедри комп'ютерних технологій



співфінансується за кошти
Європейської комісії в рамках
Програми транскордонного
співробітництва
Польща-Білорусь-Україна 2007-2013

ПЕРЕДМОВА

Навчальний посібник складається з трьох частин. У першій частині розглянуто фундаментальні положення теорії інформації за *Шенноном*: способи вимірювання та передачі інформації, поняття кількості інформації та ентропії випадкових подій, основні властивості кількості інформації і ентропії, характеристики дискретного каналу зв'язку. У другій частині подано основи економного кодування інформації, розглядаються статистичні та словникові алгоритми стиснення даних; класифікація і загальна характеристика систем стиснення інформації. Третя частина присвячена основним принципам та методам завадостійкого кодування інформації, наводяться загальні властивості завадостійких (коригувальних) кодів, принципи побудови і способи задання лінійних блокових кодів, що виправляють помилки, та основні типи цих кодів.

Опанування базових знань та набуття практичних навичок при вивченні курсу „Системи безпроводних технологій передачі даних” створять засади для подальшого засвоєння спеціалізованих дисциплін у сфері інформатики, комп'ютерних систем, автоматики та керування, телекомунікацій і т. ін. і буде суттєвим підґрунтям для подальшого вдосконалення професійної майстерності спеціалістів у цих галузях.

Основна мета дисципліни полягає:

- на базі знань і умінь, що отримані в попередніх курсах, озброїти майбутнього магістра сучасними методами статистичного аналізу і синтезу оптимальних і квазіоптимальних пристроїв РТС;
- навчити за заданими тактико-технічними характеристиками системи раціонально вибрати принцип і структуру побудови системи, технічні параметри і структуру вхідних у систему пристроїв, провести оцінку вибраних технічних рішень.

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні:

- знати основні поняття про сигнали, характеристики і моделі сигналів і шумів;
- знати критерії оптимальності пошуку, принципи роботи цифрових пошукових пристроїв і різних сигналів; різних детермінованих сигналів на фоні білого гаусовського шуму;
- вміти оцінити невідомі параметри сигналу з допомогою різних методів; мати уявлення про аномальні помилки вимірювання і про фільтрацію змінних параметрів сигналів;
- мати уявлення про основи побудови радіолокаційних систем; методи і прилади вимірювання дальності; методи і прилади вимірювання кутових координат;



- знати основні теорії передачі інформації; основні задачі теорії інформації; пропускну здатність дискретних і неперервних каналів.

Безпроводним технологіям передачі даних характерне наступне:

- широка смуга пропускання. Застосовувані в супутникових системах сигнали і частоти дозволяють забезпечити передачу не лише мовної інформації, але і пакетну передачу даних з відносно високою швидкістю;
- можливість визначення місцеположення (координат) споживачів;
- мала ймовірність помилки передачі даних. При цифровій передачі даних, застосовуваній в безпроводних системах, використовуються ефективні алгоритми виявлення і корекції помилок;
- стійкі витрати. Вартість передачі даних за одним з'єднанням зазвичай не залежить від відстані між передавальною і приймаючою земними станціями. Крім того, безпроводні системи зазвичай широкомовні і вартість передачі залишається незмінною при збільшенні числа приймаючих абонентів.

Разом з цим, необхідно відзначити ряд обмежень, характерних для безпроводних технологій передачі даних:

- необхідність захисту від несанкціонованого доступу до інформації. Широкомовний характер передачі даних дозволяє будь-якій земної станції, налаштованій на відповідну частоту, отримувати трансльовану інформацію. Шифрування сигналів найчастіше досить складне, що дозволяє забезпечити їх надійний захист від несанкціонованого доступу;
- вкрай слабкий сигнал, що доходить до земної станції (що обумовлено великими відстанями та обмеженістю потужності передавача) часто вимагає застосування складних методів кодування та обробки;
- розміри земних станцій зазвичай більше, ніж розміри аналогічних станцій в інших системах зв'язку (наприклад, супутниковий телефон і звичайний стільниковий телефон). Це обумовлено складністю апаратури та необхідністю застосовувати відносно великі антени земних станцій;
- значна затримка. Великі відстані від земної станції до супутника призводять до затримок поширення сигналу, які досягають величини в чверть секунди.



ТЕМА 1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ПРО СИГНАЛИ

1. Загальні поняття про передачу інформації

Системи зв'язку, телекомунікації та інформаційна безпека телекомунікаційних систем є в даний час однією з галузей науки і техніки, яка найбільш досить швидко розвивається та вдосконалюється. Безперервно зростає потреба в передачі різних потоків інформації, при цьому повинна забезпечуватись цілісність переданої інформації і нерідко конфіденційність передачі.

Передача інформації є найважливішим завданням в системах зв'язку, телекомунікацій, комп'ютерних мережах, телефонії, навігаційних та вимірювальних системах і т.д.

Серед систем передачі інформації особливе місце займають супутникові системи, які забезпечують охоплення дуже великих територій (аж до глобального забезпечення інформаційним зв'язком або навігаційним), але відрізняються досить високою складністю конфігурації та функціонування.

У теорії інформації та передачі сигналів під *інформацією* розуміють – сукупність відомостей про які-небудь події, процеси, явища, що розглядаються в аспекті їх передачі в просторі і в часі. Інформацію передають у вигляді повідомлень.

Інформація може бути двох видів: *дискретна (цифрова)* і *неперервна (аналогова)*.

Неперервна інформація – це дані, що одержані при неперервному за часом процесі змінювання деякої випадкової величини і описуються неперервними (аналоговими) функціями.

Дискретна інформація – це цифрові дані, одержані у результаті квантування (дискретизації) неперервної величини за часом, рівнем або тим і іншим одночасно (*рис.1.1*). Дискретну інформацію зберігати і обробляти набагато простіше, оскільки вона являє собою послідовність чисел. У двійковій системі числення дискретна інформація являє собою послідовність **0** та **1**.

За найменшу одиницю ємності цифрової інформації беруть *біт* (*bit, binary digit*) – одну позицію для двійкової цифри. Складені одиниці: $1 \text{ Кб} = 2^{10} = 1024 \text{ б}$; $1 \text{ Мб} = 2^{20} \approx 10^6 \text{ б}$; $1 \text{ Гб} = 2^{30} \approx 10^9 \text{ б}$; $1 \text{ Тб} = 2^{40} \approx 10^{12} \text{ б}$; $1 \text{ Пб} = 2^{50} \approx 10^{15} \text{ б}$.

Для переведення неперервної інформації в дискретну і навпаки використовуються спеціальні пристрої модуляції/демодуляції – *модеми*. Швидкість передачі інформації вимірюється в кількості переданих за одну секунду бітів – *бодах (baud)*: **1 бод = 1 біт/с (bps)**.

Пристрій, що реалізовує процес дискретизації неперервного сигналу, називається *аналогово-цифровим перетворювачем (АЦП)*.



Частота, з якою АЦП проводить виміри аналогового сигналу і видає його цифрові значення, називається **частотою дискретизації**. Пристрій, що інтерполює дискретний сигнал у неперервний називається **цифро-аналоговим перетворювачем**.

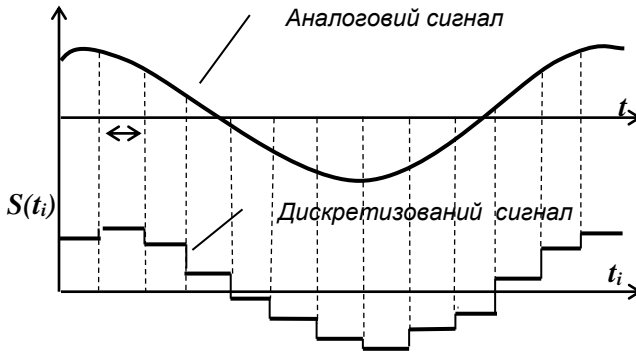


Рис 1.1. Види інформації

Чим вища частота дискретизації, тим точніше переведення неперервної інформації в дискретний сигнал. Проте із зростанням частоти зростає і розмір дискретних даних і, отже, складність їхнього оброблення, передачі і зберігання.

При всіх якісних відмінностях між неперервною і дискретною величинами існує чіткий зв'язок, встановлюваний **теоремою дискретизації Шеннона-Котельникова**.

Як відомо з відповідного розділу математичного аналізу, будь-яка неперервна функція $S(t)$ може бути розкладеною на скінченному проміжку в **ряд Фур'є**. Суть цього розкладання полягає в тому, що функція подається у вигляді суми ряду синусоїд з різними амплітудами і фазами, і з кратними частотами. Коефіцієнти (амплітуди) при синусоїдах називаються **спектром** функції. У гладких функцій спектр швидко спадає (із зростанням номера коефіцієнти швидко прямують до нуля). Для швидко змінюваних функцій спектр спадає поволі, оскільки в сумі гармонічного ряду таких функцій переважають синусоїди з високими частотами.

Вважається, що сигнал має **обмежений спектр**, якщо після певного номера всі коефіцієнти спектру прямують до нуля. Іншими словами, на заданому проміжку часу сигнал подається у вигляді скінченної суми ряду Фур'є. В цьому випадку говорять, що спектр сигналу знаходиться нижче за **граничну частоту f_m** , де f_m - частота синусоїди при останньому ненульовому коефіцієнті.

Теорема дискретизації формулюється так:

Неперервна інформація $S(t)$ з обмеженим спектром, тобто така, що має в своєму спектрі складові з частотами, що не перевищують деяку максимальну частоту спектру f_m , повністю відтворюється послідовністю відліків $S(t_i)$, узятих в дискретні моменти часу з інтервалом $T < \frac{1}{2f_m}$.

Сполученням називають інформацію, виражену в певній формі та призначену для передачі від джерела до адресата. Прикладами повідомлень служать мова, телевізійне зображення, дані на виході обчислювальної системи, команди в системі автоматичного управління і т.д.

Повідомлення передають каналами (лініями) зв'язку за допомогою сигналів, які є носіями інформації. Основним видом сигналів є електричний сигнал, проте, широкого поширення набули так само оптичні сигнали. Оптичні сигнали не можуть застосовуватися в супутникових системах для передавання інформації в глобальному масштабі (так як вимагають наявності волоконно-оптичної лінії зв'язку), але можуть використовуватися для зв'язків окремих вузлів або блоків системи (наприклад, для ширококугової передачі інформації в наземному сегменті супутникових навігаційних систем).

Під зв'язком у найзагальнішому випадку розуміється передача інформації від відправника (джерела) до одержувача. Надалі будемо розглядати тільки електрозв'язок, при якому передача інформації здійснюється електричними сигналами. Стосовно до зв'язку під інформацією розуміють ті відомості, які є об'єктом передачі, переробки і зберігання. Саме поняття інформації невідділено від поняття системи, наприклад, управління або зв'язку. Застосування до таких систем інформації є не що інше, як мати відомості про об'єкт управління або зв'язку, які укладені в переданому повідомленні.

Сполученням називають сукупність відомостей про стан деякого матеріального об'єкта. Щоб надіслати повідомлення на відстань необхідно застосувати який-небудь фізичний процес, в зміні параметрів якого було б укладено повідомлення. Присвячений до такого виду фізичний процес і називається *сигналом*. Таким чином, передача повідомлень від відправника (джерела) до одержувача здійснюється за допомогою сигналів, які є матеріальними носіями інформації в системі зв'язку.

Каналом зв'язку (каналом передачі) називається сукупність технічних засобів та середовища розповсюдження, забезпечувати при



підключенні абонентських кінцевих пристроїв передачу повідомлень від джерела до одержувача. Канал зв'язку в залежності від виду переданих повідомлень може називатися телефонним, телеграфним, телевізійним та ін. У його склад входить лінія зв'язку, яка і являє собою середовище поширення сигналів. Це може бути або провідна лінія (пара проводів, кабель, хвилевід), або радіолінія. Радіолінія включає в себе засоби радіозв'язку, а також область простору, в якому поширюються радіохвилі від передавача до приймача.

Системою зв'язку (системою передачі) називається сукупність технічних засобів і середовище поширення, що забезпечує формування каналів зв'язку і передачу ними різного виду повідомлень між абонентами.

У самому загальному випадку *система зв'язку* – це частина системи управління, що представляє собою організаційно-технічне об'єднання сил і засобів зв'язку, призначена для обміну повідомленнями між абонентами. Абонентом може бути людина, автомат, електронно-обчислювальна машина і т.п., що використовують в кінцевому абонентські пристрої типу телефонних і телеграфних апаратів, дисплеїв, передавальних камер в телебаченні.

Найбільш дорогою частиною системи зв'язку часто є лінія зв'язку (за винятком випадків, коли лінія зв'язку – вільний простір), тому її намагаються використовувати найкращим чином. Це досягається або збільшенням швидкості передачі, або тимчасовою передачею по лінії декількох незалежних повідомлень. В останньому випадку система зв'язку називається багатоканальною. Така система вимагає спеціальної каналостворюючої апаратури для формування, а потім розділення сигналів повідомлень на приймальній стороні за деякими ознаками (частотним, часовим та ін.). Будь-яка система зв'язку характеризується кількома показниками, головними з яких є пропускна здатність, достовірність передачі і завадостійкість.

Пропускна здатність характеризує максимальну швидкість передачі інформації, яка може бути досягнута за умови, що канал зв'язку не вносить спотворень і помилок.

Достовірність передачі визначається ступенем спотворення сигналу, тобто тим, наскільки прийнятий сигнал відповідає переданому йому.

Завадостійкість характеризує здатність системи зв'язку протистояти шкідливій дії перешкод при передачі повідомлень.

Повідомлення, що підлягають передачі по каналу зв'язку можуть бути безперервними (аналоговими) або дискретними. В якості безперервного повідомлення може виступати мова, звуковий тиск, яскравість світіння і т.д., які змінюють свої значення в певному діапазоні на певному інтервалі часу. Повідомлення такого типу



перетворюються в кінцевих абонентських пристроях в електричний первинний сигнал. На невеликі відстані такий сигнал може передаватися безпосередньо лініями телефонного зв'язку. Проте, якщо відстань значна, що характерно для супутникових систем, то сигнал необхідно перетворити в високочастотний сигнал (радіосигнал). Перетворення безперервного повідомлення $A(t)$ у відеосигнал $U(t)$, а потім в високочастотний сигнал $S(t)$, ілюструється на рис. 1.2. Необхідно відзначити, що не завжди дискретні повідомлення перетворюються в дискретні сигнали, а безперервні повідомлення – в неперервні сигнали. В залежності від конкретних умов можуть застосовуються будь-які варіанти перетворення повідомлень у сигнали.

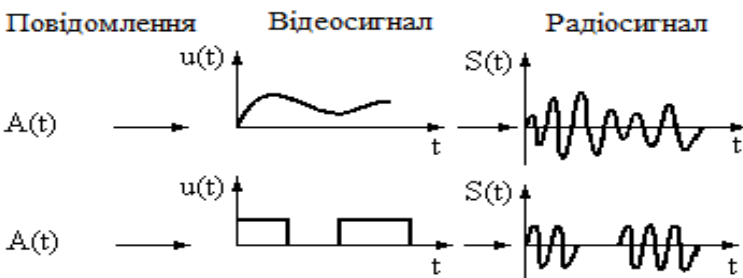


Рис. 1.2. Перетворення сигналів

Передане повідомлення лише тоді несе інформацію, коли відображає випадкову подію. Тому і сигнал, що відображає повідомлення, носить випадковий характер. Зроблене зауваження має велике значення в теорії передачі повідомлень. Справа в тому, що в процесі передачі на сигнал діють різного роду перешкоди, які також носять випадковий характер. А раз так, то прийнятий сигнал не в повній мірі буде відповідати переданому. Ступінь відповідності прийнятого повідомлення переданому характеризує достовірність передачі. Зрозуміло, що для її підвищення необхідно приймати спеціальні заходи, за можливістю виключають дію перешкод. Для цього потрібно чітко знати, які параметри сигналу є основними і якою функцією можна описати інформаційний сигнал, який сам носить випадковий характер.

Будь-який сигнал, що представляє собою мінливу в часі величину, може бути описаний деякою функцією часу. Дуже важливо при описі сигналу виділити ті його показники, які є головними з точки зору умов його передачі.

У теорії зв'язку такими *головними показниками сигналу* прийняті наступні його параметри:

- тривалість сигналу;
- динамічний діапазон сигналу;
- ширина спектру сигналу.

Тривалість сигналу визначає інтервал часу існування сигналу, а значить, і час зайнятості каналу передачі системи зв'язку.

Динамічний діапазон визначається відношенням найбільшої потужності сигналу до найменшої. Він вимірюється логарифмічною мірою і виражається в децибелах (дБ). Найменша потужність сигналу вибирається такою, щоб вона не перевищувала потужність перешкод. На практиці широко використовується такий показник, як відношення потужностей сигналу і перешкоди. Таким чином, динамічний діапазон характеризує максимальну потужність сигналу, але не абсолютну, а віднесено до потужності перешкоди.

Ширина спектра сигналу характеризує швидкість зміни сигналу на інтервалі його існування. Ширина спектру різних сигналів відрізняється досить суттєво. Деякі сигнали мають нескінченний спектр. На практиці ширину спектра будь-якого сигналу обмежують смугою частот, в якій зосереджена його основна енергія. Цей факт є дуже важливим, оскільки смуга пропускання частот різних каналів зв'язку істотно залежить від типу використовуваної апаратури та ліній зв'язку. Тому не будь-який сигнал можна передавати будь-яким каналом зв'язку. Отже, обмеження спектра сигналу технічно вигідно. При цьому головним критерієм при обмеженні ширини спектру зазвичай є допустимі спотворення сигналу.

Подібно сигналу, канал зв'язку так само можна описати трьома параметрами:

- тривалість передачі;
- динамічний діапазон;
- ширина спектру (ємність каналу).

Однак, для каналу зв'язку ці параметри можуть бути не постійними. Розрізняють канали зв'язку з постійними і змінними параметрами.

До каналів зв'язку з *постійними параметрами* відносяться провідні канали передачі і деякі канали радіозв'язку ультракороткохвильового діапазону.

До каналів зв'язку із *змінними параметрами* відносяться практично всі канали радіозв'язку (у тому числі використовувані в супутникових системах). Це викликано тим, що область вільного простору, в якому поширюються електромагнітні хвилі, змінює свої показники під дією зовнішніх умов. Тому сигнал на виході каналу радіозв'язку весь час випадковим чином змінюється за рівнем в

широких межах. Звідси випливає, що канал радіозв'язку знаходиться в більш важких умовах у відношенні до каналу проводового зв'язку і такий показник, як достовірність передачі у каналі радіозв'язку нижче.

2. Сигнали і перешкоди – як носії інформації. Характеристики і моделі сигналів і перешкод

У найзагальнішому розумінні інформація – це передавання, відображення певного різноманіття. В теорії інформації інформацію розглядають як кількісну міру усунення невизначеності, що зменшується у результаті отримання якихось відомостей.

Отже, **інформація** – це об'єктивно існуючий зміст, який характеризує стан і поведінку певної системи загалом або її окремих елементів та зменшує ступінь невизначеності у процесі його пізнання і переробки. Інформація протилежна невизначеності.

Кодування – перетворення інформації на впорядкований набір символів, елементів, знаків. При кодуванні кожному повідомленню з деякої множини, що називається **ансамблем повідомлень**, ставиться у відповідність зумовлена **кодова комбінація** – набір символів (елементів, знаків). Множина повідомлень називається **алфавітом повідомлень**, або **первинним алфавітом**, а множина символів (елементів, знаків) називається **алфавітом джерела**, або **вторинним алфавітом**. Побудована відповідно до певної схеми кодування множина кодових комбінацій називається **кодом**. Залежно від алфавіту, що використовується для побудови кодових комбінацій, розрізняють **двійкові (бінарні) коди**, алфавіт яких складається з двох символів: **0 і 1 і недвійкові (багатопозиційні, q-коди)**, алфавіт яких містить більшу кількість символів.

За функціональним призначенням коди поділяють на **безнадмірні (некоригувальні, первинні, прості)** і **надмірні (коригувальні, завадостійкі)**. Перша група кодів призначена для **економного кодування інформації – стиснення**. Друга використовується для виявлення та/чи виправлення помилок, що виникають у процесі передачі даних **каналом зв'язку із завадами**.

Коди можуть бути **рівномірними і нерівномірними** – з постійною і змінною кількістю розрядів.

Канал зв'язку – це середовище передачі інформації, що характеризується максимально можливою для нього швидкістю передачі даних – **пропускною здатністю**, або **ємністю** каналу.

Пропускна здатність каналу зв'язку без шуму можна наближено обчислити, знаючи максимальну частоту хвильових процесів, допустимих у цьому каналі. Вважається, що швидкість передачі даних

може бути не менше цієї частоти. Типові канали зв'язку: телеграфний, телефонний, оптоволоконний, цифровий телефонний. Найбільш поширені телефонні лінії зв'язку, для яких досягнута швидкість передачі даних, $>50 \text{ Кбод}$.

Шум – це завади в каналі зв'язку.

Інформація, що передається каналом зв'язку або витягувана в результаті вимірювання, розміщена в сигналі. Для оцінки *інформаційної ємності* сигналу повинен бути встановлений зв'язок між параметрами сигналу і кількістю інформації, яку можна передати за допомогою даного сигналу.

Узагальнена схема системи передачі інформації має такий вигляд (рис. 1.3).

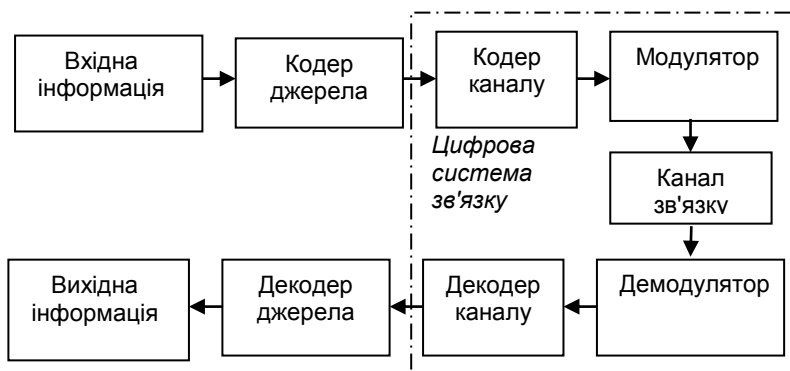


Рис. 1.3. Схема системи передачі інформації

Приріст кількості інформації рівний:

$$I = \log \frac{P_2}{P_1} = \log P_2 - \log P_1, \quad (1.1)$$

де P_1 – апіорна вірогідність події,

P_2 – апостеріорна вірогідність.

За умови, що канал зв'язку є ідеальним, тобто, що в ньому повністю відсутні перешкоди, а також спотворення сигналів, подія після прийому повідомлення про нього стає достовірною, вірогідність P_2 звертається в одиницю:

$$I = -\log P_1. \quad (1.2)$$

Кількість інформації залежить від вірогідності P_1 події до прийому повідомлення. Чим менше ця вірогідність, тобто, *чим більше невизначеність результату*, тим велика інформація про нього виходить при прийомі повідомлення.

Сигнали. Сигналом назвемо фізичну величину, що змінюється та відображає повідомлення. Відомо, що реальні сигнали завжди є дійсними функціями часу. Довільний сигнал запишеться у вигляді:

$$u(t) = A(t) \cos \theta(t), \quad (1.3)$$

що огиає $A(t)$ і фаза $\theta(t)$ визначаються за допомогою співвідношень:

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{u^2(t) + v^2(t)}, \\ \theta(t) &= \arctg[v(t)/u(t)], \end{aligned} \quad (1.4)$$

де $x(t)$ – сигнал, комплексно-зв'язаний з $u(t)$.

Фаза сигналу пов'язана з його миттєвою частотою $\theta(t)$ і може бути записана:

$$\theta(t) = \omega_0 t + \varphi(t) + \beta, \quad (1.5)$$

де θ – частота, що несе, (t) – у загальному випадку нелінійний доданок, β – початкова фаза.

Таким чином, довільний сигнал:

$$u(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta]. \quad (1.6)$$

Перешкоди. Перешкоди, що спотворюють сигнал підрозділяють на аддитивних і мультиплікативних (що модулюють). Аддитивною перешкодою $n(t)$ називається така перешкода, яка входить у суміш сигналу з перешкодою як доданка:

$$x(t) = u(t) + n(t). \quad (1.7)$$

Для неаддитивних перешкод суміш сигналу з шумом запишеться:

$$x(t) = v(t)u(t), \quad (1.8)$$

де $v(t)$ – мультиплікативна перешкода.

Найбільш важливим з аддитивних перешкод є власний шум радіоприймального пристрою, завжди присутній на його вході. Шум є випадковою функцією часу і його можна вважати стаціонарним випадковим процесом. Власний шум володіє рівномірним

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лявівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



енергетичним спектром у всьому діапазоні частот від 0 до безкінечності. Такий шум називають білим.

Наявність шуму, зменшує достовірність прийому повідомлень, кількість інформації зменшується (інформація руйнується). Руйнування інформації може бути наслідком дії ще різного роду перешкод: природних, взаємних і таких, що мають намір.

Природні перешкоди – вхідні теплові і дробні шуми приймача, віддзеркалення радіосигналів від природних утворень (суші, моря та інше), випромінювання сонця або інших позаземних джерел. Взаємні – такі, що заважають сигналам, що виникають на вході приймального пристрою із-за випромінювання інших радіотехнічних пристроїв, що також проводять корисну передачу або витягання інформації. Що мають намір – створюються свідомо з метою перешкодити отриманню супротивником корисної для нього інформації.

Моделі радіосигналів. У теорії виявлення і оцінки параметрів користуються певними моделями сигналів. Модель повинна, з одного боку, задовольняти вимоги близькості її до реального сигналу і, з іншої – дозволяти досить просто проводити теоретичний аналіз, результати якого можна розповсюдити на більш загальні випадки.

Простою моделлю є сигнал з повністю відомими параметрами:

$$u(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]. \quad (1.9)$$

Складнішою моделлю є сигнал з невідомою початковою фазою:

$$u(t, \beta) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta]. \quad (1.10)$$

Модель сигналу з випадковими амплітудою і початковою фазою запишеться так:

$$u(t, \beta, B) = BA(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta], \quad (1.11)$$

де B – випадкова величина, розподіл якої можна рахувати релєвським:

$$W(B) = \frac{B}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{B^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.12)$$

Модель у вигляді нефлюктуючої за амплітудою пачкою з випадковими початковими фазами окремих імпульсів, причому vk – випадкові незалежні величини:

$$u(t, \beta_1, \dots, \beta_k) = \sum_{k=1}^N A_k(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t) + \beta_k]. \quad (1.13)$$

Ця модель відповідає некогерентній пачці імпульсів.

Якщо всі початкові фази β_k рівні, то маємо когерентну пачку радіоімпульсів. Для моделі такого сигналу можна записати:

$$u(t) = \sum_{k=1}^N A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta]. \quad (1.14)$$

Для моделі сигналу, відповідної пачці радіоімпульсів з флюктууючою, що огинає і з випадковими початковими фазами окремих радіоімпульсів можна записати так:

$$u(t, \beta_1, \dots, B_1, \dots) = \sum_{k=1}^N B_k A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta_k]. \quad (1.15)$$

3. Кореляційні функції сигналів

У практиці часто виникає необхідність в характеристиці, яка давала б загальне уявлення про зміну сигналу в часі без розкладання його на гармонійні складові. Подібна «тимчасова» характеристика особливо важлива для аналізу випадкових сигналів і шумів, а також для виявлення сигналів у шумах, коли рішення про наявність сигналу ухвалюється після звернення сигнал + шум із заздалегідь відомою копією сигналу, що приймається.

Як таку тимчасову характеристику широко використовують *автокореляційну функцію* сигналу.

Для детермінованого сигналу $s(t)$ кінцевої тривалості автокореляційна функція визначається наступним виразом:

$$\psi(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s(t - \tau) dt, \quad (1.16)$$

де τ – величина тимчасового зрушення сигналу.

Для оцінки ступеня зв'язку між двома різними сигналами $s_1(t)$ і $s_2(t)$ використовується *взаємна кореляційна функція*, яка визначається виразами:

$$\psi_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t) s_2(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t + \tau) s_2(t) dt. \quad (1.17)$$

Кореляційна функція стаціонарного процесу при $\tau = 0$ визначається:

$$\psi(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s^2(t) dt = \sigma^2. \quad (1.18)$$

Звідси видно, що (0) Ψ співпадає з дисперсією (середньою потужністю) процесу.

Існує теорема Вінера-Хинчина, що затверджує, що автокореляційна функція і енергетичний спектр стаціонарного випадкового процесу зв'язані між собою інтегральними перетвореннями Фур'є:

$$W_1(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (1.19)$$

$$\psi(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W_1(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega.$$

Тут $W_1(\omega)$ – енергетичний спектр, визначуваний на всій осі частот $-\infty < \omega < +\infty$. Якщо визначати енергетичний спектр тільки на позитивній осі частот, має місце співвідношення: $W(\omega) = 2W_1(\omega)$. При цьому:

$$W(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = 4 \int_0^{\infty} \psi(\tau) \cos \omega\tau d\tau, \quad (1.20)$$

$$\psi(\tau) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} W(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} W(\omega) \cos \omega\tau d\omega.$$

З цього виразу витікає:

$$\psi(0) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} W(\omega) d\omega = \sigma^2, \quad (1.21)$$

$$\psi(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W_1(\omega) d\omega = \sigma^2.$$

На підставі всіх цих виразів можна зробити висновок: чим ширше енергетичний спектр випадкового процесу, тим менше час кореляції і, відповідно, чим більше час кореляції, тим вже спектр процесу.

4. Перетворення сигналів у радіотехнічних системах

У процесі передачі і прийому повідомлень сигнали піддаються різним перетворенням. Деякі з цих перетворень є типовими, обов'язковими для більшості радіотехнічних систем зв'язку незалежно від їх призначення, і також від характеру переданих повідомлень. Розглянемо ці фундаментальні процеси і відзначимо їх основні риси та особливості.

Узагальнена структурна схема системи зв'язку (системи передачі інформації) представлена на малюнку 1.4.



Рис. 1.4. Структура радіотехнічної системи зв'язку

Перетворення вихідного повідомлення в електричний сигнал і кодування залежить від виду вихідного повідомлення (мова, зображення, телеметрична інформація) і від способу подальшої передачі інформації по каналах зв'язку. В залежності від умов передачі і пропонованих вимог кодування може включати в себе перетворення інформації до необхідного формату (протоколу обміну), забезпечення контролю і відновлення помилок (завадостійке кодування), захист від несанкціонованого доступу (шифрування інформації в «початок» каналу зв'язку, тобто безпосередньо в передавачі. Трохи інакше йде справа, наприклад, в радіолокаційному каналі, де інформація виходить в результаті прийому радіохвилі, відбитої від мети.

Генерація високочастотних коливань. Високочастотний генератор є джерелом коливань високої частоти. У залежності від призначення радіоканалу зв'язку потужність коливань змінюється від тисячних часток до мільйонів ват. Основними характеристиками високочастотного генератора є частота, діапазон (можливість швидкої

Проект ІРВІ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимисла Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Львівський технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Львів 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



перебудови з однієї робочої частоти на іншу), потужність, коефіцієнт корисної дії. Важливе значення для радіотехніки має стабільність частоти коливань. Умови поширення радіохвиль і широкий спектр частот диктують застосування дуже високих несучих частот, особливо в космічних системах. Умови ж обробки сигналів на тлі перешкод і необхідність ослаблення взаємних перешкод між різними радіоканалами змушує домагатися максимально можливого зменшення абсолютних змін частоти. Це призводить до надзвичайно жорстких вимог до відносної стабільності частоти.

Управління коливаннями (модуляція). Процес модуляції полягає в зміні одного або декількох параметрів високочастотного коливання за законом переданого повідомлення. Частоти модулюючого сигналу, як правило, малі порівняно з несучою частотою генератора. Для здійснення модуляції використовуються різні прийоми. Основна характеристика процесу модуляції – ступінь відповідності між зміною параметра високочастотного коливання і модулюючим сигналом.

Передавач перетворює вихідне повідомлення в сигнал. І повідомлення і сигнали найчастіше розглядаються в залежності від часу. Роль лінії зв'язку може виконувати будь-яке фізичне середовище (в тому числі і безповітряний простір). У приймачі отриманий сигнал виявляється багаторазово ослабленим у порівнянні з переданим і спотвореним під впливом перешкод.

Посилення в приймачі. Антена приймача зазвичай уловлює лише мізерну частку енергії, що випромінюється антеною передавача. Особливо це актуально в супутникових системах. Залежно від відстані, ступеня спрямованості випромінювання і умов поширення потужність на вході приймача може становити 10-10 – 10-14 Вт. З цього випливає, що посилення в приймачі може досягати 10¹⁴ за потужності або 10⁷ за напругою. Причому проблема посилення в приймачі невіддільна від проблеми виділення сигналу на фоні перешкод. Тому одним з основних параметрів приймача є вибірковість, під якою мається на увазі здатність виділяти корисні сигнали із сукупності сигналу і перешкоди, що відрізняється від сигналу частотою.

Виділення повідомлення (детектування). Детектування – це процес виділення корисного сигналу з високочастотного коливання, тобто, це процес зворотний модуляції. В результаті повинен вийти сигнал (напруга, струм), що змінюється в часі так само, як змінюється один з параметрів модулюючого коливання, тобто, має бути відновлено передане повідомлення.

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Багатоканальна система передачі інформації

Багатоканальна система передачі інформації забезпечує одночасну і взаємно незалежну передачу повідомлень від багатьох відправників по одній загальній лінії зв'язку (або навпаки – одночасна передача повідомлень багатьом одержувачам). Структура такої системи відрізняється від розглянутої вище і представлена на малюнку 1.3.

На рис. 1.5:

ІС – джерело повідомлення;

ПС – одержувач повідомлення;

К – пристрій кодування;

М – модулююча пристрій;

Дк – пристрій декодування;

Дм – демодулюючий пристрій.

Видно, що схема багатоканальної системи значно складніше звичайної, містить у своєму складі додаткові пристрої (уцілювач, роздільник), а так само більш складну загальну лінію інформаційного обміну (в представленому прикладі – цифрову). Інформаційні вузли, що входять в багатоканальну систему, зазвичай мають забезпечувати вирішення наступних завдань:

- вибір найкоротшого шляху між джерелом і одержувачем повідомлення;

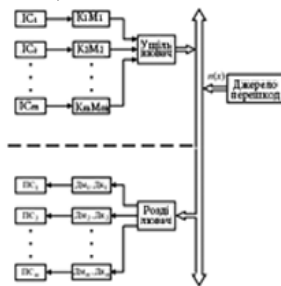


Рис. 1.5. Структура багатоканальної системи передачі інформації

- дотримання системи пріоритетів;
- накопичення та зберігання інформації за відсутності вільних каналів передачі;
- автоматичне управління перерахованими функціями.

5. Види повідомлень у системах передачі інформації. Поняття кількості інформації

Безперервне повідомлення – визначається безперервною функцією часу і може приймати будь-які значення в заданому діапазоні. Така форма характерна для більшості реальних сигналів, але не підходить для безпосередньої обробки і передачі за допомогою цифрових систем (дискретними методами). Безперервне повідомлення можна передавати дискретними методами. Для цього безперервний сигнал піддають дискретизації за часом і квантування за рівнем. Проте, при цьому в загальному випадку в сигнал вносяться помилки. На приймальній стороні за необхідності може здійснюватися відновлення неперервної функції за дискретним відліками.

Дискретне повідомлення є кінцевою послідовністю окремих символів. Для перетворення дискретного повідомлення в сигнал необхідно виконати операцію кодування повідомлення, за якого підвищується швидкість і завадостійкість передачі інформації. При математичному описі повідомлень формування дискретних повідомлень зазвичай розглядають як послідовний випадковий вибір того чи іншого символу з алфавіту джерела повідомлень, тобто, як формування дискретної випадкової послідовності.

Основними інформаційними характеристиками є:

- кількість інформації в повідомленнях;
- надмірність повідомлень;
- ентропія;
- продуктивність джерела повідомлень;
- швидкість передачі інформації.

Тут і далі розглядаємо зазначені характеристики переважно для випадку дискретних повідомлень, тому цифрові системи обробки і зв'язку в даний час є найбільш поширеними.

Нехай обсяг алфавіту A становить m дискретних повідомлень. Кожне повідомлення буде включати в себе n символів. У прийнятих позначеннях загальна кількість дискретних символів становить:

$$N_0 = mn. \quad (1.26)$$

Далі розглянемо як визначається кількість інформації в повідомленнях такого джерела. При визначенні кількості інформації повинні бути виконані наступні умови:

- повідомлення більшої протяжності зазвичай містять більшу кількість інформації;
- якщо алфавіт має більший об'єм, то кожне окреме повідомлення містить більше інформації;
- інформація, отримана в декількох повідомленнях, повинна

задовольняти умові адитивності.

Зручною характеристикою повідомлень є логарифмічна міра кількості інформації, яка задовольняє перерахованим вимогам:

$$I = \log N_o = n \log m. \quad (1.27)$$

Дана формула була запропонована Р. Хартлі як міра оцінки кількості інформації. Ця формула не відображає випадкового характеру формування повідомлень. Для обліку випадкового характеру формування необхідно пов'язати кількість інформації в повідомленнях з ймовірністю появи символів.

Визначення кількості інформації

Припустимо, що повідомлення складається з одного символу. Також будемо вважати, що ймовірності появи всіх символів однакові і рівні $P = 1 / m$. Тоді кількість інформації, перенесеної одним символом, можна виразити таким чином:

$$I_1 = \log m = -\log P. \quad (1.28)$$

Тут кількість інформації пов'язана з ймовірністю появи символу. У реальних повідомленнях символи з'являються з різними ймовірностями $P(a_i)$, тому:

$$I_i = -\log P(a_i). \quad (1.29)$$

Середня кількість інформації, що припадає на один символ джерела повідомлень визначається як усереднене по всьому об'єму алфавіту значення:

$$H(A) = -\sum_{i=1}^m P(a_i) \log P(a_i). \quad (1.30)$$

Дана формула носить назву *формули Шеннона*, а величина $H(A)$ називається *ентропією джерела дискретних повідомлень*. Ентропія розглядається як міра невизначеності в поведінці джерела повідомлень. При ймовірнісному підході стан джерела інформації характеризується невизначеністю. Невизначеність знижується при прийомі повідомлення, тобто при отриманні інформації. Тому отримувана інформація, що припадає в середньому на один символ джерела повідомлень, кількісно визначає ступінь зменшення невизначеності.

Ентропія є безперервною функцією від імовірності появи символів і має такі властивості:

- ентропія джерела дискретних повідомлень є речовинною, обмеженою і невід'ємною;
- ентропія дорівнює нулю, якщо з імовірністю рівною одиниці вибирається одне і те ж значення (відсутня невизначеність у поведінці джерела);
- ентропія максимальна, якщо всі символи джерела з'являються незалежно і з однаковою ймовірністю:

$$H_{\max} = mP \log P = m(1/m) \log(1/m) = \log m \quad (1.31)$$

Якщо символи алфавіту є взаємопов'язаними (інакше – корельованими один з одним), то використовується поняття умовної ентропії, яка визначається за наступною формулою:

$$H(A'/A) = -\sum_{i=1}^m P(a_i) \sum_{j=1}^m P(a'_j/a_i) \log P(a'_j/a_i) \quad (1.32)$$

де $P(a'_j/a_i)$ – умовна ймовірність появи символу a_j після символу a_i . Через кореляцію зв'язків символів і нерівно ймовірнісного значення їх появи в реальних повідомленнях знижується середня кількість інформації, яка переносить один символ. Ці втрати інформації характеризуються коефіцієнтом надмірності:

$$r = (H_1 - H)/H_1 = 1 - H/\log m, \quad (1.33)$$

де H_1 – максимальна кількість інформації, яке може переносити один символ, H – кількість інформації, яка переносить один символ в реальних повідомленнях.

Найбільш часто середня кількість інформації вважається з логарифмом за підставою 2. При цьому одиницею кількості інформації є біт.

Продуктивністю джерела повідомлень називається середня кількість інформації, що видається джерелом в одиницю часу, біт / с:

$$H' = H / t. \quad (1.34)$$

Для каналів передачі інформації вводять аналогічну характеристику – швидкість передачі інформації. Її максимальне значення називається пропускнуною спроможністю каналу. Для

дискретного каналу вона дорівнює, біт / с:

$$C = V \log m, \quad (1.34)$$

де V – швидкість передачі електричних кодових сигналів.

6. Перешкоди у каналах зв'язку

В реальних інформаційних каналах систем передачі інформації сигнали при передачі спотворюються, що приводить до відтворення повідомлення на приймальній стороні з деякою помилкою. Причиною таких спотворень можуть виступати як власні шуми приймально-передавальної апаратури, так і діючі на канал передачі зовнішні впливи (як природного, так і штучного походження). У загальному випадку це веде до зниження ймовірності правильної передачі повідомлення і до зниження швидкості передачі. Причиною цього можуть так само бути спотворення, що вносяться самим каналом і випадкові зміни його параметрів.

Спотворення, внесені каналом, можуть бути лінійними і нелінійними. Вони усуваються шляхом відповідної корекції характеристик каналу. На відміну від спотворень перешкоди носять випадковий характер. Вони заздалегідь невідомі і тому не можуть бути повністю усунені.

Перешкоди в каналі зв'язку підрозділяються на:

- внутрішні;
- зовнішні.

Джерелом *внутрішніх перешкод* є тепловий хаотичний рух електронів в лампах, напівпровідникових приладах, електричних ланцюгах і т.д.

До *зовнішніх перешкод* відносяться атмосферні, станційні, індустріальні, космічні та інші перешкоди.

У радіоканалах найбільш поширеними є атмосферні перешкоди. Енергія цих перешкод, в основному, зосереджена в області середніх і довгих хвиль. Станційні перешкоди зумовлені порушеннями розподілу робочих частот, поганою фільтрацією гармонік сигналу, нелінійними процесами в апаратурі, провідними до перехресних спотворень і т.д. Індустріальні перешкоди створюються лініями електропередачі, генераторами, системами запалювання двигунів та ін. Космічні перешкоди створюються електромагнітними процесами, що відбуваються в галактиці, на Сонці та інших позаземних об'єктах. Ці перешкоди особливо позначаються в діапазоні частот до декількох ГГц, після чого їх інтенсивність різко збуває. Однак саме ці перешкоди чинять істотний вплив на роботу

супутникових систем навігації та зв'язку.

Величезна різноманітність джерел призводить до того, що структуру і імовірнісні характеристики перешкод істотно відрізняються.

За характером спектра всі перешкоди в каналах зв'язку можна розділити на:

- флуктуативні;
- зосереджені;
- імпульсні.

Флуктуаційна перешкода є випадковим процесом, що володіє практично рівномірним енергетичним спектром. Ця перешкода має місце у всіх реальних каналах зв'язку. Прикладом флуктуаційної перешкоди є внутрішні шуми елементів апаратури зв'язку, космічні шуми і деякі види атмосферних і індустриальних перешкод. Ширина спектру флуктуативних перешкод багато більше спектру переданого сигналу.

Зосереджена перешкода має енергетичний спектр більш вузький або такий же, як у сигналу. Вона може створюватися сторонніми засобами зв'язку та іншими промисловими об'єктами. Як правило, зосереджені перешкоди являють собою модульовані коливання. Цей вигляд перешкод особливо сильно проявляється в каналах радіозв'язку.

Імпульсна перешкода являє собою випадкові або регулярні послідовності імпульсів великої шпаруватості. Тривалість таких імпульсів менше тривалості елементарного сигналу. Перехідні явища від впливу імпульсів у приймальні апаратурі, зазвичай, встигають загаснути до моменту приходу наступного імпульсу. До імпульсних перешкод відносяться багато видів атмосферних і індустриальних перешкод. У залежності від частоти проходження імпульсів вони можуть впливати на приймач з широкою смугою – як імпульсна перешкода, а на приймач з вузькою смугою – як флуктуаційна перешкода.

Ще одним видом перешкод є *флуктуація параметрів* радіоканалу. Випадкові зміни його параметрів приводять до непостійності коефіцієнта передачі і часу проходження сигналів по каналу зв'язку, а також до явища багатопроменевого поширення радіохвиль.

Всі перераховані вище обурення обов'язково проявляються у вигляді перешкоди в тій чи іншій мірі при передачі сигналів.

Незалежно від виду збурень у каналі зв'язку, його вплив на сигнал можна представити у вигляді оператора: $x = \phi(u, \Pi)$.

Якщо обурення, чинне в каналі зв'язку, складається з сигналом,

то це адитивна перешкода. До неї відносяться теплові шуми, атмосферні, космічні, промислові та станційні перешкоди. Адитивна завада впливає на вхід приймача незалежно від сигналу і проявляється також за відсутності сигналу. У цьому випадку оператор перетвориться в суму:

$$x = u + \Pi.$$

Адитивну перешкоду в інженерній практиці часто називають шумом.

Якщо ж обурення безпосередньо пов'язане з проходженням сигналу в каналі зв'язку, то воно називається мультиплікативною завадою. Ця перешкода перемножується з сигналом, а при його відсутності ніяк не виявляється на вході приймача. При цьому оператор ϕ перетвориться в твір:

$$x = u \cdot a,$$

де a – коефіцієнт передачі каналу зв'язку, що змінюється випадковим чином в часі.

Мультиплікативні завади характерні для каналів радіозв'язку. Вони виникають у результаті багатопроменевого поширення радіохвиль, їх інтерференції в точці прийому, а також в результаті нерегулярних змін параметрів середовища поширення радіохвиль (висоти і товщини шарів тропосфери, електронної концентрації і т.д.).

У результаті багатопроменевого поширення радіохвиль амплітуди і фаза сигналу повільно, в порівнянні з власними коливаннями, змінюється. Цю зміну можна представити як процес модуляції у вигляді твору модулюючої і модуліруючої функцій. Мультиплікативна перешкода може бути також результатом проявлення нелінійних властивостей окремих елементів тракту радіозв'язку, в яких одночасно діють сигнал і перешкода.

У каналах радіозв'язку мають місце як адитивні, так і мультиплікативні завади. Тому сигнал у каналі зв'язку може бути представлений у вигляді:

$$x(t) = \sum_{i=1}^K a_i(t) A[t - \tau_i(t)] + \Pi_i(t), \quad (1.35)$$

де $a_i(t)$ – коефіцієнт передачі каналу радіозв'язку;

$A(t)$ – переданий сигнал;

$\tau_i(t)$ – час запізнення сигналу;

i – го променя;

$\Pi_i(t)$ – адитивна перешкода;

k – число променів.

Канал зв'язку, параметри a і τ якого незмінні в часі, називається каналом з постійними параметрами. Таких каналів вкрай мало. До них відносяться провідні канали зв'язку і канали радіозв'язку УКХ прямої видимості.

7. Види і структури систем передачі інформації

Кількість вживаних у даний час різних систем передачі інформації досить велика. Вони відрізняються середовищем поширення сигналу, використовуваними діапазонами довжин хвиль, конфігурацією систем, призначенням (одностороння і двостороння передача інформації, навігаційне супроводження користувачів і т.д.). У курсі лекцій немає можливості охопити всі типи систем передачі інформації, тому тут не розглядаються провідні та оптичні системи зв'язку. Так само не розглядаються системи зв'язку, що працюють на відносно низьких частотах. Зупинимося лише на системах, що працюють в КВ і УКХ діапазоні, тобто на частотах у сотні мегагерц і вище. Саме такі системи зараз найбільш поширені.

Для роботи сучасних систем зв'язку найбільш часто використовується діапазон УКХ ($30\text{МГц} \div 30\text{ГГц}$), де відносно легко реалізується висока перешкодостійкість і велика пропускна здатність каналу зв'язку. Однак прямолінійний характер поширення ультракоротких хвиль вимагає застосування проміжних ретрансляційних чи так званих релейних станцій, що дозволяють нарощувати необхідну довжину лінії радіозв'язку. Тому багато сучасних систем УКХ радіозв'язку відносяться до класу радіорелейних. Винятком служать лише деякі малопотужні радіостанції УКХ діапазону, що забезпечують оперативний (низовий) зв'язок.

Системи УКХ радіозв'язку поділяються на два види:

- системи, що використовують для зв'язку пряму хвилю;
- системи, що використовують для зв'язку хвилі, розсіяні від неоднорідностей тропосфери або іоносфери, а також хвилі відбиті від будь-яких предметів.

Системи першого виду вимагають наявності прямої (квазіоптичної) видимості між антенами двох станцій або ретрансляторів. У цих системах використовуються активні

ретранслятори на Землі і в Космосі (на штучних супутниках Землі, космічних кораблях і т.п.).

У системах другого виду використовуються хвилі, розсіяні неоднорідностями тропосфери та іоносфери, від слідів згорілих метеоритів, від металізованої поверхні супутників Землі та ін. Відповідно до викладеного вище усі засоби УКХ радіозв'язку можна підрозділити на радіостанції прямої видимості, радіорелейні лінії зв'язку прямої видимості, тропосферні лінії зв'язку, іоносферні лінії зв'язку і супутникові лінії зв'язку.

На інтервалах радіостанцій прямої видимості і радіорелейних ліній зв'язку (малюнок 1.6) повинна дотримуватися квазіоптична видимість антен сусідніх станцій. У тропосферних лініях зв'язку (малюнок 1.7) в якості різних ділянок радіохвиль використовуються шари тропосфери, що розміщені досить високо над Землею (до декількох десятків кілометрів) і видимі одночасно з точок розташування двох сусідніх станцій. Протяжність інтервалу між станціями при такій схемі зростає і може становити кілька сотень і навіть тисяч кілометрів.

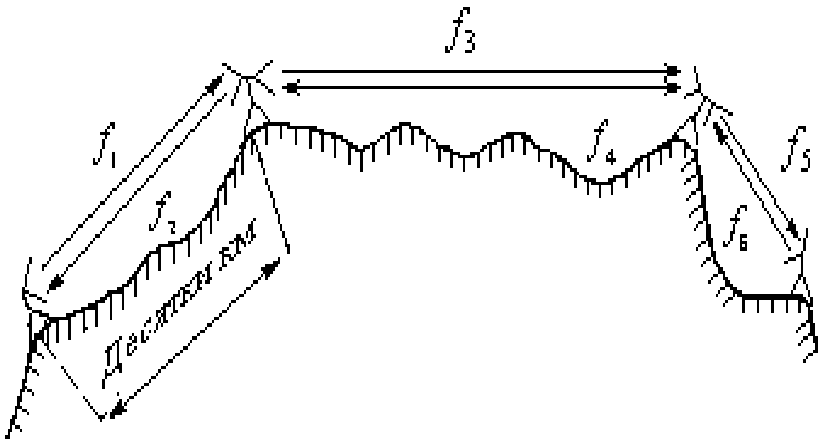


Рис. 1.6. Система прямого бачення

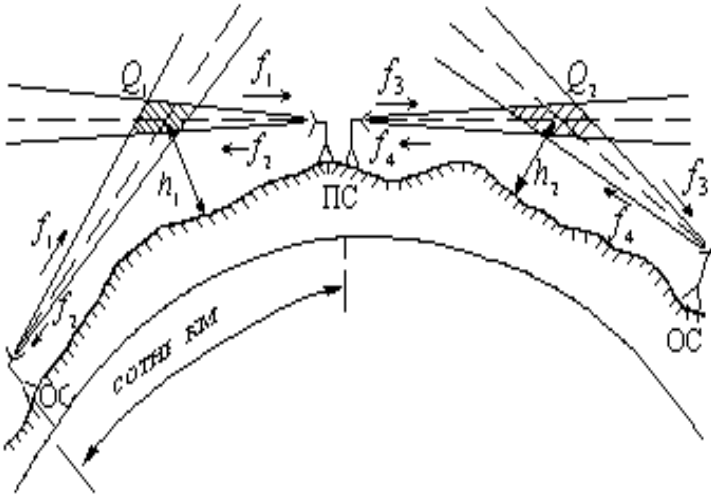


Рис. 1.7. Тропосферні лінії зв'язку

Супутникові системи зв'язку (рисунк 1.8) в залежності від висоти польоту супутника можуть забезпечити дальність зв'язку, що вимірюється багатьма тисячами кілометрів.

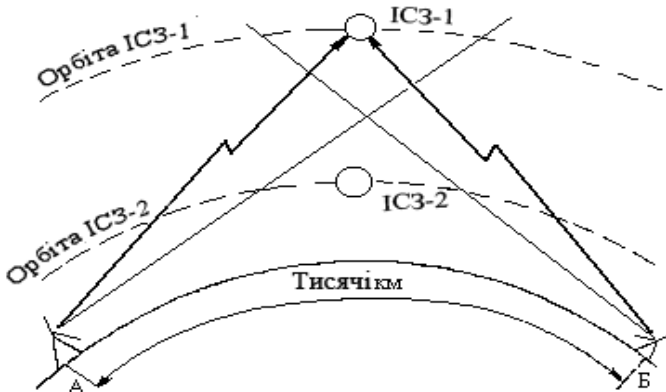


Рис. 1.8. Супутникові системи зв'язку

Системи УКХ радіозв'язку мають ряд характерних переваг. До них відносяться: висока якість зв'язку, відносна дешевизна каналу зв'язку в порівнянні з дротяними системами зв'язку, можливість

Проект ІРВІ/03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112; +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



зв'язку в важкодоступних районах і т. п. Однак системи дальньої УКХ радіозв'язку на сучасному етапі розвитку не витісняють кабельні лінії зв'язку, а, навпаки, доповнюють їх. Основною проблемою техніки далекого зв'язку (як провідного, так і радіозв'язку) часто є забезпечення необхідного числа каналів на задану дальність при необхідному зв'язку, оціненому відношенням сигнал/шум на виході каналу передачі даних.

Малопотужні станції УКХ радіозв'язку

Під *малопотужними станціями УКХ радіозв'язку* зазвичай розуміються радіостанції, потужність передавачів яких не перевершує 100 Вт. Малопотужні радіостанції підрозділяються на три групи. Перша група має потужність передавачів до 1 Вт, друга – від 1 до 10 Вт і третя – від 10 до 100 Вт. Переважна більшість малопотужних УКХ радіостанцій працює в симплексному телефонному режимі.

У залежності від групи радіостанції дальність зв'язку може коливатися в межах від декількох сотень метрів до декількох десятків кілометрів. При цьому для введення зв'язку необхідно виконання умов, близьких до прямої (геометричної) видимості. Дальність зв'язку між радіостанціями визначається в загальному випадку потужністю передавачів, діапазоном вибраних робочих частот, типом антен і конкретними умовами роботи. Малопотужні УКХ радіостанції широко застосовується для введення так званого оперативного або низового радіозв'язку. Застосування симплексного режиму роботи суттєво спрощує апаратуру, знижує її вагу, підвищує монотоність і економічність, зменшує габарити і вартість.

Проте, навіть для введення оперативного обміну інформації та у ряді випадків симплексний зв'язок виявляється непридатним. З'являється необхідність в дуплексному зв'язку. Одним із способів реалізації дуплексного зв'язку є використання двох симплексних радіостанцій на обох пунктах радіозв'язку. Для послаблення перешкод тут необхідна велика різниця між частотами передачі і прийому сигналу. Проте, і в цьому випадку потрібно приймати ряд додаткових заходів щодо покращення частотної сумісності радіостанцій із використанням спеціальних антен, ланцюгів частотної розв'язки від безпосередніх або комбінаційних перешкод і т. д. А це вже, по суті, не простий симбіоз двох симплексних радіостанцій, а новий пристрій. Тому поряд з симплексними радіостанціями в останні роки випускається певна кількість дуплексних малопотужних радіостанцій. До них, зокрема, можна віднести деякі малопотужні радіорелейні станції прямої видимості.



Системи радіорелейного зв'язку

Характерною особливістю систем радіорелейного зв'язку являється можливість передачі великого обсягу різних видів інформації на далекі відстані з високою достовірністю.

Радіорелейним зв'язком називається особливий вид далекого багатоканального радіозв'язку на УКХ, здійснюваний за допомогою ряду проміжних ретрансляційних станцій. Ретрансляційні станції в загальному випадку приймають сигнал на одній робочій частоті, а випромінюють на іншій.

Так утворюється радіорелейна лінія зв'язку.

Радіорелейні лінії зв'язку використовуються для передачі інформації будь-якого виду (телефонного, телевізійної, цифровий і т.п.) і можуть бути ущільнені кількома тисячами телефонних каналів або телевізійними каналами. Число каналів радіорелейної станції визначається використовуваним видом модуляції сигналів окремих каналів і видом модуляції несучої частоти передавача.

У радіорелейних лініях зв'язку можуть застосовуватися частотний, тимчасовий і комбінований методи ущільнення. При частотному ущільненні застосовуються імпульсні види модуляції. З імпульсних методів модуляції широкого поширення набула фазо-імпульсна модуляція. За стійкістю до перешкод вона близька до частотної модуляції.

Перевагами радіорелейного зв'язку прямої видимості є:

- висока якість зв'язку, порівнянна з якістю зв'язку по хорошему кабелю. Практично воно мало залежить від стану атмосфери, випадкових перешкод, часу доби, року і т. д.;
- значна спрямованість антен, що дозволяє приймати зв'язок при малих потужностях передавача. При цьому забезпечується висока завадостійкість системи зв'язку, утруднення перехоплення і організація перешкод з боку супротивника;
- висока стійкість поширення радіохвиль, забезпечує сталість рівня прийнятого сигналу;
- велика частотна ємність УКХ діапазону, що дозволяє забезпечити багатоканальний зв'язок;
- простота сполучення радіорелейних ліній зв'язку з каналами проводового зв'язку при використанні типової каналостворюючої апаратури.

За видом переданих сигналів ці РРС підрозділяються на:

- аналогові;
- цифрові.

Аналогові РРС використовуються для передачі:

- багатоканальних телефонних аналогових сигналів з пропускнуою спроможністю до 3600 телефонних каналів;
- телевізійних сигналів і сигналів звукового супроводу.

Цифрові РРС служать для передачі:

- багатоканальних телефонних сигналів у цифровій формі зі швидкістю від 2 до 140 Мбіт / с;
- високошвидкісних сигналів даних;
- сигналів відеотелефону і телевізійних сигналів у закодованому вигляді.

За винятком декількох радіорелейних систем, розрахованих на діапазони частот 70 – 80 МГц і 400 – 470 МГц, всі інші РРС працюють на частотах 2,4, 6,8 і 11 ГГц.

До систем радіорелейного зв'язку прямої видимості можна віднести безліч сучасних систем, у тому числі і діючі системи супутникового зв'язку і навігації. Однак, перші системи такого типу з'явилися досить давно. Так, в 1969 р. стала діяти радіорелейна система «Дружба», яка забезпечувала високоякісний зв'язок на відстань 12 500 кілометрів.

Діапазон частот – 5670 - 6170 МГц. До складу системи «Дружба» увійшли 6 стовбурів по 1920 телефонних каналів або по одному телевізійному каналу в кожному стовбурі і два резервних стовбура.

У 80-х роках минулого століття здана в експлуатацію апаратура радіорелейного зв'язку, що працює в комплексі зі станціями зв'язку через штучні супутники Землі типу «Блисківка» в системі «Орбіта». Це лише два приклади з великого переліку розглянутих систем зв'язку.

Системи тропосферного та іоносферного зв'язку

Перша система тропосферного зв'язку для передачі телевізійних програм з Ленінграду до Петрозаводська на відстань 300 км була побудована в 1963 році. Надалі цей тип систем зв'язку отримав досить широкого поширення.

У системах тропосферного зв'язку використовується явище подальшого поширення ультракоротких хвиль, суть якого полягає в наступному. Відомо, що причиною заломлення (рефракції) УКВХ являється неоднорідність молекулярної структури тропосфери, простору до висот 12-15 км від поверхні Землі. Показник заломлення повітря залежить від тиску, температури і вологості, які на різних висотах мають різне значення. Нормальному (середньому) станові тропосфери властиве зменшення показника заломлення з висотою. У



цих умовах траєкторія розповсюдження радіохвиль втрачає свою прямолінійність, набуває опуклості, звернену вгору, тобто огинає земну поверхню. Ця нормальна рефракція еквівалентна деякому зменшенню опуклості земної кулі, завдяки чому стає можливим прийом УКХ за лінією горизонту. Проте, дальність зв'язку за рахунок нормальної рефракції в порівнянні з дальністю прямої видимості зростає незначно. Внаслідок сезонних і добових змін метеоумов в тропосфері можливо такий розподіл вологості, температури і тиску, при якому показник заломлення з висоти збільшується, і промені УКХ набувають опуклості, направлену вниз. Таке заломлення радіохвиль, зване негативною рефракцією, тягне за собою зменшення інтенсивності і завмирання сигналу навіть в зоні прямої видимості.

Якщо ж показник заломлення повітря зменшується з висоти швидше, ніж при нормальному стані тропосфери, можливий прийом УКХ на відстані, значно перевищує пряму видимість. Цей випадок, званий надрефракцією, особливо часто спостерігається над водною поверхнею в результаті різкої зміни вологості повітря з висотою.

Особливо сприятливі умови розповсюдження УКВХ за горизонт створюються за наявності в тропосфері шаруватих неоднорідностей, тобто, різко вираженої межі шарів з різними коефіцієнтами заломлення, що виникають, наприклад, при проходженні фронту холодного повітря. На кордоні різнорідних шарів радіохвилі зазнають практично дзеркальне відбивання, причому умови відображення майже однакові в широкій полосі частот.

Радіорелейні лінії тропосферного зв'язку можуть бути як рухомими, так і стаціонарними. Рухливі радіорелейні лінії мають від 6 до 24 телефонних каналів. Стаціонарні радіорелейні лінії розраховуються на десятки і сотні телефонних каналів і можуть забезпечувати передачу телевізійних програм. Принципи побудови радіорелейних ліній, в яких використовується тропосферне розсіювання радіохвиль і поширення радіохвиль у межах прямої видимості, в цілому однакові. Проте апаратура радіоліній тропосферного зв'язку має ряд особливостей. Загальне загасання сигналу при тропосферному розсіянні радіохвиль досягає сотні децибел. Тому для отримання на вході приймача достатнього рівня сигналу необхідно використовувати передавачі великої потужності – від одиниць до десятків кіловат.

За сучасними уявленнями іоносфера займає область висоти атмосфери від 60 до 1600 км. У процесі розповсюдження радіохвиль беруть участь шари, розташовані на висотах від 55 і приблизно до 500 км.

Іонізація атмосфери викликається, головним чином, ультрафіолетовими променями сонячного спектра, а також потоками частинок, що викидаються сонцем і бомбардують земну атмосферу.

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Іонізовані шари повітря мають здатність відбивати радіохвилі, завдяки чому й здійснюється далекий зв'язок на коротких хвилях. Ультракороткі ж хвилі проникають крізь іоносферу, не відбиваючись від неї, за винятком періодів дуже високої сонячної активності. Тому регулярний УКХ зв'язок за рахунок відбиття від іонізованих шарів атмосфери неможливий.

У 1951 р. була відкрита можливість регулярної далекої УКХ зв'язку за рахунок розсіювання радіохвиль локальними неоднорідностями іоносфери. Локальні неоднорідності електронної концентрації іоносфери виникають на висоті 55-120 км як наслідок тимчасових і просторових флуктуацій іонізуючого потоку і турбулентного перемішування повітряних мас. Індекс заломлення радіохвиль в межах локальних неоднорідностей іоносфери відрізняється від його значень для навколишнього середовища, цим і пояснюється розсіювання деякої невеликої частки енергії радіохвиль, що йдуть крізь шар іоносфери. Таким чином, по своїй суті далеко іоносферне і далеко тропосферне розповсюдження УКВ мають багато спільного. Разом з тим між розсіюванням УКВ в тропосфері й іоносфері є наступна принципова різниця: тропосферне розсіювання обумовлене неоднорідностями молекулярних характеристик (температури, вологості, тиску), а іоносферних – неоднорідностями іонізаційних характеристик (змісту вільних електронів у газі). Через великі потужності передавачів та складності антенних систем, як правило, створюються стаціонарні лінії далекої іоносферної УКХ радіозв'язку.

Стільникові системи зв'язку

Стільникові системи зв'язку призначені для забезпечення рухомих і стаціонарних об'єктів телефонних зв'язків і передачею даних. У стільникових системах зв'язку до рухомих об'єктів відносяться як наземні транспортні засоби, так і безпосередньо людина, що знаходиться в русі і оснащений портативною абонентською станцією.

Передача даних рухомого об'єкта істотно розширює його можливості, так як окрім телефонного зв'язку він має можливість отримувати телексі і факсимільні повідомлення, графічну інформацію, плани місцевості, графіки руху транспорту і т.п. Стільникові системи зв'язку в різних галузях господарської діяльності дозволяють значно підвищити продуктивність праці на рухливих об'єктах, забезпечити автоматичний контроль технологічних процесів, створити надійну систему управління на великих територіях, що дозволяє економити матеріально-трудові ресурси.



Стільникові системи рухомого зв'язку – це відносно новий тип систем радіозв'язку. Вони побудовані за принципом «стільникового» розподілу частот на території, що обслуговується. Це означає, що підвідомча територія відповідно за стільниковим територіально-частотним плануванням забезпечує радіозв'язком велике число рухомих об'єктів з наданням їм виходу на телефонну мережу загального користування.

Стільникові системи зв'язку мають наступні переваги в порівнянні з централізованими засобами зв'язку:

- велике число абонентів;
- висока якість телефонного зв'язку і передачі даних;
- можливість зв'язку з ЕОМ та базами даних;
- ефективне використання смуги частот;
- кращу електромагнітну сумісність з іншими радіотехнічними системами.

Системи радіозв'язку з рухомими об'єктами підрозділяються:

- відомчі (спеціалізовані) радіотелефонні системи;
- радіотелефонні системи загального користування.

Радіотелефонні системи загального користування займають провідне місце серед усіх видів зв'язку з рухомими об'єктами. Це, за суттю справи, радіо АТС, де ефективно використовується виділена смуга частот. У цій смузі частот абоненти об'єднуються в групу з рівним доступом до загальної системи зв'язку.

Радіотелефонні системи загального користування поділяються на два види:

- системи з великими зонами обслуговування (радіальні системи);
- системи з малими зонами обслуговування (стільникові системи зв'язку).

Системи з великими зонами обслуговування мають одну центральну станцію (зазвичай на височині), яка обслуговує територію радіусом 50 – 100 км і мають потужність передавача 100 – 250 Вт.

До недоліків таких систем відносяться:

- обмежене число абонентів і складність їх збільшення;
- взаємні перешкоди від передавачів сусідніх зон;
- трудність контролю якості зв'язку всередині кожної зони для рухливих об'єктів.

Системи з малими зонами обслуговування або стільникові системи рухомого зв'язку в даний час найбільш поширені і мають зовсім іншу структуру. Вона заснована на стільниковій побудові і розподілі частот. Ця зона обслуговування поділиться на велике число осередків – «сотів», кожна з яких обслуговується радіостанцією малої потужності в центрі стільника. Потужність передавача всього кілька

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул.Надбистшицка 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



десятків мВт. Це дозволяє без перешкод повторювати робочі частоти через одну-дві стільники і забезпечити якісним радіозв'язком велике число рухомих абонентів в умовах обмеженого частотного діапазону. Крім того, з'являється можливість гнучкого розвитку системи за рахунок збільшення або зменшення зон обслуговування.

До числа недоліків стільникових систем зв'язку слід віднести підвищення вартості системи через збільшення числа базових радіостанцій і необхідності стеження за рухомих об'єктом, щоб він не перетнув іншу зону. А це вимагає застосування спеціальної апаратури безперервного спостереження.

Останні розробки стільникових систем радіозв'язку з рухомими об'єктами мають стільникову або квазісотову структуру, автоматизоване управління, можливість входу в мережу загального користування, можливість передачі цифрових сигналів управління, а також інших видів сигналів, в тому числі й мови, в цифровій і аналоговій формі.

У структуру стільникової системи зв'язку входять:

- обладнання центральних станцій (центрів комутації);
- обладнання базових станцій;
- обладнання абонентських станцій;
- комплект лінійного обладнання для рухомого радіозв'язку зі стаціонарною телефонною мережею.

Електронна система комунікації центральної станції містить процесори, запам'ятовувальні пристрої, комутаційні ланцюги, міжстанційні з'єднувальні лінії та різні службові ланцюги у вигляді єдиної системи управління.

На базовій станції, призначеній для передачі і прийому сигналів абонентів, розміщені передавач, приймач, контролер, апаратура передачі даних і контролю каналів, а також антенна система. Тут під управлінням центральної станції здійснюється пошук рухомих об'єктів, визначення його місця положення, встановлення з'єднання, розподіл каналів, передача даних і виконання діагностичних процедур на обладнанні базової станції. Всі ці операції програмується контролерами.

Системи супутникового радіозв'язку

Детально системи супутникового зв'язку будуть розглянуті далі, тут зупинимося лише на основних особливостях.

Супутниковий радіозв'язок являє собою різновид систем радіорелейного зв'язку прямої видимості, в якій станцією-ретранслятором є штучний супутник землі (ШСЗ), обладнений відповідним бортовим обладнанням.

Найпростішим ретранслятором може служити запущений на

високу орбіту навколо Землі куля великих розмірів з металізованою поверхнею – пасивний ретранслятор. Він міг би одночасно користуватися значним числом наземних станцій, що працюють в широкому діапазоні частот УКХ. Проте, за пасивної ретрансляції виникають величезні втрати електромагнітної енергії, що призводить до необхідності використання потужних передавачів, антен великих розмірів і високочутливих приймальних пристроїв. Все це робить таку систему зв'язку громіздкою і надто дорогою. Тому, в даний час, практичного застосування набули системи супутникового зв'язку з активними ретрансляторами.



Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте загальні поняття про передачу інформації.
2. Назвіть та охарактеризуйте основні перешкоди в каналах зв'язку.
3. Що таке радіорелейний зв'язок?
4. У чому полягає стільникова система зв'язку?
5. Які способи активної ретрансляції Ви знаєте?

ТЕМА 2. ВИЯВЛЕННЯ І РОЗРІЗНЕННЯ СИГНАЛІВ



1. Технологія інфрачервоного діапазону IrDA

IrDA – являє собою абревіатуру Infrared Data Association – асоціація, яка займається розробкою специфікації для обміну даними по оптичному інтерфейсу з допомогою інфрачервоного променю. Така технологія в подальшому отримала назву IrDA.

В електромагнітному спектрі інфрачервоне випромінювання обмежене з короткохвильового боку видимим світлом, а з довгохвильового боку – мікрохвильовим випромінюванням, яке належить до радіочастотного діапазону. Границі діапазонів не є строго визначеними.

Існує кілька стандартів класифікації інфра-червоного випромінювання.

За визначенням Міжнародної комісії з освітленості за довжиною хвилі інфрачервоне випромінювання підрозділяється на три діапазони:

- IR-A — від 700 до 1400 нм,
- IR-B — від 1400 до 3000 нм,
- IR-C — від 3000 нм до 1 мм.

Перший із цих діапазонів, IR-A називають також *ближніми інфрачервоними хвилями*. Він визначається вікном у спектрі поглинання води і здебільшого використовується для оптоволоконних телекомунікацій, бо електромагнітні хвилі цього діапазону слабо поглинаються склом.

За стандартом ISO 20473 інфрачервоне випромінювання поділяється на три діапазони:

- **ближнє інфрачервоне випромінювання** – від 780 до 3000 нм;
- **середнє інфрачервоне випромінювання** – від 3000 до 50 000 нм;
- **далеке інфрачервоне випромінювання** – від 50 до 1000 мкм;

В астрономії використовується наступна класифікація:

- *ближнє інфрачервоне випромінювання* – від 700 до 5000 нм;
- *середнє інфрачервоне випромінювання* – від 5000 до (25-40) мкм;
- *далеке інфрачервоне випромінювання* – від (25-40) мкм до (200-350) мкм.

Ще одна схема класифікація основана на чутливості певного типу детекторів:

- *ближнє інфрачервоне випромінювання* – це область від 700 до 1000 нм, тобто від приблизної границі людського зору до діапазону кремнієвих детекторів;

- *короткохвильове інфрачервоне випромінювання* – область довжин хвиль від 1 до 3 мікрон, тобто від границі чутливості кремнієвих детекторів до вікна прозорості атмосфери. Детектори на основі InGaAs покривають область до 1,8 мікрон, всю цю область покривають менш чутливі детектори на основі солей свинцю;

- *середньохвильове інфрачервоне випромінювання* – область, що відповідає атмосферному вікну, від 3 до 5 мікрон. В цій області працюють детектори на основі антимоніду індію InSb, HgCdTe і почасти на основі PbSe);

- *довгохвильове інфрачервоне випромінювання* – за різними визначеннями область довжин хвиль від 8 до 12 мкм, або від 7 до 14 мкм. Це область атмосферного вікна, в якій працюють детектори на основі HgCdTe та мікроболометри;

- *дуже довгохвильове червоне випромінювання* – область довжин хвиль від 12 до 30 мкм, де працюють детектори на основі легованого кремнію.

Безперервний розвиток інформаційних технологій вимагає постійного збільшення ефективності обробки і передачі інформації. Очевидно, ідеальна лінія передачі даних повинна мати невисоку вартість, мати мінімальний витрата енергії, високої пропускну здатності і, що дуже бажано, повинна бути бездротовою. Зазвичай словом wireless (бездротовий – англ.) Позначають зв'язок з використанням радіосигналу. Однак, не варто забувати, що канал



передачі інформації можна створити і за допомогою оптичних пристроїв, тобто, простіше кажучи, за допомогою світла. Досвід показує, що серед інших бездротових ліній передачі інформації інфрачервоний (ИК) відкритий оптичний канал є самим недорогим і зручним способом передачі даних на невеликі відстані (до декількох десятків метрів). Зокрема, він ефективний для забезпечення бездротового зв'язку міжперсональним комп'ютером і периферійними пристроями.

У 1979 році компанія Hewlett-Packard оголосила про початок продажів нового калькулятора, головною особливістю якого була наявність у нього інфрачервоного порту для виведення інформації на друк.

Після цього протягом декількох років розробниками електронного обладнання була запропонована ціла серія приладів і пристроїв, що використовують для передачі інформації відкритий оптичний канал в інфрачервоному діапазоні. Однак, всі ці пристрої не могли отримати широкого поширення внаслідок своєї несумісності. Тому в 1993 році була заснована Infrared Data Association (IrDA), міжнародна некомерційна організація, що ставить за мету розробку єдиних стандартів, які використовуються для організації інфрачервоних ліній передачі інформації.

Влітку 1993 року компанія Hewlett-Packard організувала загальнопромислове нараду, щоб обговорити майбутнє ІК (інфрачервоний) передачі даних. Різноманіття несумісних стандартів було сумною реальністю, заподіює масу незручностей всім від того, що пристрої від різних виробників були несумісні. Телевізори, відеомагнітофони, інша побутова техніка з ІЧ управлінням сьогодні зустрічається на "кожному куті", проте в них використовуються несумісні фізичні та програмні інтерфейси. Метою наради було обговорення шляхів, якими промисловість може піти до загального стандарту, здатному сумісність всіх пристроїв, що використовують ІК порт. На нараді був сформований консорціум всіх провідних компаній, названих Асоціацією інфрачервоної передачі даних і незабаром (у червні 1994 року) була оголошена перша однойменна версія стандарту, що включає фізичний і програмний протоколи – IrDA 1.0. Поточна версія - 1.1.



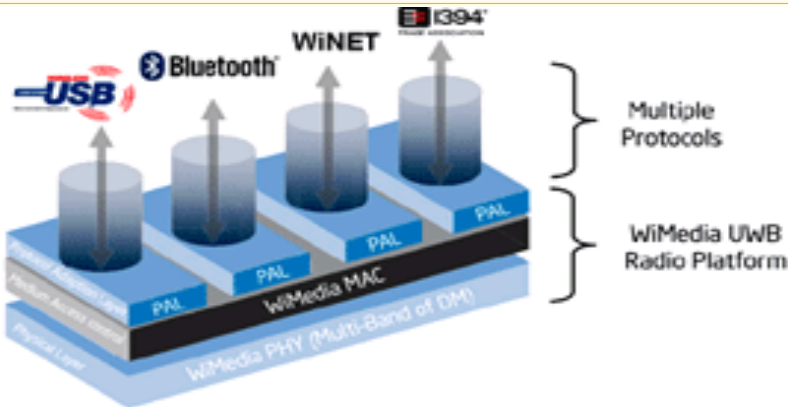


Рис. 1. Версії безпроводних систем

Першим стандартом, прийнятим IrDA, був, так званий, Serial Infrared standart (SIR). Даний стандарт дозволяв забезпечувати передачу інформації зі швидкістю 115,2 kb / s. У 1994 році IrDA опублікувала специфікацію на загальний стандарт, який отримав назву IrDA-standart, який включав в себе опис Serial Infrared Link (дослівно – Послідовна Інфрачервона лінія зв'язку), Link Access Protocol (IrLAP) (Протокол доступу) і Link Management Protocol (IrLMP) (Протокол управління). Вже в 1995 році кілька лідерів на ринку електроніки випустили серію продуктів, що використовують для передачі інформації з відкритого оптичного каналу IrDA-standart. І, нарешті, в листопаді 1995 року Microsoft Corporation заявила про внесення програмного забезпечення, що забезпечує інфрачервоний, що використовує IrDA-standart, у стандартний пакет операційної системи Windows'95. В даний час IrDA-standart – найпоширеніший стандарт для організації передачі інформації по відкритому інфрачервоному каналу.

Отже, протокол IrDA (Infra red Data Assotiation) дозволяє з'єднуватися з периферійним устаткуванням без кабелю за допомогою ІЧ-випромінювання з довжиною хвилі 880nm. Порт IrDA дозволяє встановлювати зв'язок на короткій відстані до 1 метра в режимі точка-крапка. IrDA має намір не намагався створювати локальну мережу на основі ІЧ-випромінювання, оскільки мережеві інтерфейси дуже складні і вимагають великої потужності, а в меті IrDA входили низьке споживання та економічність. Інтерфейс IrDA використовує вузький ІЧ-діапазон (850-900 nm з 880nm "піком") з малою потужністю споживання, що дозволяє створити недорогу апаратуру і не вимагає сертифікації FCC (Федеральної Комісії зі зв'язку). Пристрій інфрачервоного інтерфейсу підрозділяється на два основні

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Partnerства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавинська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



блоки: перетворювач (модулі приймачника-детектора і діода з керуючою електронікою) і кодер-декодер. Блоки обмінюються даними по електричному інтерфейсу, в якому в тому ж вигляді транслюються через оптичне з'єднання, за винятком того, що тут вони пакуються в кадри простого формату – дані передаються 10bit символами, з 8bit даних, одним старт-бітом на початку і одним стоп-бітом у кінці даних.

Архитектура порта IrDA

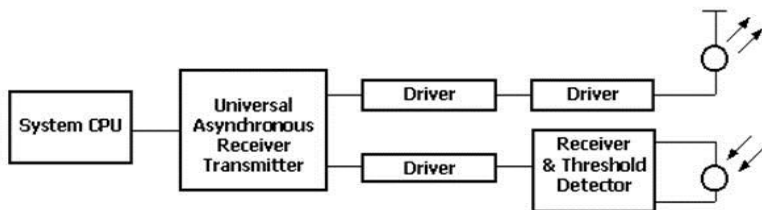


Рис. 2. Схема організації IrDA-каналу

Сам порт IrDA заснований на архітектурі комунікаційного COM-порту ПК, який використовує універсальний асинхронний прийомо-передавач UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) і працює зі швидкістю передачі даних 2400-115200 bps. Зв'язок у IrDA напівдуплексна, тому що передаваний ІК-промінь неминує засвічує сусідній PIN-діодний підсилювач приймача. Повітряний проміжок між пристроями дозволяє прийняти ІЧ-енергію тільки від одного джерела в даний момент.

Канал передачі даних складається з двох основних елементів: мікросхеми, що забезпечує модуляцію і демодуляцію надходить двійкового сигналу відповідно до певного алгоритму, і інфрачервоного (ІЧ-) приймально-передавального модуля.



Рис. 3. Типова блок-схема організації IrDA-каналу

Передавальна частина. Байт, який потрібно передати, надсилається до блоку UART з CPU командою запису вводу-виводу. UART додає старт-стоп біти і передає символ послідовно, починаючи

з молодшого значення біта. Стандарт IrDA вимагає, щоб всі послідовні біти кодувалися таким чином: логічний "0" передається одиночним ІК-імпульсом довжиною від $1.6 \mu s$ до $3 / 16$ періоду передачі бітової осередку, а логічна "1" передається як відсутність ІК-імпульсу. Мінімальна потужність споживання гарантується при фіксованій довжині імпульсу $1.6 \mu s$.

Після закінчення кодування бітів необхідно порушити один або кілька ІЧ-світлодіодів струмом відповідного рівня, щоб виробити ІК-імпульс необхідної інтенсивності. Стандарт IrDA вимагає, щоб інтенсивність випромінювання в конусі 30° була в діапазоні $40-50 \mu W / Sr$, причому інфрачервоний світлодіод повинен мати довжину хвилі $880nm$, як вже зазначалося раніше. Радіальна чутливість приймача і довжини зв'язку диктуються, виходячи з вимог самій специфікації IrDA.

Приймальна частина. Надіслані ІК-імпульси надходять на PIN-діод, що перетворює імпульси світла в струмові імпульси, які посилюються, фільтруються і порівнюються з пороговим рівнем для перетворення в логічні рівні. ІК-імпульс в активному стані генерує "0", при відсутності світла генерується логічна "1". Протокол IrDA вимагає, щоб приймач точно вловлював ІК-імпульси потужністю від $4 \mu W / cm^2$ до $500mW/cm^2$ в кутовому діапазоні $\pm 15^\circ$.

Для ІЧ-випромінювання існує два джерела інтерференції (перешкод), основним з яких є сонячне світло, але на щастя в ньому переважає постійна складова. Правильно спроектовані приймачі повинні компенсувати великі постійні струми через PIN-діод. Інше джерело перешкод – флуоресцентними лампи – часто застосовуються для загального освітлення.

Добре спроектовані приймачі повинні мати смуговий фільтр для зниження впливу таких джерел перешкод. Імовірність помилок зв'язку буде залежати від правильного вибору потужності передавача та чутливості приймача. У IrDA вибрані значення, які гарантують, що описані вище перешкоди не будуть впливати на якість зв'язку.

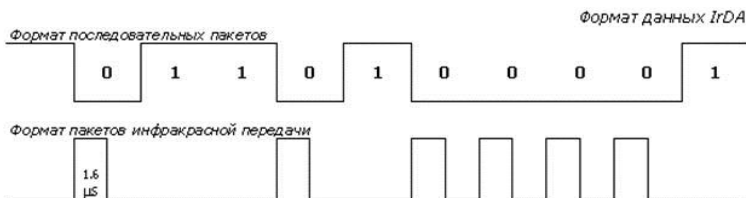


Рис. 4. Формат даних IrDA

Стандарт IrDA включає в себе стек протоколів трьох узгоджених обов'язкових рівнів: IrPL (Physical Layer), IrLAP (Link Access Protocol) і IrLMP (Link Management Protocol).



2. Технологія Wi-Fi, її особливості та застосування

Wi-Fi, WiFi (від англ. *Wireless Fidelity*) – торгова марка, що належить Wi-Fi Alliance. Загальноживана назва для стандарту бездротового (радіо) зв'язку передачі даних, який об'єднує декілька протоколів та ґрунтується на сімействі стандартів IEEE 802.11 (Institute of Electrical and Electronic Engineers – міжнародна організація, що займається розробкою стандартів у сфері електронних технологій). Найвідомішим і найпоширенішим на сьогодні є протокол IEEE 802.11g, що визначає функціонування бездротових мереж.

Установка Wireless LAN рекомендувалась там, де розгортання кабельної системи було неможливо або економічно недоцільно. Нині в багатьох організаціях використовується Wi-Fi, оскільки при визначених умовах швидкість роботи мережі вже перевищує 100 Мбіт/с. Користувачі можуть переміщатись між точками доступу по території покриття мережі Wi-Fi.

Мобільні пристрої (КПК, смартфони, PSP і ноутбуки), оснащені клієнтськими Wi-Fi прийомо-передаючими пристроями, можуть підключатися до локальної мережі і отримувати доступ в Інтернет через точки доступу або хот-споти.

Невелика ширина використовуваного спектра частот, відсутність можливостей роумінгу і авторизації не дозволяють Wi-Fi пристроям потіснити на ринку мобільний зв'язок. Тим не менше, компанії ZyXEL, SocketIP і Symbol Technologies пропонують рішення по організації Wi-Fi телефонії. Wi-Fi був створений в 1991 році NCR Corporation/AT&T (наслідок – Lucent Technologies і Agere Systems) в Нівегейн, Нідерланди.

Стандарт IEEE 802.11n був затверджений 11 вересня 2009 року. Його застосування дозволяє підвищити швидкість передачі даних практично вчетверо в порівнянні з пристроями стандартів 802.11g (максимальна швидкість яких дорівнює 54 Мбіт/с) за умови використання в режимі 802.11n з іншими пристроями 802.11n. Теоретично 802.11n здатний забезпечити швидкість передачі даних 600 Мбіт/с.

Зазвичай схема Wi-Fi мережі містить не менш однієї точки доступу та може легко масштабуватись.



Також можливо підключення двох клієнтів в режимі точка-точка (Ad-hoc), коли точка доступу не використовується, а клієнти з'єднуються за участю мережевих адаптерів «напрямую». Точка доступу передає свій ідентифікатор мережі (SSID) з допомогою спеціальних сигнальних пакетів на швидкості 0,1 Мбіт/с кожні 100 мс. Тому 0,1 Мбіт/с – найменша швидкість передачі даних для Wi-Fi. Знаючи SSID мережі, клієнт може виявити, чи можливо підключення до даної точки доступу. При потраплянні в зону дії двох точок доступу з ідентичними SSID приймач може вибирати між ними на основі даних про рівень сигналу. Стандарт Wi-Fi дає клієнту повну свободу при виборі критеріїв для з'єднання.

Однак, стандарт не описує всі аспекти побудови безпроводних локальних мереж Wi-Fi. Тому кожен виробник устаткування вирішує цю задачу по-своєму, застосовуючи ті підходи, які він вважає за найкращі з тієї або іншої точки зору. Тому виникає необхідність класифікації способів побудови безпроводних локальних мереж.

За способом об'єднання точок доступу в єдину систему можна виділити:

- Автономні точки доступу (називаються також самостійні, децентралізовані, розумні)
- Точки доступу, що працюють під управлінням контролера (називаються також «легковагі», централізовані)
- Безконтролерні, але не автономні (керовані без контролера)

За способом організації і управління радіоканалами можна виділити безпроводні локальні мережі:

- Із статичними налаштуваннями радіоканалів
- З динамічними (адаптивними) налаштуваннями радіоканалів
- З «шаруватою» або багатшаровою структурою радіоканалів

Наявність Wi-Fi-зон (точок) дозволяє користувачу підключитися до точки доступу (наприклад, до офісної, домашньої або публічної мережі), а також підтримувати з'єднання декількох комп'ютерів між собою.

Максимальна дальність передачі сигналу у такій мережі становить 100 метрів, однак на відкритій місцевості вона може досягати до 300-400 м. Дальність залежить від потужності передавача (яка в окремих моделях обладнання регулюється програмно), наявності та характеристики перешкод, типу антени.

Окрім **802.11b**, ще є бездротовий стандарт **802.11a**, який використовує частоту 5 ГГц та забезпечує максимальну швидкість 54 Мбіт/с, а також **802.11g**, що працює на частоті 2,4 ГГц і також

забезпечує 54 Мбіт/с. Крім цього, наразі ведеться розробка стандарту **802.11n**, який у майбутньому зможе забезпечити швидкості до 320 Мбіт/с.

Ядром бездротової мережі Wi-Fi є так звана точка доступу (Access Point), яка підключається до якоїсь наземної мережевої інфраструктури (каналів Інтернет-провайдерів) та забезпечує передачу радіосигналу. Зазвичай, точка доступу складається із приймача, передавача, інтерфейсу для підключення до дротової мережі та програмного забезпечення для обробки даних. Навколо точки доступу формується територія радіусом 50-100 метрів (її називають хот-спотом або зоною Wi-Fi), на якій можна користуватися бездротовою мережею.

Для того, щоб підключитися до точки доступу та відчувати всі переваги бездротової мережі, власник ноутбуку або мобільного пристрою із Wi-Fi адаптером, необхідно просто потрапити в радіус її дії. Усі дії із визначення пристрою та налаштування мережі більшість операційних систем комп'ютерів і мобільних пристроїв проводять автоматично. Якщо користувач одночасно потрапляє в декілька Wi-Fi зон, то підключення здійснюється до точки доступу, що забезпечує найсильніший сигнал.

Переваги технології:

- дозволяє розвернути мережу без прокладки кабеля, що може зменшити вартість розгортання і/або розширення мережі. Місця, де не можна прокласти кабель, наприклад, поза приміщеннями і в будівлях, що мають історичну цінність, можуть обслуговуватися безпроводними мережами;
- дозволяє мати доступ до мережі мобільним пристроям;
- Wi-Fi пристрої широко поширені на ринку. Гарантується сумісність устаткування завдяки обов'язковій сертифікації устаткування з логотипом Wi-Fi;
- випромінювання від Wi-Fi пристроїв у момент передачі даних на два порядки (у 100 разів) менше, ніж біля стільникового телефону;
- Wi-Fi – це набір глобальних стандартів. На відміну від стільникових телефонів, Wi-Fi устаткування може працювати в різних країнах по всьому світу.

Недоліки технології:

- частотний діапазон і експлуатаційні обмеження в різних країнах неоднакові. У багатьох європейських країнах дозволено два додаткові канали які заборонені в США; У Японії є ще один канал у верхній частці діапазону, а інші країни, наприклад Іспанія, забороняють використання низькочастотних



каналів. Більш того, деякі країни, наприклад Росія, Білорусь і Італія, вимагають реєстрації всіх мереж Wi-Fi приміщень, що працюють зовні, або вимагають реєстрації Wi-Fi-оператора;

- як було згадано вище – в Росії точки безпроводного доступу, а також адаптери Wi-Fi з EIBP, що перевищує 100 мВт (20 дБм), підлягають обов'язковій реєстрації;
- найпопулярніший стандарт шифрування WEP може бути відносно легко зламаний навіть при правильній конфігурації (через слабку стійкість алгоритму). Не зважаючи на те, що нові пристрої підтримують досконаліший протокол шифрування даних WPA і WPA2, багато старих точок доступу не підтримують його і вимагають заміни. Ухвалення стандарту IEEE 802.11i (WPA2) в червні 2004 року зробило доступною безпечнішу схему, яка доступна в новому устаткуванні. Обидві схеми вимагають стійкіший пароль, ніж ті, які зазвичай призначаються користувачами. Багато організацій використовують додаткове шифрування (наприклад VPN) для захисту від вторгнення.



Bluetooth™

3. Технологія Bluetooth, її особливості та застосування

Bluetooth (англ. *Bluetooth*) – це технологія бездротового зв'язку, створена у 1998 році групою компаній: Ericsson, IBM, Intel, Nokia, Toshiba.

В даний час розробки в області Bluetooth ведуться групою англ. *Bluetooth SIG* (англ. *Special Interest Group*), до якої входять також Lucent, Microsoft та інші компанії, чия діяльність пов'язана з мережними технологіями.

Основне призначення Bluetooth – забезпечення економного (з точки зору споживаного струму) і дешевого радіозв'язку між різноманітними типами електронних пристроїв, таких як мобільні телефони та аксесуари до них, портативні та настільні комп'ютери, принтери та інші. Причому, велике значення приділяється компактності електронних компонентів, що дає можливість застосовувати Bluetooth у малогабаритних пристроях розміром з наручний годинник.

Інтерфейс *Bluetooth* дозволяє передавати як голос (зі швидкістю 64 Кбіт/с), так і дані. Для передачі даних можуть бути використані асиметричний (721 Кбіт/с в одному напрямку і 57,6 Кбіт/с в іншому)



та симетричний (432,6 Кбіт/с в обох напрямках) методи. Працюючи на частоті 2.4 ГГц, прийомопередавач (*Bluetooth*-чип) дозволяє встановлювати зв'язок у межах 10 або 100 метрів. У стандарті *Bluetooth* передбачене шифрування даних, що передаються з використанням ключа ефективної довжини від 8 до 128 біт і можливістю вибору односторонньої або двосторонньої аутентифікації. Додатково, до шифрування на рівні протоколу, може бути використано шифрування на програмному рівні.

Назва *Bluetooth* походить від прізвища середньовічного короля Данії Гаральда I Синьозубого (норв. *Harald Blåtann*). Гаральд вмів посадити за стіл переговорів ворогуючі партії, домовляючись з кожною партією окремо, тому назва *Bluetooth* стала відповідним ім'ям для технології, що дозволяє різним пристроям спілкуватися один з одним. Використовуючи перші літери імені короля (руни B та H) у комбінації, створено й логотип технології.



Bluetooth 1.0

Пристрої версій 1.0 (1998) і 1.0B мали погану сумісність між продуктами різних виробників. У 1.0 і 1.0B була обов'язковою передача адреси пристрою (BD_ADDR) на етапі встановлення зв'язку, що робило неможливою реалізацію анонімності з'єднання на протокольному рівні і було основним недоліком даної специфікації.

Bluetooth 1.1

У *Bluetooth* 1.1 було виправлено безліч помилок, знайдених в 1.0B, додана підтримка для нешифрованих каналів, індикація рівня потужності сигналу (RSSI).

Bluetooth 1.2

У версії 1.2 була додана технологія адаптивної перебудови робочої частоти (AFH), що поліпшило опірність до електромагнітної інтерференції (перешкод) шляхом використання рознесених частот в послідовності перебудови. Також збільшилася швидкість передачі і додалася технологія eSCO, яка покращувала якість передачі голосу шляхом повторення пошкоджених пакетів. У HCI додалася підтримка трьох-проводного інтерфейсу UART.

Головні поліпшення включають наступне:

- Швидке підключення і виявлення.
- Адаптивна перебудова частоти з розширеним спектром (AFH), яка підвищує стійкість до радіоперешкод.
- Вищі, ніж у 1.1, швидкості передачі даних, до 721 кбіт / с.
- Розширені Синхронні Підключення (eSCO), які покращують якість передачі голосу в аудіопотоку, дозволяючи повторну

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



передачу пошкоджених пакетів, і при необхідності можуть збільшити затримку аудіо, щоб надати кращу підтримку для паралельної передачі даних.

- В Host Controller Interface (HCI) додана підтримка трипровідною інтерфейсу UART.
- Затверджено як стандарт IEEE Standard 802.15.1-2005.
- Введені режими управління потоком даних (Flow Control) і повторної передачі (Retransmission Modes) для L2CAP.

Bluetooth 2.0 + EDR

Bluetooth версії 2.0 був випущений 10 листопада 2004. Має зворотну сумісність з попередніми версіями 1.x. Основним нововведенням стала підтримка Enhanced Data Rate (EDR) для прискорення передачі даних. Номінальна швидкість EDR близько 3 Мбіт/с, проте на практиці це дозволило підвищити швидкість передачі даних тільки до 2,1 Мбіт / с. Додаткова продуктивність досягається за допомогою різних радіо технологій для передачі даних.

Стандартна (базова) швидкість передачі даних використовує GFSK-модуляцію радіосигналу при швидкості передачі в 1 Мбіт / с. EDR використовує поєднання модуляцій GFSK і PSK з двома варіантами, $\pi/4$ -DQPSK і 8DPSK. Вони мають великі швидкості передачі даних по повітрю – 2 і 3 Мбіт / с відповідно.

Bluetooth SIG видала специфікацію як «Технологія Bluetooth 2.0 + EDR», яка передбачає, що EDR є додатковою функцією. Крім EDR є й інші незначні удосконалення до 2.0 специфікації, і продукти можуть відповідати «Технології Bluetooth 2.0», не підтримуючи вищу швидкість передачі даних. Принаймні одне комерційне пристрій, HTC TyTN Pocket PC, використовує «Bluetooth 2.0 без EDR» у своїх технічних специфікаціях.

Згідно з 2.0 + EDR специфікацією, EDR забезпечує наступні переваги:

- збільшення швидкості передачі в 3 рази (2,1 Мбіт / с) в деяких випадках;
 - меншення складності декількох одночасних підключень через додаткової смуги пропускання;
- нижче споживання енергії завдяки зменшенню навантаження.

Bluetooth 2.1

Додана технологія розширеного запиту характеристик пристрою (для додаткової фільтрації списку при сполученні), енергозберігаюча технологія Sniff Subrating, яка дозволяє збільшити тривалість роботи пристрою від одного заряду акумулятора в 3-10 разів. Крім того оновлена специфікація істотно спрощує і прискорює встановлення зв'язку між двома пристроями, дозволяє проводити

Проект ІРВВ 03.01.00-06-366/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LITU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



оновлення ключа шифрування без розриву з'єднання, а також робить вказані з'єднання більш захищеними, завдяки використанню технології Near Field Communication.

Bluetooth 2.1 + EDR

У серпні 2008 року Bluetooth SIG представив версію 2.1 + EDR. Нова редакція Bluetooth знижує споживання енергії в 5 разів, підвищує рівень захисту даних і полегшує розпізнавання і з'єднання Bluetooth-пристроїв завдяки зменшенню кількості кроків за які воно виконується.

Bluetooth 3.0

Робоча група з розробки стандарту бездротової передачі даних Bluetooth 21 квітня 2009 випустила специфікацію Bluetooth 3.0. Модулі з підтримкою нової специфікації поєднуюватимуть в собі дві радіосистеми.

Перша, з низьким енергоспоживанням, забезпечує передачу даних на звичайній для другої версії Bluetooth швидкості в три мегабіти в секунду. Інша, високошвидкісна і сумісна зі стандартом IEEE 802.11, забезпечує швидкості, порівнянні із швидкістю мереж Wi-Fi. Варто відзначити, що Bluetooth 3.0 використовує стандарт 802.11 без суфікса, тобто формально не сумісний з такими специфікаціями Wi-Fi, як 802.11b/g або 802.11n. 802.11 – загальніший стандарт.

Використання тієї або іншої радіосистеми залежить від розміру передаваного файлу. Невеликі файли передаватимуться по повільному каналу, а великі – по високошвидкісному. Після закінчення передачі модуль повернеться в режим зниженого енергоспоживання.

Крім того, в Bluetooth 3.0 з'явиться можливість під назвою «розширений контроль живлення» (Enhanced Power Control). Вона дозволяє уникнути розриву з'єднання, якщо пристрій поклали в сумку або в кишеню.

Bluetooth 4.0

У грудні 2009 консорціум Bluetooth SIG анонсував стандарт Bluetooth 4.0 для електронних датчиків. Новий стандарт призначений для передачі коротких пакетів даних обсягом по 8-27 байт зі швидкістю 1 Мбіт/с. Для порівняння, Bluetooth 3.0, розробка якого була завершена в квітні 2008, дозволяє передавати дані зі швидкістю до 24 Мбіт/с, але і призначений він для іншої сфери застосування.

Bluetooth 4.0 планується використовувати в мініатюрних сенсорах, що розміщуються на тілі пацієнтів, в спортивного взуття, тренажерах тощо. Сенсори на базі нового стандарту зможуть передавати різну інформацію з навколишнього світу – температуру,

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



тиск, вологість, швидкість пересування і так далі – на різні пристрої контролю, включаючи мобільні телефони. За словами представників консорціуму, окремий стандарт був розроблений у зв'язку з тим, що Bluetooth 3.0 і більш ранні версії не в змозі забезпечити необхідний низький рівень енергоспоживання.

Перший чіп з одночасною підтримкою Bluetooth 4.0 і 3.0 випустив ST-Ericsson.

У липні 2010 року специфікація була затверджена Bluetooth Special Interest Group.

Профілі Bluetooth

Профіль – набір функцій або можливостей, доступних для певного пристрою Bluetooth. Для спільної роботи Bluetooth-пристроїв необхідно, щоб всі вони підтримували загальний профіль. Нижчезазначені профілі визначені і схвалені групою розробки Bluetooth SIG:

Advanced Audio Distribution Profile (A2DP) A2DP розроблений для передачі двоканального стерео аудіопотоку, наприклад, музики, до безпроводної гарнітури або будь-якого іншого пристрою. Профіль повністю підтримує низькокомпресований кодек Sub_Band_Codec (SBC) і опціонально підтримує MPEG-1, 2 аудіо, MPEG-2, 4 AAC і ATRAC, здатний підтримувати кодеки, визначені виробником.

Audio / Video Remote Control Profile (AVRCP) Профіль цього розроблений для управління стандартними функціями телевізорів, Hi-Fi обладнання та інше. Тобто дозволяє створювати пристрої з функціями дистанційного управління. Може використовуватися в зв'язці з профілями A2DP або VDPT.

Basic Imaging Profile (BIP) Профіль розроблений для пересилання зображень між пристроями і включає можливість зміни розміру зображення і конвертація в підтримуваний формат приймаючого пристрою.

Basic Printing Profile (BPP) Профіль дозволяє пересилати текст, e-mails, vCard і інші елементи на принтер. Профіль не вимагає від принтера специфічних драйверів, що вигідно відрізняє його від HCRP.

Common ISDN Access Profile (CIP) Профіль для доступу пристроїв до ISDN.

Cordless Telephony Profile (CTP) Профіль бездротової телефонії.

Device ID Profile (DIP) Профіль дозволяє ідентифікувати клас пристрою, виробника, версію продукту.

Dial-up Networking Profile (DUN) Протокол надає стандартний доступ до інтернету або іншому телефонному сервісу через Bluetooth.

Базується на SPP, включає в себе команди PPP і AT, визначені в специфікації ETSI 07.07.

Fax Profile (FAX) Профіль надає інтерфейс між мобільним або стаціонарним телефоном і ПК на якому встановлено програмне забезпечення для факсів. Підтримує набір AT-команд в стилі ITU T.31 і / або ITU T.32. Голосовий дзвінок або передача даних профілем не підтримується.

File Transfer Profile (FTP_profile) Профіль забезпечує доступ до файлової системи пристрою. Включає стандартний набір команд FTP, що дозволяє отримувати список директорій, зміни директорій, отримувати, передавати і видаляти файли. В якості транспорту використовується OBEX, базується на GOEP.

General Audio / Video Distribution Profile (GAVDP) Профіль є базою для A2DP і VDP.

Generic Access Profile (GAP) Профіль є базою для всіх інших профілів.

Generic Object Exchange Profile (GOEP) Профіль є базою для інших профілів передачі даних, базується на OBEX.

Hard Copy Cable Replacement Profile (HCRP) Профіль надає просту альтернативу кабельного з'єднання між пристроєм і принтером. Мінус профілю в тому, що для принтера необхідні специфічні драйвера, що робить профіль неуніверсальні.

Hands-Free Profile (HFP) Профіль використовується для з'єднання бездротової гарнітури і телефону, передає монозвук в одному каналі.

Human Interface Device Profile (HID) Забезпечує підтримку пристроїв з HID (Human Interface Device), таких як мишки, джойстики, клавіатури та ін. Використовує повільний канал, працює на зниженій потужності.

Headset Profile (HSP) Профіль використовується для з'єднання бездротової гарнітури (Headset) і телефону. Підтримує мінімальний набір AT-команд специфікації GSM 07.07 для забезпечення можливості здійснювати дзвінки, відповідати на дзвінки, завершувати дзвінок, налаштовувати гучність. Через профіль Headset, за наявності Bluetooth 1.2 і вище, можна виводити на гарнітуру все звуковий супровід роботи телефону. Наприклад, прослуховувати на гарнітурі всі сигнали підтвердження операцій, mp3-музику з плеєра, мелодії дзвінка, звуковий ряд відеороликів. Гарнітури, що підтримують такий профіль мають можливість передачі стереозвуку, на відміну від моделей, які підтримують тільки профіль Hands-Free.

Intercom Profile (ICP) Забезпечує голосові дзвінки між Bluetooth-сумісними пристроями.

LAN Access Profile (LAP) LAN Access profile забезпечує можливість доступу Bluetooth-пристроїв до обчислювальних мереж

LAN, WAN або Internet за допомогою іншого Bluetooth-пристрою, який має фізичне підключення до цих мереж. Bluetooth-пристрій використовує PPP поверх RFCOMM для установки з'єднання. LAP також допускає створення ad-hoc Bluetooth-мереж.

Ініціалізацію Bluetooth з'єднання

Ініціалізацією, щодо bluetooth, прийнято називати процес встановлення зв'язку. Її можна розділити на три етапи:

- генерація ключа Kinit;
- генерація ключа зв'язку (він носить назву link key і позначається, як Kab) та аутентифікація.

Перші два пункти входять в так звану процедуру парінга. Парінг (PAIRING), або пару – процес зв'язку двох (або більше) пристроїв з метою створення єдиної секретної величини Kinit, яку вони будуть надалі використовувати при спілкуванні. В деяких перекладах офіційних документів по bluetooth можна також зустріти термін «підгонка пари».

Перед початком процедури сполучення на обох сторонах необхідно ввести PIN-код. Звичайна ситуація: дві людини хочуть зв'язати свої телефони і заздалегідь домовляються про PIN-коди.

Для простоти будемо розглядати ситуацію з двома пристроями. Принципово це не вплине на механізми встановлення зв'язку і подальші атаки. Далі з'єднуються пристрої будуть позначатися А і В, більш того, один з пристроїв при сполученні стає головним (Master), а друге – веденим (Slave). Будемо вважати пристрій А головним, а В – веденим. Створення ключа Kinit починається відразу після того, як були введені PIN-коди.

4. Технологія UWB, її особливості та застосування.

Технологія Ultra wide technology (UWB) – це новітня технологія широкопasmового передавання.

Технології UWB – здатна забезпечувати великі швидкості передавання за невеликого споживання енергії завдяки способу передавання – тут не використовують складних антен чи схем модуляції сигналу. Імпульси генерує сама мікросхема. Проміжки між імпульсами набагато ширші, ніж самі імпульси. Тривалість імпульсу – декілька наносекунд. З огляду на це, система більше часу простоє і тому економія енергії значна. Розглядають також варіанти роботи взагалі без джерел живлення та отримання потрібної невеликої енергії з середовища.

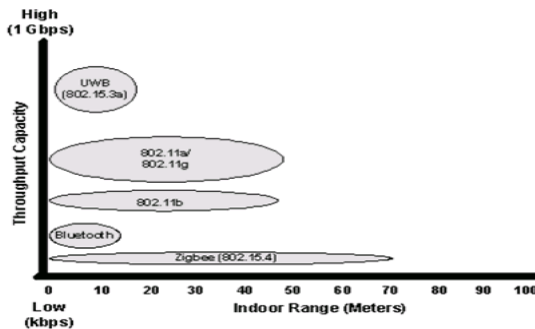
При передаванні інформації в лабораторних умовах мережі UWB забезпечують швидкості передавання 100 Мбіт/с та більше у двопунктовому каналі (для кожного користувача). Крім того завдяки низькому енергоспоживанню спостерігаємо, що тривалість з батарей збільшується в десятки разів (місяці, замість годин в інших технологіях).

Технологія UWB має декілька принципових відмінностей від інших технологій передавання у радіодіапазоні:

- вона не використовує сигналу-носія;
- не обмежена певним частотним діапазоном (передавання UWB відбувається одночасно в багатьох частотних діапазонах);
- частотний діапазон набагато ширший за інші - 7,5 ГГц.

Надзвичайна ширина діапазону та незначний ступінь його використання мережами UWB спонукають до застосування його в інших технологіях безпроводного передавання. Теоретично вважають, що сигнал UWB настільки розділений в такому широкому діапазоні, що ймовірністю створення завад для передавання інших технологій можна знехтувати.

Крім того, мережі UWB обмежені потужністю, що дає змогу використовувати найчастіше у WLAN.



Основними типами пристроїв UWB:

- для роботи в приміщеннях (їм дозволено мати більшу потужність);
- та поза межами приміщень (меншої потужності).

5. Технологія Wi Max, її особливості та застосування.



WiMAX (від англ. *Worldwide Interoperability for Microwave Access* Стандарт IEEE 802.16 –

стандарт безпроводного зв'язку, що забезпечує широкосмуговий зв'язок на значні відстані зі швидкістю, порівняною з кабельними з'єднаннями. Назву «WiMAX» було створено WiMAX Forum – організацією, яку засновано в червні 2001 року з метою просування і розвитку WiMAX. Форум описує WiMAX як «засновану на стандарті технологію, яка надає високошвидкісний бездротовий доступ до мережі, альтернативний виділеним лініям і DSL»;

WiMAX підходить для вирішення наступних завдань:

- З'єднання точок доступу Wi-Fi одна з одною та іншими сегментами Інтернету.
- Забезпечення бездротового широкосмугового доступу як альтернативи виділеним лініям і DSL.
- Надання високошвидкісних сервісів передачі даних (до 3Мб/с) і телекомунікаційних послуг.
- Створення точок доступу, не прив'язаних до географічного положення.

WiMAX дозволяє здійснювати доступ в Інтернет на високих швидкостях, з набагато більшим покриттям, ніж у Wi-Fi мережі. Це дозволяє використовувати технологію в якості «магістральних каналів», продовженням яких виступають традиційні DSL-і виділені лінії, а також локальні мережі. В результаті подібний підхід дозволяє створювати високошвидкісні мережі в масштабах цілих міст.

Набір переваг притаманний всьому сімейству WiMAX, однак його версії істотно відрізняються одна від одної. Розробники стандарту шукали оптимальні рішення як для фіксованого, так і для мобільного застосування, але поєднати всі вимоги в рамках одного стандарту не вдалося. Хоча ряд базових вимог збігається, націленість технологій на різні ринкові ніші призвела до створення двох окремих версій стандарту (вірніше, їх можна вважати двома різними стандартами). Кожна зі специфікацій WiMAX визначає свої робочі діапазони частот, ширину смуги пропускання, потужність випромінювання, методи передачі і доступу, способи кодування і модуляції сигналу, принципи повторного використання радіочастот та інші показники. А тому WiMAX-системи, засновані на версіях стандарту IEEE 802.16 e і d, практично несумісні. Короткі характеристики кожної з версій наведені нижче.

802.16-2004 (відомий також як 802.16d та фіксований WiMAX). Специфікація затверджена в 2004 році. Використовується

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

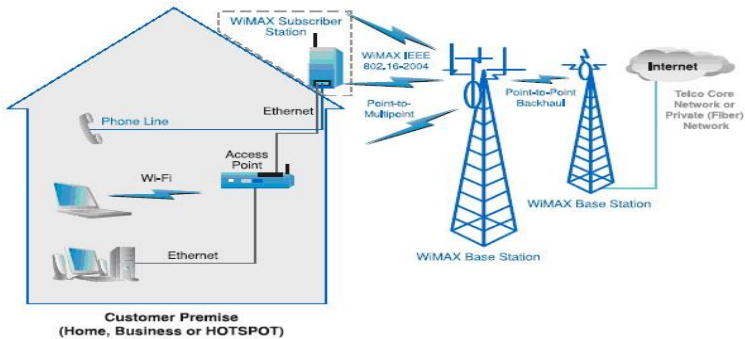
Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



ортогональне частотне мультиплексування (OFDM), підтримується фіксований доступ в зонах з наявністю або відсутністю прямої видимості. Користувачські пристрої являють собою стаціонарні модеми для встановлення поза і всередині приміщень, а також PCMCIA-карти для ноутбуків. У більшості країн під цю технологію відведені діапазони 3,5 і 5 ГГц. За відомостями WiMAX Forum, налічується вже близько 175 впроваджень фіксованої версії. Багато аналітиків бачать в ній конкурентну або взаємодоповнюючу технологію проводового широкосмугового доступу DSL.

802.16-2005 (відомий також як 802.16e і мобільний WiMAX).

Специфікація затверджена в 2005 році. Це – новий виток розвитку технології фіксованого доступу (802.16d). Оптимізована для підтримки мобільних користувачів версія підтримує ряд специфічних функцій, таких як хендвер, «idle mode» та роумінг. Застосовується масштабований OFDM-доступ (SOFDMA), можлива робота при наявності або відсутності прямої видимості. Плановані частотні діапазони для мереж Mobile WiMAX такі: 2,3; 2,5; 3,4-3,8 ГГц. У світі реалізовані кілька пілотних проектів, а нещодавно оператор Sprint анонсував старт проекту національного масштабу. Конкурентами 802.16e є всі мобільні технології третього покоління (наприклад, EV-DO, HSPA).



Основна відмінність двох технологій полягає в тому, що фіксований WiMAX дозволяє обслуговувати тільки «статичних» абонентів, а мобільний орієнтований на роботу з користувачами, що пересуваються зі швидкістю до 120 км / год. Мобільність означає наявність функцій роумінгу і «безшовного» перемикання між базовими станціями при пересуванні абонента (як відбувається в мережах стільникового зв'язку). У окремих випадках мобільний WiMAX може застосовуватися і для обслуговування фіксованих користувачів.

Проект ІРВІУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu_cbc@gmail.com





Контрольні запитання

1. В чому полягають технології безпроводної передачі даних?
2. Охарактеризуйте технологію Bluetooth.
3. Яка тенденція виявлення сигналу UWB?
4. Назвіть методику виявлення сигналу Wi-Fi.
5. Який принцип роботи Wi-Fi та Bluetooth?



ТЕМА 3. ОЦІНКА НЕВІДОМИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ

Визначимо елементарний сеанс зв'язку як сукупність наступних операцій:

- вибір джерелом одного повідомлення з множини можливих і відправлення його одержувачеві;
- перетворення посланого сигналу під дією перешкод в реалізацію суміші, яка спостерігається одержувачем;
- ухвалення одержувачем з спостереження реалізації змішай рішення про те, яке повідомлення вибрало в даному випадку джерело, тобто, оцінка повідомлень.

Застосування деякого *правила ухвалення рішення (оцінювання)* – це встановлення відповідності між спостережуваною одержувачем реалізацією суміші і однієї з можливих оцінок.

Функція два змінних $g(x_i, x_j^*)$, значення якої (у деякому масштабі) рівне вартості вирішення x_j^* за умови, що передавалося повідомлення x_i , називається функцією втрат (риски, штрафу і так далі). Якщо оцінка помилкова, тобто, при дійсному передаваному повідомленні x_i ухвалено рішення $x_j^* = x_i$, то неправильні дії одержувача спричинять деякі втрати g , яких би не було б, будь оцінка безпомилковою.

1. Оцінки Байеса при різних функціях втрат та нерівність Рао – Крамера

Вимірювання координат і параметрів сигналів є завданням статичною в силу флюктуаційної природи перешкод в суміші $x(t)$ і через випадкову (непередбачуваного) зміну параметрів сигналу. Завдання оцінки параметрів сигналу і виявлення сигналу мають загальну статистичну модель.

Оскільки втрати $g(x_i, x_j^*)$ в кожному елементарному сеансі



випадкові із-за випадковості x_i , x_j^* , побудова критерію після завдання функції втрат вимагає визначення статистично стійкого параметра, що характеризує якість системи на безлічі сеансів. Найчастіше застосовується підхід, заснований на використанні математичного очікування втрат, при якому гарантується мінімум сумарних втрат. Математичне очікування втрат:

$$p = M \{r(x_i, x_j^*)\} \quad (3.1)$$

Система, що мінімізує середній ризик (за умови, що функція втрат не залежить від правила рішення), називається оптимальною байесовою системою:

$$p = M \{r(x_i, x_j^*)\} = \sum_i \sum_j r(x_i, x_j^*) p(x_i, x_j^*) \quad (3.2)$$

де $p(x_i, x_j^*)$ – сумісний розподіл вірогідності повідомлення і оцінки.

$$p_z = \sum_i r(x_i, x_j^*) p(x_i | z_k), \quad (3.3)$$

$$p_x = \sum_k r(x_i, x_j^*) p(z_k | x_i). \quad (3.4)$$

Функцію p_z називають умовним середнім ризиком при даній реалізації суміші, а p_x – умовним середнім ризиком при даному дійсному повідомленні. Умовний середній ризик при даному повідомленні p_x може служити характеристикою якості системи, а умовний середній ризик при даній реалізації суміші p_z використовується для визначення структури оптимальної байесової системи.

Нерівність Рао – Крамера

Існує нерівність, за допомогою якої можна визначити нижню межу середньоквадратичних помилок при використанні будь-яких оцінок параметра. Припустимо, що межі області дійсної осі, де щільність розподілу $\varpi(x|\mathcal{G})$ відмінна від нуля, не залежить від \mathcal{G} . Ця умова виконується, наприклад, якщо $\varpi(x|\mathcal{G}) \neq 0$ на всій дійсній осі і для $x = 0$. Припустимо, крім того, що функція $\varpi(x|\mathcal{G})$

диференційована за параметром \mathcal{G} .

Введемо нове позначення:

$$L_x(\mathcal{G}) = W(x|\mathcal{G}) = W_n(x_1, \dots, x_n|\mathcal{G}), \quad (3.5)$$

щоб підкреслити залежність функції правдоподібності від невідомого параметра \mathcal{G} .

Ненегативна величина:

$$I_n(\mathcal{G}) = \mu_2 \left\{ \frac{\partial}{\partial \mathcal{G}} \ln L_x(\mathcal{G}) \right\} = m_1 \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \mathcal{G}} \ln L_x(\mathcal{G}) \right]^2 \right\} \quad (3.6)$$

Знайдемо шукану нижню межу дисперсії оцінок (нерівність Рао–Крамера):

$$\mu_2 \left\{ \hat{\mathcal{G}}_n \right\} \geq [1 + b_n'(\mathcal{G})]^2 / I_n(\mathcal{G}). \quad (3.7)$$

Права частина нерівності є також нижньою межею середньоквадратических відхилень оцінок від оцінюваного параметра.

Для незміщених оцінок:

$$\mu_2 \left\{ \hat{\mathcal{G}}_n \right\} \geq 1 / I_n(\mathcal{G}). \quad (3.8)$$

2. Оцінки максимальної правдоподібності, їх властивості і зв'язок

Розглянемо оцінку $\hat{\mathcal{G}}_{ml}$ векторного параметра \mathcal{G} оптимальну по критерію максимальної правдоподібності. Оскільки логарифм – монотонна функція, то екстремуми функцій $L_x(\mathcal{G})$ і $\ln L(\mathcal{G})$ досягаються при однакових аргументах \mathcal{G} . Тому критерій максимальної правдоподібності можна представити у вигляді:

$$\hat{\mathcal{G}}_{ml} = \arg \max \ln L_x(\mathcal{G}), \text{ при } \mathcal{G} \in \Theta^m. \quad (3.9)$$

Функцію правдоподібності можна замінити статистикою відношення правдоподібності:

$$l(x|\mathcal{G}) = L_x(\mathcal{G}) / L_x(\mathcal{G}_0), \quad (3.10)$$

де \mathcal{G}_0 – фіксований вектор.

Система рівнянь максимальної правдоподібності:

$$\frac{\partial}{\partial \mathcal{G}_i} \ln L_x(\mathcal{G}) = \sum_{k=1}^n \frac{\partial}{\partial \mathcal{G}_i} \ln L_{x_k}(\mathcal{G}) = 0, i = \overline{1, m}. \quad (3.11)$$

Оцінку $\hat{\mathcal{G}}_{mi}$ що задовольняє системі рівнянь називають *оцінкою максимальної правдоподібності векторного параметра* або сумісною оцінкою максимальної правдоподібності компонент цього векторного параметра. Оцінки максимальної правдоподібності спроможні і асимптотика спільно ефективні.

Розглянемо зв'язок байесових оцінок з оцінкою максимальної правдоподібності на прикладі нормального розподілу амплітуди сигналу.

Байесовська оцінка амплітуди а квазідетермінованого сигналу:

$$\hat{a}_\sigma = \frac{a_0 + \sigma_0^2 x_T}{1 + \sigma_0^2 s_T} = (a_0 + \nu^2 \hat{a}_{mi}) / (1 + \nu^2), \quad (3.12)$$

де \hat{a}_{mi} – оцінка максимальної правдоподібності; $\nu^2 = \sigma_0^2 s_T$ – відношення дисперсії апіорного розподілу амплітуди до дисперсії її оцінки максимальної правдоподібності.

З (3.11) витікає, що байесовська оцінка представляє середнє зважене двох величин: оцінки максимальної правдоподібності і апіорного середнього a_0 , причому відношення ваги, що приписується першій величині, до ваги другої рівно ν^2 . Ясно, що в даному випадку байесовська оцінка розподіленої по нормальному закону амплітуди сигналу співпадає з оцінкою максимальної апостеріорної щільності:

$\hat{a}_\sigma = \hat{a}_{mi}$. Якщо відношення ν^2 необмежено зростає, тобто, дисперсія оцінки максимальної правдоподібності багато менше дисперсії апіорного розподілу, то $\hat{a}_\sigma \sim \hat{a}_{mi}$, тобто, байесовська оцінка наближається до оцінки максимальної правдоподібності. Якщо дисперсія апіорного розподілу багато менше дисперсії оцінки максимальної правдоподібності, то $\hat{a}_\sigma \sim a_0$, тобто, спостережувана реалізація не впливає на оцінку, яка приймається рівною апіорному середньому оцінюваного параметра.

Функціонал відношення правдоподібності процесу Гауса

Оптимальний за будь-яким з критеріїв якості аналоговий алгоритм перевірки гіпотези H_0 проти альтернативи H_1 наказує порівняння з порогом логарифма функціонала відношення правдоподібності. Тому для синтезу оптимального аналогового алгоритму виявлення сигналу на тлі перешкоди Гауса необхідно визначити логарифм функціонала відношення правдоподібності випадкового процесу Гауса з вказівкою обмежень, при яких цей функціонал існує.

Гіпотеза H_0 полягає в тому, що спостережувана реалізація належить процесу Гауса з кореляційною функцією $B(t, u)$ і середнім значенням $s_0(t)$, а альтернатива H_1 – в тому, що реалізація належить процесу Гауса з тією ж кореляційною функцією і середнім значенням $s_1(t)$. Для завдання виявлення $s_0(t)$ H_0 і $s_1(t)$ н $s(t)$, що розглядається тут.

Запишемо логарифм відношення правдоподібності для дискретної вибірки $x = (x_1, \dots, x_n)$, отриману відбором на інтервалі $(0, T)$ через рівні проміжки часу з реалізації $x(t)$ випадкового процесу Гауса:

$$\ln l(X) = x' K^{-1} (s_1 - s_0) - \frac{1}{2} (s_1 + s_0)' K^{-1} (s_1 - s_0) = \left[X' - \frac{1}{2} (s_1 + s_0)' \right] K^{-1} (s_1 - s_0), \quad (3.13)$$

де X – вектор з компонентами $x_k = x(t_k)$;

s_1, s_0 – вектори з компонентами:

$$s_{1k} = s_1(t_k), s_{0k} = s_0(t_k), t_k \in (0, T), k = \overline{1, n}; K = [B(t_i, t_j)]$$

– кореляційна матриця (позитивно визначена) розміром $n \times n$.

Введемо вектор $V = K^{-1}(s_1 - s_0)$.

Тоді $s_1 - s_0 = KV$.

Після перетворень логарифм функціонала відношення правдоподібності рівний:

$$\ln l[x(t)] = \int_0^T V(t) \left[x(t) - \frac{s_1(t) + s_0(t)}{2} \right] dt, \quad (3.14)$$

де $V(t)$ – вирішення інтегрального рівняння:

$$\int_0^T B(t, u) V(u) du = s_1(t) - s_0(t), 0 \leq t \leq T, \quad (3.15)$$

тоді середнє значення логарифма функціонала відношення правдоподібності при гіпотезі і при альтернативі рівний:

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$\begin{aligned} \lim_{n \leftarrow -\infty} m_1 \{ \ln l(x) | H_0 \} &= -d_T^2 / 2, \\ \lim_{n \rightarrow \infty} m_1 \{ \ln l(x) | H_1 \} &= d_T^2 / 2, \\ \text{де } d_T^2 &= \int_0^T V(t) [s_1(t) - s_0(t)] dt. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Оцінка амплітуди детермінованого сигналу

Розглянемо оцінку максимальної правдоподібності невідомої амплітуди а детермінованого сигналу $as(t)$ на тлі аддитивної перешкоди Гауса. Ця оцінка є окремим випадком оцінки при $m=1$ і $\mathcal{G}=a$. Для даного скалярного випадку слідує:

$$\hat{a}_{ml} = \int_0^T v(t)x(t)dt \bigg/ \int_0^T V(t)s(t)dt = x_T / s_T, \quad (3.17)$$

$V(t)$ – вирішення лінійного інтегрального рівняння:

$$\int_0^T B(t,u)V(u)du = s(t), 0 \leq t \leq T. \quad (3.18)$$

З аналізу оцінки максимальної правдоподібності векторного параметра лінійної моделі сигналу виходить, що оцінка амплітуди сигналу незміщена і ефективна, тобто:

$$\begin{aligned} m_1 \left\{ \hat{a}_{ml} \right\} &= a \\ m_2 \left\{ \hat{a}_{ml} \right\} &= s_T^{-1} = I_T^{-1} = \left(\int_0^T V(t)s(t)dt \right)^{-1}. \end{aligned}$$

Довірчий інтервал для невідомої амплітуди сигналу може бути представлений нерівностями:

$$\hat{a}_{ml} - x_{(1-\gamma)/2} / \sqrt{s_T} < a < \hat{a}_{ml} + x_{(1-\gamma)/2} / \sqrt{s_T}, \quad (3.19)$$

де $x_{(1-\gamma)/2}$ – процентна точка нормального розподілу, визначена за заданим коефіцієнтом довіри p .

Для реалізації оптимального аналогового алгоритму оцінювання амплітуди сигналу на тлі адитивної перешкоди Гауса необхідно обчислити нормований кореляційний інтеграл. Цю операцію можна здійснити за допомогою аналогового корелометра або лінійного фільтру, що фізично реалізовується, з імпульсною характеристикою:

$$h(\tau) = \begin{cases} V(T - \tau) / s_T, & 0 \leq \tau \leq T \\ 0, & \tau < 0, \tau > T. \end{cases} \quad (3.20)$$

Оптимальна оцінка амплітуди виходить в кінці спостереження на виході фільтру, якщо тільки імпульсна характеристика фільтра нормується величиною $s(t)$ або умножається на дисперсію оцінки.

Оцінки амплітуди і фази гармонійного сигналу

Сигнал $s(t; \mathcal{G})$ – гармонійний з відомою частотою ω_0 і невідомими амплітудою a і фазою φ :

$$s(t; \mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2) = a \cos(\omega_0 t - \varphi) = a \cos \varphi \cos \omega_0 t + a \sin \varphi \sin \omega_0 t, \quad (3.21)$$

$$\mathcal{G}_1 = a \cos \varphi, \mathcal{G}_2 = a \sin \varphi, \quad (3.22)$$

$$s_1(t) = \cos \omega_0 t, s_2(t) = \sin \omega_0 t. \quad (3.23)$$

Вирішуючи систему два лінійних відносно \mathcal{G}_1 і \mathcal{G}_2 рівнянь, отримуємо оцінки максимальної правдоподібності цих параметрів:

$$\hat{\mathcal{G}}_{ml}^{(1)} = \frac{\int_0^T \int_0^T V(u, v) x(u) \sin \omega_0 v du dv}{\int_0^T \int_0^T V(u, v) \cos \omega_0 u \sin \omega_0 v du dv}, \quad (3.24)$$

$$\hat{g}_{mn}^{(2)} = \frac{\int_0^T \int_0^T V(u, v) x(v) \cos \omega_0 v du dv}{\int_0^T \int_0^T V(u, v) \cos \omega_0 u \sin \omega_0 v du dv}, \quad (3.25)$$

де $V(u, v) = V_1(u)V_2(v) - V_1(v)V_2(u)$.

$$V(u, v) = N_0^{-1} [\cos \omega_0 u \sin \omega_0 v - \cos \omega_0 v \sin \omega_0 u].$$

Вважаючи $\omega_0 T = 2\pi k$,

де ω_0 – ціле число, знаходимо оцінки максимальної правдоподібності:

$$\hat{g}_{mn}^{(1)} = \frac{1}{T} \int_0^T x(u) \cos \omega_0 u du, \quad (3.26)$$

$$\hat{g}_{mn}^{(2)} = \frac{1}{T} \int_0^T x(u) \sin \omega_0 u du. \quad (3.27)$$

Ці оцінки максимальної правдоподібності можна використовувати для отримання оцінок амплітуди і фази сигналу на тлі аддитивного білого шуму Гауса:

$$\begin{aligned} \hat{a} &= \left\{ \left[\hat{g}_{mn}^{(1)} \right]^2 + \left[\hat{g}_{mn}^{(2)} \right]^2 \right\}^{1/2} = \\ &= \left[\left(\frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cos \omega_0 t dt \right)^2 + \left(\frac{1}{T} \int_0^T x(t) \sin \omega_0 t dt \right)^2 \right]^{1/2}, \\ \hat{\varphi} &= \arctg \left(\hat{g}_{mn}^{(2)} / \hat{g}_{mn}^{(1)} \right) = \int_0^T x(t) \sin \omega_0 t dt \bigg/ \int_0^T x(t) \cos \omega_0 t dt. \end{aligned}$$

Сумісна оцінка частоти і фази гармонійного сигналу при аддитивному білому шумі

Розглянемо приклад сумісної оцінки двох неенергетичних параметрів – частоти ω і фази σ гармонійного сигналу, спостережуваного в аддитивній суміші з білим шумом. Оскільки

Проект ІРВІУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: phtu.cbc@gmail.com



частота невідома, слід умовитися, на який момент часу доводиться оцінка фази. Вважатимемо, що оцінюється фаза, що доводиться на середину інтервалу спостереження, а спостереження проводиться, починаючи з моменту $-T/2$ до моменту $T/2$.

Рівняння, що визначає оцінку частоти запишеться так:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \dot{I}^2}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega^*} &= -\frac{\partial}{\partial \omega} \left[\int_{-T/2}^{T/2} \int_{-\dot{\omega}/2}^{\dot{\omega}/2} z(t_1) \cos \omega t_1 z(t_2) \cos \omega t_2 dt_1 dt_2 + \right. \\ &\quad \left. \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-\dot{\omega}/2}^{\dot{\omega}/2} z(t_1) \sin \omega t_1 z(t_2) \sin \omega t_2 dt_1 dt_2 \right]_{\omega=\omega^*} = \\ &= \frac{\partial}{\partial \omega} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-\dot{\omega}/2}^{\dot{\omega}/2} z(t_1) z(t_2) \cos \omega(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 \Big|_{\omega=\omega^*} = \\ &- \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-\dot{\omega}/2}^{\dot{\omega}/2} z(t_1) z(t_2) (t_1 - t_2) \sin \omega^*(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 = 0. \end{aligned}$$

Наведене рівняння не має аналітичного рішення, але можна показати, що воно має безліч коріння. Скористаємося лінеаризацією цієї формули, припустивши, що відоме опорне значення ω^* , близьке до шуканого вирішення $\omega^* = \omega + d\omega^*$, причому $d\omega^* \ll T/2$. Тоді, вважаючи, що $\cos d\omega^*(t_1 - t_2) \approx 1$ і $\sin d\omega^*(t_1 - t_2) \approx d\omega^*(t_1 - t_2)$, отримуємо:

$$\Delta \omega^* = \frac{\int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} z(t_1) z(t_2) (t_1 - t_2) \sin \omega(t_1 - t_2) dt_1 dt_2}{\int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} z(t_1) z(t_2) (t_1 - t_2)^2 \cos \omega(t_1 - t_2) dt_1 dt_2}. \quad (3.28)$$

Якщо частота знаходиться в діапазоні шириною $\omega = \omega_{\max} - \omega_{\min}$, то для визначення опорного значення частоти ці потрібне число каналів:

$$n > \Omega T / \pi. \quad (3.29)$$

3. Поняття про аномальні помилки вимірювання

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LINTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com

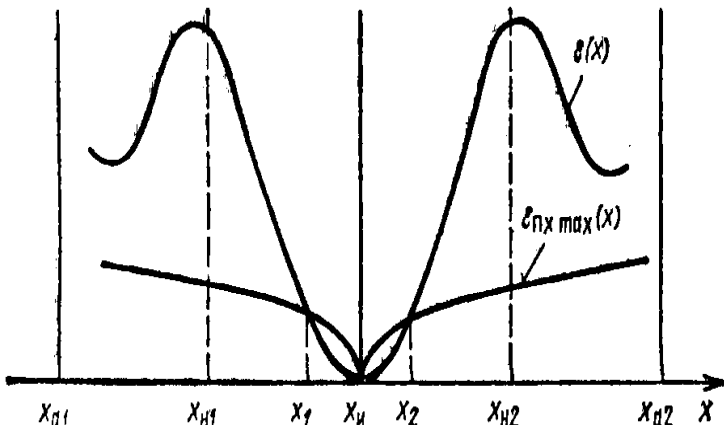


Помилки системи, що визначає параметри радіосигналу, зазвичай прийнято ділити на два види: малі (нормальні) і великі (аномальні). Таке розділення помилок має сенс тому, що кожен з видів зручніше оцінювати різними критеріями. При оцінці аномальних помилок величина середньоквадратичної помилки і максимальної помилки найчастіше не важливі, бо само появу аномальної помилки означає порушення роботи системи, невиконання поставленого завдання. Аномальні помилки найзручніше характеризувати вірогідністю їх появи, і при проектуванні слід створювати умови, при яких ця вірогідність нехтує мала.

Якщо мова йде про початковому етапі проектування, коли система ще не визначена і вибирається тільки радіосигнал, можна вважати аномальними всі помилки, лежачі поза головним екстремумом функції відмінності $\varepsilon(dt)$. Область нормальних помилок зазвичай розташовується симетрично біля нуля на осі x (або біля x_i на осі x). Позначимо відповідні граничні точки x_{n1} і x_{n2} (мал. 3.1). Ці крапки лежать усередині області апіорної невизначеності, межі якої позначені x_{a1} і x_{a2} .

Допустимо, що причиною є дія адитивної перешкоди. Тоді, враховуючи, що оцінка параметра визначається найменшим значенням зміряною функцією відмінності, отримуємо достатню умову відсутності аномальних помилок у вигляді:

$$\varepsilon'(x > x_{n2}, x < x_{n1}) > \varepsilon'(x_u) . \quad (3.30)$$



Мал. 3.1. До визначення аномальних помилок

Цю умову можна записати у вигляді:

$$\frac{1}{Q_0} \int_{-\infty}^{\infty} u_{nx}^2(t) dt < \varepsilon(x) + \varepsilon_{nx}(x) + \frac{1}{Q_0} \int_{-\infty}^{\infty} u_{nx}^2(t) dt, \quad (3.31)$$

або, відкинувши однакові члени в обох частинах нерівності, отримаємо достатню умову у вигляді:

$$\varepsilon(x) + \varepsilon_{nx}(x) > 0, \quad (3.32)$$

причому ця умова повинна виконуватися для всіх x , лежачих поза областю $x_{n1}, -x_{n2}$.

4. Поняття про оцінку (фільтрації) змінних параметрів сигналів

Завдання оцінки повідомлення зводиться до завдання оцінки сукупності параметрів (при оцінці в цілому) або одного параметра (при фільтрації).

Припустимо, що на інтервалі спостереження $(0, T)$ отримана реалізація $x(t)$ аддитивної суміші сигналу (t) і перешкоди, які представляють центровані випадкові процеси з відомими кореляційними функціями $B(u, x)$ і $B(u, x)$, причому і сигнал, і

перешкода необов'язково Гауса. Необхідно синтезувати оцінку $\hat{\xi}(t)$ стохастичного сигналу по спостережуваній реалізації $x(t)$.

Визначення оцінки $\hat{\xi}(t)$ як функціонала від $d(t)$ при $t = T$ називається *завданням фільтрації сигналу*.

Маючи в своєму розпорядженні реалізацію аддитивної суміші сигналу і перешкоди, іноді необхідно визначити також оцінку $\hat{\xi}(t)$ деякого стохастичного сигналу $\xi(t)$, що представляє необхідну операцію над сигналом $pro(t)$. Це може бути лінійна операція (зрушення, одноразові або багаторазові диференціювання і інтеграція) або навіть нелінійна.

Лінійна і нелінійна фільтрація

Лінійна фільтрація. Розглянемо завдання оптимальної лінійної фільтрації сигналу на тлі адитивної перешкоди, яка формується таким чином. Як оцінка сигналу приймається лінійний функціонал:

$$\hat{\xi}(t) = \int_0^T h(t, t-u)x(t-u)du, \quad (3.33)$$

тобто значення процесу на виході лінійного фільтра з імпульсною характеристикою $h(t, \phi)$, коли на вхід діє спостережувана реалізація суміші сигналу з перешкодою. Необхідно в класі цих лінійних фільтрів визначити фільтр, оптимальний за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки оцінювання:

$$\min_h \sigma_\varepsilon^2(t) = \min_h m_1 \{ \varepsilon^2(t) \}, \quad (3.34)$$

$$\text{де } \varepsilon(t) = \hat{\xi}(t) - \xi(t).$$

Оскільки за пропозицією сигнал і перешкода – центровані випадкові процеси, то середній квадрат помилки співпадає з її дисперсією. Тому критерій мінімуму середнього квадрата помилки оцінювання називатимемо критерієм мінімуму дисперсії помилки. Для визначення імпульсної характеристики $\xi(t)$ такого оптимального фільтра досить мати в своєму розпорядженні вказані апіорні дані про сигнал і перешкоду.

Якщо реалізація $\xi(t)$ адитивної суміші сигналу і перешкоди визначена для всіх дійсних значень t . Тоді лінійну оцінку сигналу можна представити у вигляді:

$$\hat{\xi}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)x(\tau)d\tau. \quad (3.35)$$

Дисперсія помилки оцінювання:

$$\sigma_\varepsilon^2(t) = B_\xi(t, t) - 2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, u)h(t, v)B_x(u, v)dudv. \quad (3.36)$$

З цієї формули видно, що дисперсія лінійної оцінки залежить тільки від кореляційних функцій сигналу і перешкоди і не залежить від розподілу вірогідності цих випадкових процесів.

Позначимо через $\xi(t, d)$ імпульсну характеристику оптимального лінійного фільтра, а через $\xi(t)$ помилку оцінювання

сигналу при оптимальній лінійній фільтрації. Тоді:

$$m_1 \left\{ x(\tau) \varepsilon^*(t) \right\} = m_1 \left\{ x(\tau) \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t, y) x(y) dy - x(\tau) \xi(t) \right\} =$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} h^*(t, y) B_x(\tau, y) dy - B_{\xi}(\tau, t) = 0. \quad (3.37)$$

Це співвідношення виражає так званий принцип ортогонального проектування, який є достатньою умовою мінімуму дисперсії помилок оцінювання сигналу.

Позитивними властивостями лінійних методів є їх простота в порівнянні з нелінійними методами і для синтезу оптимального лінійного фільтру потрібні обмежені статистичні дані про повідомлення і суміші, що вельми важливе сточування зору практики.

Нелінійна фільтрація. Якщо відмовитися від умови лінійності алгоритму обробки спостережуваної реалізації, то в ширшому класі оцінок, що допускаються, можна отримати оцінки, які за заданим критерієм мінімуму середнього квадрата помилки будуть кращі за лінійні оцінки. У загальному випадку оптимальною за критерієм мінімуму середньої помилки оцінкою сигналу $\xi(t)$ по спостережуваній реалізації аддитивної суміші сигналу з перешкодою $d(t)$ є умовне середнє:

$$\hat{\xi}(t) = m_1 \left\{ \xi(t) | x(\tau) \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} u W[u, t | x(\tau)] du. \quad (3.38)$$

За винятком процесів гаусів $\xi(t)$ і $d(t)$ обчислення нелінійного функціонала зустрічає значні труднощі, пов'язані, перш за все, з визначенням апостеріорної щільності вірогідності. Один з підходів до рішення задачі оптимальної нелінійної фільтрації полягає в обмеженні класу досліджуваних нелінійних процесів марківськими або їх компонентами. При такому обмеженні вдається подолати труднощі, пов'язані з обчисленням апостеріорної щільності оцінюваного процесу. Після цього можна отримати оцінку за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки. Ми розглянемо інший підхід, заснований на апроксимації нелінійного функціонала

$\hat{\xi}(t) = F[x(\tau), 0 \leq \tau \leq t]$ поряд Вольтерра:

$$\hat{\xi}(t) = F[x(\tau)] = \sum_{m=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} K_m(u_1, \dots, u_m) x(t - u_1) \dots, 0 \leq \tau \leq t. \quad (3.39)$$

Якщо K_{m0} для всіх $m > 1$, то отримуємо лінійний функціонал і $K_1(u)$ можна трактувати як імпульсну характеристику лінійного фільтру. Додавання членів ряду при $m > 1$ означає введення нелінійності. Сукупність функцій $K_m(u_1, u_m)$, $m = \overline{1, n}$, характеризує нелінійний фільтр n -го порядку. Обмеження суми ряду першими n членами дозволяє апроксимувати функціонал $F[x(\phi)]$ процесом на виході фільтру n -го порядку при вхідній дії $x(\phi)$.

Якщо $n = 2$, то для формування оцінки використана проста нелінійна система – фільтр другого порядку. Завдання полягає в тому, щоб визначити характеристику $K_2(u_1, u_2)$ нелінійності так, щоб середній квадрат помилки:

$$\sigma_{\varepsilon_2}^2(t) = m_1 \left\{ \left[\xi(t) - \hat{\xi}(t) \right]^2 \right\} \quad (3.40)$$

був мінімальним.

Після перетворень набудемо мінімальною значення дисперсії помилки:

$$\sigma_{\varepsilon_2}^2 = B_{\varepsilon_1}(0) - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_2^*(u_1, u_2) K_2^*(u_3, u_4) m_x(u_1 - u_2, u_1 - u_3, u_2 - u_4) du_1 du_2 du_3 du_4 \quad (3.41)$$

або

$$\sigma_{\varepsilon_2}^2 = \sigma_{\varepsilon_1}^2 - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_2^*(u_1, u_2) m_{\varepsilon_{1x}}(u_1, u_2) du_1 du_2, \quad (3.42)$$

де

$$\sigma_{\varepsilon_1}^2 = B_{\varepsilon_1}(0) = B_{\xi}(0) - \int_{-\infty}^{\infty} h^*(u) B_{x\xi}(u) du. \quad (3.43)$$

– мінімальна дисперсія помилки лінійної оцінки.

Таким чином, використання оптимальної нелінійної ланки, що коректує, у фільтрі другого порядку дозволяє додатково зменшити дисперсію помилки:

$$\sigma_{\varepsilon_1}^2 - \sigma_{\varepsilon_2}^2 = \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} K_2^*(u_1, u_2) m_{\varepsilon_1} x(u_1, u_2) du_1 du_2 \geq 0. \quad (3.44)$$

5. Фільтри Вінера і Кальмана та їх особливості

Завдання фільтрації (на тлі стаціонарного шуму) повідомлення, що є стаціонарним випадковим процесом, за умови, що спостереження триває нескінченно довго, називають зазвичай Вінерівською фільтрацією, а фільтри, структура який знаходиться при такій постановці завдання, називаються вінерівськими.

Якщо і сигнал, і перешкода стаціонарні, а фільтр представляє лінійну систему з постійними в часі параметрами, то при $t > \mu$ імпульсна характеристика оптимального фільтра визначається вирішенням інтегрального рівняння:

$$B_{\varepsilon}(\tau) - \int_0^{\infty} h^*(y) B_x(\tau - y) dy = 0, \tau \geq 0. \quad (3.45)$$

При цьому мінімальне значення дисперсії помилки:

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = \int_0^{\infty} h^*(u) B_{\eta}(u). \quad (3.46)$$

Після перетворень слідує:

$$H(i\omega)_+ - k^*(i\omega) Z_x(i\omega) = G(i\omega) / Z_x(-i\omega) - H(i\omega)_-. \quad (3.47)$$

З цієї умови знаходимо передавальну функцію оптимального фільтру, що фізично реалізовується:

$$k^*(i\omega) = H(i\omega)_+ / Z_x(i\omega). \quad (3.48)$$

Зворотним перетворенням Фур'є з останньої формули знаходимо імпульсну характеристику оптимального фільтру, що фізично реалізовується (вирішення рівняння Вінера-Хопфа). Таким чином, визначення оптимального фільтру, що фізично реалізовується, зводиться до факторизації спектра адитивної суміші сигналу і перешкоди і розкладання функції $S_{\varepsilon}(\omega) / Z_x(-i\omega)$ на суму зв'язаних функцій. Вказана факторизація може бути завжди виконана, якщо виконується умова Вінера-Пелі:

$$\int_0^{\infty} \frac{|\ln S_x(\omega)|}{1 + \omega^2} d\omega < \infty. \quad (3.49)$$

Фільтр Кальмана. Якщо спектр сигналу представляє раціональну функцію змінної ω , то сигнал про (t) із спектром $S_{\xi}(\omega) = S_0 / [1 + (\omega T)^2]$ отримуємо на виході формуючого фільтру, структура якого визначається диференціальним рівнянням першого порядку:

$$\frac{d\xi(t)}{dt} + \frac{1}{T}\xi(t) = v(t), \quad (3.50)$$

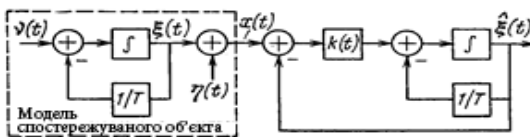
де $v(t)$ – білий шум із спектральною інтенсивністю S_0 .

Припустимо, що перешкода (t) також представляє білий шум з інтенсивністю N_0 , причому $\xi(t)$ і $v(t)$ некорельовані. Використовуючи лінійну оцінку сигналу отримуємо:

$$\frac{d\hat{\xi}(t)}{dt} = -\frac{1}{T}\hat{\xi}(t) + k(t)[x(t) - \hat{\xi}(t)], \quad (3.51)$$

де $k(t) = h^*(t, t)$.

Вираз (3.51) є оптимальним за критерієм мінімуму дисперсії помилки алгоритм фільтрації сигналу із спектром на тлі аддитивного білого шуму.



Мал. 3.2. Схема фільтру Кальмана



Контрольні запитання

1. У чому полягає оцінка Байеса при різних функціях втрат та нерівність Рао – Крамера?
2. Охарактеризуйте аномальні помилки вимірювання.
3. Яка суть лінійної та нелінійної фільтрації?
4. Які особливості фільтрів Вінера та Кальмана?
5. Доведіть нерівність Рао – Крамера.



ТЕМА 4. ТЕХНОЛОГІЇ ЦИФРОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Особливістю супутникових систем зв'язку є необхідність працювати в умовах порівняно низького відношення сигнал / шум, спричиненого декількома факторами:

- значною віддаленістю приймача від передавача;
- обмеженою потужністю супутника (неможливістю вести передачу на великій потужності).

У зв'язку з цим супутниковий зв'язок погано підходить для передачі аналогових сигналів. Тому для передачі мови її попередньо оцифровують, використовуючи, наприклад, імпульсно-кодову модуляцію (ІКМ).

Для передачі цифрових даних супутниковим каналом зв'язку вони повинні бути спочатку перетворені в радіосигнал, який займає певний частотний діапазон. Для цього застосовується модуляція (цифрова модуляція називається також маніпуляцією). Найбільш поширеними видами цифрової модуляції для додатків супутникового зв'язку є фазова маніпуляція і квадратурна амплітудна модуляція. Наприклад, в системах стандарту DVB-S2 застосовуються QPSK, 8-PSK, 16-APSK і 32-APSK.

Модуляція виробляється на земній станції. Модульований сигнал посилюється, переноситься на потрібну частоту і поступає на передавальну антену. Супутник приймає сигнал, підсилює, іноді регенерує, переносить на іншу частоту і за допомогою певної передавальної антени транслює на Землю.

Через низьку потужності сигналу виникає необхідність в системах виправлення помилок. Для цього застосовуються різні схеми завадостійкого кодування, найчастіше різні варіанти сверточних кодів (іноді в поєднанні з кодами Ріда-Соломона), а також турбо-коди та LDPC-коди.

1. Кодування каналу та його основні характеристики

Реальний канал може додавати до передаваного повідомлення деяку кількість помилок. Для виявлення цих помилок приймачу необхідно просто помітити, що вони були додані, а для прямого виправлення помилок існує додаткова вимога – потрібно визначити їх розташування в прийнятому повідомленні.

Проектувальник коду не може контролювати помилки, але у нього є можливість визначити код таким чином, щоб для більшості помилок, що виникають, повідомлення можна було відновити за прийнятим кодовим словом. Розпізнавання можливо до тих пір, поки

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимисла Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавинська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



повідомлення достатньо відрізнити один від одного, а кількість помилок, не надто велика. Завдання формування досить розрізняють кодові слова, які можна вирішити шляхом додавання до повідомлення надлишкової інформації.

Під час проектування коду, що виправляє помилки, надмірність, яка додається у формі додаткових символів (у двійковому коді – це символи з подвійним значенням, або біти), слід використовувати з обережністю, щоб вона була ефективною. Зокрема, надмірність повинна робити схожі кодові слова більш різними.

Різниця між кодовими словами можна представити у вигляді відстані між ними. Корекцію помилок слід виконувати шляхом перегляду відстань від отриманого кодового слова до всіх можливих допустимих кодових слів, і вибору самого близького кодового слова. Якщо це зроблено, то помилки можна завжди виправити, якщо вони руйнують кодові слова на відстанні, яке менше, ніж половина відстані між двома найближчими кодовими словами, або їх можна виявити, якщо вони руйнують кодові слова на відстані, яка менша ніж мінімальна відстань між двома кодовими словами.

Корекцію і виявлення помилок можна виконувати одночасно. Якщо мінімальна відстань між будь-якою парою кодових слів

позначити як d_{min} (рис. 4.1), то поки $d_{min} \geq d_d + d_c$, виправляти

помилки можна в радіусі d_c , а виявляти – в радіусі d_d від кожного кодового слова, оскільки якщо отримане повідомлення знаходиться поза зображених кіл, то можна лише дізнатися, що є помилка, хоча її не можна "виправити", тому що вона не знаходиться в колі радіуса навколо будь-якого кодового слова. Змінюючи розмір кіл, можна поміняти місцями можливості виправлення і виявлення помилок. Зауважимо, що для фіксованого збільшення зменшує, і з'являється ще одна проблема – можливість неправильного "виправлення" виділеного повідомлення. Якщо повідомлення було так сильно зруйновано, що переміщення більш ніж на половину потрапило в коло радіуса іншого кодового слова, то воно буде декодовано неправильно.

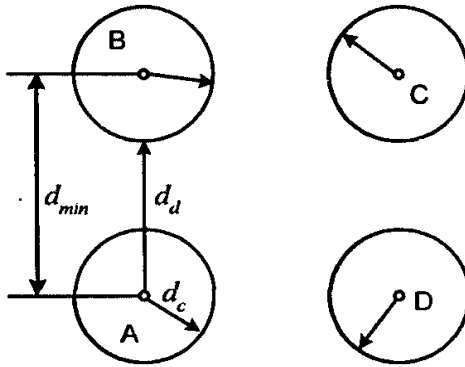


Рис. 4.1. Відстань між кодовими словами

Математичним аналогом відстані є метрика. Найпростішою і найбільш загальною метрикою для бінарних сигналів є відстань Хеммінга. Відстань Хеммінга між двома бітовими потоками визначається виразом, де a і b – це так звані ваги цих бітових потоків, які визначаються числом їх ненульових компонентів.

Розглянемо три коди, що використовують символи, складені з трьох двозначних цифр (рис. 4.2).

Перший код (рис. 4.2, а) використовує всі можливі комбінації трьох бітів і тому має мінімальну відстань 1. Він не може виправляти або виявляти деякі помилки, тому що будь-яка помилка формувала б нове кодове слово.

Другий код (рис. 4.2, б) має мінімальну відстань 2. Він побудований шляхом видалення всіх кодових слів з відстані 1 з кодового слова на рис. 4.2, а. Цей код може виявляти одиночну помилку, хоча не виправляє її (помилковий код 010 міг би сформувати кодові слова 000, 011 або навіть 110). Дві помилки не можуть бути виявлені. Код на рис. 4.2, в – це, насправді, код перевірки на парність, який виявляє також і інші помилки. Код (рис. 2.2, в) має відстань 3. Він буде виправляти одну помилку або виявляти 2 (але не одночасно). Якби він використовувався для виправлення помилок, то код 010 був би виправлений на 000, як було б і для кодів 100 і 001, що показано маленькими стрілками.

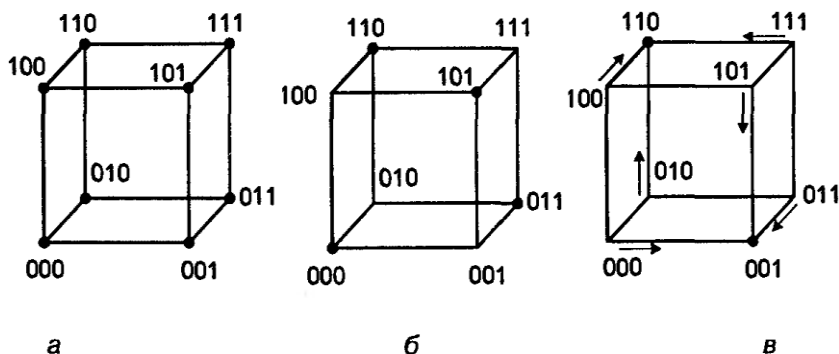


Рис. 4.2. Коди, складені з трьох двійкових чисел

Існування відстані між кодовими словами не обов'язково і означає, що повідомлення можна легко витягти з отриманого кодового слова, навіть якщо трапляється менше помилок, ніж код може теоретично виправити. У найгіршому випадку потрібно буде порівнювати отриманий бітовий потік з усіма можливими кодовими словами, щоб побачити, до якого з них він ближче всього. Якщо довжина потоку велика, то існує багато можливих кодових слів, так що цей процес може сильно затягнутися в часі. Тому вибір кодувальної функції повинен бути зроблений так, щоб існував простий метод декодування.

Розглянемо, наприклад, відносно невеликий циклічний композиційний код (143 120). Блоковий код цього типу можна декодувати, використовувати правила його кодування за 264 простих кроки (зсуву). Однак, цей код має 2120 кодових слів, так що повний перебір зажадав би порядку 1 000 000 000 000 000 000 000 000 000 000 000 (тобто 1036) порівнянь.

Існує кілька методів проектування кодів, що дозволяють виконувати кодування і декодування на практиці. Якщо кодування є лінійна функція відносно інформаційного повідомлення і якщо прийняті слова є кодовими, то ми отримуємо простий метод кодування і тестування. Коди з повтореннями – дуже прості, але не дуже ефективні.

Коди Хеммінга – це спеціальний клас кодів, які виправляють одиночні помилки. Такі коди досить прості у побудові та використанні. До інших загальних кодів відносяться циклічні коди, і один з їх типів – коди Ріда–Соломона, які є складними, але тепер все ширше використовуються на практиці (наприклад, в компакт-дисках). Найточніші коди працюють з даними в послідовній манері, і хоча вони

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суддства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



не настільки ефективні, як коди Ріда-Соломона, в проектуванні і використанні вони досить гнучкі і прості.

2. Побудова кодів з виправленням помилок

Тут будемо розглядати тільки двійкові коди (якщо не затверджується протилежне). Коди, що виправляють помилки, можна будувати і з інших символів, але ми не будемо детально розглядати такий випадок.

Коди з повтореннями

Дуже простий метод кодування полягає в тому, щоб повторювати повідомлення $2d + 1$ раз і декодувати отримані кодові слова, спираючись на більшість прийнятих символів. У цьому випадку відстань між кодовими словами буде $2d + 1$, і це означає, що може бути виправлено до помилок d . Такий код оптимальний для $d = 1$ «і» повідомлення довжиною 1, тобто, для коду з виправленням однобітових помилок і кодовими словами 000 і 111. Проте, коли потрібно передавати більше двійкових символів, ефективність коду (в сенсі швидкості передачі при заданій здатності корекції помилок) дуже мала. Зауважимо, що визначення швидкості для коду з виправленням помилок виглядає так:

$$R = \frac{(\text{Середнє число вихідних символів})}{(\text{Середнє число символів кодових слів})}$$

Концепції ефективності коду не існує, однак його надмірність можна визначити як $1-R$. (Порівняйте з кодуванням джерела, коли швидкість розглядається як еквівалент ефективності і передбачається, що джерело має максимальну ентропію – один біт на двійковий символ).

Двійковий код з повтореннями здатний виправляти 2-бітові помилки в 6-бітовому коді (для $d = 2$) і має швидкість 0,2. Надточний код типу (2, 1, 3), про який мова піде далі, має таку ж здатність корекції помилок, але швидкість 0,5, а більш складні блокові коди – ще більше.

Код з одним розрядом контролю парності

Код з виправленням помилок насправді не відноситься до найбільш загальної і простої форми кодів, т. к. він може виявляти тільки поодинокі помилки. Таку властивість, швидше, має так званий код з одним розрядом контролю парності – двійковий код, в якому до

Проект ІРВУ 03.01.03-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



кожного повідомлення додається один додатковий біт, який гарантує, що в ньому є парне число одиниць. Це означає, що до повідомлень з парним числом одиниць додається 0, а до повідомлень з непарним числом одиниць – 1. Будь-який одиночний помилковий біт залишає в повідомленні непарне число одиниць, так що можуть бути виявлені поодинокі помилки, але подвійні помилки (або будь парне число помилок) в результаті дадуть парне число одиниць і пройдуть непоміченими. Тому такий код виявляє лише одну помилку і не здатний її виправляти. Але оскільки всі повідомлення різні і мають парне число одиниць, то мінімальна відстань дорівнює 2, що, взагалі кажучи, узгоджується з можливістю корекції.

Якщо біти повідомлення позначити як m_1, \dots, m_n , то біт перевірки на парність – це просто сума (по модулю 2) цих бітів $p = m_1 + \dots + m_n$, так що перевірку на парність можна задати як:

$$m_1 + \dots + m_n + p = 0$$

Код Хеммінга

Науковий метод визначення коду міг би полягати у припущенні, що для вирішення проблеми помилок кодове слово повинно надавати достатньо інформації, щоб утримувати як повідомлення, так і помилку. Розглянемо необхідні виправлення одиничної помилки. Якщо ми знову звернемося до трьохбітових кодів (див. рис. 2.2), то побачимо, що одиночна помилка може відбутися в будь-якому з їх бітів. Крім того, може взагалі не бути ніякої помилки. Тому є $3 + 1 = 4$ можливих повідомлень про помилки. Щоб їх кодувати, потрібно два біти інформації ($\log_2 4$). Число бітів перевірки на парність (надмірність), що додається до коду, повинна дорівнювати принаймні 2. Всього в коді є три біта ($n = 3$). Тому число інформаційних бітів дорівнює 1 (тобто $K = 1$).

Код на рис. 4.2, в – це фактично код з виправленням однобітових помилок з $k = 1$ і двома кодovими словами 000 і 111.

Ми можемо розширити нашу гіпотезу наступним чином. Якби ми мали в кодовому слові n бітів, то нам потрібно б було $\log_2(n + 1)$ бітів перевірки на парність, залишаючи для інформації $k = n - \log_2(n + 1)$ бітів. Щоб найбільш ефективно використовувати розряди перевірки на парність, має сенс зробити $n = 2^q - 1$, так щоб ми могли висунути гіпотезу, що мають коди з параметрами $n = 2^q - 1, k = n - q$ (наприклад, (3, 1), (7,

4), (15, 11) і т. д.). Такі коди існують і називаються по імені їх дослідника кодами Хеммінга. Тривіальним прикладом такого коду і є код на рис 2.2, в. Перший цікавий приклад цього коду – код (7, 4), який може виправляти одну помилку в 7 бітах і має швидкість 57,1%.

Втім, все ще існує проблема побудови цих кодів. Проста перевірка на парність може тільки виявити, але не виправити помилку. Проте, маємо три біта перевірки на парність. Якщо для формування парності ми використовуємо різні комбінації цих бітів, то коли такі комбінації покажуть збій, ми зможемо знайти помилку. З 3 бітами перевірки на парність ми маємо 8 різних комбінацій їх значень. Нехай комбінація 000, тобто, відсутність збоїв в парності відповідає відсутності помилок. Нехай кожен біт парності перевіряє сам себе і три з чотирьох бітів повідомлення. Тоді три біта повідомлення перевіряються двома бітами парності, а один – трьома такими бітами, в той час як кожен біт парності перевіряє тільки самого себе.

Одиничне значення в одному біті перевірки парності свідчить про помилку в самому цьому біті. Одиниці в двох перевірюваних бітах показують збій у відповідному біте повідомлення, а одиниці у всіх трьох бітах перевірки на парність вказують помилку в біті повідомлення, що перевіряється всіма трьома бітами перевірки на парність.

Лінійні коди

Якщо проектування кодів з повтореннями було досить простою процедурою, то коли ми створюємо більш ефективні коди, ці процедури стають складнішими, і ми змушені шукати більш систематичні шляхи проектування. Лінійним називають такий код, в якому кожне кодове слово формування зростає як лінійна комбінація векторів повідомлення. Двовимірний код можна сформувати наступним чином – повідомлення кодується в двовимірне кодове слово $(i, 2i)$. Цей код – лінійний, т. к. кожна лінійна комбінація кодових слів формує інше кодове слово. Найкращі коди формуються тими функціями, які будують широко розсунуті кодові слова з великими відстанями між ними. У даному прикладі формується код з виправленням одиночних помилок, оскільки помилки можуть змінювати тільки один елемент у кожному вимірі. Так, на рис. 4.3 буквами А, В, С, Д і Е позначилися п'ять кодових слів. Кожна з інших точок двовимірної сітки займає принаймні одну горизонтальну або вертикальну позицію біля кожного кодового слова. Їх можна бачити по маркуванню кожного не кодового слова малими літерами найближчого кодового слова. Якщо приймається код, позначений будь-який з малих букв, то передбачається, що був відправлений код відповідної великої літери.

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



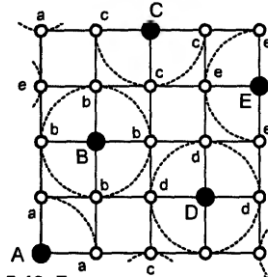


Рис. 4.3. Прості двомірні лінійні коди (обчислювані за модулем 5)

Лінійні коди часто визначаються за допомогою так званої породжувальної матриці, складеної з кодових слів, причому k цих кодових слів незалежні, те що породжує матриця (скажімо, G) має k рядків і p стовпців. Всі кодові слова можна формувати додаванням рядків, так щоб кодове слово, скажімо c , формувалося з повідомлення m за допомогою виразу $z = Tg$. Структура матриці G така, що коли вона поміщається в стандартну східчасту форму, то має структуру $[L|P]$. Існує відповідна матриця $H = [P^T|I]$, звана матрицею

перевірок на парність $GH^T = 0$. Матриця H використовується для декодування коду. Якщо немає помилок, то $cH^T = mGH^T = m0 = 0$. Якщо трапляється помилка, наприклад,

е, то ми приймаємо кодове слово $c' = c + e$, так що $c'H^T = (c + e)H^T = cH^T + eH^T = 0 + eH^T = eH^T$.

Ця величина, викликається синдромом і залежить тільки від помилки, а не від переданого кодового слова. У цьому – ключова властивість лінійних кодів.

Синдром використовується для виправлення помилок. Синдром 0 вказує, що було отримано кодове слово, причому це означає, що або ніяких помилок не сталося, або що помилка є кодовим словом, оскільки лінійні властивості коду такі, що прийнятий код ($c' = c + e$) також буде кодовим словом. Будь-яка помилка, що має ту ж форму кодового слова, має вагу, рівний або перевищує мінімальну відстань між кодовими словами, і не може бути ніяк виправлена.

Лінійні коди досить прості в реалізації, тому що замість запису деталей кожного кодового слова, можна записувати деталі лінійної функції і множити на них повідомлення. Проте, в загальному випадку

корекція помилок не так проста. Для деяких лінійних кодів потрібно визначати спеціальні методи для виявлення найближчого кодового слова в присутності помилок, але в загальному випадку, чим краще код (в сенсі числа помилок, які він виправляє і числа додають додаткових бітів), тим більше складний алгоритм потрібний для його декодування.

Матрична форма кодів Хеммінга

Нагадаємо визначення коду Хеммінга. Рівняння перевірки на парність формується з лінійної комбінації кодових слів, тому код Хеммінга повинен і може бути виражений в матричній формі. Матриця перевірок коду на парність, яку ми сформуvalи раніше, фактично виглядає так:

$$p_1 = m_1 + m_2 + m_4 \Rightarrow m_1 + m_2 + m_4 + p_1 = 0$$

$$p_2 = m_1 + m_3 + m_4 \Rightarrow m_1 + m_3 + m_4 + p_2 = 0$$

$$p_3 = m_2 + m_3 + m_4 \Rightarrow m_2 + m_3 + m_4 + p_3 = 0$$

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Побудову коду (15, 11) утруднено через те, що відсутнє просте правило проектування. Зверніть, однак, увагу, що у формі ступеневих рядків кожен рядок відрізняється принаймні двома елементами (через І-частини матриці). Якщо кожен рядок в Р-частині матриці різний, і утримує принаймні 2 біти (щоб забезпечити мінімальну відстань, рівне 3; будь-який рядок з меншою кількістю бітів була б ближче ніж в 3-х бітах від усіх нулів кодового слова), результатом буде матриця, передскладова комбінацію перевірок, які задовольняють всі наші потреби. Тому, щоб побудувати код Хеммінга, ми просто заповнюємо Р кожної комбінацією бітових послідовностей з двома або більшою кількістю одиниць в будь-якому порядку. Різні порядки будуть давати особливі, але еквівалентні коди Хеммінга.

Коди Хеммінга дуже просто декодуються за допомогою Н-матриці, оскільки вони дозволяють виправляти поодинокі помилки. Будь-яке кодове слово множиться в звичайному порядку (починаючи з молодшого розряду) на транспозицію Н-матриці, що дає нульовий вектор. Якщо є одинична помилка, то прийняте кодове слово можна вважати рівним однієї одиниці плюс кодове слово. Проте, оскільки – це вектор тільки з однією одиницею, то – це просто стовпець в Н-матриці, позиція якого відповідає помилці. Цей аргумент

застосовується до всіх виправлень однобітових помилок за допомогою лінійного коду, а не тільки до кодів Хеммінга.

Циклічні коди

Спеціальні типи лінійних кодів, званих циклічними, мають певну структуру і просту реалізацію. На додаток до формування нових кодових слів з їх лінійних комбінацій, в циклічних кодах нові кодові слова формуються також шляхом циклічного зсуву кодового слова. Наприклад, лівий циклічний зсув кодового слова 01001011 дає нові кодові слова 10010110, 00101101 і т. д., тому такі коди можна створювати з зрушень і лінійних комбінацій єдиного кодового слова, називають генератором. При відповідному проектуванні такого генератора забезпечує рівномірний розподіл кодових слів в кодовому просторі, і код має хороші дистанційні властивості. Легко також перевіряти, чи має прийняте кодове слово якісь помилки, оскільки всі кодові слова кратні генератору. З цієї ж причини для виявлення (але не корекції!). Помилки використовують спеціальні циклічні коди, звані кодами з циклічною перевіркою надмірності.

Найточніші коди

Коди, обговорювалися до цих пір, – це так звані блокові коди, де інформація обробляється блоками. Альтернативою їм є послідовне кодування і декодування. При цьому кожен раз, коли приймається вхідний біт, генерується кілька вихідних бітів. Те ж саме робить однобітовий код з повтореннями, який просто повторює вхідний біт кілька разів. Якби швидкість повторення була рівна 2, то ми отримали б наступне:

■ ВХІД	-	1	1	0	1
■ ВИХІД	-	11	11	00	11

В дійсності це дуже бідний код. Він має швидкість $1/2$, а відстань тільки 2, і тому може виявляти лише одну помилку. Виробництво можна значно збільшити шляхом додавання в кодер (кодує пристрій) деякої пам'яті і роблячи поточні вихідні біти залежними не тільки від поточного входу, але також і від попередніх бітів. Такі коди називаються *найточні*.

Число прийнятих у розрахунок бітів – пам'ять коду + 1 називається *довжиною (кодового) обмеження* (CONSTRAINT LENGTH). Прикладом простого згортального коду є код (2, 1, 3). Два перших числа в цьому позначенні вказують, що 2 вихідних біта

припадають на 1 вхідний, а останнє – це довжина кодового обмеження (3). Перший біт цього коду є двійковою сумою поточного вхідного біта, останнього і двох попередніх йому вхідних бітів. Другий біт є сумою поточного вхідного біта і біта, розташованого через два біта після нього. Схема, генерування цього коду, показана на рис. 4.4. Кодова відстань цього коду дорівнює 5, так що він може виправляти дві помилки. Він може виправляти і більше помилок, якщо вони знаходяться на досить великих відстанях (що перевищують розмір його пам'яті).

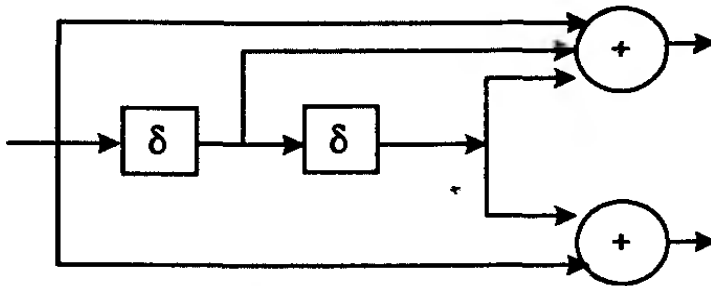


Рис. 4.4. Надточний код (2, 1, 3)

Кодувати і декодувати надточні коди досить просто, але якщо при цьому відбуваються помилки, то багато вихідних бітів будуть спотворені, оскільки декодер буде намагатися виправляти бітовий потік і внесе в процес додаткові помилки. З цієї причини бажано мати можливість виявлення таких помилок.

Стан системи визначається пам'яттю на зсувних регістрах згортального кодера. Для згортального коду (2, 1, 3) мається $2^L - 1 = 4$ різних стану. У діаграмі переходів станів цього коду (рис. 2.5) є вузли для кожного можливого стану, з'єднані лініями, що зображають всі можливі зміни цих станів. Ці лінії марковані входами, які викликають дану зміну стану, і відповідними виходами. Наприклад, якщо кодер знаходиться в стані 00, він може залишитися в стані 00, прийнявши на вході 0, після чого на виході буде 00, або він може перейти в стан 10, коли при прийомі 1 на виході буде 11.

Хоча діаграма переходів станів корисна для показу можливих переходів між станами системи, для згортального коду важливіше простежувати послідовність змін станів і відповідних виходів, що йдуть у відповідь на різні входи. Для цієї мети корисна кодова решітка. Вона схожа на діаграму переходів станів, але існуючі стану

перераховуються в ній зліва, наступні стани – праворуч, а переходу станів зображуються у вигляді стрілок між ними (рис. 4.5).

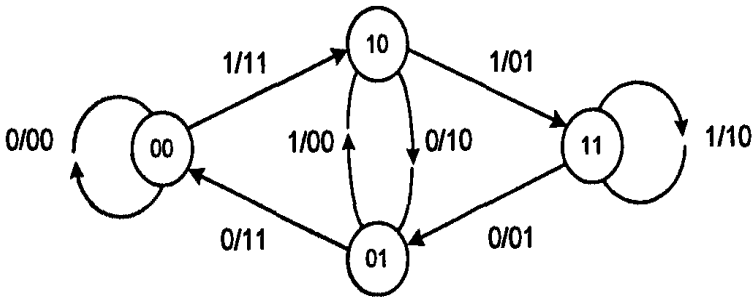


Рис. 4.5. Діаграма переходів станів коду (2, 1, 3)

У табл. 4.1 наведено приклад станів і виходів коду (2, 1, 3) при кодуванні двійкового потоку 101001011100. Послідовність переходів станів є на відповідній ґратчастій діаграмі (рис. 4.6) позначена товстою лінією.

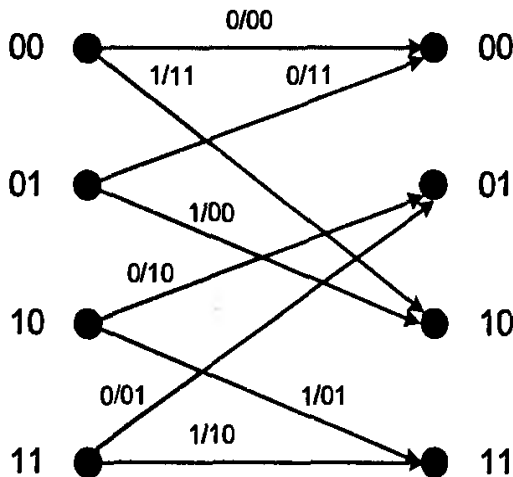


Рис. 4.6. Решітчаста діаграма для коду (2, 1, 3)

Таблиця 4.1. Стан входів і виходів

Номер кроку	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Вхідний біт	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0
Теперішній стан	00	10	01	10	01	00	10	01	10	11	11	01
Наступний стан	10	01	10	01	00	10	01	10	11	11	01	10
Вихідні біти	11	10	00	10	11	10	00	00	01	10	01	11

Відомо кілька методів декодування сверточних кодів і, як і відповідно очікувати, існує компроміс між складністю декодування і продуктивністю. Відносно простий метод, що називається *послідовним декодуванням*, полягає в прокладці траси переходів через послідовне рішотчасте кодування, спираючись на біти, що надходять на вхід декодера (відзначені на рис. 4.8 товстими лініями).

Шлях траси в кожному вузлі вибирається за найменшим числом розбіжностей між отриманими бітами і бітами, які були б згенеровані (на рис. 4.8 ці числа вказані над стрілками переходів). Такі числа відображають метрику розгалужень. Якщо два шляхи, які виходять з вузла, мають однакову метрику, то між ними проводиться випадковий вибір і декодування триває. Якщо метрика перевищує поріг, заснований на очікуваному числі помилок, то декодер вирішує, що на одному з її випадкових виборів, цілком ймовірно, була зроблена помилка, видаляє цей шлях і намагається зробити вибір знову.

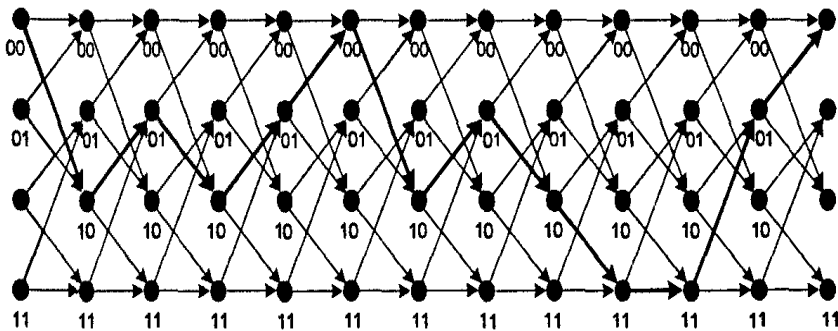


Рис. 4.7. Приклад кодування, що використовує код (2, 1, 3)

Цей підхід можна розширити, забезпечивши декодування за критерієм максимального правдоподібності (тобто, вибираючи таку передану послідовність, яка забезпечить найменше число відмінностей між її кодовими словами і одержуваними послідовностями). Якщо від кожного вузла виходить кілька можливих шляхів, то в розрахунок приймаються всі можливості.

Проте, якщо два або більше число шляхів входять в один і той же вузол, всі вони будуть продовжені абсолютно однаково, так що можна видалити всі вхідні шляхи, крім шляху з найменшою метрикою. Це означає, що число "вижили" (при побудові траси) шляхів у більшості випадків зберігається рівним числу станів, так що таке ускладнення процедури прокладки траси переходів має певний сенс. Цей алгоритм називають *алгоритмом Вітербі*. І хоча він складніше послідовного алгоритму, сучасна техніка дозволяє досить легко його реалізувати.

Ще одна проблема, пов'язана зі сверточними кодами, полягає в тому, що вони мають досить низьку швидкість, зазвичай менше 50%. Швидкість можна збільшити "проколюючи" код.

Проколювання – це процес видалення деяких додаткових бітів корекції помилок. Такий метод зменшує здатність коду виправляти помилки, але дає можливість знайти компроміс між числом додаються бітів і, отже, здатністю коду до виправлення помилок, і вимогами передачі в сенсі зменшення числа бітів.

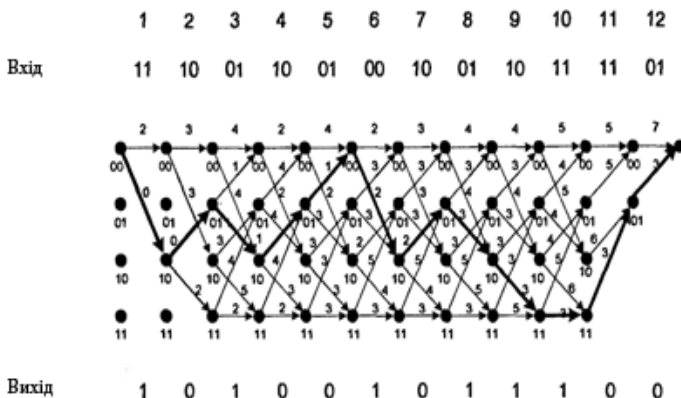


Рис. 4.8. Приклад декодування, який використовує код (2, 1, 3)

3. Код з малою щільністю перевірок на парність (LDPC-код)

Код з малою щільністю перевірок на парність (LDPC-код від англ.

Low-density parity-check code, LDPC-code, низькощільний код) – використовуваний у передачі інформації код, окремий випадок блокового лінійного коду з перевіркою парності. Особливістю є мала густина значущих елементів перевіркової матриці, за рахунок чого досягається відносна простота реалізації засобів кодування.

Також називають кодом Галлагера, за іменем автора першої роботи на тему LDPC-кодів.

У 1948 році Шеннон, Клод Елвуд опублікував свою роботу з теорії передачі інформації. Одним з ключових результатів роботи вважається теорема про передачі інформації для каналу з шумами, яка говорить про можливість звести ймовірність помилки передачі по каналу до мінімуму при виборі достатньої великої довжини ключового слова – одиниці інформації переданої по каналу.



Рис. 4.9. Полегшена схема передачі інформації по каналу з шумами

При передачі інформації її потік розбивається на блоки певної (найчастіше) довжини, які перетворюються кодером (кодуються) в блоки, звані ключовими словами. Ключові слова передаються по каналу, можливо з спотвореннями. На приймаючій стороні декодер перетворює ключові слова в потік інформації, виправляючи (за можливістю) помилки передачі.

Теорема Шеннона стверджує, що за певних умов ймовірність помилки декодування (тобто, неможливість декодером виправити помилку передачі) можна зменшити, вибравши велику довжину ключового слова. Однак, дана теорема (і робота взагалі) не показує, як можна вибрати велику довжину, а точніше як ефективно організувати процес кодування і декодування інформації з великою довжиною ключових слів. Якщо припустити, що в кодера і декодера є якісь таблиці відповідності між вхідним блоком інформації та відповідним кодовим словом, то такі таблиці будуть займати дуже багато місця. Для двійкового симетричного каналу без пам'яті (якщо говорити спрощено, то на вхід кодера надходить потік з нулів і одиниць)

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LUT@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



кількість різних блоків становить $2n$, де n – кількість біт (нулів або одиниць) які будуть перетворюватися в одне кодове слово. Для 8 біт це 256 блоків інформації, кожен з яких буде містити в собі відповідне кодове слово. Причому кодове слово зазвичай більшої довжини, так як містить в собі додаткові біти для захисту від помилок передачі даних. Тому одним із способів кодування є використання перевірконої матриці, які дозволяють за одну математичну дію (множення рядка на матрицю) виконати декодування кодового слова. Аналогічним чином кожної перевірконої матриці відповідає матриця, аналогічним способом однією операцією множення рядка на матрицю генеруючого кодового слова.

Таким чином, для порівняно коротких кодових слів кодера і декодера можуть просто містити в пам'яті всі можливі варіанти, або навіть реалізовувати їх у вигляді напівпровідникової схеми. Для більшого розміру кодового слова ефективніше зберігати порожнювальну і перевірку матрицю.

Проте, при довжинах блоків у декілька тисяч біт зберігання матриць розміром, відповідно, в мегабіта, вже стає неефективним. Проте, із способів рішення даної проблеми стає використання кодів з малою щільністю перевірок на парність, коли в перевіряючій матриці кількість одиниць порівняно мало, що дозволяє ефективніше організувати процес зберігання матриці або ж безпосередньо реалізувати процес декодування за допомогою напівпровідникової схеми.

LDPC-коди

LDPC-коди описуються низькоплотною перевірконою матрицею, що містить в основному нулі і відносно мала кількість одиниць. За визначенням, якщо кожний рядок матриці містить рівно k $< n$ і кожний стовпець рівно j $< g$ одиниць, то код називають регулярним (в іншому випадку – нерегулярним). У загальному випадку кількість одиниць в матриці має порядок, тобто зростає лінійно зі збільшенням довжини кодового блоку (кількості стовпців перевірконої матриці).

Зазвичай розглядаються матриці великих розмірів. Наприклад, в роботі Галлагера в розділі експериментальних результатів використовуються «малі» кількості рядків $n = 124, 252, 504$ і 1008 рядків (число стовпців перевірконої матриці трохи більше). На практиці застосовуються матриці з великою кількістю елементів – від 10 до 100 тисяч рядків. Однак кількість одиниць в рядку або в стовпці залишається досить малим, зазвичай меншим 10. Помічено, що коди з тією ж кількістю елементів на рядок або стовпець, але з великим розміром, володіють кращими характеристиками.



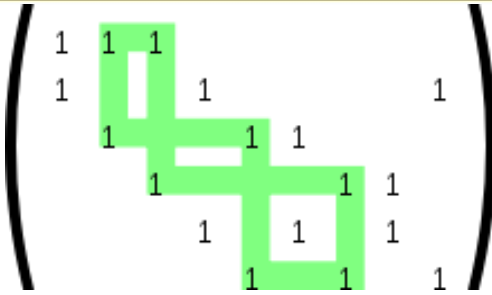


Рис. 4.10. Перевірочна матриця LDPC-коду (9, 2, 3) з мінімальним циклом довжини

Важливою характеристикою матриці LDPC-коду є відсутність циклів певного розміру. Під циклом довжини 4 розуміють освіту в перевірочній матриці прямокутника, в кутах якого стоять одиниці. Відсутність циклу довжини 4 можна також визначити через скалярний добуток стовпців (або рядків) матриці. Якщо кожен попарний скалярний добуток всіх стовпців (або рядків) матриці не більше 1, це говорить про відсутність циклу довжини 4.

Цикли більшої довжини (6, 8, 10 і т.д.) можна визначити, якщо у перевірочній матриці побудувати граф, вершинами якого є одиниці, а ребра – всі можливі сполуки вершин, паралельні сторонам матриці (тобто вертикальні чи горизонтальні лінії). Мінімальний цикл в цьому графі і буде мінімальним циклом в перевірочній матриці LDPC-коду. Очевидно, що цикл буде мати довжину як мінімум 4, а не 3, так як ребра графа мають бути паралельні сторонам матриці. Взагалі, будь-який цикл в цьому графі матиме парну довжину, мінімальний розмір 4, а максимальний розмір звичайно не грає ролі (хоча, очевидно, він не більше, ніж кількість вузлів в графі, тобто $n \times k$).

Опис LPDC-коду можливе кількома способами:

- перевірочної матрицею;
- двочастковим графом;
- іншим графічним способом;
- спеціальні способи.

Останній спосіб є умовним позначенням групи уявлень кодів, які побудовані за заданими правилами-алгоритмами, таким, що для повторного відтворення коду достатньо знати лише ініціалізовані параметри алгоритму, і, зрозуміло, сам алгоритм побудови. Проте, даний спосіб не є універсальним і не може описати всі можливі LDPC-коди.

Спосіб завдання коду перевірочної матрицею є

загальноприйнятим для лінійних кодів, коли кожен рядок матриці є елементом деякої безлічі кодових слів. Якщо всі рядки лінійно-незалежні, рядки матриці можуть розглядатися як базис безлічі всіх кодових векторів коду. Проте, використання даного способу створює складності для представлення матриці в пам'яті кодера – необхідно зберігати всі рядки або стовпці матриці у вигляді набору двійкових векторів, через що розмір матриці стає дорівнює біт.

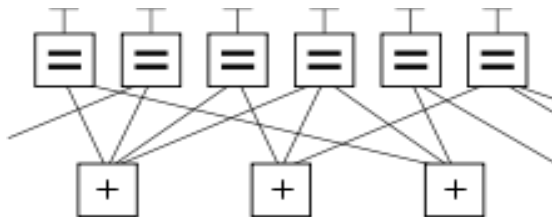


Рис. 4.11. Подання LDPC-коду у вигляді дводольних графів

Поширеним графічним способом є представлення коду у вигляді дводольних графів. Зіставимо всі k рядків матриці k нижнім вершини графа, а n стовпців – верхнім, і з'єднаємо верхні і нижні вершини графа, якщо на перетині відповідних рядків і стовпців стоять одиниці.

До іншим графічним способів відносять перетворення дводольних графа, що відбуваються без фактичної зміни самого коду. Наприклад, можна всі верхні вершини графа представити у вигляді трикутників, а всі нижні – у вигляді квадратів, після чого розташувати ребра і вершини графа на двовірній поверхні в порядку, зручному для візуального розуміння структури коду. Наприклад, таке подання використовується в якості ілюстрацій в книгах Девіда Маккея:

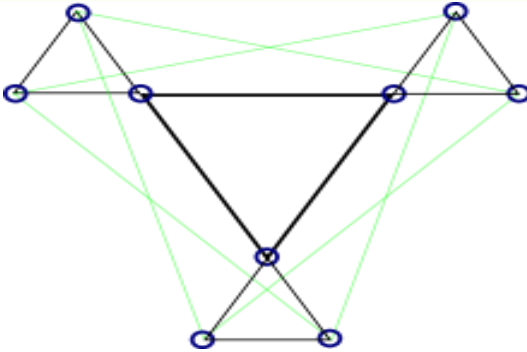


Рис. 4.12. Подання (9, 2, 3) LDPC-коду у вигляді графа спеціального виду

Вводячи додаткові правила графічного відображення і побудови LDPC-коду, можна домогтися, що в процесі побудови код отримає певні властивості. Наприклад, якщо використовувати граф, вершинами якого є тільки стовпці перевірконої матриці, а рядки зображуються многогранниками, побудованими на вершинах графа, то дотримання правила «два багатогранника не поділяють одне ребро» дозволяє позбутися від циклів довжини 4.

При використанні спеціальних процедур побудови коду можуть використовуватися і свої способи подання, зберігання і обробки (кодування і декодування).

Побудова коду

У даний час використовуються два принципи побудови перевірконої матриці коду. Перший заснований на генерації початкової перевірконої матриці за допомогою псевдовипадкового генератора. Коди, отримані таким способом називають *випадковими* (англ. random-like codes).

Другий – використання спеціальних методів, заснованих, наприклад, на групах і кінцевих полях. Коди, отримані цими способами називають *структурованими*.

Кращі результати щодо виправлення помилок показують саме випадкові коди, проте структуровані коди дозволяють використовувати методи оптимізації процедур зберігання, кодування і декодування, а також отримувати коди з більш передбачуваними характеристиками.

Турбо-коди

Турбо-код – паралельний каскадний блоковий систематичний код, здатний виправляти помилки, що виникають при передачі цифрової інформації по каналу зв'язку з шумами. Синонімом турбо-коду є відомий в теорії кодування термін – каскадний код (запропонований Д. Форні в 1966 році).

Турбо-код складається з каскаду паралельно з'єднаних систематичних кодів. Ці складові називаються *компонентними кодами*. В якості компонентних кодів можуть використовуватися надточні коди, коди Хеммінга, Ріда – Соломона, Боуза – Чоудхурі – Хоквінгема та інші. В залежності від вибору компонентного коду турбо-коди поділяються на надточні турбо-коди (англ. Turbo Convolutional Codes, TCC) і блокові коди-твори (англ. Turbo Product Codes, TPC).

Турбо-коди були розроблені в 1993 році і є класом високоефективних завадостійких кодів з корекцією помилок, використовуються в електротехніці та цифровому зв'язку, а також знайшли своє застосування в супутниковому зв'язку і в інших областях, в яких проєктувальники шукають способи досягнення максимальної швидкості передачі даних по каналу зв'язку з шумами в обмеженій смузі частот.

Структура турбо-коду

Згідно Шеннону, найкращим кодом є код, який передає повідомлення за нескінченно великий час, формуючи в кожен момент часу випадкові кодові елементи. У приймача є нескінченні версії повідомлення, спотвореного випадковим чином. З цих копій декодер повинен вибрати копію найбільш близьку до переданого повідомлення. Це являє собою теоретично ідеальний код, який може виправити всі помилки в сигналі. Турбо-код є кроком у цьому напрямку. Ясно, що ми не повинні посилати інформаційне повідомлення протягом нескінченного часу. Для прийнятної роботи достатньо подвоїти чи потроїти час передачі, що забезпечить досить пристойні результати для каналів зв'язку.

Особливістю турбо-кодів є паралельна структура, що складається з рекурсивних систематичних сверточних (RSC) кодів, що працюють паралельно і використовують створення випадкової версії повідомлення. Паралельна структура використовує два або більше кодів RSC, кожен з різним перемешувачем. Мета перемешувача полягає в тому, щоб запропонувати кожному кодеру некорельовану або випадкову версію інформації, в результаті чого паритетні біти кожного RSC стають незалежними.

У турбо-кодах блоки мають довжину близько кількох Кбіт. Мета такої довжини полягає в тому, щоб ефективно рандомізувати



послідовність, що йде на друге кодує пристрій. Чим довший розмір блоку, тим краща його кореляція з повідомленням першого кодера, тобто кореляція мала.

Існує кілька схем турбо-кодів:

- PCCC – у разі конкатенації паралельних сверточних кодів;
- SCCC – схема з послідовним з'єднанням найточніших кодів, коди SCCC мають високі характеристики при великих відношеннях сигнал / шум;
- TRC – турбо код - твір, використовує блокові коди замість найточніших;
- два різних блокових коди (зазвичай коди Хеммінга) з'єднані послідовно без проміжного перемежителя. Так як два коди незалежні і працюють в рядах і колонках, що саме по собі забезпечує досить хорошу рандомізацію, то застосування перемежителя не потрібно.

Переваги і недоліки турбо-кодів

Переваги

Серед всіх практично використовуваних сучасних методів корекції помилок турбо-коди і коди з низькою щільністю перевірок на парність найбільш близько підходять до кордону Шеннона, теоретичної межі максимальної пропускнуєї спроможності зашумленого каналу.

Турбо-коди дозволяють збільшити швидкість передачі інформації, не вимагаючи збільшення потужності передавача, або вони можуть бути використані для зменшення необхідної потужності при передачі із заданою швидкістю. Важливою перевагою турбо-кодів є незалежність складності декодування від довжини інформаційного блоку, що дозволяє знизити ймовірність помилки декодування шляхом збільшення його довжини.

Недоліки

Основний недолік турбо-кодів – це відносно висока складність декодування і велика затримка, які роблять їх незручними для деяких застосувань. Але, наприклад, для використання в супутникових каналах цей недолік не є визначальним, так як довжина каналу зв'язку сама по собі вносить затримку, викликану кінцівкою швидкості світла.

Ще один важливий недолік турбо-кодів – порівняно невелика кодова відстань (тобто, мінімальна відстань між двома кодовими словами в сенсі обраної метрики). Це призводить до того, що, хоча при великій вхідній ймовірності помилки (тобто в поганому каналі) ефективність турбо-коду висока, при малій вхідній ймовірності

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



помилки ефективність турбо-коду вкрай обмежена. Тому в хороших каналах для подальшого зменшення ймовірності помилки застосовують не турбо-коди, а LDPC-коди.

Хоча складність використовуваних алгоритмів турбо-кодування і недолік відкритого програмного забезпечення перешкоджають впровадженню турбо-кодів, в даний час багато сучасні системи використовують турбо-коди.

Застосування турбо-кодів

Компанії France Telecom і Telediffusion de France запатентували широкий клас турбо-кодів, що обмежує можливість їх вільного застосування і, в той же час, стимулює розвиток нових методів кодування таких, як, наприклад, LDPC.

Турбо-коди активно застосовуються в системах супутникового і мобільного зв'язку, бездротового широкосмугового доступу і цифрового телебачення. Турбо-коди затверджені в стандарті супутникового зв'язку DVB-RCS. Турбо-коди також знайшли широке застосування в мобільних системах зв'язку третього покоління (стандарті CDMA2000 і UMTS).

4. Введення в теорію шифрування. Криптографічні протоколи

Криптографічне кодування переслідує декілька цілей. Найбільш очевидна з них – необхідність гарантувати, що кодована інформація зберігається в секреті від усіх одержувачів, крім тих кому вона призначена. Проте, оскільки взаємодіючи за допомогою зв'язку партнери можуть бути фізично розділені, то існують і інші вимоги захисту. Вони включають гарантії того, що протилежна сторона є саме тим, ким вона себе оголошує, і що вона дотримується будь-яких інших попередньо прийнятих угод.

Тому, другою вимогою криптографічного кодування є гарантія того, що зв'язуються сторони, які не шахраюють, тобто:

- не грають не за правилами;
- не прикидаються кимось ще;
- не отримують інформацію, яку вони не припускали мати;
- не відкидають ложно транзакцію, яка мала місце в дійсності.

Криптографічні типи

Відносини між різними криптографічними категоріями показані на рис. 4.13:

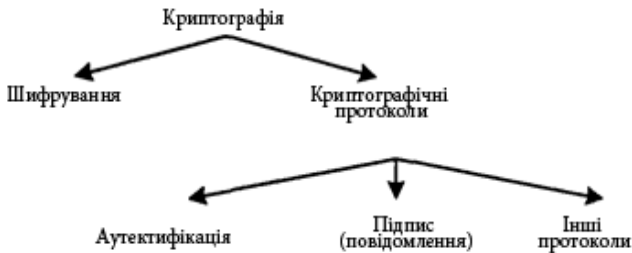


Рис. 4.13. Категорії криптографії

Шифрування – перестановка або маскування інформації використовується для захисту даних від читання неуповноваженими сторонами.

Існує два типи шифрування:

- *розсіювання* (*DIFFUSION*), коли інформація приховується;
- *перемішування* (*CONFUSION*), коли інформація переставляється так, щоб, хоча повідомлення і можна виявити, але його зміст (значення) установити неможливо.

Розсіювання

Розсіювання відомо також як стеганографія, або мистецтво секретного листа.

Стеганографії використовують для того, щоб посилати інформацію в складі відео або звукових файлів. Можна змінювати випадкові біти зображення (або звуку в разі аудіофайлу), додаючи в них інформацію, яку потрібно передати. При перегляді або прослуховуванні зображення або звуку, які містять приховану інформацію, вони будуть виглядати (звучати) так само, як до передачі.

Серйозною проблемою розсіювання є те, що раз метод відомий, то доволі просто зробити спробу нападу (атаки) на нього (тобто, спробувати порушити захист). Якщо розсіювання використовується для передачі інформації між декількома людьми, секрет неминуче буде розкритий. Якщо, наприклад, існує кілька програм для приховання інформації в зображеннях, то ці ж програми можна застосувати для того щоб побачити, не прихована чи в зображеннях якась інформація. Щоб захистити приховану інформацію, необхідно подальше її шифрування, але це призводить до використання другого методу – перемішуванню інформації, обговорюваного далі.

Інша проблема, пов'язана з розсіюванням, полягає в

наступному – щоб заховати невелике повідомлення, потрібна велика кількість даних. Щоб заховати дерево в лісі, потрібен ліс. Якщо в кожному фреймі використовується один біт для передачі прихованої інформації, то кількість залишених бітів повинно бути достатньо, щоб приховані біти не могли бути виявлені. Це означає, що необроблений розмір файлу повинен, принаймні у 8 разів, якщо не більше, перевищувати розмір приховуваних даних.

Перемішування

Другий метод шифрування – *перемішування*, при якому повідомлення змінюється так, що навіть якщо його присутність виявлено, то воно не може бути розшифровано. Існує два основних способи перемішування:

- *перестановка*, коли змінюється позиція індивідуальних символів повідомлення;
- *перетворення (трансформація)*, коли змінюється значення символу. Обидва способи можуть використовуватися одночасно.

Концепція коду – набір правил, які перетворюють кожне вхідне повідомлення у визначений набір символів. Кодування робиться для того, щоб зробити передачу повідомлень більш легкою (лінійні коди) або щоб виявляти, або виправляти помилки (коди з виправленням помилок).

Шифр – це код, мета якого полягає в тому, щоб маскувати посилення повідомлення.

Шифри можна поділяти на:

- блокові;
- потокові.

У *блоковому* шифрі кожна частина або блок повідомлення, шифрується незалежно від інших.

У *потоківому* шифрі є деяка форма зворотного зв'язку, так що шифрування символів повідомлення залежить від попередньо зашифрованих символів.

Алгоритм шифрування складається з двох частин:

- секретної;
- відкритою.

Успіх системи залежить від того, чи залишається секретна частина таємницею, тому зазвичай намагаються обмежити кількість необхідної секретної інформації. Секретна інформація називається ключем шифру. Сам алгоритм повинен знаходитися в межах відкритої частини шифру, щоб він був відомий кожному користувачеві системи (на противагу ключу, який повинен бути унікальний для фактично

зв'язувальних сторін). Слід передбачити, що він повинен бути також відомий певному числу людей, що мають доступ до цього алгоритму. Насправді в такому підході є деякі переваги, тому що більш імовірно виявити вади в захисті в опублікованих алгоритмах, ніж у тих, які залишаються секретними, і по цього вивчаються тільки зі злісними намірами.

Криптографічні сценарії

Зв'язок відбувається між джерелом і адресатом. Проте, в криптографічному співтоваристві існує угода, за якою не звертаються до джерела А та адресата В, а використовують спеціальний сценарій, де *дженик*, званий Алісою, намагається зв'язуватися з адресатом по імені Боб, причому канал між ними вважається відкритим для нападу (атаки).

Існує дві можливості для нападника (по-різному, в залежності від автора, званого Чарльзом або Євою). Перший напад (атака) носить Назву канал прослуховування (**WIRETAP CHANNEL**), коли Єва може прослуховувати Повідомлення, надіслані між Алісою і Бобом, але не може змінювати їх (рис. 4.14, а), і друге – напад з підстановкою, (**SUBSTATION ATTACK**), коли Єва Може також змінювати повідомлення або замінювати їх (рис. 4.14, б). Перша форма Напади відносно проста для більшості передавальних середовищ, особливо для радіо, де фізичне з'єднання не потрібно, тоді як зростає використання мереж пакетної комутації, де дані обробляються в кожному маршрутизаторі, означає, що напад з підстановкою також цілком можливо. Хорошим чинним прикладом другого типу каналу нападу (з перехопленням повідомлень) є брандмауер Internet.

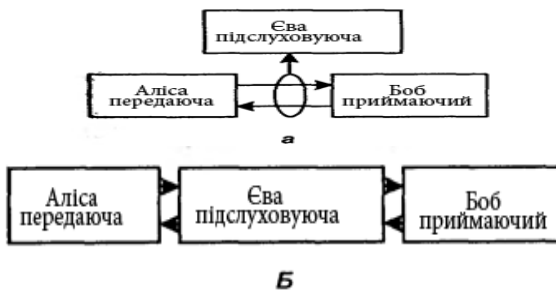


Рис. 4.14. Канал прослуховування та перехоплення

Поряд з нападами на криптографічні протоколи, які будуть

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



роздівлятися пізніше, існує декілька типів нападів на алгоритм кодування:

- тільки зашифрований текст. Це просте прослуховування, при якому Єва може тільки читати зашифровані повідомлення, коли вони проходять по каналу;
- відомий відкритий текст. У цьому варіанті нападу Єва отримує і незашифрований, і зашифрований текст деяких повідомлень. При цьому нерідко частина відкритого тексту можна розгадати. Зазвичай вона є адресою або ім'ям відправника або часом передачі. Цей підхід використовувався під час Другої світової війни – коли бомби скидалися на який-небудь порт, то зашифровані повідомлення про це записувалися в надії, що в них будуть включені ім'я порту та інші деталі нападу;
- обраний відкритий текст. При цьому варіанті атаки Єва може включати в зашифрований текст свої повідомлення, які повинні бути якимось чином зашифровані і потім прочитані Бобом. Робить вона це або обманним шляхом змушуючи Алісу посылати свої повідомлення, або викрадаючи обладнання кодування і використовуючи його самостійно;
- обраний зашифрований текст. Заключна можливість для Єви полягає в тому, щоб змушувати Боба дешифрувати зашифровані повідомлення, які вона генерує, а вона могла б читати їх розшифровку. Це знову-таки можна зробити, лише захоплюючи або підміняючи шифрування.

При всіх видах нападів слід припускати, що сам алгоритм шифрування відомий. Пояснюється це зовсім просто – надто багато людей знають будь-який з цих алгоритмів, щоб зберігати їх у таємниці. Це припущення відомо як припущення Керкхоффа (**Kerchoff**). Захист залежить тільки від ключа. Деякі розробники комерційних програм шифрування в цілях підвищеної захисту намагаються зберігати свої алгоритми в секреті. Проте, реверсувати машинний код назад в асемблерний – щодо просте завдання, і нерозсудливо припускати, що такі коди не потраплять у погані руки.

5. Системи з приватними ключами

Системи (шифрування) з приватними ключами також називаються симетричними системами, тому що обидві зв'язані сторони мають той же самий ключ, а розшифровка – це просто зворотне кодування за допомогою ключа. Найбільш істотною перевагою систем з приватними ключами є те, що для даного рівня

захисту вони мають відносно невисоку складність.

Перестановочні шифри

У перестановочних шифрах позиції символів повідомлення змінюються, але значення повідомлення залишається незмінним.

Простий шифр – це спеціальна таблиця (сітка), куди повідомлення вписується одним способом, а потім враховується іншим. Ця операція показана на рис. 4.15. Повідомлення вписуються в рядки сітки, а зчитується по стовпцях. Стародавній варіант цього способу полягав у запису повідомлення на смугу, обгорнуту навколо циліндра, яка потім розкручувалася і відправлялася з посиленням. Обидві ці форми є простим чергуванням (розшаруванням), тільки використовуваним для різних цілей. Все, що потрібно зробити, – це визначити глибину сітки (або діаметр циліндра). Збільшення глибини сітки призводить до тих же проблем із затримкою, що і при чергуванні з контролем помилок:

T	H	I	S	I	S	A	THIS IS A MESSAGE TO SEND. ↓ TMTHEOISSSSEIANS GDAE.
M	E	S	S	A	G	E	
T	O	S	E	N	D	.	

Рис. 4.15. Простий шифр, що переставляється

Удосконалення цієї методики полягає в тому, щоб читати стовпці сітки в більш складному порядку, ніж просто зліва направо. Для вказівки порядку зчитування стовпців можна використовувати ключове слово, алфавітне упорядкування букв якого і визначає порядок читання стовпців. Наприклад, якщо б ключовим було слово *CIPHER*, то ми вписували б шифруєме повідомлення в 6 стовпців, і потім зчитували б стовпці в наступному порядку:

1 (c), 5 (e), 4 (h), 2 (i), 3 (p), 1 6 (r).

Проте, така система залишається все ще дуже сприйнятливою до нападів за методом проб і помилок.

Трансформаційні шифри

Моноалфавітний шифр

Найпростіший тип трансформаційного шифру повинен брати кожен символ в повідомленні і замінювати його в зашифрованому тексті іншим символом. Символи для зашифрованого тексту зазвичай беруться з того ж алфавіту, що і для повідомлення, але це не обов'язково. Система називається моноалфавітною через те, що кожен символ повідомлення завжди перетворюється в один і той же символ зашифрованого тексту.

Про раннє використання такої системи повідомив давньоримський коментатор пліток Светоній, хоча це в жодному разі не перше зареєстроване використання криптографії, яке відноситься до давнього Єгипту, і використовувалося в впізнаваних сьогодні формах ще греками. Светоній написав, що ще Юлій Цезар використовував систему перетворень при розмові зі своїми друзями. Він замінював кожную букву повідомлення на третю букву з того ж алфавіту (рис. 4.16), доводячи не тільки потребу в секретному політичному зв'язку, але і трудність збереження такого зв'язку в таємниці від преси! Термін "підстановка Цезаря" тепер застосовується до будь-якого шифру з подібним зрушенням між символами повідомлення і алфавітом Шифру, навіть якщо це зрушення не дорівнює трьом.

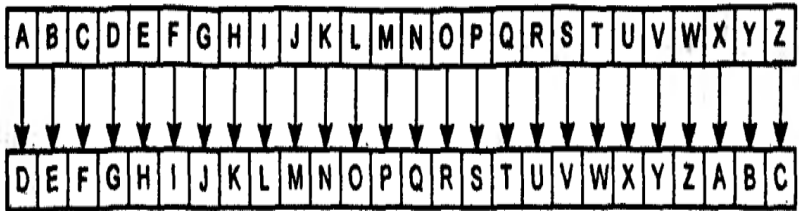


Рис. 4.16. Шифр з підстановкою Цезаря

Більш безпечною (але лише незначно) є довільна підстановка, коли змінюється порядок підстановки. Проте, хоча така система має більше можливих ключів (26! Замість 26 можливих в системі Цезаря, один з яких тривіальний), проблема з усіма моноалфавітними трансформаційними шифрами полягає в тому, що їх дуже просто атакувати з використанням частотного аналізу. Надмірність, властива англійській мові, така, що тільки близько 25 символів зашифрованого тексту потрібні для того, щоб дешифрувати повідомлення. Якщо в зашифрованому тексті залишаються прогалини, розшифровка його навіть спрощується, так як однолітерним словом може бути лише "а" або "І". Через ці дірки може просочуватися та інша інформація повідомлення. Випробувальна версія подібної "захисної" програми

використовується в системі програмування Java для шифрування адреси Web-сайту в тому випадку, якщо не було введено правильний ключ.

Проте, такий зашифрований текст легко перехоплювати, оскільки всі URL-адреси Web-мережі починаються з послідовності "http", а більшість з них містять рядок "www" і закінчуються на ".html" або ".htm". Таким чином, кодування символів **h, t, p, w** і **m** зазвичай вважається заданим.

Інша проблема з довільною підстановкою – довжина ключа, оскільки має бути визначено перетворення кожного символу. Це непросто запам'ятати. У простій системі подібного роду, іноді званою підстановкою Віженера (**Vigenere**) (хоча насправді вона не має ніякого зв'язку з цим французьким дипломатом 16-го сторіччя), використовується спеціальне кодове слово, щоб визначити декілька перших підстановок, і потім вставляються інші літери. Ключ у формі кодового слова легко запам'ятати, але шифр дуже простий, тому що останні символи алфавіту (такі як **w** або **y**) навряд чи будуть взагалі зашифровані (рис. 4.17).

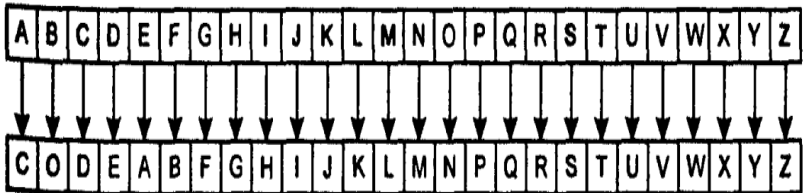


Рис 4.17. Шифр з підстановкою Віженера

Поліалфавітний шифр

Одним із способів подолання атаки частотного аналізу є використання різних алфавітів перетворення, що залежать від позиції символу в повідомленні. Система, винайдена Джироламо Кардано (Giralamo Cardano), згадується після системи Віженер. Для визначення числа підстановок Цезаря, які згодом будуть використовуватися для кодування, застосовується спеціальне кодове слово. Наприклад, нехай цим кодовим словом буде "code". Воно визначає чотири алфавіту (рис. 4.18, а), перший – зі зрушенням 2, другий – зі зрушенням 14,

третій – зі зрушенням 3 і четвертий – зі зрушенням 4. Приклад кодування показаний на рис. 4.18, б.

	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z
1	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	a	b
2	o	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n
3	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	a	b	c
4	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	a	b	c	d

а

1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3
T	H	I	S	I	S	A	M	E	S	S	A	G	E	T	O	B	E	C	O	D	E	D				
C	O	D	E	C	O	D	E	C	O	D	E	C	O	D	E	C	O	D	E	C	O	D				
V	V	L	W	K	G	D	Q	G	G	V	E	I	S	W	S	D	S	F	S	F	S	G				

б

Рис 4.18. Поліалфавітний шифр Віженера:

а – таблиці шифрування; б – приклад кодування

Такі поліалфавітні шифри кращі, ніж моноалфавітні, але вони все ще вразливі для нападу, що використовує частотний аналіз, коли нападник обчислює довжину повторення кодового слова і може потім виконати частотний аналіз для кожного алфавіту індивідуально. В системі Віженер атака навіть полегшується, тому що кожен алфавіт є підстановкою Цезаря.

Одноразове заповнення

Можна розширити поняття поліалфавітного шифрування до системи, названому "одноразовим заповненням" (One Time Pad), яка є єдиною повністю безпечною криптосистемою. У полі алфавітному шифруванні існує проблема повторення ключа. В системі одноразового заповнення кожне повідомлення шифрується за ключем, який потім анулюється і ніколи не використовується знову. Тому ключ

використовується тільки один раз, даючи шифру його назву. Криптограма залежить від повідомлення і ключа, але так як ключ унікальний для даної передачі й ніколи повторно не використовується, то Підслуховуючий не має ніякої можливості дізнатися його і зламати шифр. Процес кодування може бути дуже простим – потрібно просто додавати ключ до повідомлення (рис. 4.19).



Рис. 4.19. Система одноразового заповнення

Хоча цей метод вибрав би будь-який поважуючий себе шпигун, складність полягає в тому, що ключ використовується з такою ж швидкістю, як і повідомлення, і не може генеруватися будь-яким передбачуваним способом (але є можливість відгадати ключ). Проблема безпечного транспортування зашифрованого спілкування замінюється проблемами транспортування ключа еквівалентної довжини і генерації такого ключа. Ця система підходить для посилки відносно невеликої кількості дуже високозахиснених даних, в якій ключ можна надійно транспортувати тільки автономно.

Кодування зі зсувним регістром

Перестановки можна використовувати в додатках лінійного кодування, за допомогою яких руйнують довгі ряди нулів і одиниць. Подібну методику можна застосовувати і для шифрування, використовуючи *лінійний зсувний регістр зі зворотним зв'язком* (Linear Feedback Shift Register, LFSR), ініціалізувавши його деяким значенням і потім додаючи його висновок до повідомлення.

Аналогічний LFSR – регістр у приймальнику буде повертати біти до їх першої послідовності (рис. 4.20). *m*-каскадний регістр зсуву в загальному випадку здатний до створення неповторюваних послідовностей довжини до $2^m - 1$, які припускають гарний захист навіть для відносно невеликих значень *m*, але, на жаль, система дуже сприйнятлива до відомого нападу з відкритим текстом. Так як існує

Проект ІРВІ 03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Partnerства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



тільки т каскадів, то потрібні лише 2m розрядів у послідовності зсувного регістру для того, щоб обчислити відгалуження зворотного зв'язку і зламати код.

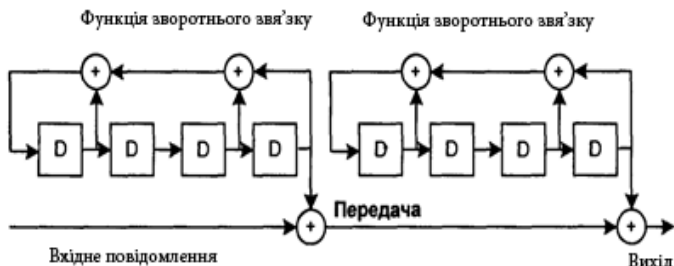


Рис. 4.20. LFSR-система шифрування

У практичних додатках використовуються також *нелінійні* зрушувачі регістри зі зворотним зв'язком, які володіють стійкістю проти подібних нападів. Нелінійним елементом може бути JK-тригер або мультиплексор. Можна також використовувати і множення, але проблема полягає в тому, що воно є асиметричною операцією і дає 0 в трьох випадках, а 1 – тільки в одному (для 1×1). Це означає, що у вихідній послідовності може бути занадто багато нулів і характеристики повідомлення можуть "витікати" через неї. Початкову установку регістра зсуву можна використовувати як ключ, але це змінює тільки початкову точку в генеруючій послідовності, роблячи регістр зсуву відносно негнучкими системами. Системи з регістрами зрушення прості в реалізації, але реально підходять тільки для додатків з низьким ступенем захисту.

Продукційні шифри

Як перестановочне, так і трансформаційні шифри мають свої переваги. Тому безпечну криптосистему можна побудувати шляхом їх об'єднання.

Продукційний шифр – це такий шифр, в якому об'єднано дві або декілька криптографічних функцій, виконуваних одна за одною. Прикладом такої системи є шифрувальна машина воєнного часу "Enigma" (Загадка), в якій ряд кодових коліс переставляв і перетворював символи повідомлення в кодові символи. Багато комерційних шифрів засновані на принципі виконання достатньої кількості відносно простих перестановок і перетворень, які формують безпечну систему.

Гарним прикладом системи цього типу є стандарт шифрування даних (Data Encryption Standard, DES), який використовує послідовність з 16 перетворень і перестановок. Він має 56-розрядний ключ, який, хоча і сприйнятливий до нападів "в лоб", але все ще дуже популярний. Інші приклади продукційних шифрів комерційного використання – Blowfish Брюса Шнейера, TC4 Рональда Райвеса і IDEA (International Data Encryption Algorithm) – міжнародний алгоритм шифрування даних, який використовує 128-розрядний ключ і ряд, що складається з 8 перетворень і перестановок. Продукційні шифри забезпечують дуже хороший компроміс між захистом, складністю і генерацією/розподілом ключів. Вони продовжують бути популярними і прийняті Національним інститутом стандартів і технологій США (NIST National Institute of Standards and Technology) для заміни стандарту під назвою (Розширений стандарт шифрування).

Потокові шифри

У поточних шифрах є зворотній зв'язок від відкритого тексту або, аналогічно, від зашифрованого тексту до ключа. Використання повідомлення для формулювання ключа таким способом називається Автоключ (AUT KEY) і було вперше запропоновано Віженером в 1568 році. Цей спосіб шифрування має перевагу в частині скорочення довжини ключа, який потрібно зберігати або транспортувати, але є в ньому і дуже суттєвий недолік, який полягає в тому, що, якщо в посиланні повідомлення міститься яка-небудь помилка, то ця помилка буде розмножуватися. У блоковому шифрі кожний блок розглядається окремо, так що помилки будуть мати відношення лише до одного блоку. Система Віженера подібна поліалфавітній системі, яка тепер носить його ім'я, але замість повторення ключового слова для визначення алфавіту, після початкового ключового слова (в якості якого Віженер використовував одиночний символ) використовується сам текст повідомлення (мал. 4.21). Це дозволяє уникати повторень, які послаблюють Поліалфавітні системи, але якщо хоча б один символ спотворений, то, починаючи від цієї точки, розшифровка буде помилковою.

Для того, щоб дешифрувати повідомлення, приймач знає ключове слово або символ (у прикладі, показаному на рис. 4.21, це один символ – "С"), що дозволяє розшифрувати перший символ повідомлення. Це дає ключ для наступного символу і т. д. Шифруванню і розшифровці допомагає таблиця Віженер (рис. 4.22). Шифром букви в першому рядку за алфавітом, заданому в першому стовпці, є буква на перетині цього рядка та стовпця.

Проект ІРВВ.03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавинська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



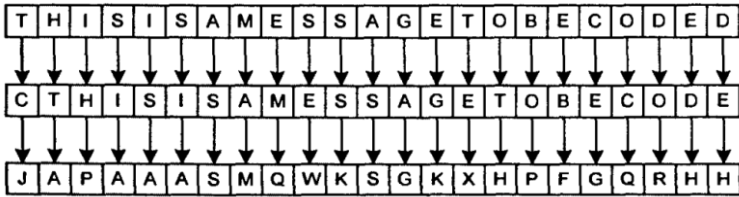


Рис. 4.21. Кодування в автоключовій системі Віженера

Така автоключова система не обмежується системою Віженер, її можна використовувати і з іншими шифрами. Досить серйозною проблемою є поширення помилок, але, щоб впливати на поточне кодування, можна використовувати попередні повідомлення, відкриті або закодовані. Це забезпечує суттєву перевагу, що полягає в тому, що порушуються взаємнооднозначні відносини між вхідними та вихідними блоками, від яких страждають навіть складні блокові шифри. Наприклад, якщо для захисту банківської системи використовується DES-шифрування, то можуть існувати короткі повідомлення (наприклад, підтверджуючі транзакції), які є однаковими в усіх випадках. Підслуховуючий може сформувати довідкову таблицю шифрограми без необхідності фактичної розшифровки повідомлень. Щоб запобігти цьому, DES-шифрування можна використовувати в потоковому режимі – цей дуже популярний режим, званий "щепленням блоків шифру" (ЩБШ-операція,) CBC – Cipher Block Chaining, що показаний на рис. 4.23. Перш ніж шифрувати повідомлення, до нього додається попередній блок шифрограми, а для першого блоку використовується деяке початкове значення (НЗ) цієї шифрограми. Існує, правда, ще й проблема з дуже короткими повідомленнями, які все ще можна розпізнавати, так що НЗ часто робиться залежним від номера комунікаційної послідовності або від деякої іншої перемінної, відомої обом сторонам.

a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z
b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a
c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b
d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c
e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d
f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e
g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e c
h i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g
i j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h
j k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i
k l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j
l m n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k
m n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l
n o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m
o p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n
p q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o
q r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p
r s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q
s t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r
t u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s
u v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t
v w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u
w x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v
x y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w
y z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x
z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: pntu.cbc@gmail.com



Рис. 4.22. Таблиця Віженера

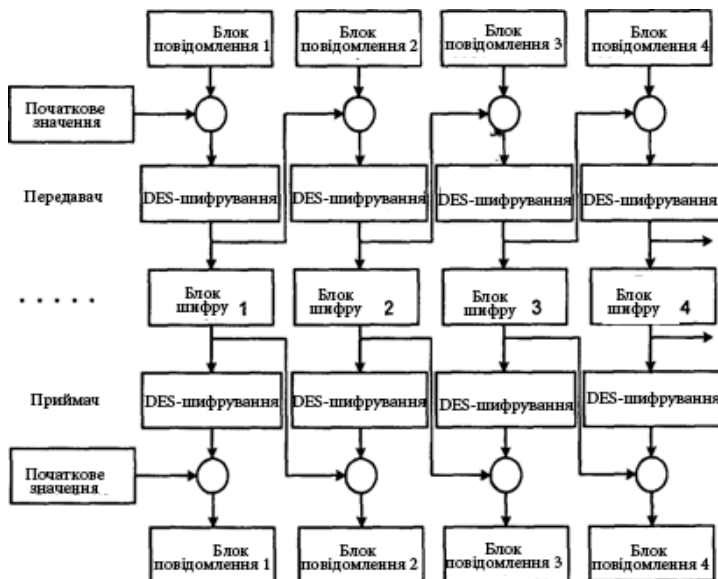


Рис. 4.23. "Щепленням блоків шифру" (ЩБШ-операція)

6. Роздільна здатність по дальності і швидкості

Розрізнити сигнали багатьох цілей можна по параметрах ехо-сигналів. Роздільна здатність включає поняття про розділення. Вона означає здатність визначати, чи є одна або більш за цілі в полі зору РЛС. Розглянемо ту, що окремо вирішує здатності по дальності (часу затримки) і за швидкістю (доплеровському зсуву частоти).

Роздільна здатність по дальності. Допустимо, приймаються два сигнали, відбитих від цілей, що знаходяться на одному напрямі, але на різних дальностях. Затримки сигналів $u(t)$ і $u(t-d)$ відрізняються один від одного на величину d . Для простоти вважаємо, що енергія сигналів однакова і рівна I . Необхідно оцінити, при яких значеннях d їх можна роздільно спостерігати. У методі розрізнюваності двох сигналів, запропонованим Вудвордом, визначається середній квадрат відхилення $u(t)$ і $u(t-d)$:

$$\Delta^2(\tau) = \frac{1}{E} \int I u(t) - u(t - \tau) I^2 dt. \quad (4.1)$$

Після обчислень: $\Delta^2(\tau) = 2[1 - R(\tau)]$, де нормована автокореляційна функція рівна: $R(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t - \tau)dt$.

Таким чином, мірою роздільної здатності сигналів в часі є автокореляційна функція сигналу. Для того, щоб відмінність сигналів була великою, потрібно форму сигналу $u(t)$ вибирати такий, щоб $|R(\tau)|$ було якомога ближче до нуля усюди, за винятком околиці точки $\tau=0$.

Роздільна здатність за часом тим вище, чим менше тривалість відгуку СФ. При виявленні сигналу з випадковою початковою фазою її вплив на відгук СФ виключають за допомогою детектора, включеного після фільтру.

Якщо мета переміщається, то роздільна здатність по дальності згідно:

$$\Delta R = c\tau_g / 2. \quad (4.2)$$

Роздільна здатність за швидкістю. При русі мети частота відбитого від неї сигналу відрізнятиметься на величину доплерівського зсуву.

Допустимо, приймається два сигнали, спектр один $\dot{g}(\omega)$ спектр іншого $\dot{g}(\omega - \Omega)$. Для розрізнення двох цілей, що знаходяться на одній дальності і одному напрямі, але, що мають різні радіальні швидкості руху, що становлять, можна узяти, як і у попередньому випадку, інтеграл від квадрата різниці спектрів як міра роздільної здатності по частоті:

$$\Delta_{\Omega}^2 = 2 \left[1 - \frac{1}{2\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} g^*(\omega) \dot{g}(\omega - \Omega) d\omega \right]. \quad (4.3)$$

Величину Δ_{Ω}^2 необхідно максимізувати для всіх апріорних значень Доплерівських зсувів, виключаючи область, близьку до $\omega = 0$.

Позначимо: $R(\Omega) = \frac{1}{2\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} g^*(\omega) \dot{g}(\omega - \Omega) d\omega$ – це вираз

комплексної функції частотної кореляції. Можна визначити постійний дозвіл ω_e (інтервал невизначеності) по Доплерівській частоті як еквівалентну ширину функції:

$$\Omega_g = \int_{-\infty}^{\infty} |R(\Omega)|^2 d\Omega. \quad (4.4)$$

Постійна дозволи за швидкістю визначається співвідношенням:

$$\Delta V_r = c\Omega_g / 2\omega_0. \quad (4.5)$$

Класи зондуючих сигналів

Всі існуючі види сигналів можна розділити на прості та складні. Простими сигналами називатимемо сигнали, для яких твір ефективної тривалості T сигналу на ефективну ширину спектру F рівний одиниці: $FT = 1$.

До *простих сигналів* відносяться одиночні радіоімпульси з огинаючими, описуваними простими функціями часу і частоти.

Складний сигнал можна отримати з простого імпульсного сигналу шляхом додаткової внутрішньоімпульсної модуляції ВЧ коливань по частоті або фазі. Тоді при тій же тривалості простого сигналу виходить ширший спектр за рахунок додаткової внутрішньоімпульсної модуляції, і твір тривалості сигналу на ширину спектру буде багато більше одиниці. Складний сигнал характеризується співвідношенням $FT \gg 1$. Складні сигнали описуються складними функціями часу і частоти.

Стиснення складного сигналу за часом і частотою

Для оптимальної обробки сигналу в виявлячах застосовують або корелятори, або узгоджені фільтри. Корелятор є фільтром із змінними параметрами, його називають активним фільтром. Узгоджений фільтр має постійні параметри і його називають пасивним фільтром. Максимальне значення відгуків корелятора і СФ пропорційно енергії вхідного сигналу, проте форма відгуків корелятора і СФ на складний сигнал різна.

Відгук СФ через спектр вхідного сигналу:

$$Z(T) = \int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 \exp[j\omega(t - \tau)] d\omega. \quad (4.6)$$

З цього виразу видно, що фазовий спектр сигналу компенсується зворотною фазовою характеристикою СФ. В результаті тривалість відгуку визначається енергетичним спектром сигналу

$|g(\omega)|$. Чим ширше енергетичний спектр вхідного сигналу, тим коротше відгук СФ. В результаті тривалість сигналу на виході СФ рівна:

$$\tau_s = 1/F. \quad (4.7)$$

Твір :

$$F\tau_s = 1. \quad (4.8)$$

Коефіцієнт стиснення складного сигналу по тривалості визначається відношенням:

$$T/\tau_s = FT. \quad (4.9)$$

Величину FT називають базою сигналу. Таким чином, сигнал по тривалості стискається на величину, рівну базі сигналу.

Розглянемо відгук корелятора на складний сигнал. Для обробки такого сигналу корелятором необхідно на перемножителі подати синхронно і синфазну копію сигналу. Тим самим внутрішньоімпульсна модуляція знімається, і спектр повністю

визначатиметься такою, що тільки огинає сигнал $\dot{A}(t)$. Якщо тривалість вхідного сигналу T , то ширина спектру, що огинає відгук корелятора $1/T$. Таким чином, корелятор проводить стиснення по спектру.

У тій же мірі, в якій стиснення по тривалості підвищує роздільну здатність по дальності, стиснення по спектру підвищує роздільну здатність за швидкістю. Застосовуючи змішаний кореляційно-фільтровий метод обробки складного сигналу, можна проводити стиснення складного сигналу по тривалості і частоті. Це властивість складних сигналів привернула фахівців тим, що з'явилася можливість збільшити енергію сигналу не за рахунок підвищення імпульсної потужності, а за рахунок збільшення тривалості сигналів, не погіршуючи при цьому роздільної здатності по дальності. Збільшення енергії сигналу шляхом підвищення імпульсної потужності зондуючого сигналу обмежується енергоздатністю електронних приладів і електричною міцністю антенно-фідерних трактів.

Іншою причиною, по якій складні сигнали почали використовуватися, є підвищення перешкодостійкості радіосистем щодо деяких класів перешкод.

Складні сигнали з лінійно-частотною модуляцією

Частота такого сигналу, що несе, змінюється в межах тривалості імпульсу T лінійно із швидкістю $\Delta\omega$. Миттєве значення частоти сигналу визначається виразом:

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{T}t \quad \text{при} \quad \left|t\right| \leq \frac{T}{2}, \quad (4.10)$$

де ω_0 – середня частота сигналу.

Фаза сигналу є інтеграл від зміни частоти:

$$\varphi(t) = \int_0^T \omega(t)dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{2T}t^2 + C. \quad (4.11)$$

Поклавши $u = 0$, при $t = 0$ отримаємо $\omega = 0$. Тоді миттєва напруга сигналу:

$$u(t) = A \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{T}t^2) \quad \text{при} \quad \left|t\right| \leq \frac{T}{2}. \quad (4.12)$$

Спектр складного сигналу ЛЧМ знайдемо за допомогою перетворення Фур'є:

$$\dot{g}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (4.13)$$

Після перетворень отримаємо амплітудний і фазовий спектри огинаючої ЛЧМ сигналу:

$$\left| \dot{G}(\omega) \right| = K \sqrt{[C(y_1) + C(y_2)]^2 + [S(y_1) + S(y_2)]^2}, \quad (4.14)$$

$$\varphi(\omega) = -\pi D \left(\frac{\omega}{\Delta\omega} \right)^2 + \arctg \frac{S(y_1) + S(y_2)}{C(y_1) + C(y_2)}, \quad (4.15)$$

$$\text{де } FT = D \quad C(y) = \int_0^y \cos\left(\frac{\pi}{2}x^2\right)dx, \quad S(y) = \int_0^y \sin\left(\frac{\pi}{2}x^2\right)dx.$$

Амплітудний і фазовий спектри ЛЧМ сигналу будуть лише зміщені на частоту ω_0 – частоту сигналу, що несе. Для них можна записати:

$$|g(\omega)| = K \sqrt{[C(y_1) + C(y_2)]^2 + [S(y_1) + S(y_2)]^2}, \quad (4.16)$$

$$\varphi(\omega) = -\pi D \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\Delta\omega} \right)^2 + \arctg \frac{S(y_1) + S(y_2)}{C(y_1) + C(y_2)}. \quad (4.17)$$

При великих D амплітудний спектр в межах смуги від $\omega_0 - D\omega/2$ до $\omega_0 + D\omega/2$ стає більш рівномірним і на межах смуги різко спадає, оскільки $S(y)$ при великих y прагнуть до значення 0,5. Тому при великих значеннях D спектр складного сигналу ЛЧМ близький до прямокутного.

Кореляційна функція ЛЧМ сигналу рівна:

$$R(\tau, \Omega) = (1 - |\tau|/T) \times \frac{\sin[\pi D(\tau/T + \Omega/\Delta\omega)(1 - |\tau|/T)]}{\pi D(\tau/T + \Omega/\Delta\omega)(1 - |\tau|/T)} \exp j\Omega\tau. \quad (4.18)$$

Квадрат модуля кореляційної функції $|R|^2$ огинає буде функцією невизначеності ЛЧМ сигналу (мал. 4.24):

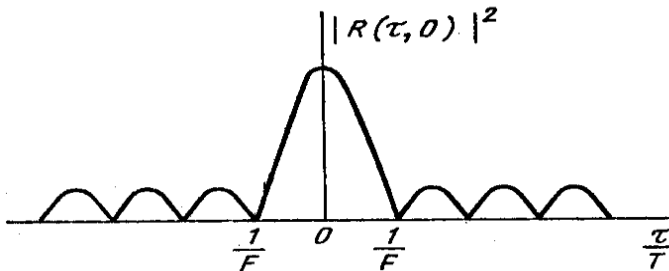


Рис. 4.24. Функція невизначеності ЛЧМ сигналу

Максимум цієї функції буде при $F = 0$ і $R = 0$. Тривалість кореляційної функції визначатиметься $2T$, оскільки $|R(F)| = 0$ при $|F| = T$. У середині інтервалу від $F = -T$ до $F = T$ кореляційна функція комплексною огинає буде тій, що коливає. Нулі і максимуми її будуть визначатися функцією $\sin x/x$. Перший нуль визначатиметься значенням $F = 1/F$ або $2R/D$. Ширина головної пелюстки кореляційної функції, що комплексною огинає по нульових значеннях буде рівна $2F = 4R$.

Для складного сигналу ЛЧМ з великим D перетин функції невизначеності по осі Ω близько до прямокутної форми, а по осі F

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



визначається функцією $\sin x/x$.

Складні фазоманіпуляційні сигнали

Фазоманіпуляційним сигналом (ФМ) називають послідовність радіоімпульсів тривалістю τ_u фе однакової форми, наступних один за одним з інтервалом τ_u і що відрізняються фазами ВЧ коливань. Амплітуди імпульсів частіше однакові, але можуть бути і різними.

Фаза спектру ФМ сигналу:

$$\psi(\omega) = \arctg \frac{\sum_{k=1}^N \dot{a}_k \sin[(k-1)\omega\tau_u]}{\sum_{k=1}^N \dot{a}_k \cos[(k-1)\omega\tau_u]} \quad (4.19)$$

Символи \dot{a}_k можуть бути знайдені з виразу:

$$\dot{a}_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \dot{H}(\omega) \exp j[(k-1)\omega\tau_u] d\omega \quad (4.20)$$

Спектр комплексною огинає в загальному вигляді записується так:

$$\dot{G}(\omega - \Omega) = \dot{S}(\omega - \Omega) \sum_{k=1}^N \dot{a}_k \exp j[-(k-1)(\omega - \Omega)\tau_u] \quad (4.21)$$

Кореляційна функція, що комплексною огинає ФМ сигналу визначає енергію одиничного імпульсу. Кореляційна функція сигналу з тією, що прямокутною огинає описується функцією:

$$\dot{r}_0(\tau, \Omega) = (1 - |\tau|/\tau_u) \times \frac{\sin 0,5\Omega\tau_u (1 - |\tau|/\tau_u)}{0,5\Omega\tau_u (1 - |\tau|/\tau_u)} \exp j[0,5\Omega(\tau_u + \tau)] \quad (4.22)$$

Максимальне значення $\dot{r}_0(0,0) = 1$.

Область сильної кореляції по осі часу рівно τ_u , а по осі частот $2\tau_u/\tau_u$. Тоді кореляційна функція, що комплексною огинає ФМ сигналу:

$$\dot{R}(\tau, \Omega) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^N \dot{a}_k \dot{a}_n^* \exp j[(n-1)\Omega\tau_u] \times \dot{r}_0[\tau(n-k)\Omega\tau_u] \quad (4.23)$$

Максимальні значення $\dot{R}_{nk \max}$ по осі x слідує через інтервали τ_u і утворюють гратчасту функцію.

Методика обчислення R_{nk} може бути зведена до складання

квадратної матриці, елементи якої рівні твору $a_k a_n$. Сума елементів головної діагоналі дає значення максимуму головної пелюстки кореляційної функції.



Контрольні запитання

1. В чому полягають основні характеристики кодування каналу?
2. Як відбуваються кодування зі зсувними регістром?
3. В чому особливість таблиці Віженера?
4. Назвіть та охарактеризуйте класи зондуючих сигналів.
5. Що таке фазоманіпуліровані сигнали?



ТЕМА 5. ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ РАДІОЛОКАЦІЙ

1. Радіолокація, завдання, застосування та основні характеристики

Радіолокацією називається область радіотехніки, що використовує явища віддзеркалення і випромінювання електромагнітних хвиль різними об'єктами для виявлення і вимірювання координат цих об'єктів. Радіотехнічні пристрої, призначені для вирішення вказаних завдань, називаються станціями радіолокацій (РЛС).

За допомогою засобів радіолокацій вирішуються найрізноманітніші завдання навігації, управління польотом і посадкою літальних апаратів, проводкою кораблів, прогнозування погоди, перехоплення об'єктів супротивника і прицілювання при стрільбині по ним. Пристрої радіолокацій починають використовуватися при дослідженні властивостей об'єктів спостереження, для визначення їх фізичних і кінематичних характеристик.

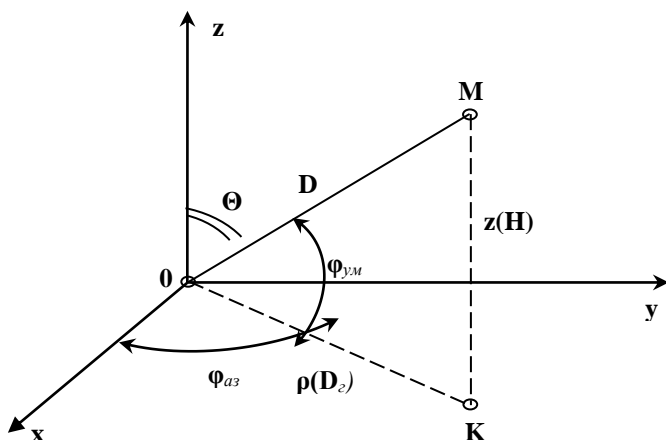


Рис. 5.1. Система координат, прийнята в радіолокації

При вирішенні різних завдань станції радіолокацій забезпечують:

- виявлення об'єктів;
- визначення їх державної приналежності (пізнання);
- вимірювання координат об'єктів і визначення їх положення;
- визначення параметрів руху об'єктів, виявлення їх траєкторій і прогноз їх подальших положень;
- визначення деяких фізичних властивостей і характеристик об'єктів.

Вимірювання координат об'єктів засобами радіолокацій здійснюється або в сферичній, або в циліндровій системах. За центр системи береться місце розташування РЛС (крапка Про на рис.5.1).

Сферичними координатами об'єкту спостереження (точка М на рис. 5.1) будуть:

D – радіус – вектор (дальність);

φ_{az} – довгота (азимут),

$\varphi_{розум}$ – кут місця, доповнюючий полярну відстань θ до 900 ($\text{розум} = 900 - \theta$).

У циліндровій системі положення об'єкту визначається аплікатою z (висота H) і полярними координатами ρ (горизонтальна дальність D) проекції точки M на площину $x_o y$.

Об'єктом спостереження радіолокації або, як частіше говорять, метою може бути будь-яке тіло або група тіл з електричними або

магнітними властивостями, відмінними від властивостей середовища, в якому розповсюджуються радіохвилі; метою може бути також і тіло, що характеризується власним випромінюванням радіохвиль. Цілями радіолокацій є літак, корабель, людина, грозова хмара, ділянка поверхні землі, спеціальний радіомаяк і тому подібне.

2. Фізичні основи виявлення цілей і визначення їх координат і швидкості

При спостереженні радіолокації інформація про цілі переноситься сигналами радіолокацій. Сигналами радіолокацій називаються електромагнітні коливання, параметри яких певним чином пов'язані з метою.

Відомо декілька *методів отримання сигналів радіолокацій*:

1. Метод активної радіолокації є найбільш поширеним і заснований на опромінюванні мети електромагнітною енергією і прийомі відбитих (розсіяних) метою радіохвиль приймальним пристроєм РЛС.

2. Метод активної відповіді – при цьому при опромінюванні мети електромагнітною енергією спрацьовує встановлений на меті ретранслятор (відповідач), який посиляє цілком певні радіосигнали; ці сигнали приймаються приймачем РЛС.

3. Метод пасивної радіолокації полягає в прийомі сигналів власного радіовипромінювання цілей (радіотеплове випромінювання тіл, випромінювання власних радіотехнічних пристроїв і ін.).

Виявлення цілей полягає у фіксації тих, що поступають на вхід приймального пристрою РЛС сигналів радіолокацій.

Вимірювання координат виявлених цілей засноване на визначенні значень параметрів сигналів радіолокацій, що несуть інформацію про ці цілі. При цьому використовуються наступні *фізичні властивості радіохвиль*:

- швидкість розповсюдження радіохвиль у вільному просторі (с) має кінцеве і приблизно постійне значення;
- траєкторії розповсюдження радіохвиль можна вважати прямими лініями;
- частота електромагнітних коливань, що приймаються, відрізняється від частоти коливань, що випромінюють, в тому випадку, якщо мета переміщається відносно РЛС (ефект Доплера).

Час розповсюдження радіохвиль від РЛС до мети і назад tD :

$$t_D = \frac{2D}{c}. \quad (5.1)$$

Тоді дальність мети по методу активної радіолокації:

$$D = \frac{ct_D}{2}. \quad (5.2)$$

Зазвичай величину t_D називають часом запізнювання відбитого сигналу.

Радіальна складова швидкості руху мети:

$$V_p = \frac{F_D c}{2f_{u3l}}, \quad (5.3)$$

де $F_D = \frac{2V_p}{c} f_{u3l} = \frac{2V_p}{\lambda}$ – доплерівський зсув частоти відбитих від цілей сигналів радіолокацій;

V_p – засновано на використанні ефекту Доплера, який виявляється двічі.

$$f_{np} = f_{omp} \left(1 \pm \frac{V_p}{c}\right). \quad (5.4)$$

Тоді,

$$f_{np} \approx f_{u3l} \left(1 \pm 2 \frac{V_p}{c}\right). \quad (5.5)$$

$$\text{Приймаємо, що } \frac{V_p}{c} \ll 1.$$

Знак “+” відповідає зближенню РЛС і цілі, знак “-” – їх видаленню.

Дальність дії у вільному просторі

Дальністю дії станції радіолокації називається найбільша відстань між станцією і метою, на якому виявлення мети проводиться із заданою вірогідністю правильного виявлення і помилкової тривоги.

Дальність дії залежить від технічних параметрів станції, характеристик мети, умов розповсюдження радіохвиль, наявності і рівня різного роду перешкод і ряду інших чинників, більшість з яких змінюється в часі випадковим чином. Їх кількісні значення, необхідні для розрахунку дальності, можуть визначатися лише з якоюсь вірогідністю, що визначає у результаті і вірогідність набутого

значення дальності дії. Графік на рис. 5.2 ілюструє характер залежності відносної зміни дальності виявлення від значення вірогідності правильного виявлення W_0 при заданій помилковій тривозі W .

Розглянемо дальність дії РЛС без урахування впливу земної поверхні і атмосфери на розповсюдження радіохвиль, тобто РЛС і мета знаходяться в «вільному» просторі.

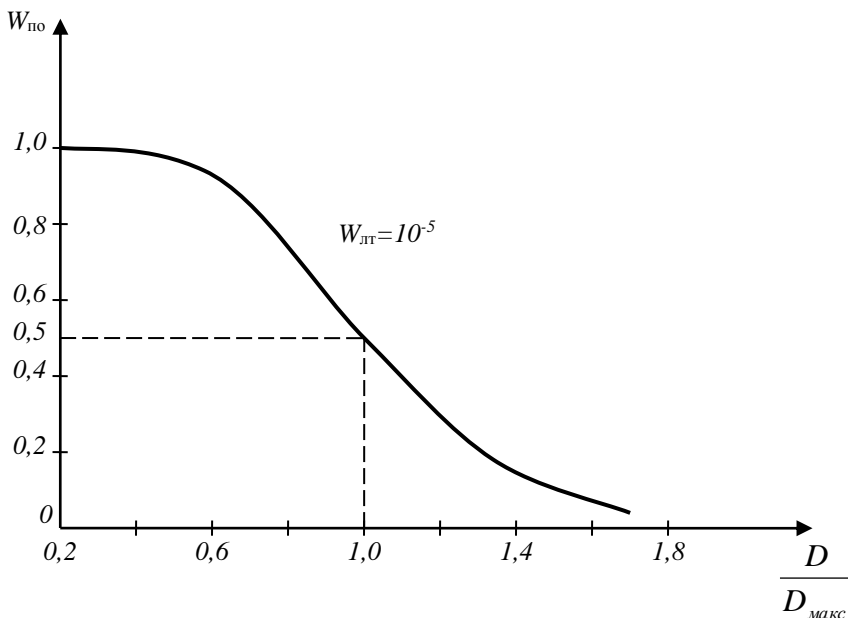


Рис. 5.2. Залежність відносної зміни дальності виявлення від значення вірогідності правильного виявлення

При опромінюванні потоком електромагнітної енергії одиночної мети, що знаходиться у вільному просторі, невелика частина розсіяною метою енергії прямує у бік приймальної антени РЛС. Зазвичай приймальна антена розташовується в одному пункті з передавальною або (при імпульсній роботі) є одночасно і передавальною.

Якщо передавальний пристрій РЛС виробляє енергію випромінювання, максимальне значення коефіцієнта посилення передавальної антени по потужності рівне $G_{опрд}$ і мета знаходиться на відстані D від станції радіолокації, то щільність потоку енергії у мети:

Проект IPBU.03.01.03-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$\rho_u = \frac{E_{\text{випр}}}{4\pi D^2} G_{\text{онпр}}, \quad (5.6)$$

де $4\pi D^2$ – поверхня сфери радіусом D .

$$\dot{A}_{\dot{a}\dot{e}\dot{i}\dot{o}} = \dot{E}_{\dot{a}\dot{e}\dot{i}\dot{o}} \tau_{\dot{n}}, \quad (5.7)$$

$P_{\text{випр}}$ – потужність випромінювання;

τ_c – час безперервного опромінювання мети (при імпульсній роботі – тривалість одного імпульсу).

Кількість енергії, перевипромінюване метою, визначається середнім значенням ефективної площі, що відображає:

$$E_u = \rho_u S_{\text{эфф0}} = \frac{E_{\text{изл}} G_{\text{онпр}} S_{\text{эфф0}}}{4\pi D^2}. \quad (5.8)$$

Щільність потоку енергії у приймальної антени:

$$\rho_u = \frac{E_u}{4\pi D^2} = \frac{E_{\text{випр}} G_{\text{онпр}} S_{\text{эфф0}}}{16\pi^2 D^4}. \quad (5.9)$$

Енергія сигналу радіолокації, що поступає з антени в узгоджений з нею приймач, рівна:

$$\dot{A}_c = \rho_{i\dot{o}i} S_{\dot{a}i\dot{o}i} = \frac{E_{\dot{a}\dot{e}\dot{i}\dot{o}} G_{0i\dot{d}\dot{a}} S_{\dot{a}\dot{d}0} S_{\dot{a}i\dot{o}i}}{16\pi^2 D^4}, \quad (5.10)$$

де $S_{\text{анпр}}$ – ефективна площа приймальної антени, пов'язана з геометричною площею виявлення антени співвідношенням:

$$S_{\text{анпр}} = (0,5 \div 0,7) S_{\text{прм}}. \quad (5.11)$$

На максимальній дальності виявлення енергії сигналу, що приймається, рівна пороговому значенню, тобто мінімально необхідному для виявлення із заданою вірогідністю W_0 і W .

Величина порогового значення енергії визначається чутливістю приймача РЛС $E_{\text{прм мин}}$. Таким чином, для максимального значення дальності $D_{\text{макс}}$ маємо:

$$E_c = E_{\text{прм мин}} = k_p N_0 = k_p k_u k T^\circ, \quad (5.12)$$

$$k_p = \frac{E_{\text{прм мин}}}{N_0} = f(W_{no}; W_{\text{дл}}). \quad (5.13)$$

Спектральна щільність потужності шуму приймача:

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@poblub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$N_0 = \frac{P_{ш}}{\Delta f} = k_{ш} k T^\circ \quad (5.14)$$

де $k_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача;

Δf – постійна Больцмана, рівна $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт·сек/град;

T_0 – абсолютна температура, при якій визначається величина $k_{ш}$ (зазвичай 2900 До).

Отримаємо наступний вираз для максимальної дальності дії:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_{0\text{прд}} S_{\text{анрм}} S_{\text{эфф0}}}{16\pi^2 k_p k_{ш} k T^\circ}} \quad (5.15)$$

Цей вираз може бути також представлений в інших еквівалентних видах, якщо використовувати відому залежність між коефіцієнтом посилення і виявленням антени:

$$G_{0\text{прд}} = \frac{4\pi S_{\text{анрм}}}{\lambda^2} \text{ або } S_{\text{анрм}} = \frac{G_{0\text{прм}} \lambda^2}{4\pi} \quad (5.16)$$

Замінюючи в (5.17) $G_{0\text{прд}}$ і відповідно до приведених вище формул, отримаємо:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} S_{\text{анрд}} S_{\text{анрм}} S_{\text{эфф0}}}{4\pi k_p k_{ш} k T^\circ \lambda^2}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_{0\text{прд}} G_{0\text{прм}} S_{\text{эфф0}} \lambda^2}{64\pi^3 k_p k_{ш} k T^\circ}} \quad (5.17)$$

Використання одне з трьох приведених виразів для розрахунку D_{\max} залежить від заданих (відомих) параметрів передавальної і приймальної антен.

Якщо в РЛС для випромінювання і прийому використовується одна і та ж антена, то у формулу (5.18) замість творів $S_{\text{а прд}}$ $S_{\text{а прм}}$ і $G_{0\text{прд}}$ $G_{0\text{прм}}$ слід підставити величини $S_{\text{а2}}$ і G_{02} відповідно:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} S_{\text{а}}^2 S_{\text{эфф0}}}{4\pi k_p k_{ш} k T^\circ \lambda^2}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_0^2 S_{\text{эфф0}} \lambda^2}{64\pi^3 k_p k_{ш} k T^\circ}} \quad (5.18)$$

Аналізуючи вирази для D_{\max} можна зробити наступні висновки:

1. Дальність дії РЛС визначається енергією випромінюваних сигналів і не залежить від їх форми (при інших заданих параметрах станції).

2. Збільшення енергії випромінювання, так само як і поліпшення чутливості приймача (зменшення $k_{ш}$), не дуже істотно впливає на величину D_{\max} , оскільки:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}}}{E_{\text{прммин}}}}. \quad (5.19)$$

З погляду економії споживаною РЛС енергії вигідніше для збільшення D_{\max} покращувати чутливість приймача (зменшувати величину $E_{\text{прм мин}}$), але з міркувань підвищення перешкодозахисної станції доцільно збільшувати $\epsilon_{\text{изл}}$.

Зазвичай при конструюванні станцій прагнуть збільшити як за рахунок збільшення чутливості приймача, так і шляхом вибору максимально можливої для конкретних умов енергії випромінювання.

3. Істотне збільшення дальності дії може бути досягнуте за рахунок збільшення розмірів антени. При використанні однієї антени для випромінювання і прийому:

$$D_{\max} = \sqrt{S_a} = d_a, \quad (5.20)$$

де d_a – діаметр рефлектора (лінійний розмір) антени.

4. При заданих розмірах антен, тобто при $S_a = \text{const}$ і $S_a = \text{const}$:

$$D_{\max} = \sqrt{\frac{1}{\lambda}}, \quad (5.21)$$

тобто укорочення хвилі при незмінних розмірах антен викликає збільшення D_{\max} . Це пояснюється тим, що в цьому випадку зменшення λ приводить до збільшення коефіцієнта посилення антен.

1. Якщо фіксувати значення G_0 , то:

$$D_{\max} = \sqrt{\lambda}. \quad (5.22)$$

Така залежність з'являється у зв'язку з тим, що при збільшенні довжини хвилі для збереження колишніх значень коефіцієнтів посилення антен, необхідно збільшувати $S_a = \text{прд}$ і $S_a = \text{прм}$.

У РЛС, де розміри антен обмежуються певними габаритами, для підвищення дальності дії доцільно зменшувати довжину хвилі. Якщо ж вимоги до розмірів антен не є жорсткими, можна підвищувати D_{\max} , збільшуючи довжину хвилі з одночасним збільшенням розмірів антени так, щоб величина $G_0 = \text{const}$.

2. Невелика міна ефективній площі мети, що відображає, не дуже істотно впливають на величину D_{\max} , оскільки:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{S_{\text{эфф}0}} \quad (5.23)$$

У ряді випадків зручніше користуватися формулами, в яких відношення енергії випромінювання і порогового значення енергії сигналу замінюється відношенням відповідних потужностей. Така заміна можлива за умови узгодження смуги пропускання приймача D_f з тривалістю сигналу τ_c . Оскільки в загальному випадку $D_f \tau_c = 0$, то відношення:

$$\frac{E_{\text{двд}}}{E_{\text{двд}}} = \frac{E_{\text{двд}}}{k_{\delta} k_{\phi} k T^{\circ}} = \frac{P_{\text{двд}} \tau_{\text{п}}}{k_{\delta} k_{\phi} k T^{\circ}} = \frac{P_{\text{двд}} \xi}{k_{\delta} k_{\phi} k T^{\circ} \Delta f} = \frac{P_{\text{двд}}}{k_{\delta} P_{\phi}} \xi = \frac{P_{\text{двд}}}{P_{\text{двд}}} \xi \quad (5.24)$$

При узгодженні смуги пропускання приймача D_f з тривалістю сигналу с коефіцієнт 1 і відношення: $\frac{E_{\text{изл}}}{E_{\text{прммин}}} = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{прммин}}}$.

Для отримання необхідної величини k_p при виявленні мети, що знаходиться на максимальній дальності, значення енергії випромінювання передавача визначається при інших заданих параметрах станції виразом:

$$E_{\text{изл}} = \frac{16\pi^2 k_p k_u k T^{\circ}}{G_{\text{опр}0} S_{\text{анрм}} S_{\text{эфф}0}} D_{\max}^4 \quad (5.25)$$

Якщо забезпечити отримання необхідної величини за час τ_c по яких-небудь причинах неможливо, то проводять декілька опромінювань мети і накопичення відбитих сигналів.

Іноді передавальна і приймальна антени виявляються рознесеними на значну відстань один від одного. Тоді кількість енергії, перевипромінюваною метою у напрямі приймальної антени, рівна:

$$E_{\text{ц}} = \frac{E_{\text{изл}} G_{\text{опр}0} S_{\text{эфф}0}}{4\pi D_{\text{прд}}^2}, \quad (5.26)$$

де $D_{\text{прд}}$ – відстань від РЛС до мети.

Значення енергії відбитого сигналу на вході приймача:

$$E_c = \frac{E_{изл} G_{0прд} G_{0прм} S_{эфф0} \lambda^2}{63\pi^3 D_{прд}^2 D_{прм}^2}, \quad (5.27)$$

де $D_{прм}$ – відстань від мети до приймальної антени.
Для порогового значення сигналу отримаємо:

$$(D_{прд} D_{прм})_{\max} = \sqrt{\frac{E_{изл} G_{0прд} G_{0прм} S_{эфф0} \lambda^2}{64\pi^3 E_{пр\min}}}. \quad (5.28)$$

Останній вираз показує, що при малій відстані між метою і приймальним пристроєм опромінювання мети може проводитися з великої відстані, і навпаки, але обов'язково повинна виконуватися умова:

$$(D_{прд} D_{прм}) \leq (D_{прд} D_{прм})_{\max}. \quad (5.29)$$

Дальність дії при активній відповіді

Для вирішення деяких тактичних завдань і підвищення тактичних можливостей РЛС (наприклад, для пізнання цілей, збільшення дальності виявлення, підвищення точності вимірювання координат і так далі) на об'єктах, що підлягають спостереженню радіолокації, встановлюють відповідачі (ретранслятори). При заданих параметрах РЛС (запитувача): $E_{\text{випр з}}$, $G_{\text{визн з}}$, $S_{\text{а прм з}}$, і відповідача: $E_{\text{випр}}$, $G_{\text{визн}}$, $S_{\text{а прм}}$, енергія запитального сигналу на вході приймача відповідача, що знаходиться на відстані D від РЛС, рівна:

$$E_{c\zeta} = \frac{A_{\text{а в і д}} G_{0\text{а в і д}} S_{\text{а в і д}}}{4\pi D^2}. \quad (5.30)$$

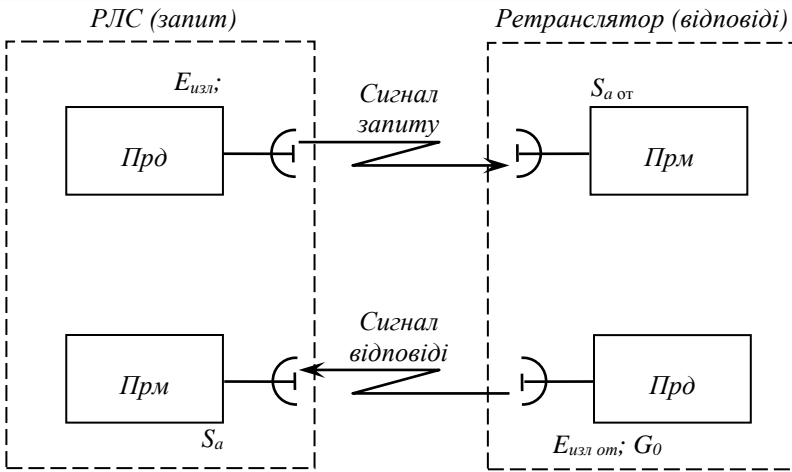


Рис. 5.3. РЛС з активною відповіддю

На приймальну антену відповідача поступає прямий (запитальний) сигнал передавача РЛС.

Після відповідних перетворень цей сигнал поступає на запуск передавача відповідача, що виробляє у відповідь сигнал. У відповідь сигнал, що значно перевищує по енергії, відбитий від мети, приймається антенною РЛС (рис. 5.3).

Максимальній дальності запиту $D_{\text{макс}}$ відповідає порогове значення енергії запитального сигналу на вході приймача відповідача, рівне чутливості приймача, $E_{\text{прм мин}} = kT_0$.

Таким чином:

$$D_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{E_{\text{изл}} G_{0\text{прдз}} S_{\text{анрмот}}}{4\pi E_{\text{прмминот}}}}. \quad (5.31)$$

Енергія у відповідь сигналу на вході приймача РЛС рівна:

$$E_{\text{соо}} = \frac{E_{\text{излот}} G_{0\text{прдот}} S_{\text{анрмз}}}{4\pi D^2}, \quad (5.32)$$

а максимальна дальність відповіді $D_{\text{макс}}$ від визначиться чутливістю приймача запитувача $E_{\text{прм мин з=крз}} kшз kT_0$

$$D_{\text{максот}} = \sqrt{\frac{E_{\text{излот}} G_{0\text{прдот}} S_{\text{анрмз}}}{4\pi E_{\text{прмминз}}}}. \quad (5.33)$$

Для системи радіолокації з активною відповіддю параметри системи доцільно вибирати так, щоб $D_{\text{макс}}=D_{\text{макс}}$, оскільки інакше дальність дії системи визначатиметься найменшим значенням $D_{\text{макс}}$ по одному з каналів (запиту або відповіді), а можливості іншого каналу не будуть повністю реалізовані.

Енергетичні параметри системи повинні при цьому вибиратися виходячи з рівності виразів (5.32) і (5.33):

$$\frac{E_{\text{излз}}}{E_{\text{излот}}} = \frac{E_{\text{прмминот}}}{E_{\text{прмминз}}} \frac{S_{\text{анрдом}}}{S_{\text{анрдом}}} \frac{S_{\text{анрмз}}}{S_{\text{анрмз}}} \frac{\lambda_z^2}{\lambda_{\text{от}}^2}. \quad (5.34)$$

Якщо запит і відповідь іноді здійснюється на одній частоті і для передачі і прийому у запитувача, так само як і у відповідача, використовується одна і та ж антена, то:

$$\frac{E_{\text{випр}}}{E_{\text{випром}}} = \frac{E_{\text{отрим}}}{E_{\text{перед}}}. \quad (5.35)$$

Отримане співвідношення іноді називають *рівнянням збалансованої системи з активною відповіддю*.

Вираз (5.35) буде справедливий при пасивній радіолокації, коли мета випромінює енергію $E_{\text{випр}}=E_{\text{отр}}$, енергія запитального сигналу на, спрямованість випромінювання характеризується коефіцієнтом $G=G_{\text{від}}$.

3. Вплив віддзеркалень від земної поверхні на дальність дії РЛС

Якщо в наземних (корабельних) РЛС застосовані антени з широкою діаграмою спрямованості, радіохвилі досягають цілі і повертаються назад до РЛС як прямим шляхом, так і відбиваючись заздалегідь від земної поверхні.

Земля в районі точки віддзеркалення є достатньо «гладкою і ідеально віддзеркалювальною поверхнею, мета спостерігається в межах кута місця, амплітудні відмінності доданків сигналу неістотні.

Амплітуда напруженості поля випромінювання з урахуванням впливу землі за таких умов рівна:

$$\zeta_{зм} \approx 2\zeta_m \left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{ym}}{\lambda} \right|, \quad (5.36)$$

де ζ_m – амплітуда напруженості поля для випадку вільного простору;

h – висота розташування антени РЛС;

φ – кут місця мети.

Діаграма спрямованості антени із-за впливу землі набуває пелюсткового характеру з максимумом $\zeta_{зм, макс} = 2\zeta_m$ у крапках, де:

$$\left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{ym}}{\lambda} \right| = 1 \text{ і мінімальними значеннями } \zeta_{зм, мин} = 0 \text{ при}$$

$$\left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{ym}}{\lambda} \right| = 0.$$

Число пелюсток діаграми спрямованості і їх ширина залежать від висоти підйому антени h і довжини хвилі:

$$n_{\lambda} = \frac{2h}{\lambda}, \quad \theta_{ym}^{\circ} = 14,3 \frac{\lambda}{h}. \quad (5.37)$$

Кут місця максимуму нижньої пелюстки рівний приблизно $4h$.

При підйомі антени РЛС число пелюсток збільшуватиметься при одночасному їх звууженні, а нижня пелюстка розташовуватиметься ближче до земної поверхні.

Максимальне значення коефіцієнта направленої дії антени за потужністю з урахуванням впливу Землі, який приймаємо практично рівним відповідному значенню коефіцієнта посилення антени, позначимо через $G_{0зм}$. Оскільки:

$$\frac{G_{0зм}}{G_0} = \frac{\zeta_{зм}^2}{\zeta_m^2} = 4 \sin^2 \frac{2\pi h \varphi_{ym}}{\lambda}, \quad (5.38)$$

ТО

$$G_{0зм} = G_0 \cdot 4 \sin^2 \frac{2\pi h \varphi_{ym}}{\lambda}. \quad (5.39)$$

Вважаючи, що в РЛС використовуються для передачі і прийому однакові антени, розташовані на однаковій висоті h , або одна і та ж антена, отримаємо формулу для максимальної дальності з урахуванням впливу Землі:

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LINTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$D_{\text{максзм}} = 2 \left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} \right| D_{\text{макс}}, \quad (5.40)$$

де $D_{\text{макс}}$ – максимальна дальність у вільному просторі.

При виявленні цілей, що летять низько, коли напрям на мету антенної системи лежить нижче за максимум першої пелюстки:

$$H \ll D,$$

$$\sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} = \sin \frac{2\pi h H}{\lambda D} \approx \frac{2\pi h H}{\lambda D}, \quad (5.41)$$

вираз (5.41) прийме наступний вигляд:

$$G_{0\text{зм}} = G_0 \frac{16\pi^2 h^2 H^2}{\lambda^2 D^2}. \quad (5.42)$$

При підстановці цього виразу в (5.39) отримаємо формулу максимальної дальності виявлення цілей, що летять низько, з урахуванням впливу Землі:

$$D_{\text{максзм}} = 8 \sqrt{\frac{E_{\text{изл}} 4\pi G_0^2 S_{\text{эфф}} h^4 H^4}{k_p k_u k T^\circ \lambda^2}}. \quad (5.43)$$

Залежність дальності виявлення цілей, що летять низько, від енергії випромінювання і чутливості приймача ще слабкіша, ніж для вільного простору. Істотніше дальність виявлення залежить від висоти польоту мети H і висоти антени станції радіолокації h . Найбільш доцільним способом збільшення дальності в цьому випадку є збільшення висоти підйому антени станції радіолокації.

Вплив певних факторів на дальність дії РЛС

Розповсюджуючись в атмосфері, радіохвилі ослабляються із-за втрати частини електромагнітної енергії, яка поглинається і розсівається молекулами кисню і водяної пари, атмосферними осіданнями, частинками пилу і іншими неоднорідностями атмосфери.

Ослаблення енергії радіохвиль осіданнями відбувається як за рахунок її поглинання частинками вологи (в основному при малих розмірах крапель, наприклад при тумані), так і унаслідок її розсіяння (при крупних краплях).

Ослаблення енергії залежить від довжини хвилі, температури, вологості, атмосферного тиску і параметрів частинок, зухвале поглинання і розсіювання електромагнітної енергії.

Сніг і град при однаковій з дощем інтенсивності значно менше впливають на величину ослаблення енергії, тому їх можна не брати до уваги.

Слід мати на увазі, що загасання радіохвиль зменшується більш ніж в три рази при підвищенні температури від 0 до 400 С. Поглинання в кисні пропорційно квадрату тиску і, отже, зменшується з підйомом на висоту. Поглинання в парах води пропорційно вологості.

При проходженні радіохвиль в прямому і зворотному напрямі через ділянку атмосфери довжиною l км., на якому загасання характеризується величиною $1g$ дБ/км, загальне ослаблення енергії буде рівне $2l$ дБ. Виражаючи в децибелах відношення енергій сигналів на вході приймача без урахування і з урахуванням ослаблення, отримаємо:

$$10 \lg \frac{E_c}{E_{cn}} = 2l \delta_n. \quad (5.44)$$

Переходячи до натуральних логарифмів, знаходимо:

$$\ln \frac{E_c}{E_{cn}} = 2,3 \lg \frac{E_c}{E_{cn}} = 2,3 \frac{2l \delta_n}{10} = 0,46 \delta_n l \text{ і } E_{cn} = E_c e^{-0,46 \delta_n l}, \quad (5.45)$$

тобто загасання енергії в атмосфері має експоненціальний характер.

За відсутності ослаблення енергії сигналу, що приймається

$$E_c = \frac{k_D}{D^4} \text{ а при його обліку } E_{cn} = \frac{k_D}{D^4} e^{-0,46 \delta_n l},$$

де k_D – величина, визначувана рештою параметрів, що входять у виразі для дальності.

Із-за наявності ослаблення одному і тому ж пороговому значенню сигналів відповідатимуть різні дальності.

У першому випадку $D = D_{\max}$, а в другому випадку, коли потрібно компенсувати втрати енергії, менша дальність: $D = D_{\max}$. Таким чином, для порогових умов отримаємо:

$$E_{\text{примин}} = \frac{k_D}{D_{\max}^4} = \frac{k_D}{D_{\max}^4} e^{-0,46 \delta_n l}. \quad (5.46)$$

Звідси знаходимо вираз для максимальної дальності виявлення

Проект ІРВІ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лаврівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



з урахуванням ослаблення енергії в атмосфері:

$$D_{\text{макс}} = D_{\text{макс}} e^{-0,15\delta_n l} \quad (5.47)$$

4. Вплив кривизни земної поверхні і атмосферної рефракції на дальність дії

У реальних умовах слід враховувати кривизну земної поверхні, оскільки здатність радіохвиль діапазону УКВ до обгинування опуклих поверхонь виражена дуже слабо і дальність дії обмежуватиметься граничним значенням $D_{\text{пред}}$.

При прямолінійному розповсюдженні радіохвиль гранична дальність, звана «дальністю прямої видимості», буде рівна (рис. 5.4):

$$D_{\text{пред0}} = \sqrt{(R_3 + h)^2 - R_3^2} + \sqrt{(R_3 + H)^2 - R_3^2}, \quad (5.48)$$

де $R_3=6370$ км – радіус Землі.

Оскільки $2R_3 \gg h$ і $2R_3 \gg H$ то

$$D_{\text{пред0}} \approx \sqrt{2R_3} (\sqrt{h} + \sqrt{H}) = 113(\sqrt{h} + \sqrt{H}) \text{ км.} \quad (5.49)$$

При виявленні космічних об'єктів, що високо летять, наприклад, супутників зв'язку, коли величини R_3 і H вимірюються:

$$D_{\text{пред0}} = 113 \left[\sqrt{h} + \sqrt{H \left(1 + \frac{H}{12740} \right)} \right] \text{ км.} \quad (5.50)$$

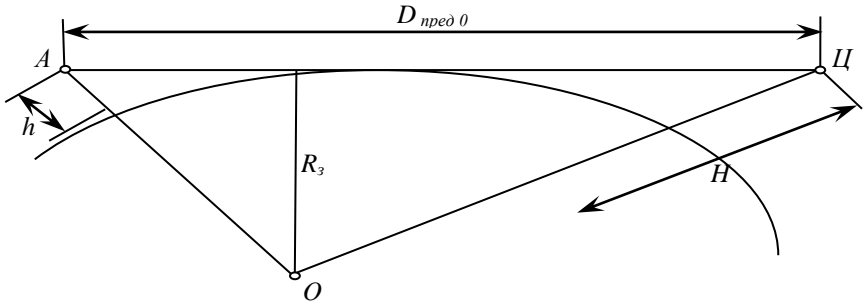


Рис. 5.4. Гранична дальність дії РЛС при прямолінійному розповсюдженні радіохвиль

Неоднорідність тропосферних шарів атмосфери по висоті приводить до викривлення траєкторії радіохвиль (рефракції) у вертикальній площині. Величина і характер рефракції залежать від швидкості зміни коефіцієнта заломлення n при зміні висоти. Величина n визначається формулою:

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$(n-1) \cdot 10^{-6} \approx \frac{77,6}{T^{\circ}} \left(p_B + \frac{4810e}{T^{\circ}} \right), \quad (5.51)$$

де T° – абсолютна температура повітря;

p_B – барометричний тиск повітря, мбар (1 мм рт.ст.=1,3332 мбар);

e – парціальний тиск водяної пари (абсолютна вологість), мбар.

Облік впливу рефракції при розрахунках розповсюдження радіохвиль зазвичай полягає в заміні радіусу Землі R_z його ефективним значенням.

Значення ефективного радіусу Землі визначається з рівняння:



$$\frac{1}{R_{эфф}} = \frac{1}{R_z} + \frac{dn}{dH}. \quad (5.52)$$

Контрольні запитання

1. Що таке радіолокація?
2. Назвіть завдання, застосування та основні характеристики радіолокації.
3. В чому полягає вплив на дальність дії РЛС?
4. Які фізичні основи виявлення цілей і визначення їх координат Ви знаєте?



ТЕМА 6. МЕТОДИ І ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ

1. Методи вимірювання дальності

Відомі різні підходи до класифікації методів вимірювання дальності. Відповідно до параметрів сигналів існують:

- амплітудний;
- фазовий або частотний методи вимірювання.

1. Амплітудний метод

При амплітудному методі вимірювання визначається час запізнювання характерної зміни амплітуди сигналу радіолокації, що приймається. З різних видів модуляції випромінюваних коливань найбільш споживаною є імпульсна.

Розглянемо пристрій імпульсної далекомірної РЛС (мал. 6.1 і 6.2). Передавач станції генерує радіоімпульси тривалістю τ_i з періодом повторення T_i (напряга u_2 на рис. 6.2). Антенний перемикач (АП) під'єднує антену до передавача на час генерації τ_i до приймача на

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



решту всього часу. Відбиті імпульсні сигнали запізнюються на якийсь час tD ; на вхід приймача поступають і коливання передавача, і відбиті сигнали (u_3).

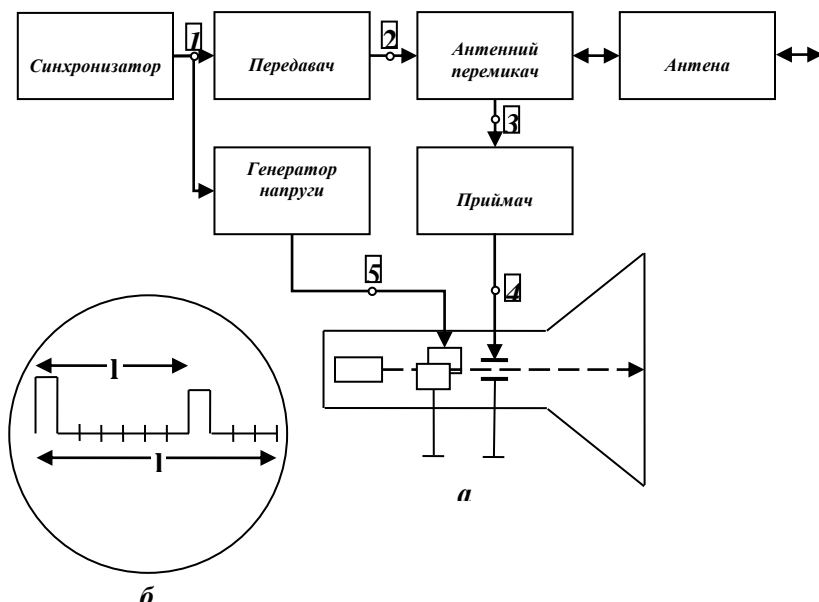


Рис. 6.1. Функціональна схема імпульсного вимірника дальності (а)

зображення сигналів на екрані електроннопроменевого індикатора (б)

Час запізнювання відбитих сигналів малий (воно складає тисячні або навіть мільйонні долі секунди), і звичайні годинникові механізми для його вимірювання непридатні. Одним з найбільш споживаних приладів для вимірювання часу запізнювання є електроннопроменева трубка. На рис. 6.1, а показана трубка з електростатичним управлінням. До пластин трубки, що вертикально відхиляють, підводяться імпульси напруги з виходу приймача u_4 ; до пластин, що горизонтально відхиляють, від спеціальної схеми підводиться пилоподібна напруга u_5 (рис. 6.2). Передавач і схема створення пилоподібної напруги запускаються одночасно імпульсами синхронізуючого пристрою, тому одночасно з випромінюванням імпульсу передавача починається горизонтальне переміщення плями по екрану трубки.

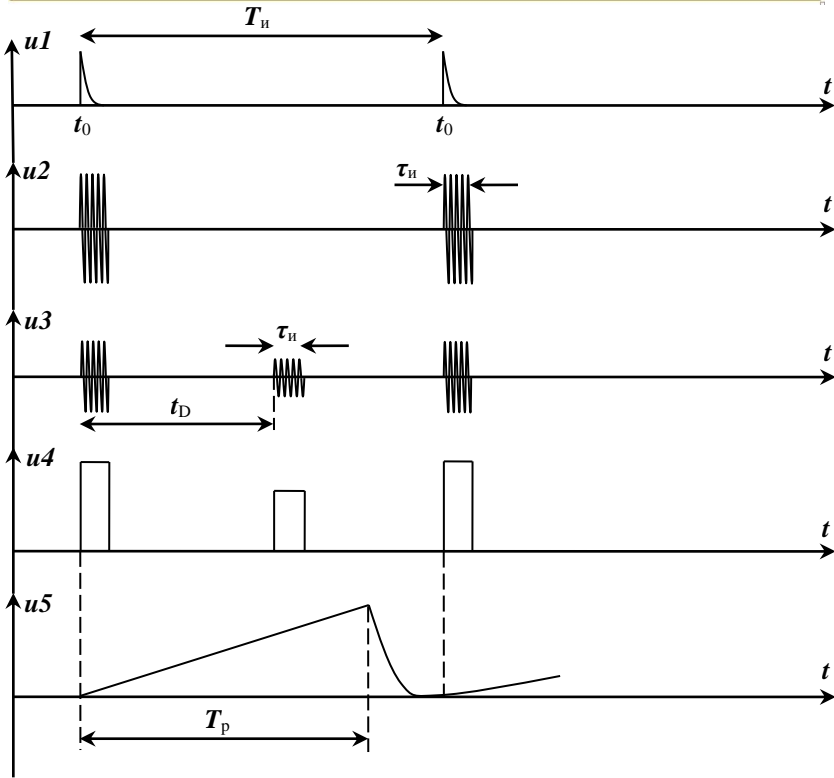


Рис. 6.2. Епюри напруги в точках 1-5 схеми імпульсного далекоміра (рис. 6.1, а)

Картина, спостережувана на індикаторі, ілюструється рис. 6.1, б, пляма відтворює ті, що огинають імпульсів, що випромінюють і відбитого, відстань між якими l пропорційно дальності виявленої мети:

$$l = V_{\Pi} t_D = V_{\Pi} \frac{2D}{c}, \quad (6.1)$$

де V_{Π} – швидкість руху плями по екрану індикатора, звідки

$$D = \frac{c}{2V_{\Pi}} l. \quad (6.2)$$

Переваги імпульсних далекомірів:

- можливість побудови РЛС з однією антеною;
- простота індикаторного пристрою;

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лявівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



- зручність одночасного вимірювання дальності багатьох цілей;
- простота розділення випромінюваних імпульсів, що тривають дуже малий час τ_i , і сигналів, що приймаються.

Недоліки імпульсного методу:

- необхідність використання великих імпульсних потужностей передавачів;
- неможливість вимірювання малих дальностей;
- велика мінімальна дальність станції (що визначається тривалістю випромінюваних імпульсів і часом протікання перехідних процесів в антенному перемикачі), яка складає сотні або навіть тисячі метрів.

2. Частотний метод та його застосування

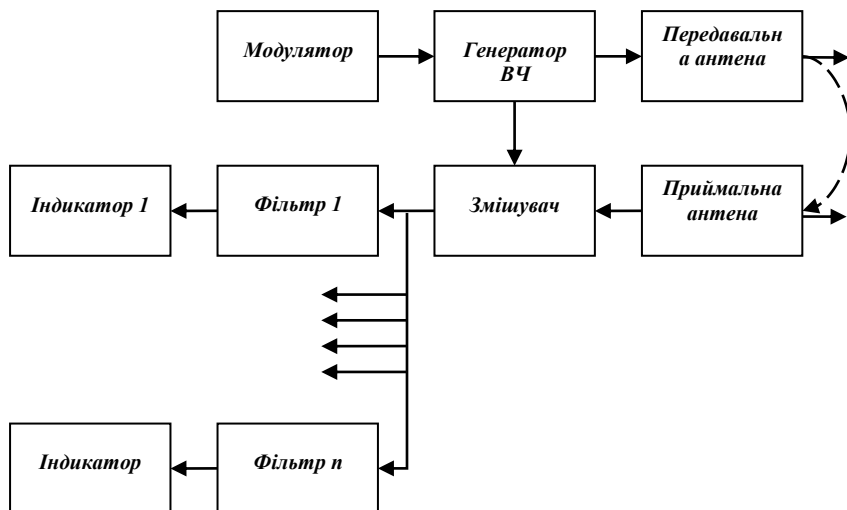


Рис. 6.2. Функціональна схема РЛС з частотною модуляцією

Частотний метод визначення дальності заснований на використанні частотної модуляції випромінюваних безперервних коливань; час запізнювання визначається шляхом вимірювання різниці частот коливань, що випромінюють, і відбитого сигналу.

Генератор високої частоти, керований модулятором, виробляє коливання з частотою, що змінюється по періодичному закону (рис.

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства

6.4, суцільна лінія). Частота сигналу, відбитого від нерухомої мети, змінюватиметься по такому закону, але тільки із зрушенням по тимчасовій осі на час запізнювання t .

На рис. 6.4, а частота відбитих коливань показана штриховою лінією. Відбиті сигнали і коливання генератора підводяться до змішувача, що утворюється на виході змішувача різницева частота (рис. 6.4) пропорційна дальності мети. Якщо кругова частота випромінювання:

$$\omega_{изл} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} t, \quad (6.3)$$

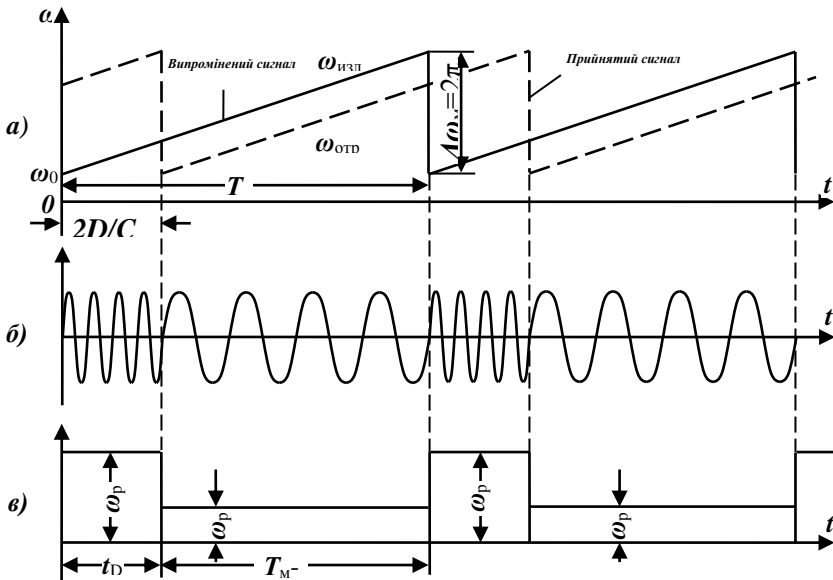


Рис. 6.4. Зміна частоти випромінюваних коливань, що приймаються:

- а) – частоти сигналу, що випромінює і прийнятого;
- б) – перетворений сигнал (биття);
- в) – зміна частоти перетвореного сигналу.

де $\Delta\omega_m$ – девіація частоти передавача, то частота сигналу, відбитого від нерухомої мети, буде рівна:

$$\omega_{omp} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_m}{T_m}(t - t_D) = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_m}{T_m}\left(t - \frac{2D}{c}\right). \quad (6.4)$$

Різницева частота, що виділяється на виході змішувача:

$$\omega_p = \omega_{изл} - \omega_{omp} = \frac{2\Delta\omega_m}{cT_m}D = \frac{4\pi F_m \Delta f_m}{c}D. \quad (6.5)$$

Звідси:

$$D = \frac{c\omega_p T_m}{2\Delta\omega_m} = \frac{cf_p}{2\Delta f_m F_m}. \quad (6.6)$$

Формули (6.4) і (6.5) пояснюють залежність між дальністю мети і різницевою частотою і дозволяють зрозуміти суть методу.

Для вимірювання різницевої частоти використовуються фільтри і лічильники імпульсів. При використанні фільтрів можливі два варіанти: застосовується група фільтрів, налаштованих на фіксовані частоти, або один фільтр із змінною настройкою. Попадання сигналу різницевої частоти в той або інший фільтр (на що вкаже відповідний індикатор, наприклад, неонova лампочка) дозволить визначити дальність мети.

Далекоміри даного типу дозволяють визначати дуже малі дальності і використовувати передавачі з малою потужністю випромінювання.

Недоліки далекомірів з частотною модуляцією:

- необхідність використання або двох антен, або складного пристрою для розділення випромінюваних сигналів, що приймаються;
- погіршення чутливості приймача унаслідок просочування в приймальний тракт через антену випромінювання передавача, схильного до випадкових змін;
- високі вимоги до лінійності зміни частоти.

3. Фазові методи та їх особливості

Фазові методи засновані на вимірюванні різниці фаз синусоїдальних коливань, що випромінюють, і прийнятих радіосигналів. Функціональна схема простого фазового далекоміра зображена на рис. 6.5.

Генератор створює незгасаючі коливання частоти ω_0 , випромінювані в простір. Фаза коливань, що випромінюють:

$$\psi_{изл} = \omega_0 t + \psi_1, \quad (6.7)$$

де ψ_1 – початкове значення фази.

Фаза сигналу, що приймається:

$$\psi_{np} = \omega_0(t - t_D) + \psi_{отр} + \psi_{РЛС} + \psi_1. \quad (6.8)$$

Тут $\psi_{отр}$ – фазове зрушення, пов'язане з віддзеркаленням радіохвилі від мети;

$\psi_{РЛС}$ – фазове зрушення в ланцюгах РЛС, який можна вважати відомим, оскільки він піддається вимірюванню і може бути врахований.

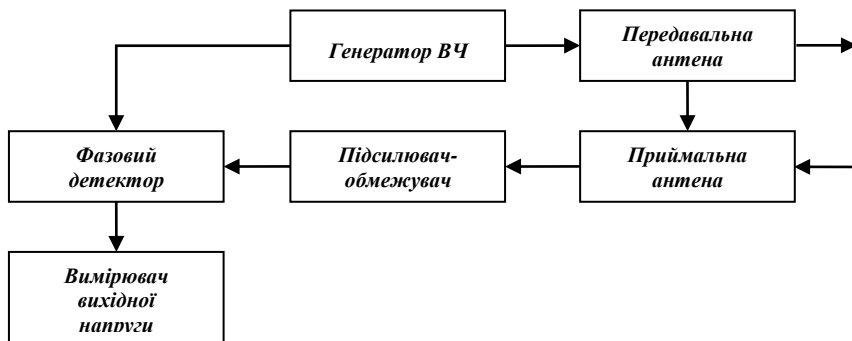


Рис. 6.5. Функціональна схема простого фазового вимірювача дальності

Прийняті коливання порівнюються з коливаннями височастотного генератора; різниця фаз пропорційна дальності мети:

$$\Delta\psi = \psi_{изл} - \psi_{пр} = \omega_0 t_D - \psi_{отр} - \psi_{РЛС}. \quad (6.9)$$

Або:

$$\Delta\psi = \frac{4\pi}{\lambda} D - \psi_{отр} - \psi_{РЛС}. \quad (6.10)$$

Даний метод вимірювання практично не використовують по двох обставинах. По-перше, дуже малий діапазон однозначного вимірювання і, по-друге, у формулу (6.9) входить невідома величина $\psi_{отр}$. Неоднозначність вимірювань визначається тим, що фазометричний пристрій дозволяє визначати фазові зрушення тільки в межах від 0 до 2π . Допустившись, що $\Delta\psi \leq 2\pi$, з формули (6.10) отримаємо, що діапазон однозначного вимірювання дальності не перевищує половини довжини хвилі: $\Delta D_{одн} \leq \lambda/2$.

У радіолокації використовуються ультракороткі хвилі і, отже, діапазон однозначно вимірюваної дальності не перевищує одиниць метрів. Що стосується фазового зрушення $\psi_{отр}$, що утворюється при віддзеркаленні високочастотних коливань від мети, то, оскільки він вельми складним чином залежить від конфігурації мети, її розмірів і розташування відносно РЛС, то заздалегідь знати не можна і тому не можна коректувати свідчення вимірника.

Вказані недоліки простого фазового далекоміра усуваються при використанні складніших схем, в яких застосовується не менше двох частот.

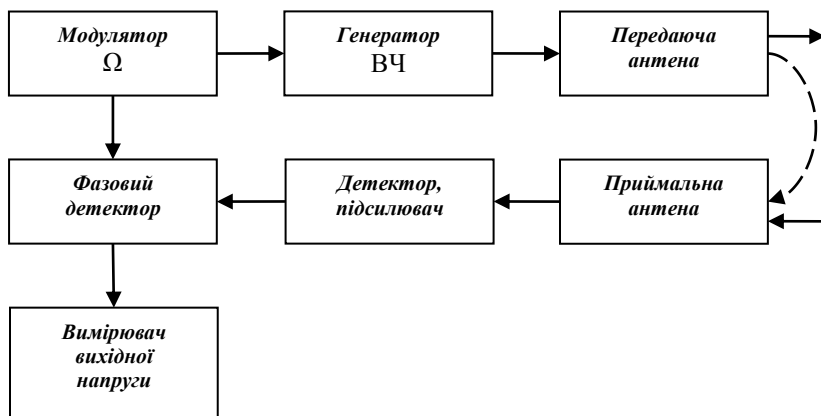


Рис. 6.6. Функціональна схема фазового вимірника дальності з модулятором

Проект ІРВІУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



На рис. 6.6 зображена функціональна схема фазового далекоміра з використанням низької частоти Ω , на якій здійснюється вимірювання фазового зрушення, і високою ω_0 , такою, що грає роль переносника інформації.

Модулятор створює синусоїдальна напруга $U_m \cos(\Omega t + \psi_0)$, що модулює по амплітуді коливання генератора високої частоти:

$$u_{\text{ген}} = U_0 [1 + m \cos(\Omega t + \psi_0)] \cos(\omega_0 t + \psi_1), \quad (6.11)$$

де m – коефіцієнт модуляції.

Модульовані коливання випромінюються в простір. Прийняті сигнали після посилення детектуються, і виділяється та, що їх огинає, фаза якої порівнюється з фазою коливань модулятора. Фаза, що огинає прийнятих сигналів залежить від дальності мети:

$$\psi = \Omega(t - t_D) + \psi_0 + \psi_{\text{РЛС}} = \Omega(t - \frac{2D}{c}) + \psi_0 + \psi_{\text{РЛС}}. \quad (6.12)$$

У формулу (6.12) не включено фазове зрушення такою, що огинає коливань при віддзеркаленні $\psi_{\text{отр}}$, який нехтує малий.

Фазове зрушення в ланцюгах РЛС $\psi_{\text{РЛС}}$ може бути зміряним і врахованим при градуванні фазометричного пристрою. Різниця фаз

низькочастотних коливань $\Delta\psi = \frac{2\Omega}{c} D$ дозволяє визначити дальність мети:

$$D = \frac{c}{2\Omega} \Delta\psi. \quad (6.13)$$

Частота може бути вибрана достатньо низькою, що забезпечить великий діапазон однозначно вимірюваних дальностей.

Даний далекомірний пристрій характеризується такими перевагами:

- потрібна мала потужність випромінювання, оскільки генеруються незгасаючі коливання;
- точність вимірювання дальності практично не залежить від доплерівського зрушення частоти відбитого сигналу;
- просто само вимірювальний пристрій.

Недоліки:

- відсутній дозвіл по дальності, оскільки за наявності одночасно двох цілей їх сигнали роздільно спостерігати не можна;
- чутливість приймача погіршується унаслідок просочування, випромінювання передавача;
- необхідно дві антени або систему розв'язки випромінюваних коливань, що приймаються.

Відомий інший варіант двочастотного фазового далекоміра (рис. 6.7).

РЛС включає два генератори високочастотних коливань і два приймачі, що працюють відповідно на частотах ω_1 і ω_2 . Коливання обох генераторів підводяться до передавальної антени, а також до першого змішувача; з виходу приймачів два сигнали впливають на другий змішувач.

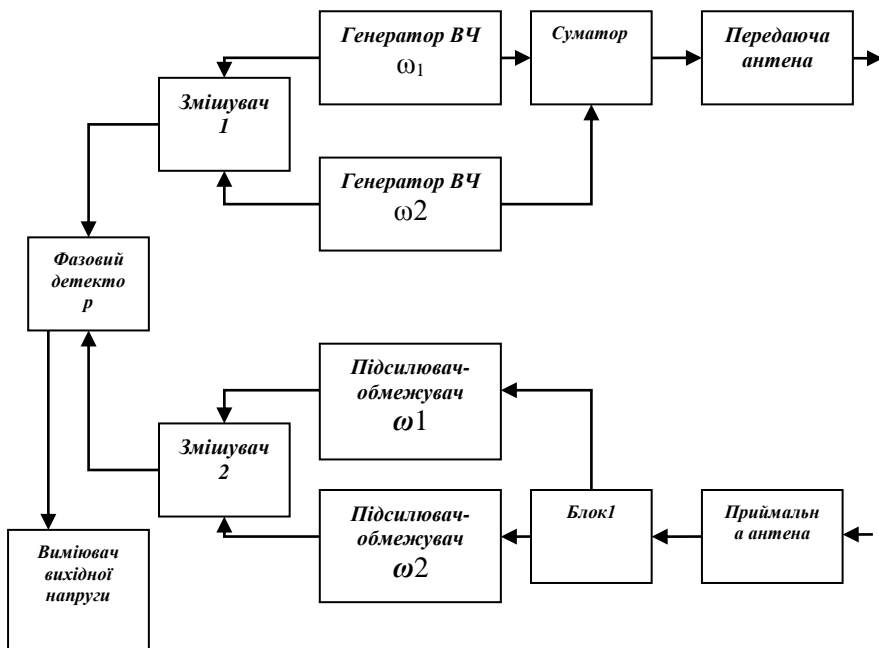


Рис. 6.7. Функціональна схема двочастотного фазового вимірника дальності

Хай напруга генераторів:

$$u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \psi_{01}) \quad (6.14)$$

і

$$u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \psi_{02}). \quad (6.15)$$

На виході першого змішувача отримаємо коливання першої різницевої частоти:

$$u_{p1}(t) = U_{p1} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \psi_{01} - \psi_{02}]. \quad (6.16)$$

Якщо не враховувати фазових зрушень в ланцюгах РЛС, то обидва прийняті сигнали можуть бути записані як:

$$\begin{aligned} u_{np1} &= U_{np1} \cos[\omega_1(t - t_D) + \psi_{01} + \psi_{omp1}] \\ u_{np2} &= U_{np2} \cos[\omega_2(t - t_D) + \psi_{02} + \psi_{omp2}] \end{aligned} \quad (6.17)$$

і напруга другої різницевої частоти на виході другого змішувача:

$$u_{p2}(t) = U_{p2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - (\omega_1 - \omega_2)t_D + (\psi_{01} - \psi_{02}) + (\psi_{omp1} - \psi_{omp2})]. \quad (6.18)$$

За умови, що випромінювані частоти мало відрізняються один від одного $\left| \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \right| \ll 1$ фазові зрушення при віддзеркаленні від мети на обох частотах можна вважати однаковими, тобто $\psi_{01} \approx \psi_{02}$.

Вимірювання фазового зрушення $\Delta\psi$ дозволяє визначити дальність мети:

$$D = \frac{c}{2(\omega_1 - \omega_2)} \Delta\psi. \quad (6.19)$$

Аналіз формули (6.19) показує, що в розглянутому далекомірі може бути забезпечений великий діапазон однозначного вимірювання

дальності [різниця $(\omega_1 - \omega)$ є малою величиною], а також виключається вплив на результат вимірювань фазового зрушення $\psi_{\text{отр}}$. Такому далекоміру властиві перераховані вище достоїнства і недоліки, властиві всім РЛС з безперервним випромінюванням.

4. Мережеві протоколи та їх рівні застосування

Модель OSI

Організація взаємодії між пристроями в мережі є складною задачею.

На початку 80-х років ряд міжнародних організацій по стандартизації - ISO, ITU-T і деякі інші – розробили модель, яка зіграла значну роль у розвитку мереж. Ця модель називається моделлю взаємодії відкритих систем (Open System Interconnection, OSI) або моделлю OSI. Модель OSI визначає різні рівні взаємодії систем, дає їм стандартні імена і вказує, які функції повинен виконувати кожний рівень. Модель OSI була розроблена на основі великого досвіду, отриманого при створенні комп'ютерних мереж, в основному глобальних, у 70-ті роки. Повний опис цієї моделі займає більше за 1000 сторінок тексту.

У моделі OSI (мал. 6.5) засоби взаємодії діляться на сім рівнів: прикладний, представницький, сеансовий, транспортний, мережевий, каналний і фізичний. Кожен рівень має справу з одним певним аспектом взаємодії мережевих пристроїв.

Модель OSI описує тільки системні засоби взаємодії, що реалізуються операційною системою, системними утилітами, системними апаратними засобами. Модель не включає засоби взаємодії додатків кінцевих користувачів. Свої власні протоколи взаємодії додатку реалізують, звертаючись до системних засобів. Тому необхідно розрізняти рівень взаємодії додатків і прикладний рівень.

Слід також мати на увазі, що додаток може взяти на себе функції деяких верхніх рівнів моделі OSI. Наприклад, деякі СУБД мають вбудовані засоби віддаленого доступу до файлів. У цьому випадку додаток, виконуючи доступ до віддалених ресурсів, не використовує системну файлову службу; він обходить верхні рівні моделі OSI і звертається напряму до системних засобів, відповідальних за транспортування повідомлень по мережі, які розташовуються на нижніх рівнях моделі OSI.

Отже, нехай додаток звертається із запитом до прикладного рівня, наприклад до файлової служби. На підставі цього запиту програмне забезпечення прикладного рівня формує повідомлення

Проект ІРВІУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суспільства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



стандартного формату. Звичайне повідомлення складається із заголовка і поля даних. Заголовок містить службову інформацію, яку необхідно передати через мережу прикладному рівню машини-адресата, щоб повідомити йому, яку роботу треба виконати.

У нашому випадку заголовок, очевидно, повинен містити інформацію про місце знаходження файлу і про тип операції, яку необхідно над ним виконати. Поле даних повідомлення може бути порожнім або містити які-небудь дані, наприклад ті, які необхідно записати у віддалений файл. Але для того, щоб доставити цю інформацію за призначенням, належить вирішити ще багато задач, відповідальність за які несуть підпорядковані рівні.

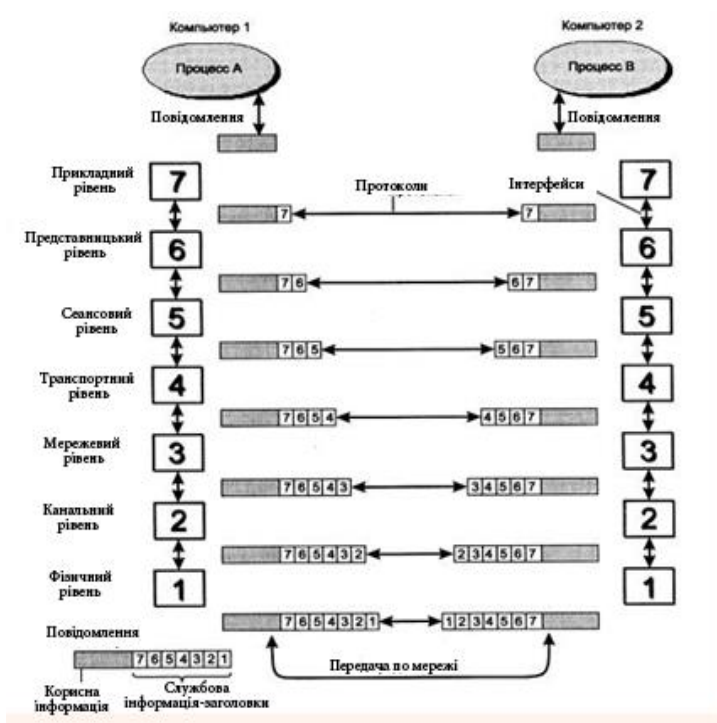


Рис. 6.6. Модель взаємодії відкритих систем ISO / OSI

Після формування повідомлення прикладний рівень направляє його вниз по стеку представницькому рівню. Протокол представницького рівня на підставі інформації, отриманої із заголовка прикладного рівня, виконує необхідні дії і додає до повідомлення

власну службову інформацію-заголовок представницького рівня, в якому містяться вказівки для протоколу представницького рівня машини-адресата. Отримане в результаті повідомлення передається вниз сеансовому рівню, який, в свою чергу, додає свій заголовок і т. д. (Деякі реалізації протоколів вміщують службову інформацію не тільки на початку повідомлення у вигляді заголовка). Нарешті, повідомлення досягає нижнього, фізичного рівня, який власне і передає його по лініях зв'язку машині-адресату. До цього моменту повідомлення "обростає" заголовками всіх рівнів (рис. 6.7).

Коли повідомлення по мережі поступає на машину-адресата, воно приймається її фізичним рівнем і послідовно переміщається вгору з рівня на рівень. Кожний рівень аналізує і обробляє заголовок свого рівня, виконуючи відповідні даному рівню функції, а потім видаляє цей заголовок і передає повідомлення рівню.



Рис. 6.7. Вкладеність повідомлень різних рівнів

Поряд з терміном повідомлення (message) існують і інші терміни, що застосовуються мережевими фахівцями для позначення одиниць даних в процедурах обміну. У стандартах ISO для позначення одиниць даних, з якими мають справу протоколи різних рівнів, використовується загальна назва протокольний блок-даних (Protocol Data Unit, PDU). Для позначення блоків даних певних рівнів часто використовуються спеціальні назви: кадр (frame), пакет (packet), дейтаграма (datagram), сегмент (segment).

У моделі OSI розрізняються два основних типи протоколів. У протоколах з встановленням з'єднання (connection-oriented) перед обміном даними відправник і одержувач повинні спочатку встановити з'єднання і, можливо, вибрати деякі параметри протоколу, які вони будуть використовувати при обміні даними. Після завершення діалогу вони повинні розірвати це з'єднання.

Телефон – це приклад взаємодії, заснованого на встановленні з'єднання.

Друга група протоколів – протоколи без попереднього

встановлення з'єднання (connectionless). Такі протоколи називаються також дейтаграмним протоколом. Відправник просто передає повідомлення, коли воно готове.

Опускання листа в поштову скриньку – це приклад зв'язку без попереднього встановлення з'єднання. При взаємодії комп'ютерів використовуються протоколи обох типів.

Фізичний рівень

Фізичний рівень (Physical layer) має справу з передачею бітів по фізичних каналах зв'язку, таких, наприклад, як коаксіальний кабель, вита пара, оптоволоконний кабель або цифровий територіальний канал. До цього рівня мають відношення характеристики фізичних середовищ передачі даних, такі як смуга пропускання, перешкодозахищеність, хвильовий опір і інші. На цьому ж рівні визначаються характеристики електричних сигналів, що передають дискретну інформацію, наприклад, крутість фронтів імпульсів, рівні напруження або струму сигналу, тип кодування, швидкість передачі сигналів. Крім цього, тут стандартизуються типи роз'ємів і призначення кожного контакту.

Функції фізичного рівня реалізуються у всіх пристроях, підключених до мережі. З боку комп'ютера функції фізичного рівня виконуються мережевим адаптером або послідовним портом. Прикладом протоколу фізичного рівня може служити специфікація

10-Base-T технології Ethernet, яка визначає як використовуваного кабелю неекрановану виту пару категорії 3 із хвильовим опором 100 Ом, роз'єм RJ-45, максимальну довжину фізичного сегмента 100 метрів, манчестерський код для представлення даних в кабелі, а також деякі інші характеристики середі і електричних сигналів.

Канальний рівень

На фізичному рівні просто пересилаються біти. При цьому не враховується, що в деяких мережах, в яких лінії зв'язку використовуються (розділяються) наперемінно декількома парами взаємодіючих комп'ютерів, фізична середа передачі може бути зайнята. Тому однією із задач канального рівня (Data Link layer) є перевірка доступності середовища передачі. Іншою задачею канального рівня є реалізація механізмів виявлення і корекції помилок. Для цього на канальному рівні біти групуються в набори, звані кадрами (frames).

Канальний рівень забезпечує коректність передачі кожного кадру, вміщуючи спеціальну послідовність біт в початок і кінець кожного кадру, для його виділення, а також обчислює контрольну



суму, обробляючи всі байти кадру певним способом і додаючи контрольну суму до кадру. Коли кадр приходить по мережі, одержувач знов обчислює контрольну суму отриманих даних і порівнює результат з контрольною сумою з кадру. Якщо вони збігаються, кадр вважається правильним і приймається. Якщо ж контрольні суми не співпадають, то фіксується помилка. Канальний рівень може не тільки виявляти помилки, але і виправляти їх за рахунок повторної передачі пошкоджених кадрів. Необхідно відзначити, що функція виправлення помилок не є обов'язковою для канального рівня, тому в деяких протоколах цього рівня вона відсутня, наприклад, в Ethernet і frame relay.

У протоколах канального рівня, що використовуються в локальних мережах, закладена певна структура зв'язків між комп'ютерами і способи їх адресації. Хоча канальний рівень і забезпечує доставку кадру між будь-якими двома вузлами локальної мережі, він це робить тільки в мережі з абсолютно певною топологією зв'язків, саме тією топологією, для якої він був розроблений. До таких типових топологій, що підтримуються протоколами канального рівня локальних мереж, відносяться загальна шина, кільце і зірка, а також структури, отримані з них за допомогою мостів і комутаторів. Прикладами протоколів канального рівня є протоколи Ethernet, Token Ring, FDDI, 100VG-AnyLAN.

У локальних мережах протоколи канального рівня використовуються комп'ютерами, мостами, комутаторами і маршрутизаторами. У комп'ютерах функції канального рівня реалізуються спільними зусиллями мережевих адаптерів і їх драйверів.

У глобальних мережах, які рідко володіють регулярною топологією, канальний рівень часто забезпечує обмін сполученнями тільки між двома сусідніми комп'ютерами, сполученими індивідуальною лінією зв'язку. Прикладами протоколів "точка-точка" (як часто називають такі протоколи) можуть служити широко поширені протоколи PPP і LAP-B. У таких випадках для доставки повідомлень між кінцевими вузлами через всю мережу використовуються засоби і мережевого рівня. Саме так організовані мережі X.25. Іноді в глобальних мережах функції канального рівня в чистому вигляді виділити важко, оскільки в одному і тому ж протоколі вони об'єднуються з функціями мережевого рівня. Прикладами такого підходу можуть служити протоколи технологій ATM і frame relay.

У цілому канальний рівень являє собою вельми могутній і закінчений набір функцій по пересилці сполучень між вузлами мережі. У деяких випадках протоколи канального рівня виявляються самодостатніми транспортними засобами і можуть допускати роботу



понад них безпосередньо протоколів прикладного рівня або додатків, без залучення засобів мережевого і транспортного рівнів. Наприклад, існує реалізація протоколу управління мережею SNMP безпосередньо поверх Ethernet, хоча стандартно цей протокол працює на основі мережевого протоколу IP і транспортного протоколу UDP. Природно, що застосування такої реалізації буде обмеженим – вона не підходить для складних мереж різних технологій, наприклад Ethernet і X.25, і навіть для такої мережі, в якій у всіх сегментах застосовується Ethernet, але між сегментами існують петлевідні зв'язку. А ось в двосегментній мережі Ethernet, об'єднаній мостом, реалізація SNMP над каналним рівнем буде цілком працездатна.

Тим не менше для забезпечення якісного транспортування повідомлень у мережах будь-яких топологій і технологій функцій каналного рівня виявляється недостатньо, тому в моделі OSI рішення цієї задачі покладається на два наступних рівні – мережевий і транспортний.

Мережевий рівень

Мережевий рівень (Network layer) служить для утворення єдиної транспортної системи, що об'єднує декілька мереж, причому ці мережі можуть використати абсолютно різні принципи передачі повідомлень між кінцевими вузлами і володіти довільною структурою зв'язків. Функції мережевого рівня досить різноманітні. Почнемо їх розгляд на прикладі об'єднання локальних мереж.

Протоколи каналного рівня локальних мереж забезпечують доставку даних між будь-якими вузлами тільки в мережі з відповідною типовою топологією, наприклад топологією ієрархічної зірки. Це дуже жорстке обмеження, яке не дозволяє будувати мережі з розвинутою структурою, наприклад, мережі, що об'єднують декілька мереж підприємства в єдину мережу, або високонадійні мережі, в яких існують надлишкові зв'язки між вузлами. Можна було б ускладнювати протоколи каналного рівня для підтримки петлевидних надмірних зв'язків, але принцип поділу обов'язків між рівнями призводить до іншого розв'язку. Щоб з одного боку зберегти простоту процедур передачі даних для типових топологій, а з іншою допустити використання довільних топологій, вводиться додатковий мережевий рівень.

На мережевому рівні сам термін “мережа” наділяють специфічним значенням. В даному випадку під *мережею* розуміється – сукупність комп'ютерів, з'єднаних між собою відповідно до однієї з стандартних типових топологій і використовуючих для передачі даних один з протоколів каналного рівня, визначений для цієї топології. Всередині мережі доставка даних забезпечується відповідним



канальним рівнем, а ось доставкою даних між мережами займається мережевий рівень, який і підтримує можливість правильного вибору маршруту передачі повідомлення навіть у тому випадку, коли структура зв'язків між складовими мережами має характер, відмінний від прийнятого в протоколах каналного рівня. Мережі з'єднуються між собою спеціальними пристроями, званими маршрутизаторами.

Маршрутизатор – це пристрій, який збирає інформацію про топологію міжмережових з'єднань і на її основі пересилає пакети мережевого рівня в мережу призначення. Щоб передати повідомлення від відправника, що знаходиться в одній мережі, одержувачу, що знаходиться в іншій мережі, треба здійснити деяку кількість транзитних передач між мережами, іліхопів (від *hop* – стрибок), кожний раз вибираючи відповідний маршрут. Таким чином, маршрут являє собою послідовність маршрутизаторів, через які проходить пакет.

На рис. 6.8 показані чотири мережі, пов'язані трьома маршрутизаторами. Між вузлами А і В даній мережі пролягають два маршрути: перший через маршрутизатори 1 і 3, а другий через маршрутизатори 1, 2 і 3.

Проблема вибору найкращого шляху називається маршрутизацією, і її розв'язання є однією з головних задач мережевого рівня. Ця проблема ускладнюється тим, що найкоротший шлях не завжди найкращий. Часто критерієм при виборі маршруту є час передачі даних по цьому маршруту; воно залежить від пропускної спроможності каналів зв'язку і інтенсивності трафіка, яка може змінюватися з плином часу. Деякі алгоритми маршрутизації намагаються пристосуватися до зміни навантаження, в той час як інші приймають рішення на основі середніх показників за тривалий час. Вибір маршруту може здійснюватися і за іншими критеріями, наприклад надійності передачі.

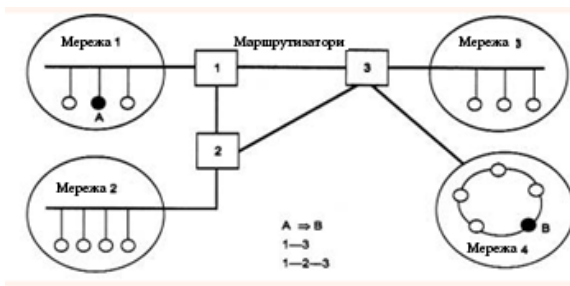


Рис. 6.8. Приклад складової мережі

У загальному випадку функції мережевого рівня ширше, ніж функції передачі повідомлень по зв'язках з нестандартною структурою, які ми зараз розглянули на прикладі об'єднання декількох локальних мереж. Мережевий рівень вирішує також задачі узгодження різних технологій, спрощення адресації у великих мережах і створення надійних і гнучких бар'єрів на шляху небажаного трафіка між мережами.

Повідомлення мережевого рівня прийнято називати пакетами (packets). При організації доставки пакетів на мережевому рівні використовується поняття «номер мережі». У цьому випадку адреса одержувача складається з старшої частини – номера мережі і молодшої – номера вузла в цій мережі. Всі вузли однієї мережі повинні мати одну і ту ж старшу частину адреси, тому терміну “мережа” на мережевому рівні можна дати й інше, більш формальне визначення: **мережа** – це сукупність вузлів, мережева адреса яких містить один і той же номер мережі.

На мережевому рівні визначаються два види протоколів. Перший вид – мережеві протоколи (routed protocols) – реалізують просування пакетів через мережу. Саме ці протоколи звичайно мають на увазі, коли говорять про протоколи мережевого рівня. Проте, часто до мережевого рівня відносять і інший вид протоколів, званих протоколами обміну маршрутною інформацією або просто протоколами маршрутизації (routing protocols). За допомогою цих протоколів маршрутизатори збирають інформацію про топологію міжмережових з'єднань. Протоколи мережного рівня реалізуються програмними модулями операційної системи, а також програмними і апаратними засобами маршрутизаторів.

На мережевому рівні працюють протоколи ще одного типу, які відповідають за відображення адреси вузла, використовуваного на мережному рівні, на локальну адресу мережі. Такі протоколи часто називають протоколами дозволу адрес – Address Resolution Protocol, ARP. Іноді їх відносять не до мережевого рівня, а до каналного, хоча тонкощі класифікації не змінюють їх суті. Прикладами протоколів мережевого рівня є протокол міжмережової взаємодії IP стека TCP / IP і протокол міжмережового обміну пакетами IPX стека Novell.

Транспортний рівень

На шляху від відправника до одержувача пакети можуть бути спотворені або загублені. Хоча деякі додатки мають власні засоби обробки помилок, існують і такі, які вважають за краще відразу мати справу з надійним з'єднанням. Транспортний рівень (Transport layer)



забезпечує додаткам або верхнім рівням стека – прикладному і сеансовому – передачу даних з тим ступенем надійності, яка їм потрібна. Модель OSI визначає п'ять класів сервісу, що надаються транспортним рівнем. Ці види сервісу відрізняються якістю наданих послуг: терміновістю, можливістю відновлення перерваного зв'язку, наявністю засобів мультиплексування декількох з'єднань між різними прикладними протоколами через загальний транспортний протокол, а головне – здатністю до виявлення і виправлення помилок передачі, таких як спотворення, втрата і дублювання пакетів.

Вибір класу сервісу транспортного рівня визначається, з одного боку, тим, в якій мірі задача забезпечення надійності вирішується самими додатками і протоколами більше за високі, ніж транспортний, рівні, а з іншого боку, цей вибір залежить від того, наскільки надійною є система транспортування даних в мережі, що забезпечується рівнями, розташованими нижче транспортного – мережним, каналним і фізичним. Так, наприклад, якщо якість каналів передачі зв'язку є дуже високою і імовірність виникнення помилок, не виявлених протоколами більш низьких рівнів, невелика, то розумно скористатися одним з полегшених сервісів транспортного рівня, не обтяжених численними перевірками, квотуванням і іншими прийомами підвищення надійності. Якщо ж транспортні засоби нижніх рівнів спочатку дуже ненадійні, то доцільно звернутися до найбільш розвинуеного сервісу транспортного рівня, який працює, використовуючи максимум засобів для виявлення та усунення помилок, – за допомогою попереднього встановлення логічного з'єднання, контролю доставки повідомлень по контрольних сумах і циклічній нумерації пакетів, встановлення тайму-аутів доставки і т. п. Як правило, всі протоколи починаючи з транспортного рівня і вище, реалізуються програмними засобами кінцевих вузлів мережі – компонентами їх мережових операційних систем. Як приклад транспортних протоколів можна привести протоколи TCP і UDP стека TCP / IP і протокол SPX стека Novell. Протоколи нижніх чотирьох рівнів узагальнено називають мережовим транспортом або транспортною підсистемою, оскільки вони повністю вирішують задачу транспортування повідомлень із заданим рівнем якості в складових мережах з довільною топологією і різними технологіями. Інші три верхніх рівні вирішують задачі надання прикладних сервісів на основі транспортної підсистеми.

Сеансовий рівень

Сеансовий рівень (Session layer) забезпечує управління діалогом: фіксує, яка з сторін є активною в даний момент, надає



засоби синхронізації. Останні дозволяють вставляти контрольні точки в довгі передачі, щоб у разі відмови можна було повернутися назад до останньої контрольної точки, а не починати все з початку. На практиці деякі додатки використовують сеансовий рівень, і він рідко реалізується у вигляді окремих протоколів, хоча функції цього рівня часто об'єднують з функціями прикладного рівня і реалізують в одному протоколі.

Представницький рівень

Представницький рівень (Presentation layer) має справу з формою подання переданої по мережі інформації, не змінюючи при цьому її змісту. За рахунок рівня уявлення інформація, що передається прикладним рівнем однієї системи, завжди зрозуміла прикладному рівню іншої системи. За допомогою засобів даного рівня протоколи прикладних рівнів можуть подолати синтаксичні відмінності в представленні даних або ж відмінності в кодах символів, наприклад кодів ASCII і EBCDIC. На цьому рівні може виконуватися шифрування і дешифрування даних, завдяки якому секретність обміну даними забезпечується відразу для всіх прикладних служб. Прикладом такого протоколу є протокол Secure Socket Layer (SSL), який забезпечує секретний обмін повідомленнями для протоколів прикладного рівня стека TCP / IP.

Прикладний рівень

Прикладний рівень (Application layer) – це насправді просто набір різноманітних протоколів, за допомогою яких користувачі мережі отримують доступ до ресурсів, таких як файли, принтери або гіпертекстові Web-сторінки, а також організують свою спільну роботу, наприклад, за допомогою протоколу електронної пошти. Одиниця даних, якою оперує прикладний рівень, звичайно називається повідомленням (message).

Існує дуже велика різноманітність служб прикладного рівня. Наведемо як приклад хоч би декілька найбільш поширених реалізацій файлових служб: NCP в операційній системі Novell NetWare, SMB в Microsoft Windows NT, NFS, FTP і TFTP, що входять в стек TCP / IP.

Мережезалежні і мереженезалежні рівні

Функції всіх рівнів моделі OSI можуть бути віднесені до однієї з двох груп: або до функцій, що залежать від конкретної технічної реалізації мережі, або до функцій, орієнтованих на роботу з додатками.

Три нижніх рівні – фізичний, каналний і мережевий – є мережезалежними, тобто протоколи цих рівнів тісно пов'язані з технічною реалізацією мережі і комунікаційним устаткуванням. Наприклад, перехід на обладнання FDDI означає повну зміну протоколів фізичного і каналного рівнів у всіх вузлах мережі. Три верхніх рівні – прикладний, представницький і сеансовий – орієнтовані на додатки і мало залежать від технічних особливостей побудови мережі. На протоколи цих рівнів не впливають які б то не було зміни в топології мережі, заміна обладнання або перехід на іншу мережеву технологію. Так, перехід від Ethernet на високошвидкісну технологію 100VG-AnyLAN не зажадає ніяких змін в програмних засобах, що реалізують функції прикладного, представницького і сеансового рівнів.

Транспортний рівень є проміжним, він приховує всі деталі функціонування нижніх рівнів від верхніх. Це дозволяє розробляти додатки, що не залежать від технічних засобів безпосереднього транспортування повідомлень. Комп'ютер з встановленою на ньому мережевою ОС взаємодіє з іншим комп'ютером за допомогою протоколів всіх семи рівнів. Цю взаємодію комп'ютери здійснюють опосередковано через різні комунікаційні пристрої: концентратори, модеми, мости, комутатори, маршрутизатори, мультиплексори. В залежності від типу комунікаційний пристрій може працювати або тільки на фізичному рівні (повторювач), або на фізичному і каналному (міст), або на фізичному, каналному і мережевому, іноді захоплюючи і транспортний рівень (маршрутизатор). На рис. 6.9 показана відповідність функцій різних комунікаційних пристроїв рівням моделі OSI.

Модель OSI представляє хоч і дуже важливу, але тільки одну з багатьох моделей комунікацій. Ці моделі і пов'язані з ними стеки протоколів можуть відрізнятися кількістю рівнів, їх функціями, форматами повідомлень, службами, підтримуваними на верхніх рівнях, і іншими параметрами.

5. Поняття “відкрита система”

Модель OSI, як це виходить з її назви (Open System Interconnection), описує взаємозв'язки відкритих систем. Що ж таке відкрита система?

У широкому значенні *відкритою системою* може бути названа будь-яка система (комп'ютер, обчислювальна мережа, ОС, програмний пакет, інші апаратні і програмні продукти), яка побудована відповідно до відкритих специфікацій.

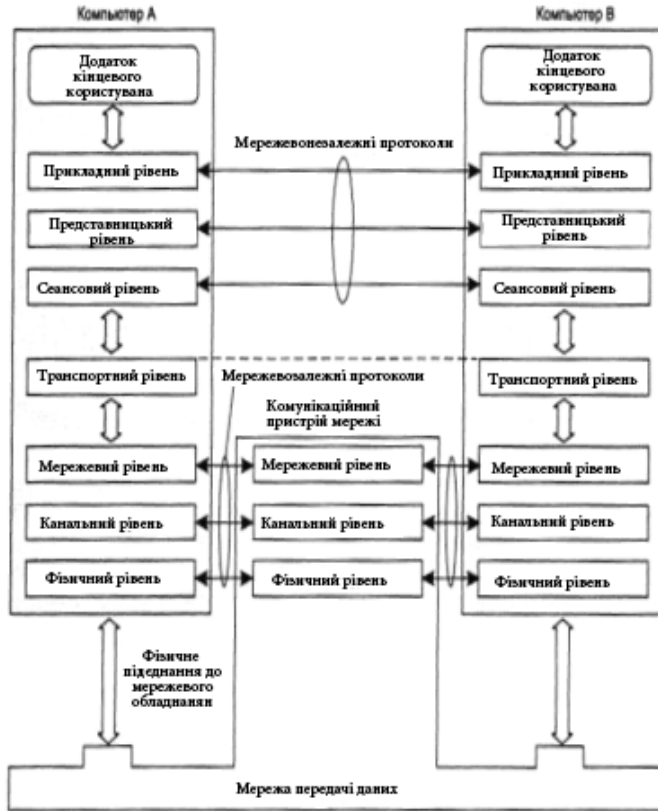


Рис. 6.9. Рівні моделі OSI, які є залежні і незалежні від мережі

Нагадаємо, що під терміном “специфікація” (в обчислювальній техніці) розуміють формалізований опис апаратних або програмних компонентів, способів їх функціонування, взаємодії з іншими компонентами, умов експлуатації, обмежень і особливих характеристик. Зрозуміло, що не будь-яка специфікація є стандартом. У свою чергу, під відкритими специфікаціями розуміються опубліковані, загальнодоступні специфікації, відповідні стандартам і прийняті в результаті досягнення згоди після всебічного обговорення всіма зацікавленими сторонами.

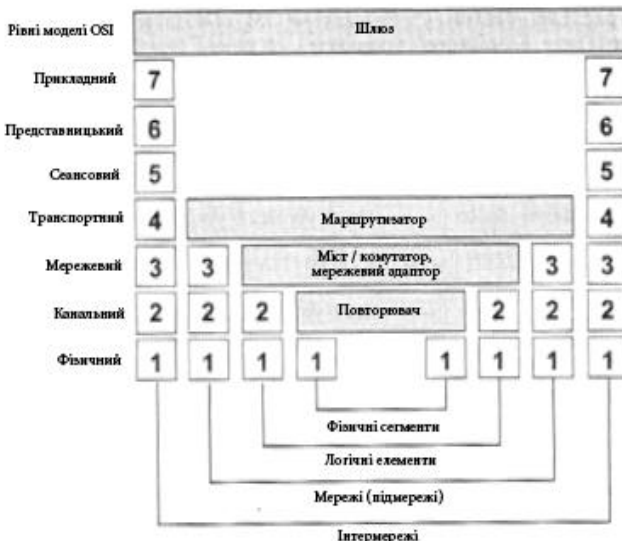


Рис. 6.10. Відповідність функцій різних пристроїв мережі рівням моделі OSI

Використання при розробці систем відкритих специфікацій дозволяє третім сторонам розробляти для цих систем різні апаратні або програмні засоби розширення і модифікації, а також створювати програмно-апаратні комплекси з продуктів різних виробників. Для реальних систем повна відкритість є недосяжним ідеалом. Як правило, навіть в системах, званих відкритими, цьому визначенню відповідають лише деякі частини, підтримуючі зовнішні інтерфейси. Наприклад, відкритість сімейства операційних систем Unix укладається, крім усього іншого, в наявності стандартизованого програмного інтерфейсу між ядром і додатками, що дозволяє легко перенести додатки з серії однієї версії Unix в серію іншої версії. Ще одним прикладом часткової відкритості є застосування в досить закритій операційній системі Novell NetWare відкритого інтерфейсу Open Driver Interface (ODI) для включення в систему драйверів мережних адаптерів незалежних виробників. Чим більше відкритих специфікацій використано при розробці системи, тим більше відкритою вона є.

Модель OSI торкається тільки одного аспекту відкритості, а саме відкритість засобів взаємодії пристроїв, пов'язаних в обчислювальну мережу. Тут під відкритою системою розуміється

мережевий пристрій, готовий взаємодіяти з іншими мережевими пристроями з використанням стандартних правил, що визначають формат, зміст і значення і відправляються.

Якщо дві мережі побудовані з дотриманням принципів відкритості, то це дає наступні переваги:

1) можливість побудови мережі з апаратних і програмних засобів різних виробників, що дотримуються одного і того ж стандарту;

2) можливість безболісної заміни окремих компонентів мережі іншими, більш довершеними, що дозволяє мережі розвиватися з мінімальними витратами;

3) можливість легкого сполучення однієї мережі з іншою;

4) простота освоєння і обслуговування мережі. Яскравим прикладом відкритої системи є міжнародна мережа Internet. Ця мережа розвивалася в повній відповідності з вимогами, що пред'являються до відкритих систем. У розробці її стандартів брали участь тисячі фахівців-користувачів цієї мережі з різних університетів, наукових організацій і фірм-виробників обчислювальної апаратури і програмного забезпечення, що працюють в різних країнах. Сама назва стандартів, що визначають роботу мережі Internet - Request For Comments (RFC), що можна перекласти як «запит на коментарі», - показує голосний і відкритий характер прийнятих стандартів. У результаті мережа Internet зуміла об'єднати в собі саме різноманітне обладнання і програмне забезпечення величезного числа мереж, розкиданих по всьому світу.

Модульність і стандартизація

Модульність – це одна з невід'ємних і природних властивостей обчислювальних мереж. Модульність виявляється не тільки в багаторівневому представленні комунікаційних протоколів у кінцевих вузлах мережі, хоча це, безумовно, важлива і принципова особливість мережевої архітектури. Мережа складається з величезного числа різних модулів – комп'ютерів, мережевих адаптерів, мостів, маршрутизаторів, модемів, операційних систем і модулів додатків. Різноманітні вимоги, що пред'являються підприємствами до комп'ютерних мереж, призвели до такої ж різноманітності випускаються для побудови мережі пристроїв і програм. Ці продукти відрізняються не тільки основними функціями (маються на увазі функції, виконувані, наприклад, повторювачами, мостами або програмними редиректор), але і численними допоміжними функціями, що надають користувачам або адміністраторам додаткові зручності, такі як автоматизоване конфігурування параметрів пристрою,



автоматичне виявлення і усунення деяких несправностей, можливість програмної зміни зв'язків в мережі і т. п. Різноманітність збільшується також тому, що багато пристроїв і програми відрізняються поєднаннями тих чи інших основних і додаткових функцій – існують, наприклад, пристрої, що поєднують основні можливості комутаторів і маршрутизаторів, до яких додається ще і набір деяких додаткових функцій, характерний тільки для даного продукту.

У результаті не існує компанії, яка змогла б забезпечити виробництво повного набору всіх типів і підтипів обладнання та програмного забезпечення, необхідного для побудови мережі. Але, так як всі компоненти мережі повинні працювати узгоджено, абсолютно необхідним виявилось прийняття численних стандартів, які, якщо не у всіх, то хоча б в більшості випадків, гарантували б сумісність обладнання і програм різних фірм-виробників. Таким чином, поняття модульності і стандартизації в мережах нерозривно пов'язані, і модульний підхід тільки тоді дає переваги, коли він супроводжується проходженням стандартів.

У результаті відкритий характер стандартів і специфікацій важливий не тільки для комунікаційних протоколів, але і для всіх численних функцій різноманітних пристроїв і програм, що випускаються для побудови мережі. Потрібно відзначити, що більшість стандартів, що приймаються сьогодні, носять відкритий характер. Час закритих систем, точних специфікацій, які були відомі тільки фірмі-виробнику, пішов. Всі усвідомили, що можливість легкої взаємодії з продуктами конкурентів не знижує, а навпаки, підвищує цінність виробу, так як його можна застосувати в більшій кількості працюючих мереж, побудованих на продуктах різних виробників. Тому навіть фірми, які раніше випускали вельми закриті системи – такі як IBM, Novell або Microsoft, – сьогодні беруть активну участь в розробці відкритих стандартів і застосовують їх в своїх продуктах.

Сьогодні в секторі мережевого обладнання та програм з сумісністю продуктів різних виробників склалася наступна ситуація. Практично всі продукти, як програмні, так і апаратні, сумісні за функціями і властивостями, які були впроваджені в практику вже досить давно і стандарти на які вже розроблені і прийняті принаймні 3–4 роки тому.

В той же час дуже часто принципово нові пристрої, протоколи і властивості виявляються несумісними навіть у провідних виробників. Така ситуація спостерігається не тільки для тих пристроїв або функцій, стандарти на які ще не встигли прийняти (це природно), але і для пристроїв, стандарти на які існують вже декілька років. Сумісність досягається тільки після того, як всі виробники реалізують цей стандарт в своїх виробках, причому однаковим чином.

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшича 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Джерела стандартів

Роботи по стандартизації обчислювальних мереж ведуться великою кількістю організацій. В залежності від статусу організацій розрізняють наступні види стандартів:

- стандарти окремих фірм (наприклад, стек протоколів DECnet фірми Digital Equipment або графічний інтерфейс OPEN LOOK для Unix-систем фірми Sun);
- стандарти спеціальних комітетів і об'єднань, що створюються декількома фірмами, наприклад, стандарти технології ATM, що розробляються спеціально створеним об'єднанням ATM Forum, що нараховує біля 100 колективних учасників, або стандарти союзу Fast Ethernet Alliance з розробки стандартів 100 Мбіт Ethernet;
- національні стандарти, наприклад, стандарт FDDI, що представляє один з численних стандартів, розроблених Американським національним інститутом стандартів (ANSI), або стандарти безпеки для операційних систем, розроблені Національним центром комп'ютерної безпеки (NCSC) Міністерства оборони США;
- міжнародні стандарти, наприклад, модель і стек комунікаційних протоколів Міжнародної організації по стандартах (ISO), численні стандарти Міжнародного союзу електрозв'язку (ITU), в тому числі стандарти на мережі з комутацією пакетів X.25, мережі frame relay, ISDN, модеми і багато інших.

Деякі стандарти, безперервно розвиваючись, можуть переходити з однієї категорії в іншу. Зокрема, фірмові стандарти на продукцію, що одержала широке поширення, звичайно стають міжнародними стандартами де-факто, оскільки змушують виробників з різних країн слідувати фірмовим стандартам, щоб забезпечити сумісність своїх виробів з цими популярними продуктами. Наприклад, через феноменальний успіх персонального комп'ютера компанії IBM фірмовий стандарт на архітектуру IBM PC став міжнародним стандартом де-факто.

Більш того, зважаючи на широке розповсюдження деякі фірмові стандарти стають основою для національних і міжнародних стандартів де-юре. Наприклад, стандарт Ethernet, спочатку розроблений компаніями Digital Equipment, Intel і Xerox, через деякий час і в дещо зміненому вигляді був прийнятий як національний стандарт IEEE 802.3, а потім організація ISO затвердила його як міжнародний стандарт ISO 8802.3.



Далі наводяться короткі відомості про організації, найбільш активно і успішно займаються розробкою стандартів в області обчислювальних мереж:

- Міжнародна організація по стандартизації (International Organization / or Standardization, ISO, часто звана також International Standards Organization) являє собою асоціацію ведучих національних організацій по стандартизації різних країн. Головним досягненням ISO з'явилася модель взаємодії відкритих систем OSI, яка в даний час є концептуальною основою стандартизації в області обчислювальних мереж. У відповідності з моделлю OSI цією організацією був розроблений стандартний стек комунікаційних протоколів OSI.
- Міжнародний союз електрозв'язку (International Telecommunications Union, ITU) – організація, що є в даний час спеціалізованим органом Організації Об'єднаних Націй. Найбільш значну роль в стандартизації обчислювальних мереж грає постійно діючий в рамках цієї організації Міжнародний консультативний комітет з телефонії і телеграфії (МККТТ) (Consultative Committee on International Telegraphy and Telephony, CCITT). В результаті проведеної в 1993 році реорганізації ITU CCITT дещо змінив напрям своєї діяльності і змінив назву – тепер він називається сектором телекомунікаційної стандартизації ITU (ITU Telecommunication Standardization Sector, ITU-T). Основу діяльності ITU-T складає розробка міжнародних стандартів в області телефонії, телематичних служб (електронної пошти, факсимільного зв'язку, телетексту, телекса і т. д.), передачі даних, аудіо- і відеосигналів. За роки своєї діяльності ITU-T випустив величезне число рекомендацій-стандартів. Свою роботу ITU-T буде на вивченні досвіду сторонніх організацій, а також на результатах власних досліджень. Раз на чотири роки видаються праці ITU-T у вигляді так званої «Книги», яка насправді являє собою цілий набір звичайних книг, згрупованих у випуски, які, в свою чергу, об'єднуються в томи. Кожен том і випуск містять логічно взаємопов'язані рекомендації. Наприклад, том III Синьої Книги містить рекомендації для цифрових мереж з інтеграцією послуг (ISDN), а весь том VIII (за винятком випуску VIII. 1, який містить рекомендації серії V для передачі даних по телефонній мережі) присвячений рекомендаціям серії X: X.25 для мереж з комутацією пакетів, X.400 для систем електронної пошти, X.500 для глобальної довідкової служби

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



- та багатьом іншим.
- Інститут інженерів з електротехніки та радіоелектроніки – Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) – національна організація США, що визначає мережеві стандарти. У 1981 році робоча група 802 цього інституту сформулювала основні вимоги, яким повинні задовольняти локальні обчислювальні мережі. Група 802 визначила безліч стандартів, з них самими відомими є стандарти 802.1, 802.2, 802.3 і 802.5, які описують загальні поняття, використовувані в області локальних мереж, а також стандарти на два нижніх рівні мереж Ethernet і Token Ring.
 - Європейська асоціація виробників комп'ютерів (European Computer Manufacturers Association, ECMA) – некомерційна організація, активно співпрацює з ITU-T і ISO, займається розробкою стандартів і технічних оглядів, що відносяться до комп'ютерної і комунікаційної технологій. Відома своїм стандартом ECMA-101, використовуваним при передачі відформатованого тексту і графічних зображень із збереженням оригінального формату.
 - Асоціація виробників комп'ютерів і оргтехніки (Computer and Business Equipment Manufacturers Association, CBEMA) – організація американських фірм-виробників апаратного забезпечення; аналогічна європейській асоціації ЕКМА; бере участь у розробці стандартів на обробку інформації і відповідне обладнання.
 - Асоціація електронної промисловості (Electronic Industries Association, EIA) – промислово-торгова група виробників електронного і мережевого обладнання; є національною комерційною асоціацією США; виявляє значну активність у розробці стандартів для проводів, конекторів і інших мережевих компонентів. Її найбільш відомий стандарт – RS-232C.
 - Міністерство оборони США (Department of Defense, DoD) має численні підрозділи, що займаються створенням стандартів для комп'ютерних систем. Однією з найвідоміших розробок DoD є стек транспортних протоколів TCP / IP.
 - Американський національний інститут стандартів (American National Standards Institute, ANSI) – ця організація представляє США в Міжнародній організації по стандартизації ISO. Комітети ANSI ведуть роботу з розробки стандартів в різних областях обчислювальної техніки. Так, комітет ANSI X3T9.5 спільно з фірмою IBM займається стандартизацією локальних мереж великих ЕОМ (архітектура мереж SNA). Відомий

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Людмила Політехніна
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Україна
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Львівський національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Львів 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



стандарт FDDI також є результатом діяльності цього комітету ANSI. В області мікрокомп'ютерів ANSI розробляє стандарти на мови програмування, інтерфейс SCSI. ANSI розробив рекомендації по переносимості для мов C, FORTRAN, COBOL.

Особливу роль у виробленні міжнародних відкритих стандартів відіграють стандарти Internet. Зважаючи на велику і постійну зростаючу популярності Internet, ці стандарти стають міжнародними стандартами «де-факто», багато з яких потім небувають статус офіційних міжнародних стандартів за рахунок їх затвердження однієї з названих організацій, у тому числі ISO і ITU-T. Існує декілька організаційних підрозділів, відповідальних за розвиток Internet і, зокрема, за стандартизацію засобів Internet.

Основним з них є Internet Society (ISOC) – професійне співтовариство, яке займається загальними питаннями еволюції і росту Internet як глобальної комунікаційної інфраструктури. Під управлінням ISOC працює Internet Architecture Board (IAB) – організація, у веденні якої знаходиться технічний контроль і координація робіт для Internet. IAB координує напрямок досліджень і нових розробок для стека TCP / IP і є кінцевою інстанцією при визначенні нових стандартів Internet. У IAB входять дві основні групи: Internet Engineering Task Force (IETF) і Internet Research Task Force (IRTF). IETF – це інженерна група, яка займається вирішенням найближчих технічних проблем Internet. Саме IETF визначає специфікації, що потім стають стандартами Internet. У свою чергу, IRTF координує довгострокові дослідницькі проекти по протоколах TCP / IP.

У будь-якій організації, що займається стандартизацією, процес вироблення і прийняття стандарту складається з ряду обов'язкових етапів, які, власне, і складають процедуру стандартизації. Розглянемо цю процедуру на прикладі розробки стандартів Internet.

Спочатку в IETF представляється так званий робочий проект (draft) у вигляді, доступному для коментарів. Він публікується в Internet, після чого широке коло зацікавлених осіб включається в обговорення цього документа, в нього вносяться виправлення, і нарешті настає момент, коли можна зафіксувати зміст документа.

Стандартні стеки комунікаційних протоколів

Найважливішим напрямом стандартизації в області обчислювальних мереж є стандартизація комунікаційних протоколів. У даний час у мережах використовується велика кількість стеків комунікаційних протоколів. Найбільш популярними є стеки: TCP / IP,

IPX / SPX, NetBIOS / SMB, DECnet, SNA і OSI. Всі ці стеки, крім SNA на нижніх рівнях – фізичному і каналному, – використовують одні й ті ж добре стандартизовані протоколи Ethernet, Token Ring, FDDI і деякі інші, які дозволяють використовувати у всіх мережах одну і ту ж апаратуру. Зате на верхніх рівнях всі стеки працюють за своїми власними протоколами. Ці протоколи часто не відповідають рекомендованій моделі OSI розбитя на рівні. Зокрема, функції сеансового і представницького рівня, як правило, об'єднані з прикладним рівнем. Така невідповідність пов'язана з тим, що модель OSI з'явилася як результат узагальнення вже існуючих і реально використовуваних стеків, а не навпаки.

Стік OSI

Слід чітко розрізняти модель OSI і стек OSI. У той час як модель OSI є концептуальною схемою взаємодії відкритих систем, стек OSI являє собою набір цілком конкретних специфікацій протоколів. На відміну від інших стеків протоколів стек OSI повністю відповідає моделі OSI, він включає специфікації протоколів для всіх семи рівнів взаємодії, визначених у цій моделі. На нижніх рівнях стек OSI підтримує Ethernet, Token Ring, FDDI, протоколи глобальних мереж, X.25 і ISDN, – тобто використовує розроблені поза стека протоколи нижніх рівнів, як і всі інші стеки.

Протоколи мережевого, транспортного і сеансового рівнів стека OSI специфіковані і реалізовані різними виробниками, але поширені поки мало. Найбільш популярними протоколами стека OSI є прикладні протоколи. До них відносяться: протокол передачі файлів FTAM, протокол емуляції терміналу VTP, протоколи довідкової служби X.500, електронної пошти X.400 і ряд інших.

Протоколи стека OSI відрізняє велика складність і неоднозначність специфікацій. Ці властивості були результатом загальної політики розробників стека, що прагнули врахувати в своїх протоколах всі випадки життя і всі існуючі і з'являються технології. До цього треба ще додати і наслідки великої кількості політичних компромісів, неминучих при прийнятті міжнародних стандартів по такому питанню, як побудова відкритих обчислювальних мереж.

Через свою складність протоколи OSI вимагають великих витрат обчислювальної потужності центрального процесора, що робить їх найбільш відповідними для могутніх машин, а не для мереж персональних комп'ютерів.

Стік OSI – міжнародний, незалежний від виробників стандарт. Його підтримує уряд США в своїй програмі GOSIP, відповідно до якої всі комп'ютерні мережі, встановлювані в урядових установах США



після 1990 року, повинні або безпосередньо підтримувати стек OSI, або забезпечувати засоби для переходу на цей стек в майбутньому. Тим не менш стек OSI більш популярний в Європі, ніж у США, так як в Європі залишилося менше старих мереж, працюючих по своїх власних протоколах.

Більшість організацій поки тільки планують перехід до стека OSI, і дуже небагато приступили до створення пілотних проектів. З тих, хто працює в цьому напрямку, можна назвати Військово-морське відомство США і мережу NFSNET. Одним з найбільших виробників, підтримуючих OSI, є компанія AT & T, її мережа Stargroup повністю базується на цьому стеку.

Стек TCP / IP

Стек TCP / IP був розроблений з ініціативи Міністерства оборони США більше 20 років тому для зв'язку експериментальної мережі ARPAnet з іншими мережами як набір загальних протоколів для різномірної обчислювальної середовища. Великий внесок у розвиток стека TCP / IP, який отримав свою назву за популярними протоколами IP і TCP, вніс університет Берклі, реалізуючи протоколи стека у своїй версії ОС UNIX. Популярність цієї операційної системи призвела до широкого поширення протоколів TCP, IP і інших протоколів стека. Сьогодні цей стек використовується для зв'язку комп'ютерів всесвітньої інформаційної мережі Internet, а також у величезному числі корпоративних мереж.

Стек TCP / IP на нижньому рівні підтримує всі популярні стандарти фізичного і каналного рівнів: для локальних мереж – це Ethernet, Token Ring, FDDI, для глобальних – протоколи роботи на аналогових комутованих і виділених лініях SLIP, PPP, протоколи територіальних мереж X.25 і ISDN.

Основними протоколами стека, що дали йому назву, є протоколи IP і TCP. Ці протоколи в термінології моделі OSI відносяться до мережевого і транспортного рівнів відповідно. IP забезпечує просування пакету по складовій мережі, а TCP гарантує надійність його доставки.

За довгі роки використання в мережах різних країн і організацій стек TCP / IP увібрав в себе велику кількість протоколів прикладного рівня. До них відносяться такі популярні протоколи, як протокол пересилки файлів FTP, протокол емуляції терміналу telnet, поштовий протокол SMTP, використовуваний в електронній пошті мережі Internet, гіпертекстові сервіси служби WWW і багато інших. Сьогодні стек TCP / IP являє собою один з найпоширеніших стеків транспортних протоколів обчислювальних мереж. Дійсно, тільки в



мережі Internet об'єднано близько 10 мільйонів комп'ютерів по всьому світу, які взаємодіють один з одним за допомогою стека протоколів TCP / IP.

Стрімке зростання популярності Internet привело і до змін у розстановці сил у світі комунікаційних протоколів – протоколи TCP / IP, на яких побудований Internet, стали швидко тіснити безперечного лідера минулих років – стік IPX / SPX компанії Novell. Сьогодні в світі загальна кількість комп'ютерів, на яких встановлений стек TCP / IP, зрівнялося із загальною кількістю комп'ютерів, на яких працює стек IPX / SPX, і це говорить про різкий перелом відносно адміністраторів локальних мереж до протоколів, що використовуються на настільних комп'ютерах, так як саме вони складають переважне число світового комп'ютерного парку і саме на них раніше майже скрізь працювали протоколи компанії Novell, необхідні для доступу до файлових серверів NetWare. Процес становлення стека TCP / IP як стека номер один в будь-яких типах мереж продовжується, і зараз люба промислова операційна система обов'язково включає програмну реалізацію цього стека в своєму комплекті постачання.

Хоча протоколи TCP / IP нерозривно пов'язані з Internet і кожний з багатомільйонної армії комп'ютерів Internet працює на основі цього стека, існує велика кількість локальних, корпоративних і територіальних мереж, що безпосередньо не є частинами Internet, в яких також використовують протоколи TCP/IP. Щоб відрізнити їх від Internet, ці мережі називають мережами TCP / IP або просто IP-мережами.

Оскільки стек TCP / IP спочатку створювався для глобальної мережі Internet, він має багато особливостей, що надають йому перевагу перед іншими протоколами, коли мова заходить про побудову мереж, що включають глобальні зв'язки. Зокрема, дуже корисною властивістю, робить можливим застосування цього протоколу у великих мережах, є його здатність фрагментувати пакети. Дійсно, велика мережа часто складається з мереж, побудованих на абсолютно різних принципах. У кожній з цих мереж може бути встановлена власна величина максимальної довжини одиниці даних (кадру). У такому випадку при переході з однієї мережі, має велику максимальну довжину, в мережу з меншою максимальною довжиною може виникнути необхідність розподілу кадру на кілька частин. Протокол IP стека TCP / IP ефективно вирішує цю задачу.

Іншою особливістю технології TCP / IP є гнучка система адресації, що дозволяє більш просто в порівнянні з іншими протоколами аналогічного призначення включати в інтермережу мережі інших технологій. Це властивість також сприяє застосуванню стека TCP / IP для побудови великих гетерогенних мереж.

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



У стеку TCP / IP дуже економно використовуються можливості ширококомовних розсилок. Ця властивість абсолютно необхідна при роботі на повільних каналах зв'язку, характерних для територіальних мереж.

Однак, як і завжди, за одержувані переваги треба платити, і платою тут виявляються високі вимоги до ресурсів і складність адміністрування IP-мереж. Могутні функціональні можливості протоколів стека TCP / IP вимагають для своєї реалізації високих обчислювальних витрат. Гнучка система адресації і відмова від ширококомовних розсилок призводять до наявності в IP-мережі різних централізованих служб типу DNS, DHCP і т. п. Кожна з цих служб направлена на полегшення адміністрування мережі, в тому числі і на полегшення конфігурування обладнання, але в той же час сама вимагає пильної уваги з боку адміністраторів.

Можна наводити й інші аргументи за і проти стека протоколів Internet, однак факт залишається фактом – сьогодні це самий популярний стек протоколів, широко використовуваний як в глобальних, так і локальних мережах.

Стек IPX / SPX

Цей стек є оригінальним стеком протоколів фірми Novell, розробленим для мережевої операційної системи NetWare ще на початку 80-х років. Протоколи мережевого і сеансового рівнів Internetwork Packet Exchange (IPX) і Sequenced Packet Exchange (SPX), які дали назву стеку, є прямою адаптацією протоколів XNS фірми Хегох, поширених в набагато меншій мірі, ніж стек IPX / SPX. Популярність стека IPX / SPX безпосередньо пов'язана з операційною системою Novell NetWare, яка ще зберігає світове лідерство за кількістю встановлених систем, хоча останнім часом її популярність дещо знизилася і за темпами зростання вона відстає від Microsoft Windows NT.

Багато особливостей стека IPX / SPX обумовлені орієнтацією ранніх версій ОС NetWare (до версії 4.0) на роботу в локальних мережах невеликих розмірів, що складаються з персональних комп'ютерів зі скромними ресурсами. Зрозуміло, що для таких комп'ютерів компанії Novell потрібні були протоколи, на реалізацію яких вимагалася б мінімальна кількість оперативної пам'яті (обмеженої в IBM-сумісних комп'ютерах під управлінням MS-DOS об'ємом 640 Кбайт) і які б швидко працювали на процесорах невеликої обчислювальної потужності.

В результаті протоколи стека IPX / SPX донедавна добре працювали в локальних мережах і не дуже – у великих корпоративних



мережах, так як вони занадто перевантажували повільні глобальні зв'язки широкошовними пакетами, які інтенсивно використовуються декількома протоколами цього стека (наприклад, для встановлення зв'язку між клієнтами і серверами). Ця обставина, а також той факт, що стек IPX / SPX є власністю фірми Novell і на його реалізацію потрібно отримувати ліцензію (тобто відкриті специфікації не підтримувалися), довгий час обмежували поширеність його тільки мережами NetWare.

Проте, з моменту випуску версії NetWare 4.0, Novell внесла і продовжує вносити в свої протоколи серйозні зміни, спрямовані на їх адаптацію для роботи в корпоративних мережах. Зараз стек IPX / SPX реалізований не тільки в NetWare, але і в декількох інших популярних мережесистемах ОС, наприклад, SCO UNIX, Sun Solaris.

Стек NetBIOS / SMB

Цей стек широко використовується в продуктах компаній IBM і Microsoft. На фізичному і канальному рівнях цього стека використовуються всі найбільш поширені протоколи Ethernet, Token Ring, FDDI і інші. На верхніх рівнях працюють протоколи NetBEUI і SMB.

Протокол NetBIOS (Network Basic Input / Output System) з'явився в 1984 році як мережеве розширення стандартних функцій базової системи введення / виводу (BIOS) IBM PC для мережевої програми PC Network фірми IBM. Надалі цей протокол був замінений так званим протоколом розширеного призначеного для користувача інтерфейсу NetBEUI – NetBIOS Extended User Interface. Для забезпечення сумісності додатків як інтерфейс до протоколу NetBEUI був збережений інтерфейс NetBIOS. Протокол NetBEUI розроблявся як ефективний протокол, що споживає небагато ресурсів і призначений для мереж, що налічують не більше 200 робочих станцій. Цей протокол містить багато корисних мережесистемних функцій, які можна віднести до мережевого, транспортного і сеансового рівнів моделі OSI, однак з його допомогою неможлива маршрутизація пакетів. Це обмежує застосування протоколу NetBEUI локальними мережами, не розділеними на підмережі, і унеможливує його використання в складових мережах. Деякі обмеження NetBEUI знімаються реалізацією цього протоколу NBF (NetBEUI Frame), яка включена в операційну систему Microsoft Windows NT.

Протокол SMB (Server Message Block) виконує функції сеансового, представницького і прикладного рівнів. На основі SMB реалізовується файлова служба, а також служби друку і передачі повідомлень між додатками.

Стеки протоколів SNA фірми IBM, DECnet корпорації Digital



Equipment і AppleTalk / AFP фірми Apple застосовуються в основному в операційних системах і мережевому обладнанні цих фірм. На рис. 6.11 показано відповідність деяких, найбільш популярних протоколів рівням моделі OSI. Часто це відповідність вельми умовно, так як модель OSI – це тільки керівництво до дії, причому досить загальне, а конкретні протоколи розроблялися для рішення специфічних задач, причому багато з них з'явилися до розробки моделі OSI.

У більшості випадків розробники стеків віддавали перевагу швидкості роботи мережі в збиток модульності – жоден стек, крім стека OSI, не розбитий на сім рівнів. Найчастіше в стеку явно виділяються 3–4 рівні: рівень мережевих адаптерів, в якому реалізуються протоколи фізичного і канального рівнів, мережевий рівень, транспортний рівень і рівень служб, що вбирає в себе функції сеансового, представницького і прикладного рівнів.

Модель OSI	IBM/Microsoft	TCP/IP	Novell	Стек OSI
Прикладний	SMB	Telnet, FTP, SNMP, SMTP, WWW	NCP, SAP	X.400 X.500 FTAM
Представницький				Представницький протокол OSI
Сеансовий	NetBIOS	TCP	SPX	Сеансовий протокол OSI
Транспортний				Транспортний протокол OSI
Мережевий		IP, RIP, OSPF	IPX, RIP, NLSP	ES-ES IS-IS
Канальний	802.3 (Ethernet), 802.5 (Token Ring), FDDI, Fast Ethernet, SLIP, 100VG-AnyLAN, X.25, ATM, LAP-B, LAP-D, PPP			
Фізичний	Ковксіал, скручена і нескручена пара, оптиковолокно, радіохвилі			

Рис. 6.11. Відповідність популярних стеків протоколів моделі OSI

6. Ethernet (802.3)

Розглянемо, яким чином описані вище загальні підходи до вирішення найбільш важливих проблем побудови мереж втілені в найбільш популярної мережевої технології – Ethernet.

Мережева технологія – це погоджений набір стандартних протоколів, які реалізують їх програмно-апаратні засоби (наприклад, мережевих адаптерів, драйверів, кабелів і роз'єм), достатні для побудови обчислювальної мережі. Епітет «достатній» підкреслює ту обставину, що цей набір являє собою мінімальний набір

засобів, за допомогою яких можна побудувати працездатну мережу. Можливо, цю мережу можна поліпшити, наприклад, за рахунок виділення в ній підмереж, що відразу зажадає крім протоколів стандарту Ethernet застосування протоколу IP, а також спеціальних комунікаційних пристроїв – маршрутизаторів. Поліпшена мережа буде, швидше за все, більш надійною і швидкодіючою, але за рахунок надбудов над засобами технології Ethernet, яка склала базис мережі.

Термін «мережева технологія» найчастіше використовується в описаному вище вузькому значенні, але іноді застосовується і його розширене тлумачення як будь-якого набору засобів і правил для побудови мережі, наприклад, «технологія крізної маршрутизації», «технологія створення захищеного каналу», «технологія IP- мереж».

Протоколи, на основі яких будується мережа певної технології (у вузькому сенсі), спеціально розроблялися для спільної роботи, тому від розробника мережі не потрібно додаткових зусиль по організації їх взаємодії. Іноді мережеві технології називають базовими технологіями, маючи на увазі те, що на їх основі будується точний базис будь-якої мережі. Прикладами базових мережевих технологій можуть служити поряд з Ethernet такі відомі технології локальних мереж як, Token Ring і FDDI, або ж технології територіальних мереж X.25 і frame relay. Для отримання працездатної мережі в цьому випадку досить придбати програмні і апаратні засоби, які відносяться до однієї базової технології – мережеві адаптери з драйверами, концентратори, комутатори, кабельна система і т. п., – і з'єднати їх відповідно до вимог стандарту на дану технологію.

Стандарт Ethernet був прийнятий в 1980 році. Число мереж, побудованих на основі цієї технології, до справжнього моменту оцінюється в 5 мільйонів, а кількість комп'ютерів, що працюють в таких мережах, – в 50 мільйонів.

Основний принцип, покладений в основу Ethernet, – випадковий метод доступу до середини передачі даних. В якості такого середовища може використовуватися товстий або тонкий коаксіальний кабель, вита пара, оптоволокно або радіохвилі (до речі, першою мережею, побудованою на принципі випадкового доступу до середини, була радіомережа Aloha Гавайського університету).

У стандарті Ethernet суворо зафіксована топологія електричних зв'язків. Комп'ютери підключаються до поділюваного середовища відповідно до типової структури “загальна шина” (рис. 6.12). За допомогою розподілу в часі шини, будь-які два комп'ютери можуть обмінюватися даними. Управління доступом до лінії зв'язку здійснюється спеціальними контролерами – мережевими адаптерами Ethernet. Кожен комп'ютер, а більш точно, кожний мережевий адаптер, має унікальну адресу. Передача даних відбувається зі



швидкістю 10Мбіт / с. Ця величина є пропускнуою спроможністю мережі Ethernet.



Рис. 6.12. Мережа Ethernet

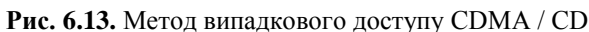
У мережах Ethernet використовується метод доступу до середовища передачі даних, званий методом колективного доступу з пізнанням несучої і виявленням колізій (carrier-sense-multiply-access with collision detection, CSMA / CD).

Цей метод застосовується виключно в мережах з логічною загальною шиною (до яких відносяться і радіомережі, що породили цей метод). Всі комп'ютери такої мережі мають безпосередній доступ до загальної шини, тому вона може бути використана для передачі даних між будь-якими двома вузлами мережі. Одночасно всі комп'ютери мережі мають можливість негайно (з урахуванням затримки поширення сигналу по фізичному середовищу) отримати дані, які будь-який з комп'ютерів почав передавати на загальну шину (мал.). Простота схеми підключення – це один з факторів, що визначили успіх стандарту Ethernet. Кажуть, що кабель, до якого підключені всі станції, працює в режимі колективного доступу (Multiply Access, MA).

Етапи доступу до середовища

Всі дані, передані по мережі, поміщаються в кадри певної структури та забезпечуються унікальною адресою станції призначення.

Щоб отримати можливість передавати кадр, станція повинна переконатися, що поділене середовище вільне. Це досягається прослуховуванням основної гармоніки сигналу, яка також називається несучою частотою (carrier-sense, CS). Ознакою незайнятості середовища є відсутність на ній несучої частоти, яка при манчестерському способі кодування дорівнює 5–10 МГц, в залежності від послідовності одиниць і нулів, переданих в даний момент.



Після закінчення передачі кадру всі вузли мережі зобов'язані витримати технологічну паузу (Inter Packet Gap) у 9,6 мкс. Ця пауза, звана також міжкадровим інтервалом, потрібна для приведення мережних адаптерів у вихідний стан, а також для запобігання монопольного захоплення середовища однією станцією. Після закінчення технологічної паузи вузли мають право почати передачу свого кадру, так як середа вільна. Через затримки поширення сигналу по кабелю не всі вузли строго одночасно фіксують факт закінчення

передачі кадру вузлом 1.

У наведеному прикладі вузол 2 дочекався закінчення передачі кадру вузлом 1, зробив паузу в 9,6 мкс і почав передачу свого кадру.

Виникнення колізії

При описаному підході можлива ситуація, коли дві станції одночасно намагаються передати кадр даних по загальному середовищі. Механізм прослуховування середовища і пауза між кадрами не гарантують від виникнення такої ситуації, коли дві або більше станції одночасно вирішують, що середовище вільне, і починають передавати свої кадри. Кажуть, що при цьому відбувається колізія (collision), так як вміст обох кадрів зіштовхується на загальному кабелі і відбувається спотворення інформації – методи кодування, використовуванні в Ethernet, не дозволяють виділяти сигнали кожної станції із загального сигналу.

Колізія – це нормальна ситуація в роботі мереж Ethernet. У прикладі, зображеному на рис. 11.25, колізію породила одночасна передача даних вузлами 3 і У. Для виникнення колізії не обов'язково, щоб кілька станцій почали передачу абсолютно одночасно, така ситуація малоімовірна. Набагато ймовірніше, що колізія виникає через те, що один вузол починає передачу раніше іншого, але до другого вузла сигнали першого просто не встигають дійти до того часу, коли другий вузол вирішує почати передачу свого кадру. Тобто колізії – це наслідок розподіленого характеру мережі.

Щоб коректно обробити колізію, усі станції одночасно спостерігають за виникаючими на кабелі сигналами. Якщо передані і спостережувані сигнали відрізняються, то фіксується виявлення колізії (collision detection, CD). Для збільшення імовірності якнайшвидшого виявлення колізії всіма станціями мережі станція, яка виявила колізію, перериває передачу свого кадру (у довільному місці, можливо, і не на кордоні байта) і підсилює ситуацію колізії посилкою в мережу спеціальної послідовності з 32 біт, званої jam-послідовністю.

Після того, як виявлена колізія, передавальна станція зобов'язана припинити передачу і зробити паузу протягом короткого випадкового інтервалу часу. Потім вона може знову почати спробу захоплення середовища і передачі кадру. Випадкова пауза вибирається за наступним алгоритмом:

$$\text{Пауза} = L * (\text{інтервал відстрочки}),$$

де – інтервал відстрочки дорівнює 512 бітовим інтервалам (у технології Ethernet прийнято всі інтервали вимірювати в бітових інтервалах);



- бітовий інтервал позначається як bt і відповідає часу між появою двох послідовних біт даних на кабелі;
- для швидкості 10 Мбіт / с величина бітового інтервалу дорівнює 0,1 мкс або 100 нс);
- L – являє собою ціле число, обране з рівною імовірністю з діапазону $[0, 2N]$;
- N – номер повторної спроби передачі даного кадру: 1,2, ..., 10.

Після 10-ї спроби інтервал, з якого вибирається пауза, не збільшується. Тому, випадкова пауза може приймати значення від 0 до 52,4 мс.

Якщо 16 наступних спроб передачі кадрів викликають колізію, то передавач повинен зупинити спроби і відкинути цей кадр.

З опису методу доступу видно, що він носить ймовірнісний характер і ймовірність успішного отримання, в свій розпорядок загального середовища доступу, залежить від навантаження системи, а саме від інтенсивності виникнення в станціях необхідності в передачі кадрів. Під час розробки цього методу в кінці 70-х років передбачалось, що швидкість передачі даних в 10 Мбіт/с дуже висока в порівнянні з необхідностями комп'ютерів при взаємному обміні даними, тому навантаження мережі буде завжди невеликою. Ця пропозиція залишається іноді справедливою і зараз, проте вже з'явилась пропозиція, що працює в реальному масштабі часу з мультимедійною інформацією, яка дуже навантажує сегменти Ethernet.

При цьому колізії виникають набагато частіше. При певній інтенсивності колізій, корисна пропускна здатність мережі Ethernet дуже спадає, так як мережа майже постійно занята повторними спробами передачі кадрів. Для зменшення інтенсивності виникнення колізій треба або зменшити трафік, скоротив, наприклад, кількість вузлів в сегменті чи замінити додатки, або підвищити швидкість протоколу, наприклад перейти на Fast Ethernet.

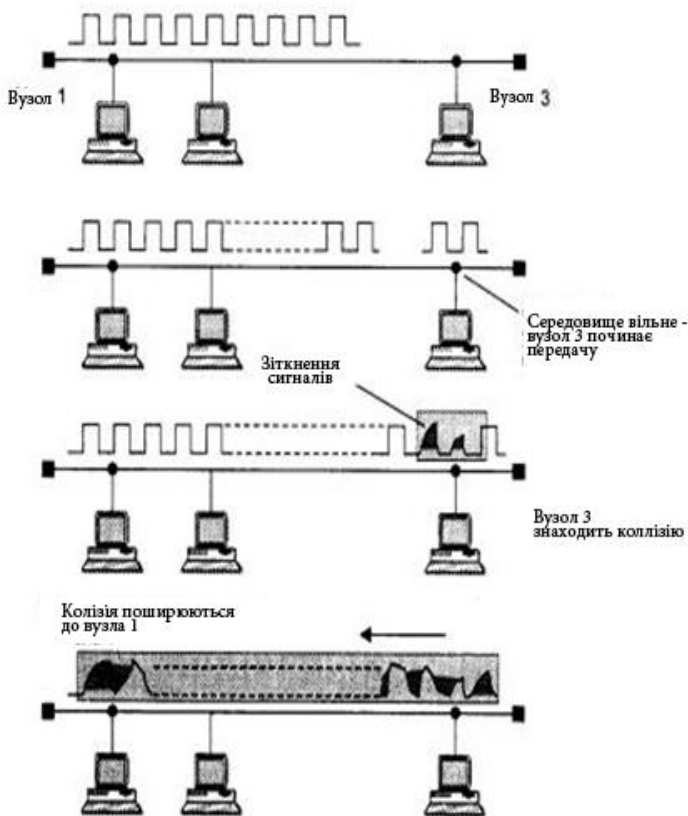


Рис. 6.14. Схема виникнення і поширення колізії

Слід відмітити, що метод доступу CSMA/CD взагалі не гарантує станції, що вона коли-небудь зможе отримати доступ до мережі. Звичайно, при невеликому навантаженні мережі ймовірність такого явища невелика, але при коефіцієнті використання мережі, наближається до 1, таке явище стає дуже ймовірним. Цей недолік методу випадкового доступу – плата за його незвичайну простоту, яка зробила технологію Ethernet доступною. Інші методи доступу – маркерний доступ мережі Token Ring и FDDI, метод Demand Priority мережі 100VG-AnyLAN – вільні від цього недоліку.

Головною перевагою мереж Ethernet, завдяки якому вони стали такими популярними, є їх економічність. Для побудови мережі досить

мати по одному мережевому адаптеру для кожного комп'ютера плюс один фізичний сегмент коаксіального кабелю потрібної довжини. Інші базові технології, наприклад, Token Ring, для створення навіть невеликої мережі вимагають наявності додаткового пристрою – концентратора.

Крім того, в мережах Ethernet реалізовані досить прості алгоритми доступу до середовища, адресації і передачі даних. Простота логіки роботи мережі веде до спрощення і, відповідно, здешевлення мережевих адаптерів і їх драйверів. З тієї ж причини адаптери мережі Ethernet мають високу надійність.

І нарешті, ще однією чудовою властивістю мереж Ethernet є їх хороша розширюваність, тобто легкість підключення нових вузлів.

Параметри	Значення
Бітова швидкість	10 Мбіт/с
Інтервал відтермінування	512 бітового інтервалу
Міжкадровий інтервал (IPG)	9,6 мкс
Максимальна кількість спроб передачі	16
Максимальне число зростання діапазону паузи	10
Довжина jam-послідовності	32 біта
Максимальна довжина кадру (без преамбули)	1518 байт
Мінімальна довжина кадру (без преамбули)	64 байт (512 біт)
Довжина преамбули	64 біт
Мінімальна довжина випадкової паузи після колізії	0 бітових інтервалів
Максимальна довжина випадкової паузи після колізії	524 000 бітових інтервалів
Максимальна відстань між станціями мережі	2500 м
Максимальне число станцій в мережі	1024

Таблиця 6.1. Параметри рівня MAC Ethernet



Контрольні запитання

1. Які методи вимірювання дальності Ви знаєте?
2. В чому полягають фазові методи та їх особливості?
3. Назвіть мережеві протоколи та їх рівні застосування.
4. Охарактеризуйте стандартні стеки комунікаційних протоколів.
5. Як відбувається процес виникнення колізії?



ТЕМА 7. МЕТОДИ І ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ

Для визначення кутових координат цілей використовуються кутомірні або пеленгаційні пристрої радіолокацій.

Кутомірний пристрій включає антену (антенну систему), приймач для обробки прийнятих сигналів радіолокацій і вимірювальний пристрій. Однією з основних характеристик кутомірного пристрою є його характеристика пеленгації, що є залежністю вихідної напруги приймача від напрямку приходу радіохвилі $U_{\text{вих}}(\varphi)$. Залежно від того, який параметр сигналу – амплітуда, частота або фаза – робить основний вплив на формування характеристики пеленгації, методи вимірювання кутових координат можна підрозділяти на амплітудних, частотних і фазових.

1. Амплітудні методи та їх основна характеристика

В даний час відомі і широко використовуються декілька амплітудних методів: максимуму, мінімуму, порівняння, рівносигнальний.

При пеленгації по методу максимуму плавно змінюється кутове положення антени, і вона протягом деякого часу приймає сигнали мети; відлік кутової координати мети проводиться в той момент, коли амплітуда сигналу на виході приймача досягає найбільшого значення. Функціональна схема відповідного кутомірного пристрою показана на рис. 7. 1.



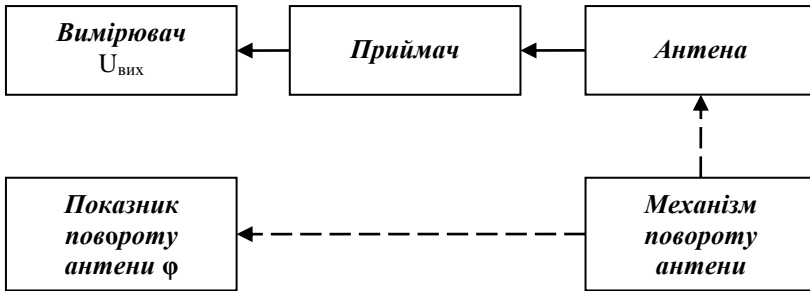


Рис. 7.1. Функціональна схема кутомірного пристрою з відліком по максимуму

Механізм повороту обертає антену; одночасно приводиться в дію показчик повороту, за шкалою якого відлічується напрям осі антени. Коли мета опиниться в межах діаграми спрямованості антени $F(\varphi)$, у приймач почнуть поступати сигнали. Амплітуда сигналів залежить від кутового положення антени по відношенню до мети. При обертанні антени вихідна напруга приймача $U_{\text{вих}}$ повторює форму діаграми спрямованості антени (рис. 7.2).

Це і буде характеристика пеленгації кутомірного пристрою:

$$U_{\text{вих}}(\varphi) = kF(\varphi), \quad (7.1)$$

де kF – коефіцієнт пропорційності.

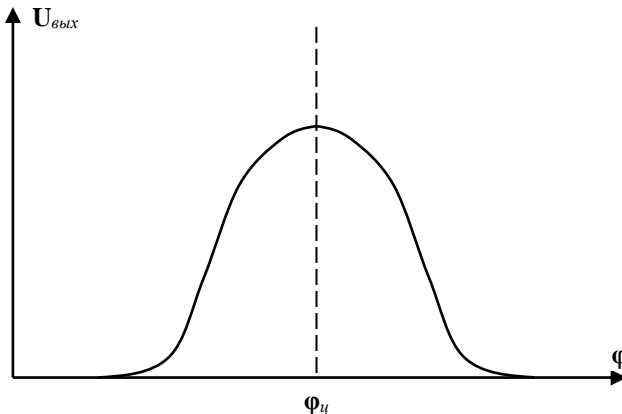


Рис. 7.2. Характеристика пеленгації при пеленгації по максимуму

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LINTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Коли вісь антени співпадає з напрямом на мету, вихідна напруга приймача досягне максимуму; у цей момент покажчик повороту антени покаже пеленг мети $\varphi_{\text{ц}}$.

Переваги методу:

- простота його технічної реалізації;
- отримання найбільшої (за інших рівних умов) амплітуди сигналу, що приймається, у момент точного пеленга.

Недоліком методу є відносно низька точність вимірювань кутової координати.

Точність вимірювання кута характеризується чутливістю пеленгації, що є крутизною характеристики пеленгації поблизу напрямку на мету:

$$S_n = \left| \frac{dU_{\text{вих}}(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=\varphi_{\text{ц}}} . \quad (7.2)$$

Якщо вимірювальний пристрій дозволяє відмітити мінімальну зміну вихідної напруги, рівне $\Delta U_{\text{мин}}$, то ця величина пов'язана з відповідною кутовою помилкою $\Delta\varphi$:

$$\Delta U_{\text{мин}} = \Delta\varphi \frac{dU_{\text{вих}}(\varphi)}{d\varphi} = \Delta\varphi S_n . \quad (7.3)$$

Отже, чим більше чутливість пеленгації, тим вище точність вимірювання кутової координати.

При пеленгації по методу максимуму для діаграм спрямованості будь-якого типу чутливість пеленгації дуже мала (при точному

пеленгу $\frac{dU_{\text{вих}}(\varphi)}{d\varphi} = 0$), тому і точність вимірювання координат відносно низка.

Метод пеленгації по мінімуму відрізняється тим, що відлік кутової координати проводиться у момент зменшення до мінімуму вихідної напруги приймача. Діаграма спрямованості антени пеленгатора має в середній частині провал до нуля. Цього можна добитися, наприклад, використовуючи дві антени, повернені в просторі одна щодо іншої на кут, рівний ширині діаграми спрямованості по нульовому рівню (рис. 7.3, а).

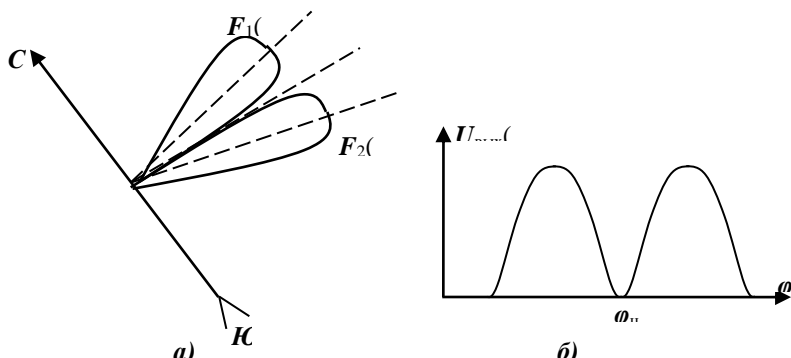


Рис. 7.3. Діаграма спрямованості антенного пристрою (а) і характеристика пеленгації при пеленгації по мінімуму (б)

Функціональна схема пристрою пеленгації така ж, як і при пеленгації по максимуму (рис. 7.1). Зміни амплітуди сигналу на виході приймача при повороті антени характеризуються графіком рис. 7.3, б; аналогічний вигляд має і характеристика пеленгації $U_{\text{вых}}(\varphi) = kF(\varphi)$, де функція $F(\varphi)$ – результуюча діаграма спрямованості.

При пеленгації по мінімуму може бути отримана висока точність вимірювання кутової координати, оскільки чутливість пеленгації велика. Але амплітуда сигналу поблизу напрямку пеленга мала; при точному пеленгу вона стає рівною нулю.

Практично по методу мінімуму можна пеленгувати тільки джерела могутнього власного випромінювання. Тому, метод пеленгації по мінімуму в радіолокації не використовується.

Метод порівняння характеризується тим, що пеленг мети визначається по співвідношенню амплітуд сигналів, прийнятих одночасно двома антенами. Функціональна схема пристрою пеленгації, в якому використаний метод порівняння, приведена на рис. 7.4; графіки рис. 7.5 характеризують просторове розташування діаграм спрямованості антенного пристрою.

Амплітуди сигналів на виході приймачів пропорційні модулям векторів $\overline{F_1(\varphi_y)}$ і $\overline{F_2(\varphi_y)}$ (рис. 7.4):

$$U_1 = k_1 F_1(\varphi_y) \text{ і } U_2 = k_2 F_2(\varphi_y). \quad (7.4)$$

У рахунково-вирішальній схемі здійснюється порівняння амплітуд сигналів. Технічно найпростіше здійснити віднімання одного сигналу з іншого, тобто:

$$U_{\text{вих}}(\varphi) = k_1 F_1(\varphi_y) - k_2 F_2(\varphi_y). \quad (7.5)$$

При цьому вихідна напруга залежить від абсолютних значень амплітуд сигналів і, отже, змінюватиметься залежно від відстані між РЛС і метою, властивостей мети, що відображають, поглинання в середовищі і так далі. Виключити вплив зміни амплітуд сигналів на результат вимірювань можна або за допомогою системи АРУ, що управляє посиленням обох приймачів, або здійснюючи ділення одного сигналу на інший:

$$U_{\text{вих}}(\varphi) = \frac{k_1 F_1(\varphi_y)}{k_2 F_2(\varphi_y)}. \quad (7.6)$$

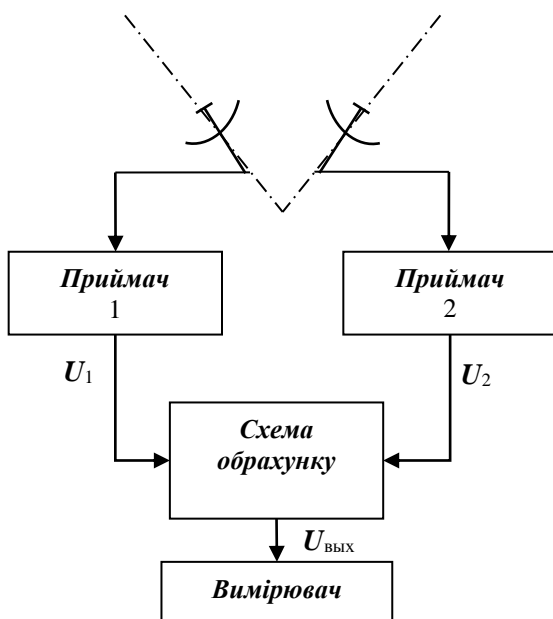


Рис. 7.4. Функціональна схема пеленгатора, в якому використовується метод порівняння

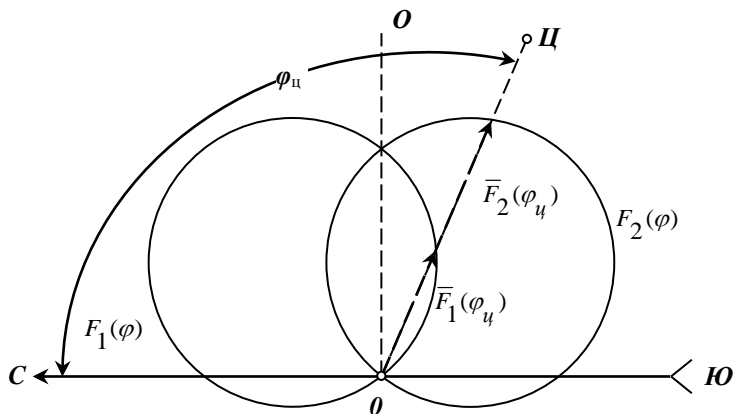


Рис. 7.5. Просторове розташування діаграм спрямованості при використанні методу порівняння

Вид характеристики пеленгації ілюструє рис.7.6.

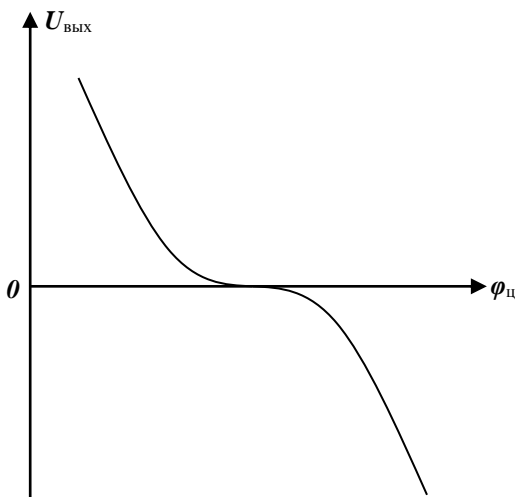


Рис. 7.6. Характеристика пеленгації при використанні методу порівняння

Проект IPBU.03.01.03-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Основна гідність методу порівняння – можливість миттєвого визначення напрямку на мету в межах відносного широкого сектора при нерухомій антенній системі. Найбільш істотним недоліком є відносно низька точність вимірювання, істотно змінна залежно від вигляду і взаємного розташування діаграм спрямованості антен, а також від напрямку приходу хвилі.

Окремим випадком методу порівняння є рівносигнальний метод пеленгації. Він також заснований на порівнянні амплітуд сигналів, що приймаються двома антенами, але для відліку кутового положення добиваються рівності сигналів. При пеленгації мети по рівносигнальному методу антенний пристрій повертають до тих пір, поки вихідна напруга не стане рівною нулю. У цей момент кутова координата мети визначається за положенням антени.

Рівносигнальний метод характеризується високою точністю, оскільки при вимірюванні використовується невелика ділянка діаграм спрямованості (поблизу рівносигнального напрямку ОО, рис. 7.5) з щодо великою крутизною. Цей метод часто використовують для автоматичного стеження за метою по кутових координатах. При цьому вихідну напругу $U_{\text{вих}}$ підводять до системи управління механізмом повороту антени. Залежно від знаку неузгодження між рівносигнальним напрямом ОО і напрямом на мету механізм повертатиме антену в ту або іншу сторону, щоб звести напругу $U_{\text{вих}}$ до нуля; при цьому рівносигнальний напрям антени весь час залишатиметься направленим на мету.

Рівносигнальний метод можна реалізувати при використанні однієї антени, діаграма спрямованості якої періодично змінює своє положення в просторі. В цьому випадку порівнянню підлягають сигнали, прийняті в різні моменти часу при різних положеннях діаграми спрямованості.

2. Фазові методи та їх особливості

Фазові методи засновані на вимірюванні різниці фаз електромагнітних коливань, що приймаються різними антенами. Хай в точках 1 і 2 розташовано дві приймальні антени (рис. 7.7), відстань між якими (база) рівна d .

Прийняті антенами сигнали підводяться до фазового детектора. Вихідна напруга фазового детектора визначатиметься тільки різницею фаз коливань (можна рахувати амплітуди обох коливань на вході детектора однаковими):

$$U_{\text{вих}} = k \cos \Delta \psi. \quad (7.7)$$

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



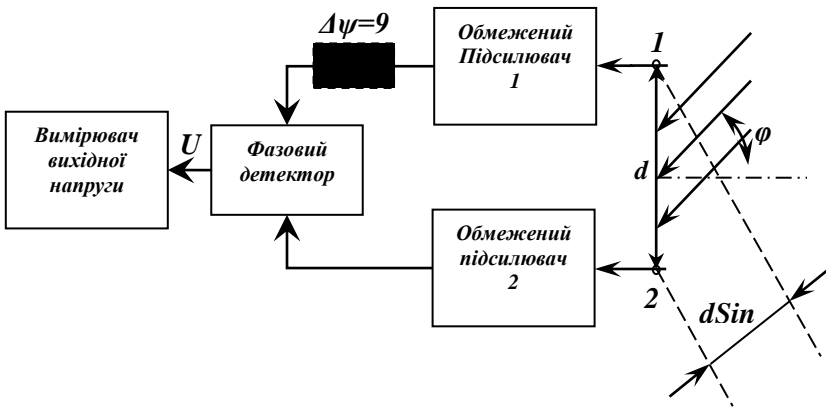


Рис. 7.7. Функціональна схема фазового вимірника кутових координат

Якщо напрям приходу радіохвилі складає кут φ з перпендикуляром до бази, то фазове зрушення високочастотних коливань в антенах рівне:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \varphi, \quad (7.8)$$

а при малих значеннях φ , коли приблизно можна вважати:

$$\sin \varphi \approx \varphi. \quad (7.9)$$

З обліком (7.6) характеристика пеленгації буде (крива 1 на рис. 7.8):

$$U_{\text{вих}}(\varphi) = k \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \varphi\right) \quad (7.10)$$

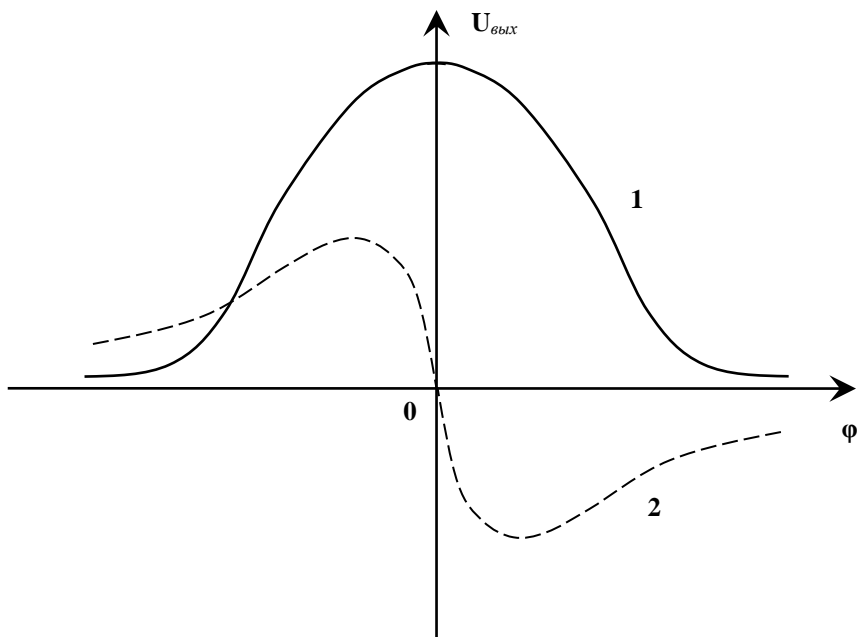


Рис. 7.8. Характеристики пеленгацій фазового пеленгатора

Вимірюючи $U_{\text{вых}}$, можна визначити напрям приходу радіохвилі при нерухомому антенному пристрої.

З формули (7.9) можна бачити, що точність вимірювання кутової координати поблизу значення $\varphi=0$ низька. Крім того, не можна визначити напрям зсуву мети від перпендикуляра до бази. Обидва недоліки можуть бути усунені, якщо ввести штучне фазове зрушення сигналу на 90° в одному з підсилювачів. На рис. 7.7 такий фазозсувний елемент зображений пунктиром у верхньому підсилювальному каналі.

При введенні додаткового фазового зрушення отримаємо (крива 2 на рис. 7.8):

$$U_{\text{вых}} = k \sin \Delta\psi = k \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \varphi\right) \quad (7.11)$$

Метод характеризується високою точністю вимірювання; він може бути використаний для автоматичного стеження за цілями по кутових координатах.

Недоліками методу є:

- неоднозначність відліку;
- відсутність дозволу цілей.

Якщо діапазон однозначного вимірювання фази прийняти рівним 2π , то межі однозначного вимірювання кута можуть бути визначені за допомогою формули (7.6) π :

$$\Delta\varphi_{\text{одн}} = \frac{\lambda}{d}. \quad (7.12)$$

Неоднозначність вимірювання кутових координат фазовим методом може бути усунена, якщо в пеленгаторі використовуються антени з достатньо вузькими діаграмами спрямованості $\theta_{\text{Аодн}} < \Delta\varphi$, де λ – ширина діаграми спрямованості антени.

3. Протокол CAN, основні характеристики та властивості

Інтерфейс CAN (Controller Area Network, локальна мережа контролерів) призначений для організації високонадійних і недорогих каналів зв'язку в розподілених системах управління. Він дозволяє будувати як дешеві мультіплексні канали, так і високошвидкісні мережі.

В даний час CAN-інтерфейс широко застосовується в багатьох областях, в тому числі в промисловій автоматизації і в аерокосмічному приладобудуванні. CAN-інтерфейс (або CAN-Bus) найчастіше використовується як сполучна ланка між головною магістраллю керуючого пристрою і безліччю допоміжних датчиків, механізмів, підключення яких до центральної магістралі не завжди доцільно.

Протокол CAN, розроблений фірмою Bosch, спочатку проектувався для потреб автомобільної промисловості. Розроблений інтерфейс виявився настільки вдалим, що до справжнього моменту він застосовується повсюдно.

Властивості протоколу CAN

Інтерфейс CAN має наступні основні характеристики:

1. Середовище передачі даних в CAN-специфікація не визначена. Інтерфейс із застосуванням протоколу CAN легко адаптується до фізичного середовища передачі інформації. Це може бути диференціальний сигнал, який передається по скрученій парі, оптоволокну, просто відкритий колектор і т. п.

2. CAN-контролер забезпечує безвідмовну роботу, але стандартом ISO 11898 навіть в умовах виникнення нижчеперелічених ситуацій:

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



- будь-який з 3 проводів у шині обірваний;
- будь-який провід замкнутий на харчування;
- будь-який провід замкнутий на загальний провід.

3. Швидкість передачі задається програмно і може досягати 1 Мбіт / с. Користувач вибирає швидкість, виходячи з відстаней, числа абонентів і ємності ліній передачі. Максимальне число абонентів, підключених до даного інтерфейсу, фактично визначається навантажувальною можливістю застосованих радіоприймачів.

4. Максимальна швидкість передачі: 1 Мбіт / с при довжині лінії до 40 м або 40 Кбіт / с при довжині лінії 1000 м. При цьому практично будь-який CAN - контролер допускає програмування швидкості обміну від 1 Мбіт / с до 10 Кбіт / с.

5. Арбітраж організований так, що він не збільшує час реакції системи на більш пріоритетні повідомлення.

6. Загальна кількість CAN - вузлів не обмежена протоколом.

7. Повідомлення по CAN - шині можуть передаватися одному або одночасно декільком вузлам, налаштованим на прийом одних і тих же параметрів.

8. Адресна інформація (номер параметра) міститься в повідомленні та суміщається з його пріоритетом.

9. Кількість байтів даних настраюється від 0 до 8.

10. Якщо хоч один вузол в мережі прийняв повідомлення з помилкою, це повідомлення визнається помилковим для всіх вузлів мережі.

11. Вузли, що вимикаються, динамічно відключаються від шини.

12. Придушення синфазних перешкод здійснюється диференціальним радіоприймачем.

Обмін даними в протоколі CAN

CAN-послідовна шина з підтримкою одночасної роботи багатьох майстер-пристроїв, що означає можливість для всіх вузлів CAN-мережі передавати дані і запитувати декільком вузлам одночасно.

Пристрої в CAN-системі з'єднуються по шині, що складається з трьох проводів (2 сигнальних і одного загального). Повідомлення даних, що передаються з будь-якого вузла по CAN - шині, можуть тримати від 1 до 8 байт. Кожне повідомлення позначено ідентифікатором, який в мережі є унікальним. При передачі інші вузли мережі одержують повідомлення, і кожен з них перевіряє ідентифікатор. Якщо повідомлення має відношення до даного вузла, то воно обробляється, в іншому випадку – ігнорується.

CAN - контролер кожного з пристроїв може обробляти

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



одночасно декілька ідентифікаторів. Таким чином, в кожному з пристроїв можна легко організувати кілька віртуальних каналів обміну інформацією з різними пристроями, включаючи канали одночасного отримання повідомлень і ідентифікатор визначає тип і пріоритет повідомлення. Більш низькому числовому значенню ідентифікатора відповідає більш високе значення пріоритету. Повідомлення, що має вищий пріоритет, передається раніше повідомлення, що має більш низький пріоритет. Після повідомлення з високим пріоритетом передається повідомлення з більш низьким пріоритетом, якщо під час передачі не пам'яється повідомлення з більш високим пріоритетом; потім передається повідомлення з ще більш низьким пріоритетом.

Для CAN була обрана реалізація шинних формувачів, в якій один з логічних рівнів представлений високою напругою на лінії, низьким струмом і високим опором вихідного каскаду шинного формувача. Він названий «recessive» (відступаючий, рецесивний). Інший рівень характеризується низькою напругою, високим струмом, низьким опором вихідного каскаду. Він названий «dominant» (панівний; головний, основний, домінуючий, що превалює, переважаючий; найбільш впливовий). Будемо вважати «recessive» рівнем логічної «1», а «dominant» – рівнем логічного «0» (рис. 7.9).

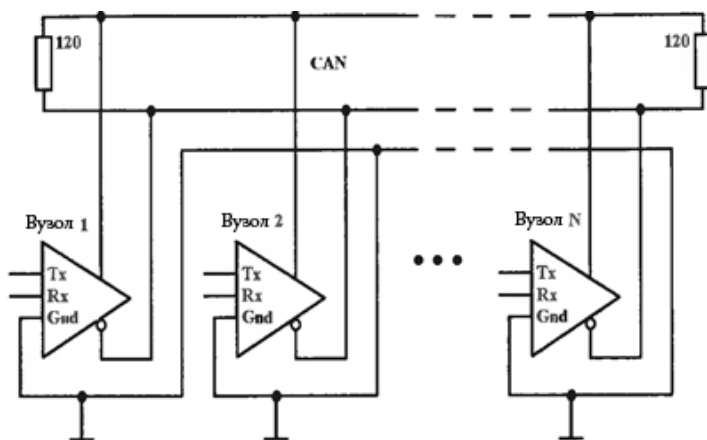


Рис. 7.9. Реалізація лінії передачі даних в CAN

Шумозахисні лінії з шинними формувачами на двотактних каскадах вище, але досить низькоомні резистори на кінцях лінії в значній мірі знижують цю різницю. Перевага обраної реалізації для інтерфейсу, де всі порти рівноправні (а таким є CAN), у принциповій

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



неможливості виникнення небезпечних наскрізних струмів при одночасній роботі двох передавачів. Розробники стандарту змогли «вичавити» з цього переваги значну економію шинного часу і кількості ліній.

Спрощена схема вихідних каскадів двох вузлів і лінії обміну даними CAN показана на рис. 7.10. Вихідні каскади вузлів побудовані за схемою з відкритим колектором. Навантаження є відповідне опору лінії. Вибір «струмової петлі», двотактної схеми або фазоманіпулювання коду (як в «Манчестері-2») підняв би вартість реалізації, в той же час переваги CAN можна реалізувати саме з використанням обраної схеми вихідних каскадів.

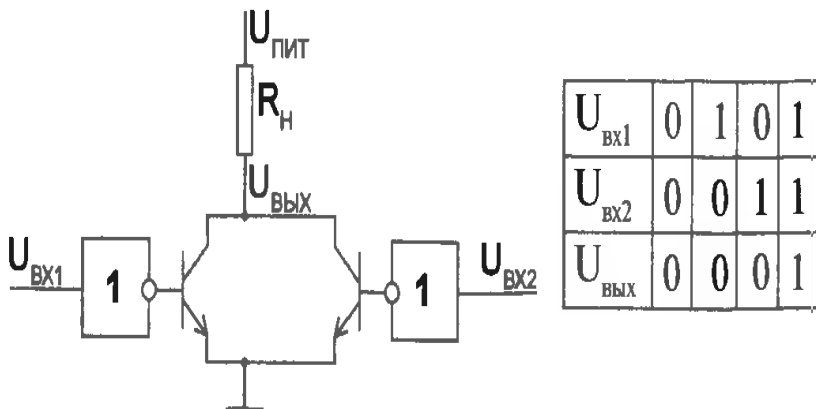


Рис 7.10. Модель обміну даними по інтерфейсу CAN

З таблиці істинності видно, що рівень логічності «1» формується на лінії ($U_{ВЫХ}$) тільки тоді, коли присутні рівні логічної «1» на всіх входах. Лінія являє собою логічний елемент «монтажне І». Таким чином, рівень логічного «0» на будь-якому вході має однозначний пріоритет, формується з рівня логічного «0» на будь-якому з входів. У кожен момент часу будь-який вузол може виставити на лінії рівень логічного «0», що не призводить до утворення небезпечних наскрізних струмів та інших конфліктів лінії, як зазначалося вище. Всі вузли CAN, в тому числі провідну передачу, аналізують логічний рівень на лінії. Передавач на основі цього аналізу робить висновки про «відносно» до видаваної інформації з боку інших вузлів. Даний механізм широко застосовується в CAN для арбітражу шини і виявлення помилок передачі. Оскільки він працює в ході передачі повідомлення, то є дуже економічним за часом. Не потрібний

окремої лінії і окремих приймачів і передавачів у вузлах.

Розглянемо, наприклад, арбітраж шини. У CAN найбільш пріоритетним вважається повідомлення з числово меншим ідентифікатором (рис. 7.11).

Всі вузли синхронізують роботу своїх тактових генераторів до перепадів сигналів на лінії. Перед початком передачі повідомлення вузол перевіряє лінію на вільність. Таким чином, початок видачі повідомлення може відбутися одночасно. Воно починається зі стартового біта з рівнем логічного «0», після якого лінія вже не вважається вільною.

Тепер більше жоден вузол не може почати передачу повідомлення. Посівши, таким чином, лінію, вузол починає передавати ідентифікатор зі старшого біта. У нашому разі це роблять одночасно 2 вузла. Поки ідентифікатори помітно збігаються, це залишається непоміченим для обох передавальних і всіх інших вузлів мережі. Нарешті настає момент, коли один з вузлів передає рівень логічної «1», інший – рівень логічного «0».

Як наведено вище, на лінії при цьому формується рівень логічного «0». Вузол, який передав рівень логічної «1», але зафіксував на лінії рівень логічного «0», припиняє передачу. Його ідентифікатор числово більший ідентифікатора, переданого іншим вузлом, який і продовжує передачу свого, більш пріоритетного повідомлення. Воно було виявлено без втрат часу на арбітраж, простим побітним порівнянням ідентифікаторів (тобто, пріоритетів) прямо в ході передачі.

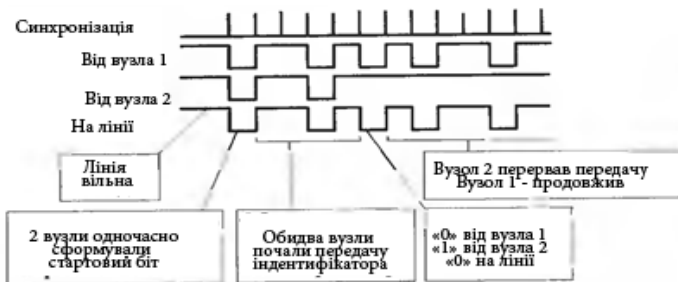


Рис. 7.11. Ілюстрація використання властивостей елемента «монтажне І» при арбітражі повідомлень в CAN

Схожий механізм використовується для сигналізації вузлами про помилки прийому. Виявивши помилку, вузол виставляє на лінії

рівень логічного «0». Передавальний рівень логічної «1» передавач фіксує невідповідність передається сигналу сигналом на лінії і припиняє передачу. Таким чином, гарантується несуперечність даних в мережі: повідомлення або прийнято усіма вузлами, або не прийнято ні одним. У звільнену лінію цей же або інший передавач починає нову спробу передачі повідомлення. Залежно від числа спроб передавач робить висновок про свою справність. Для гарантування можливості сигналізації про помилки в структурі переданого повідомлення є біти, які передавач завжди встановлює рівню логічної «1». Наприклад, такий біт присутній після поля контрольної суми. Ця вдала знахідка сильно збільшила «шанси на виживання» стандарту CAN в динамічно розвиваючій автомобільній галузі.

Логіка організації обміну даними CAN також утримує важливу відмінність від традиційних інтерфейсів. Організація обміну – подієво орієнтована. Це означає, що вузол широкомовно передає повідомлення, як тільки станеться подія, про яку повинні бути проінформовані інші вузли системи (це відбувається з урахуванням процедури арбітражу, описаної вище). Тобто, немає ні програмного опитування, ні переривань, ні контролера, який управляє обміном. За рахунок цього зростає живучість системи: будучи розрубаною на 2 частини, вона зберігає життєздатність їх обох. Обидві підсистеми зможуть функціонувати незалежно. Іншим наслідком односторонності всіх вузлів є економія часу надіславши повідомлення до адресата за рахунок децентралізації.

Поняття «адреса», як таке, в CAN відсутнє, є поняття «ідентифікатор», в деякій мірі є аналогом поняття «адреса». У вузлах CAN немає програмно доступних по запису реєстрів прийому. Ідентифікатор фактично є адресою реєстра передачі. Кожен ідентифікатор жорстко пов'язаний з масивом даних, який може передаватися в лінію, якщо відповідний вузол ініціює передачу. Всі інші вузли «прослуховують» лінію і аналізують ідентифікатори повідомлень, які передаються. Вузли приймають дані, що мають до них відношення, інші дані ігноруються. Дані можуть одночасно прийматися відразу декількома вузлами. Це значно прискорює роботу інтерфейсу за рахунок відсутності дублювання передачі однакових даних у різні вузли (рис. 7.12).

У подієво орієнтовану логіку роботи інтерфейсу органічно включена процедура запиту даних. Якщо вузлу потрібні дані, що формуються іншим вузлом, він посилає повідомлення із запитом цих даних, вказуючи в ньому ідентифікатор. У відповідь вузол-тримач даних передає відповідне повідомлення. Подія, яка викликала необхідність у даних, ініціює їх доставку.



На закінчення хочеться відзначити, що специфікація CAN охоплює нижні фізичний і канальний рівні обміну даними. На верхніх рівнях у межах однієї мережі можуть діяти різні протоколи. Частина вузлів може підтримувати один протокол, інша частина – інший, один одному вони заважати при цьому не будуть. У CAN передбачаються дві стандартні довжини ідентифікатора. Обидві довжини можуть бути використані в одній мережі. Також в мережу можна включати нові вузли, поки не наступить перевантаження мережі по навантажувальній здатності вихідних каскадів та інформаційної пропускної спроможності. Вони не будуть заважати роботі старих вузлів, не потрібно навіть їх перепрограмування. Ці властивості інтерфейсу CAN особливо важливі в додатках промислової автоматизації, де можливості модифікації системи високо цінуються споживачами і активно просуваються виробниками обладнання.



Рис 7.12. Широкомовна передача повідомлень в CAN.

4. Виявлення помилок в протоколі CAN

CAN містить 5-ступінчастий механізм виявлення помилок.

1. Циклічний контроль за надмірності (CRC). Кожне передане повідомлення містить контрольний код CRC, обчислений передавачем на основі змісту переданого повідомлення. Приймальні вузли виконують аналогічну операцію, позначають виявлені помилки і встановлюють відповідні прапори.

2. Контроль переданого поля бітів. У складі CAN-повідомлення передаються зумовлені бітові комбінації, які контролюються при прийомі. Якщо приймач виявляє неприпустимий біт в одній з цих комбінацій, то встановлюється прапор "Помилка формату".

3. Контроль сигналу "Підтвердження прийому". Кожне передане повідомлення підтверджується приймачем, а якщо цього не

відбулося, встановлюється прапор "Помилка підтвердження прийому".

4. Поточний контроль логічного рівня бітів. Будь-який передавач автоматично контролює і порівнює фактичний логічний рівень бітів на шині з рівнем, якому він передається. Якщо рівні не збігаються, позначається помилка логічного рівня бітів.

5. Контроль заповнення бітів. CAN використовує методику додавання заповнює біта для додаткового контролю переданих повідомлень. Після передачі п'яти послідовних бітів з однаковим рівнем передавач автоматично вводить в розрядний потік біт протилежної полярності. Приймачі повідомлення автоматично видаляють такі біти перед обробкою повідомлення. Якщо виявляється шостий біт однакової полярності, то позначається помилка заповнення бітів.

У разі якщо виявлена помилка, вузол, який виявив помилку, перериває передачу посилкою прапора помилки. При цьому передавач автоматично виробляє повторну передачу повідомлення, що оберігає всі вузли від виникнення помилок і гарантує несуперечність даних у мережі.



Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте амплітудні методи та їх основні характеристики.
2. Які властивості протоколу CAN?
3. Назвіть та дайте визначення фазовим методам та їх особливостям.
4. Дайте характеристику пеленгації при використанні методу порівняння.
5. В чому полягає виявлення помилок в протоколі CAN?



ТЕМА 8. ОСНОВИ ТЕОРІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

1. Інформація, повідомлення, сигнал

Під інформацією розуміють сукупність відомостей про якісь події, об'єкти. Для зберігання, обробки і перетворення інформації використовують умовні символи (букви, математичні знаки, малюнки, форми коливач, слова), що дозволяють представити інформацію в тій або іншій формі. Інформація, виражена в певній формі, призначена для передачі, називається повідомленням. Так, при телеграфній передачі інформація представляється у вигляді букв і

Проект ІРВІУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суспільства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu_cbc@gmail.com



цифр. Відповідно повідомленням є текст телеграми, що представляє послідовність цих знаків. У телефонних системах повідомленням є мова (безперервна зміна звукового тиску). На практиці часто інформація представляється в двійковій формі, тобто тільки двома умовними символами, наприклад, 1 і 0. Відповідно повідомленням слугить послідовність кінцевого числа двійкових символів.

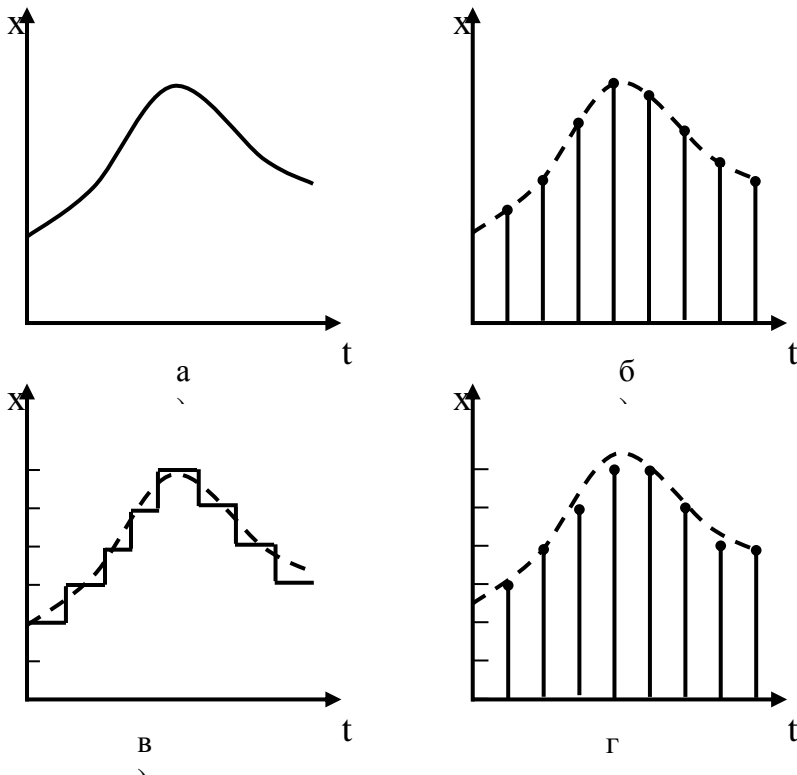


Рис. 8.1. Види сигналів

Одні повідомлення (мова, температура, тиск) є функціями часу, інші (текст телеграми) – ні. Природа повідомлень може бути як електричною, так і неелектричною.

Для передачі повідомлень від джерела і одержувачеві використовують фізичні процеси, наприклад, звукові і електромагнітні хвилі, струм. Фізичний процес, що відображає повідомлення, називається сигналом. За своєю природою сигнали можуть бути

Проект IPBU.03.01.03-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



електричними, світловими, звуковими і тому подібне У РСПІ використовуються електричні сигнали. Тому при передачі повідомлення неелектричної природи заздалегідь перетворюються в електричні коливання за допомогою перетворювачів: мікрофонів, передавальних телевізійних трубок, датчиків температури, тиск і тому подібне. Ці електричні коливання зазвичай називають первинними сигналами.

Будь-який первинний сигнал є функцією часу $x(t)$. Залежно від області визначення і області можливих значень цієї функції розрізняють наступні види сигналів:

- безперервні по рівню і за часом (мал. 8.1, а);
- безперервні по рівню і дискретні за часом (мал. 8.1, б);
- дискретні (квантовані) по рівню і безперервні за часом (рис. 8.1, в);
- дискретні по рівню і за часом (рис. 8.1, г).

Сигнали першого вигляду, звані безперервними, задаються на кінцевому або нескінченному тимчасовому інтервалі і можуть приймати будь-які значення в деякому діапазоні. Прикладом таких сигналів є сигнали на виходах мікрофону, датчиків температури, тиску, положення і тому подібне. Будучи електричними модулями фізичних величин, такі сигнали часто називаються аналоговими.

Сигнали другого вигляду задаються в певні дискретні моменти часу і можуть приймати будь-які значення з деякого діапазону. Їх можна отримати з безперервних сигналів шляхом узяття відліків в певні моменти. Це перетворення називається дискретизацією в часі. Крок дискретизації T_d (проміжок часу між двома сусідніми відліками) може бути як постійним, так і змінним. Звичайне його значення вибирають, виходячи з допустимої погрішності при відновлення безперервного сигналу по кінцевому числу його відліків.

Сигнали третього вигляду, звані квантованими по рівню, задаються на деякому тимчасовому інтервалі і характеризуються тим, що приймають тільки цілком певні дискретні значення. Їх можна отримати з безперервних сигналів, застосовуючи до них операцію квантування по рівню. В результаті цієї операції безперервний сигнал замінюється ступінчастою функцією. Крок квантування $-x$ (відстань між двома сусідніми дозволеними рівнями) може бути як постійним, так і змінним. Його зазвичай вибирають з умови забезпечення необхідної точності відновлення безперервного сигналу з квантованого.

Сигнали четвертого вигляду, звані дискретними, задаються в певні дискретні моменти і приймають певні дискретні значення. Їх можна отримати, наприклад, з безперервних сигналів, здійснюючи операції дискретизації за часом і квантування по рівню. Такі сигнали

легко представити в цифровій формі, тобто у вигляді чисел з кінцевим числом розрядів. З цієї причини їх часто називають цифровими.

Повідомлення, що підлягають передачі, є або випадковою величиною, або випадковою функцією. Детерміновані (заздалегідь відомі) повідомлення не містять інформації, і немає сенсу їх передавати. Відповідно сигнал також слід розглядати як випадковий процес. Детерміновані сигнали не несуть інформацію. У техніці зв'язку вони використовуються для вивчення властивостей різних радіотехнічних ланцюгів.

2. Узагальнена структурна схема, основні підсистеми

Під *системою зв'язку* (рис. 8.2.) розуміють сукупність технічних засобів, призначених для передачі інформації, включаючи джерело повідомлень і одержувача повідомлень.

Джерело повідомлень – це пристрій, що здійснює вибір повідомлень з ансамблю повідомлень. Їм може бути датчик, ЕОМ і тому подібне. Залежно від типу повідомлень розрізняють дискретні і безперервні джерела.

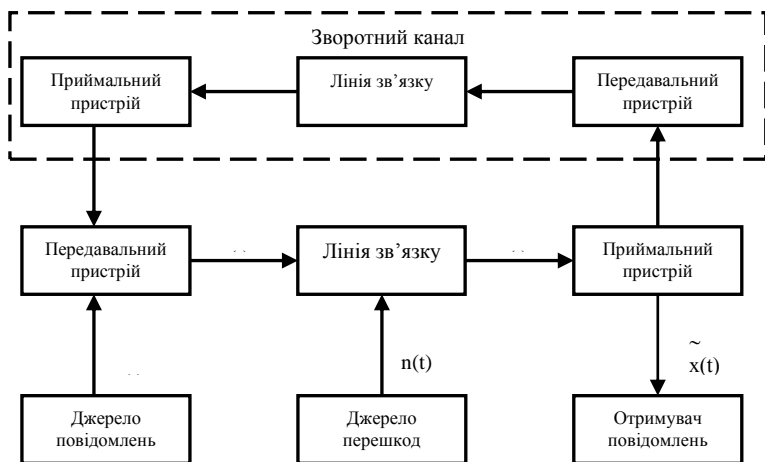


Рис. 8.2. Загальна структурна схема РС

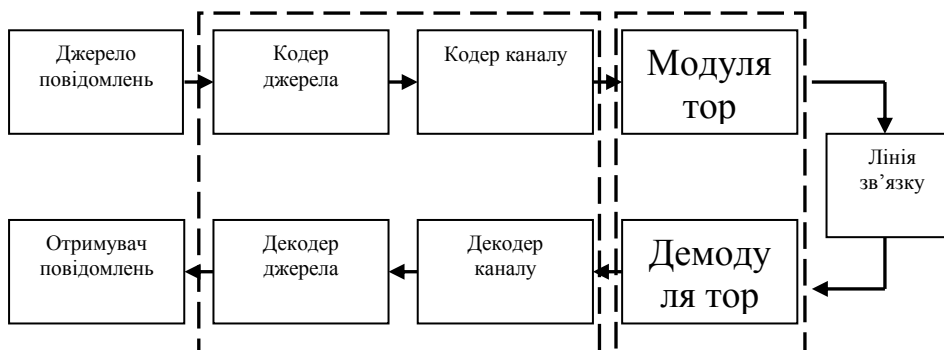


Рис. 8.3. Структурна схема системи передачі дискретних повідомлень

Передавальний пристрій призначений для перетворення повідомлення $x(t)$ в сигнал $S(t)$, який може розповсюджуватися по лінії зв'язку. У загальному випадку воно виконує операції кодування і модуляції (рис. 8.3). При передачі безперервних повідомлень цифровими методами передавальний пристрій здійснює операції дискретизації за часом і квантування по рівню.

У вузькому сенсі кодуванням є перетворення дискретного повідомлення в послідовність кодових символів, здійснюване за певним правилом. Безліч всіх кодових послідовностей (кодових комбінацій), можливих при даному правилі кодування, утворює код. Сукупність символів, з яких складаються кодові послідовності, називають кодовим алфавітом, а їх число (об'єм кодового алфавіту) – підставою коди. Число символів в кодовій комбінації може бути однаковим або різним. Відповідно розрізняють рівномірні і нерівномірні коди. Число символів в кодовій комбінації рівномірного коду називається довжиною коду.

Кодування дозволяє підвищувати достовірність передачі інформації. Заздалегідь відзначимо, що всі коди діляться на простих і перешкодостійких. Прості коди складаються зі всіх можливих кодових комбінацій. Тому перетворення одного символу кодової комбінації в інший через дію перешкод приводить до нової кодової комбінації, тобто до появи помилки, що не виявляється. У перешкодостійких кодах використовується лише деяка частина із загального числа можливих кодових комбінацій. Завдяки цьому з'являється можливість виявляти і виправляти помилки в прийнятих комбінаціях, що і сприяє підвищенню достовірності передачі інформації.

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Відповідно до завдань кодування розрізняють кодуючий пристрій (кодер) для джерела і кодуючий пристрій для каналу (рис. 8.3). Завданням першого є економне (у сенсі мінімуму середнього числа символів) представлення достовірної передачі повідомлень.

Первинні сигнали, як правило, низькочастотні. Їх можна передавати лише по дротяних лініях зв'язку. Для передачі повідомлень по радіолініях використовують спеціальні коливання, звані переносниками. Вони повинні добре розповсюджуватися по лінії зв'язку. У РСПІ як переносники використовуються високоякісні коливання.

Самі переносники не містять інформації про передаване повідомлення. Для того, щоб закласти в них цю інформацію, застосовують операцію модуляції, яка полягає в зміні одного або декількох параметрів переносника за законом переданого повідомлення. Пристрій, що здійснює цю операцію, називається модулятором.

Приймальний пристрій. Основним завданням приймального пристрою є виділення передавального повідомлення з прийнятого сигналу $u(t)$. У загальному випадку це досягається виконанням над прийнятим сигналом операцій демодуляції і декодування. Пристрої, що виконують ці операції, називаються відповідно демодулятором і декодером.

Операція демодуляції полягає в перетворенні прийнятого модульованого сигналу, спотвореного перешкодами, в модулюючий сигнал. У системах передачі безперервних повідомлень при аналоговій модуляції сигнал на виході демодулятора співпадає з первинним сигналом, що відображає повідомлення. Тому він без подальших перетворень поступає до одержувача.

3. Класифікація систем передачі інформації

Сучасні РСПІ характеризуються великою різноманітністю видів передавальних повідомлень, способів модуляції, принципів побудови, режимів роботи і тому подібне. Відповідно вони можуть бути класифіковані по багатьом ознакам.

По числу каналів розрізняють одноканальні і багатоканальні системи. По наявності зворотного каналу розрізняють системи без зворотного зв'язку і із зворотним зв'язком.

По режиму використання каналу розрізняють системи одностороннього зв'язку, сімплексні і системи двостороннього зв'язку. По-перше передача здійснюється в одному напрямі, в останніх

Проект ІРВІ 03.01.00-06-366/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



можлива одночасна передача в обох напрямках. У сімплексній системі можливий двосторонній зв'язок, але передача і прийом ведуться по черзі.

По вигляду переданих повідомлень розрізняють системи:

- передачі дискретних;
- безперервних повідомлень.

За призначенням переданих повідомлень розрізняють наступні типи систем:

- телефонні, призначені для передачі мови;
- телеграфні, призначені для передачі тексту;
- фототелеграфні, призначені для передачі нерухомих зображень;
- телевізійні, призначені для передачі зображень;
- телеметричні, призначені для передачі вимірювальної інформації;
- системи телекерування, призначені для передачі команд управління;
- системи передачі даних, призначені для обслуговування автоматизованих систем управління.

Залежно від механізму розповсюдження радіохвиль, використаних для передачі повідомлень, розрізняють:

- іоносферні;
- тропосферні;
- метеорні;
- космічні системи.

Безперервні канали. Спотворення сигналів і перешкоди в реальних каналах зв'язку вельми різноманітні. Проте математична модель каналу повинна по можливості точно описувати основні особливості реального каналу і в той же час бути досить простою для отримання кінцевих результатів при аналізі і синтезі систем передачі.

Ідеальний канал без перешкод вносить детерміновані спотворення, пов'язані із зміною амплітуди і тимчасового положення сигналу. Переданий сигнал може бути повністю відновлений на приймальній стороні в новому тимчасовому відліку. Ця модель використовується для опису каналів із закритим розповсюдженням малої протяжності (кабель, дріт, хвилевід, світлопровід і так далі).

Канал з білим шумом Гауса є ідеальним каналом, в якому на сигнал накладається перешкода:

$$u(t) = \mu(t - \tau) + n(t). \quad (8.1)$$

Коефіцієнт передачі μ і запізнювання τ постійні і відомі в точці прийому. Така модель, наприклад, відповідає радіоканалам, що

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суспільства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



працюють в межах прямої видимості.

Канал Гауса з невизначеною фазою сигналу відрізняється від попереднього тим, що фаза коливання, що несе, в точці прийому передбачається випадковою з щільністю розподілу $\omega(\varphi)$ у інтервалі $-\pi \leq \varphi \leq \pi$. Ця невизначеність викликана двома причинами: відсутністю пристроїв оцінки і прогнозу фази або помилками в оцінці фази при їх роботі. Важливо знати швидкість флуктуацій фази. У дискретних системах розрізняють канали з швидкими флуктуаціями, коли інтервал їх кореляції менше тривалості посилки, і з повільними, коли ця умова не виконується. При повільних флуктуаціях фаза коливання, що несе, за тривалість посилки практично не змінюється.

Канал Гауса з невизначеною амплітудою і фазою сигналу вносить до сигналу разом з флуктуаціями фази і флуктуації амплітуди, які пов'язані із зміною в часі по випадковому закону коефіцієнта передачі μ . Як і у попередньому випадку, флуктуації можуть бути швидкими і повільними. Для визначення моделі каналу необхідно задати щільність розподілу $\omega(\mu)$ і кореляційну функцію флуктуацій $R_\mu(\tau)$.

У каналі Гауса з лінійними спотвореннями форма сигналу змінюється із-за наявності виборчих ланцюгів. У загальному випадку лінійні спотворення носять випадковий характер. Частотна характеристика каналу $K(j\omega, t)$ нерівномірна в смузі частот сигналу F_c і змінюється в часі, а імпульсна характеристика $h(t, \tau)$ має тривалість τ_n (час пам'яті каналу), що перевищує величину $1/F_c$. Така модель корисна при аналізі систем, що використовують, наприклад, канали з розсіянням сигналу. Сигнал на виході каналу з лінійними спотвореннями:

$$u(t) = \int_0^t h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (8.2)$$

У радіосистемах передачі дискретної інформації, коли час пам'яті каналу τ_n сумірно з тривалістю посилки T_c (а тим більше перевищує її) має місце міжсимвольна інтерференція (МСІ), яка виявляється в накладенні один на одного сусідніх посилок. Однією з

причин виникнення МСІ є збільшення швидкості передачі при обмеженій смузі пропускання каналу.

У каналі Гауса з нелінійними спотвореннями сигналу, як і у попередньому випадку, адитивна перешкода передбачається у вигляді білого шуму Гауса, проте суміш сигналу і перешкоди, проходячи по каналу, зазнає нелінійні спотворення так, що на вході приймача

$$u(t) = F[s(t) + n(t)], \text{ де } F[\cdot] - \text{амплітудна характеристика}$$

нелінійної ланки каналу.

Лінійний канал з складною адитивною перешкодою характеризується тим, що на сигнал можуть впливати перешкоди будь-якого вигляду: зосереджені по спектру, за часом, і так далі. Модель перешкод можна визначити, вказавши спосіб обчислення багатовимірної щільності розподілу вірогідності. Ця модель найповніше відображає реальний шум в каналах зв'язку, проте рідко використовується із-за складності. Найпростіше задати модель складних адитивних перешкод у вигляді небілого шуму Гауса з тією, що змінюється в часі і по частоті спектральною щільністю $N(f, t)$, що характеризується як випадковий процес щільністю розподілу $\omega(N)$ і кореляційними функціями в тимчасовій $R_N(\tau)$ і частотній областях $R_N(\tau)$.

Дискретно - безперервні канали. Дискретно-безперервний канал має дискретний вхід і безперервний вихід. Прикладом такого каналу є канал, утворений сукупністю технічних засобів між виходом кодера каналу і входом демодулятора. Для його опису необхідно знати алфавіт вхідних символів $r = 1.., m$, вірогідність появи символів алфавіту $r = 1.., m$, смугу пропускання безперервного каналу ФК, що входить в даний канал, і щільність вірогідності появи сигналу $u(t)$ на виході каналу за умови, що передавався символ бг.

Знаючи вірогідність $z(bg)$ і щільність розподілу вірогідності $\omega[u|bg]$, можна знайти апостеріорну вірогідність:

$$p(\alpha_r | u) = \frac{p(\alpha_r) \omega(u | \alpha_r)}{\sum_{r=1}^m p(\alpha_r) \omega(u | \alpha_r)}, \quad r = 1, \dots, m, \quad (8.3)$$

на основі яких, як правило, і ухвалюється рішення про переданий символ.

Ширина спектру сигналу $u(t)$ не може перевищувати значення

Фк. Тому відповідно до теореми Котельникова його можна представити сукупністю $M = 2f_k$ відліків, де T_c – тривалість сигналу. Відповідно, умовну щільність вірогідності $\omega(u|r)$, $r = 1, \dots, m$, можна задати як M – мірна щільність вірогідності сукупності M відліків сигналу $u(t)$.

У тез випадках, коли сигнал $u(t)$ є аддитивною сумішню корисного сигналу $s(t)$ з відомими параметрами, що несе інформацію про символ і шуму $n(t)$, M – мірна щільність вірогідності (u_1, u_2, \dots, u_M) буде щільністю вірогідності шуму, тобто:

$$\omega_M(u_1, u_2, \dots, u_M | \alpha_r) = \omega_M[(u_1 - s_1^r), \dots, (u_M - s_M^r)] = \omega_M[n_1, n_2, \dots, n_M] \quad (8.4)$$

де u_i, s_i^r і n_i – відліки сигналів $u(t), s_r(t)$ і шуму $n(t)$ у

момент t_i .

При незалежних відліках шуму:

$$\omega_M(u_1, u_2, \dots, u_M | \alpha_r) = \prod_{i=1}^M \omega(n_i) \quad (8.5)$$

Якщо щільність вірогідності $\omega(u | \alpha_r)$ для будь-якого поєднання $u(t)$ і α_r не залежить від часу, то канал називається стаціонарним.

Якщо виконується умова:

$$\omega\left(u | X_k^{rk}, X_{k-1}^{rk-1}, \dots, X_{k-N}^{rk-N}\right) = \omega\left(u | X_k^{rk}\right), \quad (8.6)$$

де $X_k^{rk}, X_{k-1}^{rk-1}, \dots, X_{k-N}^{rk-N}$ – послідовність передаваних імпульсів, то такий канал називається *каналом без пам'яті*.

Реальні канали є зазвичай нестационарними і володіють пам'яттю. Проте модель дискретно-безперервного стаціонарного каналу з пам'яттю часто застосовується завдяки її простоті.

Дискретні канали. Дискретний канал має дискретний вхід і дискретний вихід. Прикладом такого каналу є канал, утворений сукупністю технічних засобів між виходом кодера каналу і виходом

демодулятора. Для опису дискретного каналу необхідно знати алфавіт вхідних символів $\alpha_r, r=1, \dots, m$, їх ймовірність появи $p(\alpha_r)$, швидкість передачі символів V , і значення перехідних ймовірностей $p(y_j | \alpha_r), j=1, \dots, n; r=1, \dots, m$, появу символу y_j при умові передачі символу α_r .

Перші дві характеристики визначаються властивостями джерела повідомлень, швидкість V – смугою пропускання безперервного каналу, що входить до складу дискретного каналу, об'єм алфавіту вхідних символів – алгоритмом роботи вирішальної схеми, перехідна вірогідність $p(y_j | \alpha_r)$ – характеристиками безперервного каналу.

Відмітимо, що в загальному випадку в дискретному каналі об'єми вхідних і вихідних символів не співпадають. Прикладом може бути канал із стиранням. Алфавіт на його виході містить один додатковий символ в порівнянні з алфавітом на вході. Цей додатковий символ (символ стирання) з'являється на виході тоді, коли аналізований сигнал не можна з великою вірогідністю ототожнити ні з одним з передаваних символів. Стирання символів при застосуванні відповідного перешкодостійкого коду дозволяє істотно підвищувати перешкодостійкість.

Знаючи вірогідність $p(\alpha_r)$ і $p(y_j | \alpha_r), r=1, \dots, m; j=1, 2, \dots, n$, можна обчислити апостеріорну вірогідність:

$$p(\alpha_r | y_j) = \frac{p(\alpha_r) p(y_j | \alpha_r)}{\sum_{r=1}^m p(\alpha_r) p(y_j | \alpha_r)}, \quad (8.7)$$

$r=1, \dots, m; j=1, \dots, n$, того, що при прийнятому символі y_j був переданий символ α_r . Вірогідність $p(\alpha_r)$ і $p(\alpha_r | y_j)$ дозволяють визначити повну вірогідність помилки в каналі (або повну

вірогідність правильного прийому) і інформаційні характеристики дискретного каналу.

Дискретний канал називається стаціонарним, якщо перехідна вірогідність $p(y_j | \alpha_r)$, $j=1, \dots, n; r=1, \dots, m$, не залежать від часу. Дискретний канал називається без пам'яті, якщо перехідні характеристики $p(y_j | \alpha_r)$, $j=1, \dots, n; r=1, \dots, m$, не залежать від того, які символи передавалися і приймалися раніше.

Якщо в стаціонарному дискретному каналі алфавіти на вході і виході співпадають :

$$p(y_j | \alpha_r) = \begin{cases} p_{ouu} \\ 1 - (m-1)p_{ouu} \end{cases} \quad (8.8)$$

то такий канал називається симетричним.

Математична модель каналу повинна забезпечувати можливість знаходження основних характеристик потоку помилок. До них відносяться: вірогідність помилки в прийомі символу рош; розподіл вірогідності $P_n(r)$ появи помилок r в блоці довжини n ; розподіл довжин інтервалів між сусідніми помилками; розподіл довжин серії помилок і тому подібне.

Модель повинна бути простою і зручною для проведення розрахунків. В той же час вона повинна достатньо точно описувати реальний канал, тобто знаходитися в хорошій відповідності з експериментальними даними. Найбільш простий є модель стаціонарного симетричного каналу без пам'яті. У такому каналі помилки виникають незалежно один від одного, тобто між помилками відсутні статистичні зв'язки. Вірогідність помилки рош при передачі будь-якого символу однакова і не міняється в часі. Стаціонарний симетричний канал без пам'яті повністю описується вірогідністю рош. Розподіл помилок в ній підкоряється біноміальному закону:

$$P_n(r) = C_n^r p_{ouu}^r (1 - p_{ouu})^{n-r}, \quad (8.9)$$

де n – число символів в блоці;

r – число помилкових символів.

Знаючи вірогідність помилки рош і використовуючи вираз (8.8), можна знайти всі необхідні характеристики. Зокрема, вірогідність

правильного прийому блоку з n символів: $P_n(0) = (1 - p_{\text{ош}})^n$,
вірогідність прийому блоку, що містить хоч би одну помилку
 $P_n(r \geq 1) = 1 - P_n(0)$, вірогідність появи в блоці l і більш за
помилки:

$$P_n(r \geq l) = \sum_{r=l}^n C_n^r p_{\text{ош}}^r (1 - p_{\text{ош}})^{n-r}. \quad (8.10)$$

Більшість реальних каналів мають "пам'ять", яка виявляється в тому, що вірогідність помилки в символі залежить від того, які символи передавалися до нього і як вони були прийняті. Перший факт обумовлений міжсимвольними спотвореннями, що є результатом розсіяння сигналу в каналі, а другий – зміною відношення сигнал-шум в каналі або характеру перешкод.

При розсіянні сигналу послідовності, що приходять на вхід, є сумою деякого числа попередніх посилок з відповідними ваговими коефіцієнтами. Тому, вірогідність помилки в подальшому символі залежатиме від характеру передаваної інформації за час розсіяння сигналу. Наприклад, при чергуванні посилок різних частот помилка буде більша, ніж усередині послідовності, що складається з посилок однієї частоти. Якщо міняти тривалість окремих дій, що заважають, наприклад, в результаті загальних завмирань сигналу або зміни рівня перешкод, то помилки групуватимуться в пачки. Вірогідність помилки при прийомі символу в цьому випадку залежить від того, була помилка в попередньому символі чи ні. Простій моделі двійкового симетричного каналу з пам'яттю є канал, який може знаходитися в одному з двох станів: $d = 0$ і $d = 1$. У обох станах можливі незалежні помилки з вірогідністю p_0 і p_1 , де нижні індекси указують на стан каналу.

Одним з поширених методів опису дискретного каналу з пам'яттю, пов'язаною з міжсимвольними спотвореннями, є використання апарату ланцюгів Маркова (посимвольний опис). В цьому випадку послідовність станів двійкового каналу розглядається як N – що зв'язує двійковий ланцюг Маркова, а значення символів на кожній позиції – як стан ланцюга, де N , число символів, на яке розповсюджується пам'ять каналу.

4. Основні характеристики передачі інформації

Будь-яка система характеризується поряд з показниками, які можна розділити на інформаційно-технічних (достовірність, перешкодостійкість, швидкість передачі інформації, затримка,

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
сфінансовується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



діапазон частот і тому подібне) і конструктивно-експлуатаційні (об'єм і маса апаратури, енергетичний ККД, мобільність, гнучкість, експлуатаційна надійність, вартість).

Достовірність передачі інформації характеризує ступінь відповідності прийнятих повідомлень переданим. Вона залежить від параметрів самої системи, ступеня її технічної досконалості і умов роботи. Останні визначаються типом і станом лінії зв'язку, виглядом і інтенсивністю перешкод, а також організаційними заходами щодо дотримання правил радіообміну і експлуатації апаратури.

Для різних РСП критерії відповідності прийнятого сигналу переданому можуть істотно відрізнятися. При передачі дискретних повідомлень дія перешкод виявляється в тому, що замість переданого символу приймається інший. В цьому випадку достовірність передачі повідомлень доцільно характеризувати або вірогідністю правильного прийому P_{np} , або вірогідністю помилки: $P_{ош} = 1 - P_{np}$.

Під перешкодостійкістю СПІ розуміється здатність системи протистояти шкідливій дії перешкод на передачу повідомлень. Вона залежить від способу кодування, модуляції, методу прийому і тому подібне. Кількісно перешкодостійкість систем передачі дискретних повідомлень можна характеризувати вірогідністю помилки $P_{ош}$ при заданому відношенні середніх потужностей сигналу і перешкоди в смузі частот, займаній сигналом, або необхідним відношенням середніх потужностей сигналу і перешкоди на вході приймача системи, при якому забезпечується задана вірогідність помилки $P_{ош}$. Перешкодостійкість систем передачі безперервних повідомлень зручно оцінювати відношенням середніх потужностей сигналу і перешкоди на вході приймача системи, що забезпечує задані значення цих показників. При порівняльній оцінці систем часто користуються "узагальненим вираженням системи":

$$q = \frac{\rho_{вх} F_x}{\rho_{вх} F_c}, \quad (8.11)$$

де $\rho_{вх} = P_x / P_c$ – відношення потужностей повідомлення $x(t)$ і шуму на виході приймача;
 $\rho_{вх} = P_c / P_{ш}$ – відношення потужностей сигналу і шуму на вході приймача;

F_x – ширина спектру повідомлення;

F_c – ширина спектру сигналу, використовуюваного для

передачі повідомлення.

При передачі дискретних повідомлень для характеристики швидкодії апаратури формування інформаційних символів користуються поняттям технічна швидкість. Вона визначається числом символів дискретного повідомлення, передаваних в одиницю часу.

Однією з важливих характеристик системи передачі інформації є затримка, під якою розуміється проміжок часу між подачею повідомлення від джерела на вхід передавального пристрою і видачею відновленого повідомлення одержувачеві приймальним пристроєм. Вона залежить від протяжності лінії зв'язку і часу обробки сигналу в передавальному і прийальному пристроях.

5. Радіохвилі, їх класифікація та поширення

Радіохвилі — діапазон електромагнітних хвиль з довжиною хвилі від 10^{-5} до від 10^{10} метра.

В експериментах Герца (1880-ті) вперше були одержані хвилі з довжиною кілька десятків сантиметрів. В 1895–99рр О. Попов вперше використав радіохвилі для бездротового зв'язку. З розвитком радіотехніки розширявся і частотний діапазон хвиль, що можуть бути згенеровані чи сприйняті радіоапаратурою. В природі існують і природні джерела радіохвиль у всіх частотних діапазонах. Наприклад, таким джерелом може бути будь-яке нагріте тіло. Також радіохвилі можуть генеруватися деякими природними явищами (блискавка) або космічними об'єктами (нейтронні зірки).

Використовуються радіохвилі не лише для власне радіо але й для локації, дослідження космічних об'єктів, дослідження середовища, в якому вони поширюються, і в радіометеорології.

Радіохвилі довжиною 100–10 км (частота 3–30 кГц) та довжиною 10–1 км (частота 30–300 кГц) називаються наддовгими (НДХ) та довгими (ДХ) хвилями, розповсюджуються у вільному просторі вздовж поверхні Землі і вдень і вночі і мало поглинаються водою. Тому їх використовують, наприклад, для зв'язку з підводними човнами (наддовгі хвилі). Однак, вони сильно слабшають по мірі віддалення від передавача, і тому передавачі повинні бути дуже потужними.

Хвилі довжиною 1000–100 м (частота 0,3–3 МГц), так звані середні хвилі (СХ), вдень сильно

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



поглинаються іоносферою (верхнім шаром атмосфери, що має велику концентрацію іонів) та швидко слабшають, коли вночі іоносфера їх відбиває. Середні хвилі використовують для радіомовлення, причому вдень можна чути лише близько розташовані станції, а вночі — ще й дуже віддалені.

Хвилі довжиною 100-10 м (частота 3-30 МГц), так звані короткі (КХ), надходять до антени приймача, відбиваючись від іоносфери, причому вдень краще відбиваються коротші, а вночі — довші з них. Для таких радіохвиль можна створювати антени передавачів, котрі випромінюють електромагнітну енергію направлено, фокусують її у вузький промінь, і таким чином збільшують потужність сигналу, що надходить до антени приймача.

На коротких хвилях працює більшість станцій радіозв'язку — суднових, літакових та ін., а також багато станцій радіомовлення.

Радіохвилі довжиною 10 м–0,3 мм (частота 30 МГц–1 ТГц), що називаються ультракороткими (УКХ), не відбиваються і не поглинаються іоносферою, а на кшталт світлових променів, пронизують її і відходять у космос. Тому зв'язок на УКХ можливий лише на таких відстанях, коли антена приймача «бачить» антену передавача, тобто коли немає нічого між антенами, що могло б заступати шлях цим хвилям (гора, будинок, опуклість Землі та ін.). Тому, УКХ використовують в основному для радіорелейного зв'язку, телебачення, супутникового зв'язку, а також в радіолокації.

Піддіапазони радіохвиль

Піддіапазон	Довжина хвилі, м	Частота коливаний, Гц
Наддовгі хвилі	Більша 10^4	Менша $3 \cdot 10^4$
Довгі хвилі	$10^4 — 10^3$	$3 \cdot 10^4 — 3 \cdot 10^5$
Середні хвилі	$10^3 — 10^2$	$3 \cdot 10^5 — 3 \cdot 10^6$
Короткі хвилі	$10^2 — 10$	$3 \cdot 10^6 — 3 \cdot 10^7$
Метрові хвилі	$10 — 1$	$3 \cdot 10^7 — 3 \cdot 10^8$
Дециметрові хвилі	$1 — 10^{-1}$	$3 \cdot 10^8 — 3 \cdot 10^9$
Сантиметрові хвилі	$10^{-1} — 10^{-2}$	$3 \cdot 10^9 — 3 \cdot 10^{10}$
Міліметрові хвилі	$10^{-2} — 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{10} — 3 \cdot 10^{11}$
Субміліметрові хвилі	$10^{-3} — 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{11} — 3 \cdot 10^{12}$

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лаврівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



В однорідному середовищі радіохвилі поширюються прямолінійно зі сталою для даного середовища швидкістю — так зване вільне поширення. Близьким до вільного є поширення радіохвиль в космічному просторі. На поширення в атмосфері і в товщі Землі, при відсутності спрямовуючих систем типу хвилеводів, впливають електродинамічні властивості атмосфери і земної кори, кривина земної поверхні і нерівності її рельєфу. Вплив атмосфери зумовлюється наявністю в ній плазми, в її верхніх шарах, та речовин, в основному кисню і водяної пари, що сильно вбирають сантиметрові й міліметрові радіохвилі; вплив земної кори — збудженням у ній радіохвилею електр. струму, на що витрачається частина енергії хвилі. Кривина земної поверхні і нерівності її рельєфу є причиною дифракції радіохвиль. Помітно дифрагують лише наддовгі та довгі радіохвилі. Коротші радіохвилі поширюються прямолінійно й огинають земну поверхню внаслідок відбивання від іоносфери, яка є відбивним середовищем для радіохвиль від наддовгих до коротких. Короткі радіохвилі, багаторазово відбиваючись від іоносфери і поверхні Землі, поширюються у своєрідному сферичному радіохвилеводі, стінками якого є нижня границя іоносфери і земна поверхня. Такі хвилі здатні забезпечувати радіозв'язок між найвіддаленішими пунктами Землі. З відбиванням радіохвиль від іоносфери пов'язане і явище замирання радіосигналу, що пояснюється наявністю в ній зон з неоднаковими густиною й електричним зарядом. Для метрових і дециметрових хвиль іоносфера практично прозора. На цих хвилях підтримується зв'язок з літальними апаратами, які перебувають за межами іоносфери. Через прозорість іоносфери для таких хвиль виявлено радіовипромінювання від неземних джерел, що дало поштовх розвитку радіоастрономії.

Частотна модуляція

Частотна модуляція — це тип аналогової модуляції, при якому частота вихідного сигналу змінюється в часі в залежності від миттєвого значення інформаційного сигналу, інформаційний сигнал управляє частотою несучого сигналу. В порівнянні з амплітудною модуляцією тут амплітуда залишається постійною.

Частотна модуляція застосовується для високоякісної передачі аудіосигналу в радіомовленні (у діапазоні УКХ), для звукового супроводу телепередач, передачі сигналів кольоровості в телевізійному стандарті SECAM, відеозаписі на магнітну стрічку, музичних синтезаторах.

Висока якість кодування аудіосигналу обумовлена тим, що при частотній модуляції застосовується велика (в порівнянні з шириною спектру сигналу амплітудної модуляції) девіація несучого



сигналу, а в приймальній апаратурі використовують обмежувач амплітуди радіосигналу для ліквідації імпульсних перешкод.

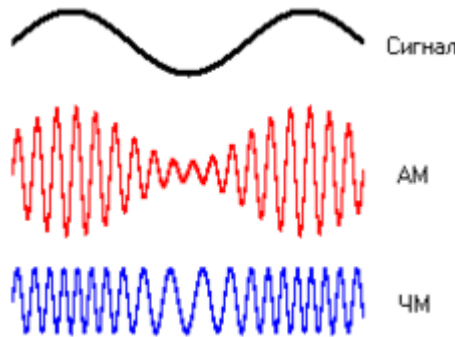


Рис. 8.3. Доставка синусоїдального сигналу на амплітудній модуляції (АМ) і на частотній модуляції (ЧМ)

Амплітудна модуляція (АМ) – вид модуляції при якій змінюваним параметром несучого сигналу є амплітуда його коливань.

Нехай

- $S(t)$ — інформаційний сигнал, $|S(t)| < 1$,
- $U_c(t)$ — носійне коливання.

Тоді амплітудно-модульований сигнал $U_{am}(t)$ може бути записаний таким чином:

$$U_{am}(t) = U_c(t)[1 + mS(t)]. \quad (1)$$

Тут m — деяка константа, що називається коефіцієнтом модуляції. Формула (1) описує носійний сигнал $U_c(t)$, промодульований за амплітудою сигналом $S(t)$ з коефіцієнтом модуляції m . Передбачається також, що виконані умови:

$$|S(t)| < 1, \quad 0 < m \leq 1. \quad (2)$$

Виконання умов (2) необхідне для того, щоб вираз в квадратних дужках в (1) завжди був позитивним. Якщо цей вираз стає від'ємним – він може приймати від'ємні значення в деякий момент часу, то має місце так звана перемодуляція. Прості демодулятори (типу квадратичного детектора) демодулюють такий сигнал з сильними спотвореннями.

Фактори, що впливають на дальність і якість радіохвиль

На відміну від СДВ і ДВ, які відбиваються від нижньої межі іоносфери, не проникаючи в її товщу, і від СВ, які відбиваються від області Е тільки в нічні години, у поширенні КВ беруть участь всі три шари іоносфери: D, E і F₂. При цьому області D і E зазвичай виконують функції поглинаючих шарів, а F₂ – відбиває шару. Так само, як і в діапазоні СДВ, на КВ можна встановити зв'язок з будь-якою точкою земної кулі, однак, якщо на довгих хвилях це досягається ціною застосування надпотужних передавачів (в сотні кіловат) і дуже складних і високих антен (з щоглами висотою в сотні метрів), то в діапазоні КХ зв'язок з антиподом може бути здійснено за допомогою передавача потужністю в десятки ват і дуже простих антен. Крім того, завдяки більшій частотній ємності діапазону КВ у порівнянні з ємністю діапазонів ДВ і СДВ, в ньому може одночасно працювати без взаємних перешкод велике число телеграфних та фототелеграфних каналів зв'язку і систем зв'язку для передачі даних.

Впевнений прийом дальніх мовних станцій залежить як від пори року, так і від сонячної активності. Справа в тому, що сонячна активність істотно впливає на стан іоносфери – оболонки Землі, що складається з розрідженого і іонізованого газу. Ця оболонка простягається на 1000 і більше кілометрів від поверхні Землі, але для коротких хвиль істотною є та її частина, яка розташована на висоті від 50 до 400 км.

Радіохвилі КВ так само, як і світло, поширюються прямолінійно. Але вони можуть долати багато тисяч кілометрів, оминаючи земну кулю величезними стрибками від кількох сотень до 3000 км і більше, відбиваючись поперемінно від шару іонізованого газу і від поверхні Землі або від води. Ще в 20-х роках нашого століття вважалося, що радіохвилі коротше 200 м взагалі не придатні для телекомунікації з-за сильного поглинання. І, от коли були проведені перші експерименти по дальньому прийому коротких хвиль через Атлантику між Європою і Америкою, англійський фізик Олівер Хевісайд і американський інженер-електрик Артур Кеннел незалежно один від одного припустили, що десь навколо Землі існує іонізований шар атмосфери, здатний відображати радіохвилі. Цей шар отримав назву Хевісайда–Кеннел, або іоносфери.

За сучасними уявленнями іоносфера складається з негативно заряджених вільних електронів і позитивно заряджених іонів, в основному молекулярного кисню O⁺ і окису азоту NO⁺. Іони і електрони утворюються в результаті іонізації, яка полягає у відриві



електрона від нейтральної молекули газу. А для того, щоб відірвати електрон, необхідно затратити деяку енергію – енергію іонізації, основним джерелом якої для іоносфери є Сонце, точніше його ультрафіолетове, рентгенівське і корпускулярне випромінювання. Поки газова оболонка Землі висвітлена Сонцем, в ній безперервно утворюються дедалі нові і нові електрони, але одночасно частина електронів, стикаючись з іонами, знову утворює нейтральні частинки – атоми і молекули. Після заходу Сонця утворення нових електронів майже припиняється, і кількість вільних електронів починає спадати. Взагалі, чим більше вільних електронів в іоносфері, тим краще від неї відображаються хвилі високої частоти. А якщо електронів мало, то далеке проходження спостерігається тільки на низькочастотних КВ діапазонах. Ось чому вночі, як правило, можливий прийом дальніх станцій лише в діапазонах 75, 49, 41 і 31 м.

Електрони розподілені в іоносфері нерівномірно. На висоті від 50 до 400 км є кілька шарів або областей підвищеної концентрації електронів. Ці області плавно переходять одна в іншу і по-різному впливають на поширення радіохвиль КВ діапазону. Сама верхня область, до речі, сама щільна, отримала назву області F. Вона розташована на висоті більше 150 км над поверхнею Землі і грає основну відбивну роль при далекому поширенні радіохвиль високочастотних КВ діапазонів. Іноді в літні місяці область F розпадається на два шари – F1 і F2. Шар F1 може займати висоти від 200 до 250 км, а шар F2 як би "плаває" в інтервалі висот 300 ... 400 км. Зазвичай шар F2 іонізований значно сильніше шару F1. Вночі шар F1 зникає, а шар F2 залишається, повільно втрачаючи до 60% своєї іонізації.

Нижче області F на висотах від 90 до 150 км розташована область E, іонізація якої відбувається під впливом м'якого рентгенівського випромінювання Сонця. Зазвичай ступінь іонізації області E нижче, ніж області F. Проте вдень прийом станцій низькочастотних КВ діапазонів 31 і 25 м відбувається при відображенні сигналів від області E. Зазвичай це станції, розташовані на відстані 1000 ... 1500 км. Вночі в області E іонізація різко зменшується, але і в цей час вона продовжує відігравати помітну роль у прийомі сигналів станцій діапазонів 41, 49 і 75 м.

Великий інтерес для прийому сигналів високочастотних КВ діапазонів 16, 13 і 11 м представляють утворення в області E прошарку (точніше хмари) сильно підвищеної іонізації. Площа цих хмар може змінюватися від одиниць до сотень квадратних кілометрів. Цей шар підвищеної іонізації отримав назву – спорадичний шар E і позначається Es. Хмари Es можуть переміщатися в іоносфері під впливом вітру і досягати швидкості до 250 км / год. Влітку в середніх



широтах в денний час походження радіохвиль за рахунок хмар Es за місяць буває 15 ... 20 днів. У районі екватора він є майже завжди, а у високих широтах зазвичай з'являється вночі. У роки низької сонячної активності, коли немає проходження на високочастотний КВ діапазонах, іноді, як подарунок, на діапазонах 16, 13 і 11 м з хорошою гучністю раптом з'являються дальні станції, сигнали яких багаторазово відбилися від Es.

Сама нижня область іоносфери – область D розташована на висотах між 50 і 90 км. Тут порівняно мало вільних електронів. Від області D добре позначаються довгі і середні хвилі, а ось сигнали станцій низькочастотних КВ діапазонів сильно поглинаються. Це вдень, а після заходу Сонця іонізація дуже швидко зникає і з'являється можливість приймати дальні станції в діапазонах 41, 49 і 75 м, сигнали яких відбиваються від шарів F2 і E.

З викладеного вище стала зрозуміла роль окремих шарів іоносфери, а розповсюдження сигналів КВ радіостанцій. Необхідно додати, що якщо сигнал відбився від шару E (або Es), то стрибок не перевищує 2000 км, а від шару F (точніше F2) – 4000 км. Скачків може бути кілька, і тоді до вашого радіоприймача приходять сигнали від мовних станцій, віддалених на тисячі кілометрів. На денній стороні Землі такий сигнал досить сильно послаблюється при багаторазовому проходженні через область D. За один стрибок це трапляється двічі. Чим нижче частота, тим це ослаблення помітніше. Але це єдиний шлях хвилі в іоносфері по дорозі від передавача до вашого приймача. Іноді створюються такі умови, при яких хвиля, відбившись від шару F2, не повертається назад до Землі, а поширюється, відбиваючись поперемінно від шарів E (Es) і F2. Хвиля ніби потрапила в іоносферний хвилевід і проходить багато тисяч кілометрів при відносно малому ослабленні.

А ось відповідні умови для виходу хвилі з цього хвилеводу зазвичай утворюються в місці прийому при сході або заході Сонця. Зазвичай це дає можливість приймати станції, розташовані на протилежній точці земної кулі. Це явище найбільш явно виражено на низькочастотних КВ діапазонах. Тривалість такого прийому в діапазоні 75 м може бути близько години. При переході на більш короткохвильові діапазони цей час скорочується.

На умови розповсюдження КВ сильний вплив робить одинадцятирічний період сонячної активності, фаза якого визначає загальну інтенсивність сонячного ультрафіолетового та рентгенівського випромінювань, а отже і сумарну іонізацію атмосфери Землі: у роки максимуму ця іонізація зростає, у роки мінімуму – убыває. Зрозуміло тому, що для практики розповсюдження КВ дуже важливо мати відомості про стан сонячної активності.

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Протягом довгого часу після початку застосування в техніці зв'язку і в радіолокації ультракоротких хвиль вчені та інженери вважали, що хвилі цього діапазону не здатні поширюватися на великі відстані. І тільки до 1950 р. на підставі численних експериментальних фактів був зроблений висновок про існування нового механізму, що сприяє поширенню УКХ на відстані, значно перевершують дальність дифракційного горизонту.

Спеціально поставлені дослідження показали, що причиною далекого поширення УКХ є розсіювання хвиль на глобулярних неоднорідностях тропосфери і віддзеркалення від шаруватих неоднорідностей.

В якості прийомних антен у тропосферних лініях зв'язку застосовуються також спрямовані антени. Тому, в приймальню антену потрапляють тільки ті промені, які розсіюються неоднорідностями, розташованими в межах загального обсягу, утвореного перетином просторових діаграм спрямованості передавальної і приймальної антен.

Великою перевагою тропосферних ліній зв'язку в порівнянні з лініями іоносферного розсіювання та метеорними трасами є можливість передачі відносно великих потоків інформації. У той час як по лініях іоносферного розсіювання і по метеорним трасах можна передавати одне-два телеграфних повідомлення, тропосферні канали здатні пропускати одну телевізійну передачу або 120 телефонних розмов. Проте якість передачі по тропосферним каналах помітно поступається передачі по радіорелейних лініях зв'язку звичайного типу.

Для отримання такої відносної ширококумовості доводиться приймати енергійні заходи для боротьби з завмираннями, супроводжуваними тропосферного розповсюдження хвиль. Досягається це застосуванням на кожному кінцевому пункті ліній зв'язку двох передавачів по 10–15 квт, що працюють на різних частотах, і двох великих антен (звичайно параболічних, розміром 20X20 м), чотирьох окремих приймальних пристроїв для здійснення рознесення по частоті і в просторі.

Процес поширення радіохвиль в атмосфері і товщі Землі, а також у космічному просторі. В однорідному середовищі радіохвилі поширюються прямолінійно зі сталою (для даного середовища) швидкістю (вільне П. р.). Близьким до вільного є П. р. в космічному просторі. На П. р. в атмосфері і в товщі Землі (при відсутності спрямовуючих систем типу хвилеводів) впливають електродинамічні властивості атмосфери і земної кори, кривина земної поверхні і нерівності її рельєфу. Вплив атмосфери зумовлюється наявністю в ній плазми (в її верхніх шарах) та речовин (в основному кисню і водяної

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



пари), що сильно вбирають сантиметрові й міліметрові радіохвилі; вплив земної кори – збудженням у ній радіохвилею електр. струму, на що витрачається частина енергії хвилі. Кривина земної поверхні і нерівності її рельєфу є причиною дифракції радіохвиль. Помітно дифрагують лише наддовгі та довгі радіохвилі.

Коротші радіохвилі поширюються прямолінійно й оминають земну поверхню внаслідок відбивання від іоносфери, яка є відбивним середовищем для радіохвиль від наддовгих до коротких. Короткі радіохвилі, багаторазово відбиваючись від іоносфери і поверхні Землі, поширюються у своєрідному сферичному радіохвилеводі, стінками якого є нижня границя іоносфери і земна поверхня. Такі хвилі здатні забезпечувати радіозв'язок між найвіддаленішими пунктами Землі. З відбиванням радіохвиль від іоносфери пов'язане і явище замирання радіосигналу, що пояснюється наявністю в ній зон з неоднаковими густиною й електр. зарядом.

Для метрових і дециметрових хвиль іоносфера практично прозора. На цих хвилях підтримується зв'язок з літальними апаратами, які перебувають за межами іоносфери. Через прозорість іоносфери для таких хвиль виявлено радіовипромінювання від неземних джерел, що дало поштовх розвитку радіоастрономії.

Перетворення енергії джерела електричного струму (заряду) на енергію біжучих електромагнітних хвиль (радіохвиль) і подальше перетворення енергії цих хвиль на енергію змінного електричного струму, здійснюється за допомогою передавальних і приймальних антен. Кожна складна передавальна антена є сукупністю елементарних випромінюючих елементів, напр. електр. диполів, навколо яких у просторі виникає і поширюється (віддаляючись від диполів) електромагнітне поле. Диполь випромінює сферичні хвилі, однак на досить великій віддалі від нього їх можна вважати плоскими.

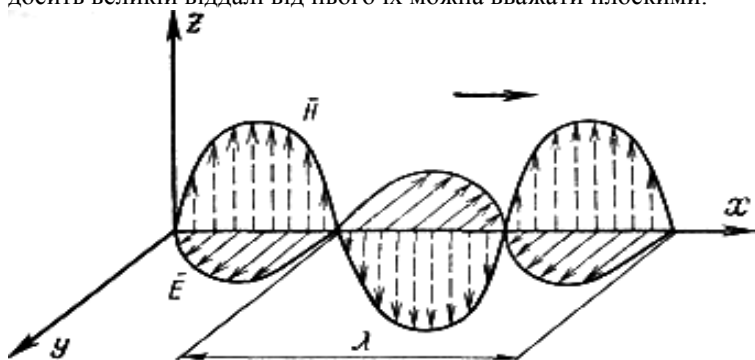


Рис. 8.4. Розподіл електричного і магнітного полів електромагнітної хвилі

Розподіл випромінюваної ним енергії за амплітудою залежить від напрямку поширення радіохвиль і визначається діаграмою напрямленості, що має вигляд тороїда. До елементарних випромінюючих елементів належать також магнітні диполі, невеликі рамки з струмом, випромінюючі щілини невеликих розмірів тощо.

Щоб випромінювання зробити спрямованішим, використовують кілька випромінюючих елементів, добиваючись інтерференції хвиль. Дедалі ширше застосовують, напр., фазовані антенні ґратки, де є до 10 тис цих елементів. Такі пристрої дають змогу одержувати діаграми напрямленості будь-якої форми. Передавальна антена може бути і приймальною, в електр. диполях якої під впливом електромагнітних хвиль збуджуються коливання електр. струму. Оскільки діаграми напрямленості диполя в певних режимах однакові, за характеристиками передавальної антени можна визначити і характеристики приймальної антени такого самого типу.



Контрольні запитання

1. Дайте визначення інформації, повідомленню, сигналу.
2. Які основні характеристики передачі інформації?
3. Що таке радіохвилі?
4. В чому полягає частотна модуляція?
5. Які фактори впливають на дальність і якість радіохвиль?



ТЕМА 9. ОСНОВНІ ЗАВДАННЯ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЇ

Теорія інформації – область, в якій вивчаються основні кількісні закономірності, пов'язані з отриманням, зберіганням, передачею і обробкою інформації.

Теорія інформації дозволяє порівнювати різні системи зв'язку. Вирішення вказаних завдань стало можливим лише з введенням в ній таких понять як ентропія і кількість інформації, які дозволили отримати кількісний опис процесів передачі інформації і встановити їх загальні закономірності.

Особливістю теорії інформації є те, що вона вивчає граничні можливості статистичною і перешкодостійкою кодування, які

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



розуміються в тому сенсі, що допускається будь-хто, в межі нескінченно велика тривалість операцій кодування і декодування, а також будь-яка складність кодерів і декодерів.

1. Кількість інформації в дискретних повідомленнях. Ентропія джерела дискретних повідомлень

Для порівняння різних систем зв'язку необхідно ввести деяку кількісну міру, що дозволяє оцінювати об'єм інформації, що міститься в повідомленні, і об'єм передаваної інформації.

Розглянемо спочатку основні положення теорії інформації для дискретних систем зв'язку. Позначимо можливі різні символи на вході деякого блоку СПИ через $i = 1, \dots, m$, а вихідні символи через $y_j, j = 1, \dots, n$. Під символом можна мати на увазі символи джерела, інформаційні послідовності, сигнали на вході лінії зв'язку, а під символами y_j – символи закодованих повідомлень, кодові послідовності, сигнали на виході лінії зв'язку.

Розглянемо простий випадок, коли $i = 1$, взаємно незалежні. При цьому джерело A повністю описується апіорною вірогідністю $p(\alpha_i), i = 1, \dots, m$, які i характеризують первинне незнання (первинну невизначеність) про появу конкретного символу i на вході блоку.

За наявності перешкод між символами y_j немає однозначної відповідності, тобто символ α_i може перейти в будь-який символ y_j з

деякою умовною вірогідністю $p(y_j | \alpha_i)$, яку можна обчислити,

якщо відомий механізм такого переходу. Знаючи вірогідність $p(\alpha_i)$ і

$p(y_j | \alpha_i), i = 1, \dots, m, j = 1, \dots, n$, неважко знайти вірогідність

$p(\alpha_i | y_j), i = 1, \dots, m$, появи на вході блоку символів $i = 1$, за

умови, що на виході блоку спостерігався символ y_j . Ця вірогідність, звана апостеріорними, характеризує незнання (невизначеність, що залишилася), що залишилося, про появу на вході символів $i = 1$, при спостереженні символу y_j на виході блоку.

Таким чином, отримана інформація про символ i при спостереженні символу y_j приводить до зміни вірогідності появи

символу бі від її апіорного значення $p(\alpha_i)$ до її апостеріорного значення $p(\alpha_i|y_j)$. При цьому представляється обґрунтованим узяти за кількість інформації про символ і, що міститься в символі y_j , деяку функцію тільки вірогідності $p(\alpha_i)$ і $p(\alpha_i|y_j)$:

$$I(\alpha_i; y_j) = f[p(\alpha_i), p(\alpha_i|y_j)]. \quad (9.1)$$

Таке визначення кількості інформації, не пов'язане з фізичною природою повідомлення, дозволяє будувати досить загальну теорію, зокрема, порівнювати різні системи зв'язку по ефективності.

Як функція f зручно використовувати логарифм відношення апостеріорної $p(\alpha_i|y_j)$ вірогідності до апіорної $p(\alpha_i)$ тобто визначити $I(\alpha_i; y_j)$ як:

$$I(\alpha_i; y_j) = \log \frac{p(\alpha_i|y_j)}{p(\alpha_i)}. \quad (9.2)$$

При такому завданні, зокрема, кількість інформації володіє властивістю аддитивності: кількість інформації про символ бі (надалі для спільності міркування – події і), що доставляється двома незалежними символами (подіями) y_j і z_k :

$$I(\alpha_i; y_j z_k) = I(\alpha_i; y_j) + I(\alpha_i; z_k). \quad (9.3)$$

Це властивість добре узгоджується з "інтуїтивним" поняттям інформації.

Підстава логарифма може бути будь-яким. Від нього залежить одиниця вимірювання кількості інформації. У технічних застосуваннях зазвичай використовують підставу 2. При цьому кількість інформації I вимірюється в двійкових одиницях або бітах. При проведенні математичних викладень часто зручно користуватися натуральними логарифмами. Відповідно інформація вимірюється в

натуральних одиницях або натах.

Введена величина $I(\alpha_i; y_j)$ володіє важливою властивістю симетрії:

$$I(\alpha_i; y_j) = \log \frac{p(\alpha_i | y_j) p(y_j)}{p(\alpha_i) p(y_j)} = \log \frac{p(\alpha_i, y_j)}{p(\alpha_i) p(y_j)} =$$

$$\log \frac{p(y_j | \alpha_i)}{p(y_j)} = I(y_j; \alpha_i), \quad (9.4)$$

тобто інформація, що доставляється подією y_j про подію α_i бі рівна інформації, що доставляється подією α_i про подію y_j . З цієї причини $I(\alpha_i; y_j)$ називається взаємною інформацією двох випадкових подій щодо один одного.

З (9.4) витікає, що якщо події α_i і y_j статистично незалежні, то $I(\alpha_i; y_j) = 0$ тобто незалежні події не несуть один про одного ніякої інформації.

Взаємна інформація при фіксованій вірогідності приймає максимальне значення, коли апостеріорна вірогідність

$$p(\alpha_i | y_j) = 1 \text{ тобто коли спостережувана подія } y_j \text{ однозначно}$$

визначає подію α_i .

При цьому:

$$I(\alpha_i; y_j) = I(\alpha_i) = -\log p(\alpha_i) \quad (9.5)$$

Величина $I(\alpha_i)$ називається власною інформацією події α_i . Її можна інтерпретувати як кількість інформації, яка доставляє подію α_i або будь-яке інше, однозначно пов'язана з ним. Власна інформація

завжди є не негативною величиною, причому чим менш вірогідна подія, тим вона більша. Взаємна інформація може бути як позитивною, так і негативною величиною.

Хай λ_i , y_j , z_k – статистично залежних події. Припустимо, що подія z_k відома. Кількість інформації про подію λ_i , що доставляється подією y_j за умови, що z_k відоме, називається умовною взаємною інформацією. Вона визначається так само, як і взаємна інформація, проте апіорна і апостеріорна вірогідність повинна бути узяті за умови z_k , тобто:

$$I(\alpha_i; y_j | z_k) = \log \frac{p(\alpha_i | y_j z_k)}{p(\alpha_i | z_k)}. \quad (9.6)$$

Звідси витікає, що умовна взаємна інформація при фіксованій вірогідності $p(\alpha_i | z_k)$ приймає максимальне значення, коли

$$p(\alpha_i | y_j z_k) = 1.$$

При цьому

$$I(\alpha_i; y_j | z_k) = -\log p(\alpha_i | z_k) = I(\alpha_i | z_k). \quad (9.7)$$

Величина $I(\alpha_i | z_k)$ називається умовною власною інформацією. Її можна інтерпретувати як кількість інформації, що доставляється подією λ_i при відомій події z_k , або як кількість інформації, яка повинна доставлятися деяким іншою подією для однозначного визначення події при відомому z_k .

Покажемо, що взаємна інформація задовольняє властивості аддитивності. Нехай λ_i , y_j і z_k – три статистично залежних події. Тоді кількість інформації про подію λ_i , яке доставляють події y_j і z_k :

$$\begin{aligned} I(\alpha_i; y_j z_k) &= \log \frac{p(\alpha_i | y_j z_k)}{p(\alpha_i)} = \log \frac{p(\alpha_i | y_j z_k) p(\alpha_i | y_j)}{p(\alpha_i) p(\alpha_i | y_j)} = \log \frac{p(\alpha_i | y_j)}{p(\alpha_i)} + \\ &+ \log \frac{p(\alpha_i | y_j z_k)}{p(\alpha_i | y_j)} = I(\alpha_i; y_j | z_k). \end{aligned} \quad (9.8)$$

Таким чином, кількість інформації про подію λ_i , яке доставляють події y_j і z_k , рівно сумі інформації, z_k , що доставляється, при відомій події y_j .

Аналогічно можна показати, що

$$I(\alpha_i; y_j z_k) = I(\alpha_i; z_k) + I(\alpha_i; y_j | z_k). \quad (9.9)$$

Використовуючи співвідношення (9.2), (9.4), (9.5) і (9.7), можна взаємну інформацію записати в одній з наступних форм:

$$I(\alpha_i; y_j) = I(\alpha_i) - I(\alpha_i; y_j | z_k), \quad (9.10)$$

$$I(\alpha_i; y_j) = I(y_j) - I(y_j | \alpha_i), \quad (9.11)$$

$$I(\alpha_i; y_j) = I(\alpha_i) + I(y_j) - I(\alpha_i y_j), \quad (9.12)$$

де $I(\alpha_i y_j) = -\log(\alpha_i y_j)$ – власна інформація складної події $\lambda_i y_j$.

Співвідношення (9.10) можна інтерпретувати таким чином.

Взаємна інформація $I(\alpha_i; y_j)$ рівна різниці між кількістю інформації, потрібної для визначення λ_i до і після того, як стає відомим y_j . Неважко пояснити і співвідношення (9.11) і (9.12), а кількість інформації про множину A передаваних символів, яке в середньому міститься в безлічі Y символів, що приймаються.

$$I(A; Y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(\alpha_i, y_j) I(\alpha_i; y_j) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(\alpha_i, y_j) \cdot \log \frac{p(\alpha_i | y_j)}{p(\alpha_i)}. \quad (9.13)$$

$$\log \frac{p(\alpha_i | y_j)}{p(\alpha_i)}.$$

Величина $I(A;Y)$ називається *середньою взаємною інформацією*:

$$I(A;Y) = I(A;Y) \geq 0, \\ I(A, YZ) = I(A;Y) + I(A;Z|Y) = I(A;Z) + I(A;Y|Z). \quad (9.14)$$

На практиці також викликає інтерес не власна інформація, а середня власна інформація:

$$I(A) = \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) I(\alpha_i) = - \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) \log p(\alpha_i) = H(A). \quad (9.15)$$

Вона характеризує кількість інформації, яка в середньому необхідна для визначення будь-якого символу з множини A можливих передаваних символів.

Вираз (9.15) ідентичний виразу для ентропії системи в статистичній механіці. Тому величину $I(A)$ називають ентропією дискретного джерела A і позначають через $H(A)$. Чим більше $H(A)$, тим більше невизначеним є очікуваний символ. Тому ентропію можна розглядати як міру невизначеності символу до того, як він був прийнятий.

З (9.15) витікає, що $H(A) \geq 0$, тобто ентропія є не негативною величиною. Вона звертається в нуль, коли одна з вірогідностей p (бі) рівна одиниці, а останні нулю. Цей результат добре узгоджується з фізичним сенсом. Дійсно, така ситуація виникає, наприклад, коли передається тільки один символ. Оскільки він заздалегідь відомий, то невизначеність джерела рівна нулю і з появою символу ми не отримуємо ніякої інформації.

Ентропія задовольняє нерівності:

$$H(A) \leq \log m, \quad (9.16)$$

причому знак нерівності має місце, коли $p(\alpha_i) = 1/m, i = 1, \dots, m$, де m – число можливих подій бі (число різних символів, повідомлень і тому подібне). Цю властивість можна довести, використовуючи нерівність:

$$\ln \omega \leq \omega - 1. \quad (9.17)$$

Розглянемо різницю:

$$\begin{aligned} H(A) - \log m &= \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) \log \frac{1}{p(\alpha_i)} - \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) \log m = \\ &= \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) \log \frac{1}{mp(\alpha_i)} = \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) \ln \frac{1}{mp(\alpha_i)} \log e. \end{aligned} \quad (9.18)$$

Враховуючи (9.17), знаходимо:

$$\begin{aligned} H(A) - \log m &\leq \sum_{i=1}^m p(\alpha_i) \left[\frac{1}{mp(\alpha_i)} - 1 \right] \log e = \\ &\sum_{i=1}^m \left[\frac{1}{m} - p(\alpha_i) \right] \log e = 0. \end{aligned} \quad (9.19)$$

Знак рівності має місце, коли $\omega = \frac{1}{mp(\alpha_i)} = 1$, оскільки

тільки при $\omega = 1$ нерівність (9.17) перетворюється на рівність. При цьому ентропія приймає максимальне значення $H_{\max} = \log m$.

З (9.16) витікає наступний важливий вивід: при заданому алфавіті символів кількість інформації, яка в середньому може міститися в одному символі, досягає максимуму, коли всі символи використовуються з рівною імовірністю. При цьому величину $H_{\max} = \log m$ називають *інформаційною ємкістю алфавіту*.

Для алфавіту, що складається з двох символів:

$$H(A) = -p \log p - (1-p) \log (1-p), \quad (9.20)$$

де p – вірогідність появи однієї з символів.

При $p = 1/2$ (рис. 9.1.) ентропія приймає максимальне значення $H_{\max} = 1$ дв.од. Таким чином, двійкова одиниця інформації це кількість інформації, яка міститься в одному двійковому символі, що з'являється з вірогідністю $p = 0,5$.

Подібно до того, як було введено поняття середньої власної інформації, можна ввести поняття умовної власної інформації:

$$I(A|Z) = \sum_i \sum_k p(\alpha_i, z_k) I(\alpha_i | z_k) = - \sum_i \sum_k p(\alpha_i, z_k) \log p(\alpha_i | z_k) = H(A|Z) \quad (9.21)$$

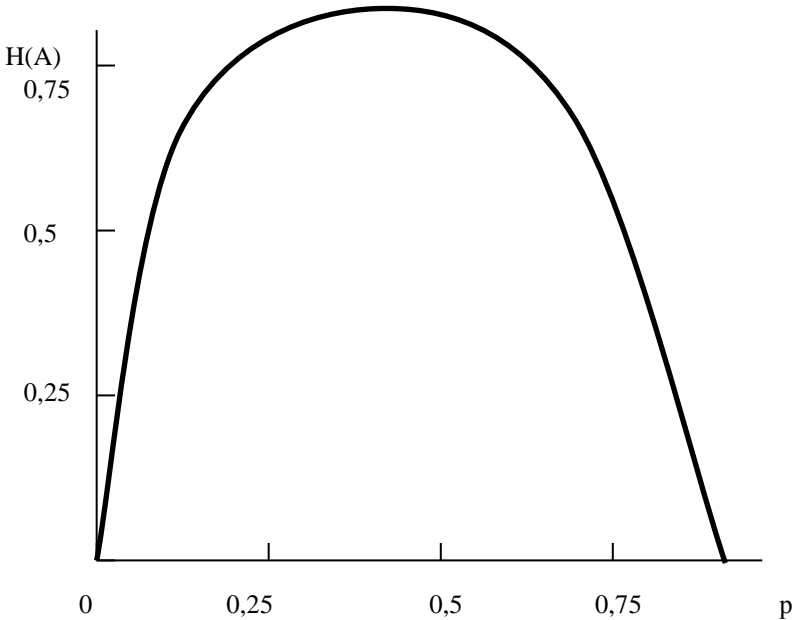


Рис. 9.1. Залежність ентропії дискретного джерела від ймовірності появи одного із символів

Величина $I(A|Z)$ характеризує кількість інформації, яка в середньому необхідна для визначення будь-якого символу з алфавіту A при відомій безлічі подій Z , тобто характеризує невизначеність символу алфавіту A до того, як він був прийнятий, за умови, що безліч подій Z відома. Вона називається умовною ентропією і позначається через $H(A|Z)$.

Використовуючи нерівність (9.21), неважко показати, що:

$$H(A|Z) \leq H(A), \quad (9.22)$$

причому знак рівності має місце, коли події λ_i і z_k статистично незалежні ($p(\alpha_i | z_k) = p(\alpha_i)$) для всіх індексів i .

Співвідношення (9.21) грає важливу роль в теорії кодування. На його основі можна зробити наступний вивід: для того, щоб кожен символ кодової комбінації доставляв якомога більше інформації, необхідно забезпечувати статистичну незалежність кожного символу кодової комбінації від попередніх символів.

Можна ввести поняття ентропії безлічі сумісних подій A і Z :

$$H(AZ) = \sum_i \sum_k p(\alpha_i, z_k) I(\alpha_i, z_k) = - \sum_i \sum_k p(\alpha_i, z_k) \log p(\alpha_i, z_k). \quad (9.23)$$

Підставляючи замість вірогідності $p(\alpha_i, z_k)$ під знаком логарифма твір $p(\alpha_i, z_k)$ вираз (9.23) можна привести до вигляду:

$$H(AZ) = H(A) + H(Z|A). \quad (9.24)$$

Якщо події λ_i і z_k статистично незалежні, то формулу (9.25) можна переписати у вигляді:

$$H(AZ) = H(A) + H(Z). \quad (9.26)$$

Співвідношення (9.23) і (9.24) є не що інше, як властивість аддитивності ентропії.

Середню взаємну інформацію можна представити як:

$$I(A; Y) = H(A) - H(A|Y), \quad (9.27)$$

$$I(A; Y) = H(A) - H(A|Y), \quad (9.28)$$

$$I(A; Y) = H(A) - H(Y) - H(AY). \quad (9.29)$$

Вираз (9.29) має просту фізичну інтерпретацію, коли λ_i – переданий символ, а y_j – прийнятий. При цьому $H(A)$ можна розглядати як середня кількість передаваної інформації, $H(A|Y)$ – як середня кількість інформації, що втрачається в каналі зв'язку

(величину $H(A|Y)$ зазвичай називають надійністю), $I(A;Y)$ – як середня кількість інформації, що отримується з приходом кожного символу. Неважко дати відповідні інтерпретації співвідношенням (9.26) і (9.27).

Ентропія $H(Y|A)$ визначається тільки перешкодою в каналі зв'язку і називається шумовий.

Хай T_C – середній час передачі одного символу. Тоді величина $R = I(A;Y) / T_C$ характеризує середню кількість інформації, передану в одиницю часу. Її називають швидкістю передачі інформації.

Величина $H(A) = (1/T_C) H(A;Y)$ характеризує середню кількість інформації, що видається джерелом. Її називають продуктивністю джерела.

Знайдемо середню кількість інформації, передавану по двійковому симетричному каналу (рис. 9.2).

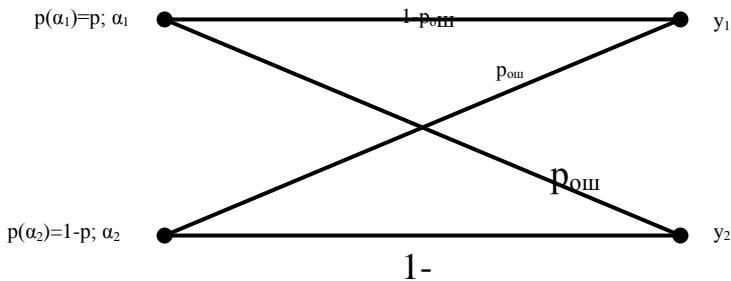


Рис. 9.2. Діаграма перехідних ймовірностей в подвійному симетричному каналі

Хай на вхід каналу поступають двійкові символи σ_1 і σ_2 з вірогідністю p і $(1 - p)$ відповідно. На виході каналу з'являються двійкові символи y_1 і y_2 . Вірогідність помилки при передачі будь-якого символу рівна $p_{ош}$. Таким чином запишемо (9.30):

$$p(y_1|\alpha_1) = 1 - p_{ош}; p(y_1|\alpha_2) = p_{ош}; p(y_2|\alpha_2) = 1 - p_{ош}; p(y_2|\alpha_1) = p_{ош}.$$

Скористаємося формулою (9.30). Ентропія:

$$H(Y) = -p(y_1) \log p(y_1) - p(y_2) \log p(y_2). \quad (9.31)$$

З урахуванням даної моделі каналу (9.32):

Проект ІРВІ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$p(y_1) = p(\alpha_1)p(y_1|\alpha_1) + p(\alpha_2)p(y_1|\alpha_2) = p - 2pp_{ош} + p_{ош},$$

$$p(y_2) = 1 - p(y_1) = 1 - [p - 2pp_{ош} + p_{ош}]$$

Неважко переконатися, що $H(Y)$ приймає максимальне значення, рівне 1, при $p = 1/2$.

Умовна ентропія (9.33):

$$H(Y|A) = - \sum_{i=1}^2 p(\alpha_i) \sum_{j=1}^2 p(y_j|\alpha_i) \log p(y_j|\alpha_i) = -p_{ош} \log p_{ош} - (1 - p_{ош}) \log(1 - p_{ош}).$$

Відмітимо, що для даного випадку $H(Y|A)$ не залежить від вірогідності p .

Підставляючи вирази для $H(Y)$ і $H(Y|A)$ в (9.33), знаходимо $I(A;Y)$. Зокрема, при $p = 1/2$:

$$I(A;Y) = 1 + p_{ош} \log p_{ош} + (1 - p_{ош}) \log(1 - p_{ош}) \quad (9.34)$$

Таким чином, середня кількість інформації, передана кожним символом по двійковому симетричному каналу, при $p = 1/2$ залежить тільки від вірогідності помилкового прийому символу (мал. 9.3).

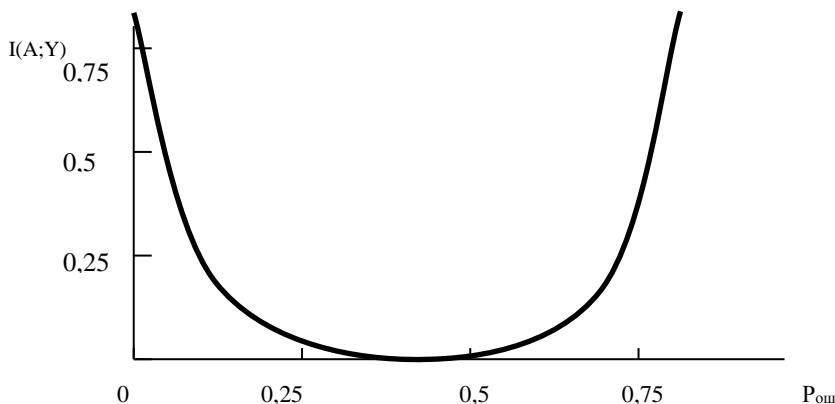


Рис. 9.3. Залежність інформації, що передається в подвійному симетричному каналі від ймовірності помилки

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суспільства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu_cbc@gmail.com



У відсутність перешкод (рош=0) $I(A;Y)=1$ дв.од., при $\omega = 1/2$ $I(A;Y) = 0$, тобто ніякої інформації не передається; при $\omega = 1$ $I(A;Y) = 1$ дв.од. У останньому випадку хоча всі прийняті символи помилкові, проте передавані повідомлення можна легко відновити, поставивши у відповідність сигналу y_1 символ λ_2 , а сигналу y_2 символ λ_1 .

2. Надмірність повідомлень та їх особливості

Розглянемо ансамбль A , що складається з m різних символів $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$. Ентропія такого дискретного джерела досягає максимального значення $H(AZ) = H(A) + H(Z|A)$ коли символи статистично незалежні і з'являються на його виході з однаковою вірогідністю, рівною $1/m$. На практиці часто символи нерівноімовірні і залежні. Тому ентропія джерела $H(A) < H_{\max}(A)$. Відповідно кількість інформації, що доставляється такими символами, менше можливого в $H_{\max}(A)/H(A)$ раз.

Хай повідомлення складається з n символів. Очевидно, що кількість інформації в ній $I = nH(A)$. При використанні алфавіту з максимальною ентропією для передачі такого ж об'єму інформації було б потрібно число символів. Очевидно, що кількість інформації в ній $I = nH(A)$. При використанні алфавіту з максимальною ентропією для передачі такого ж об'єму інформації було б потрібно число символів:

$$n_{\min} = \frac{H(A)}{H_{\max}(A)} = \mu n, \quad (9.35)$$

де $\mu = \frac{H(A)}{H_{\max}(A)}$ – коефіцієнт, що характеризує

допустимий ступінь стиснення повідомлень.

Величина $\chi = 1 - \mu = 1 - H(A)/H_{\max}(A)$ називається надмірністю джерела.

3. Пропускна спроможність дискретних каналів з шумом

Середня кількість інформації, передавана по дискретному каналу з розрахунку на один символ, визначається як:

$$I(A;Y) = H(A) - H(A|Y) = H(Y) - H(Y|A), \quad (9.36)$$

де A і Y – безліч символів на вході і виході каналу. Ентропія $H(A)$ визначається тільки джерелом вхідних символів. Ентропії $H(A|Y)$, $H(A)$ і $H(Y|A)$ в загальному випадку залежать як від джерела вхідних символів, так і від властивостей каналу. Тому швидкість передачі інформації залежить не тільки від каналу, але і від джерела повідомлень. Максимальна кількість переданої інформації в одиницю часу, узятая за всілякими джерелами вхідних символів (по всіх багатовимірних розподілах вірогідності $P(A)$, що характеризують ці джерела):

$$C = \frac{1}{T_c} \max_{P(A)} I(A;Y) \quad (9.37)$$

називається пропускнуною спроможністю каналу.

Пропускную спроможність каналу можна визначити і з розрахунку на символ:

$$C_{\text{симв}} = \max_{P(A)} I(A;Y). \quad (9.38)$$

Пропускна спроможність безперервних каналів з аддитивним шумом

Хай сигнал $y(t)$ на виході каналу є сумою корисного сигналу $x(t)$ і шуму $n(t)$, тобто:

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad 0:t:T \quad (9.39)$$

причому сигнал $x(t)$ і шум $n(t)$ статистично незалежні. Допустимо, що канал має обмежену смугу пропускання шириною F_k . Тоді відповідно до теореми Котельникова функції $y(t)$, $x(t)$ і $n(t)$ можна представити совокупностями відліків y_i , x_i і n_i , $i = 1, M$, де $M = 2F_k T$. При цьому статистичні властивості сигналу $x(t)$ можна описати багатовимірною щільністю вірогідності $\omega(x_1, x_2, \dots, x_M) = \omega(x)$, а статистичні властивості шуму – щільністю вірогідності

$\omega(n_1, n_2, \dots, n_M) = \omega(n)$, де x і n – вектори з координатами (x_1, x_2, \dots, x_M) і (n_1, n_2, \dots, n_M) відповідно.

Пропускна спроможність безперервного каналу:

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \max I(X; Y), \quad (9.40)$$

де $I(X; Y)$ – кількість інформації про яку-небудь реалізацію сигналу $x(t)$ тривалості T , яке в середньому містить реалізація сигналу $y(t)$ тієї ж тривалості T , максимум шукається по всіх можливих розподілах $\psi(x)$.

Середню взаємну інформацію можна визначити як:

$$I(X; Y) = h(Y) - h(Y|X), \quad (9.41)$$

де

$$\begin{aligned} h(Y) &= -\int \dots \int \omega(y) \log \omega(y) dy, \\ h(Y|X) &= -\int \dots \int \omega(x, y) \log \omega(y|x) dy dx. \end{aligned} \quad (9.42)$$

Відмітимо, що з обліком (9.42) умовна щільність вірогідності $\omega(y|x) = \omega(n)$ і:

$$h(Y|X) = -\int \dots \int \omega(y|x) \log \omega(y|x) dy = h(N). \quad (9.43)$$

Таким чином, пропускна спроможність безперервного каналу з адитивним шумом:

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \max [h(Y) - h(N)] \quad (9.44)$$

Обчислимо пропускну спроможність безперервного каналу без пам'яті з адитивним білим шумом Гауса, що має односторонню спектральну щільність N_0 , для випадку, коли середня потужність корисного сигналу рівна P_c . При цьому відліки шуму виявляються статистично незалежними і диференціальна ентропія:

$$h(N) = 2F_k T \log \sqrt{2\pi e \sigma_n^2} = F_k T \log 2\pi e \sigma_n^2 = F_k T \log 2\pi e P_{ш}, \quad (9.45)$$

де $\sigma_n^2 = N_0 F_k$ – дисперсія шуму $n(t)$.

Визначимо максимально можливе значення диференціальної ентропії $h(Y)$. Перш за все відзначимо, що:

$$M\{Y_i^2\} = M\{X_i^2\} + M\{N_i^2\} = P_c + P_{uu} = \text{const}, \quad (9.46)$$

тобто середній квадрат відліку Y_i фіксований. При цьому диференціальна ентропія $h(Y_i)$ приймає максимальне значення, коли випадкова величина Y_i є Гаусом з нульовим математичним очікуванням. Це має місце, якщо випадкова величина X_i Гаус з нульовим математичним очікуванням.

Диференціальна ентропія $h(Y)$ сукупності з n відліків буде максимальна, якщо відліки будуть статистично незалежні. Це має місце, якщо спектральна щільність потужності процесу $X(t)$ рівномірна в смузі частот F_k .

При виконанні вказаних вимог до сигналу:

$$h(Y) = F_k T \log 2\pi e (P_c + P_{uu}) \quad (9.47)$$

Підставляючи (9.43) і (9.44) в (9.42), знаходимо:

$$C = F_k \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{uu}} \right) = F_k \log \left(1 + \frac{P_c}{F_k N_0} \right). \quad (9.48)$$

Формулу (9.48) часто називають формулою Шенона. Підкреслимо, що вона справедлива для наступної моделі каналу зв'язку, що ідеалізується. Вихідне коливання $y(t)$ є сумою вхідного сигналу $x(t)$ і шуму $n(t)$, причому сигнал і шум є статистично незалежними випадковими процесами Гаусів з нульовими математичними очікуваннями і мають рівномірну спектральну щільність потужності в смузі частот $0 \leq f \leq F_k$.

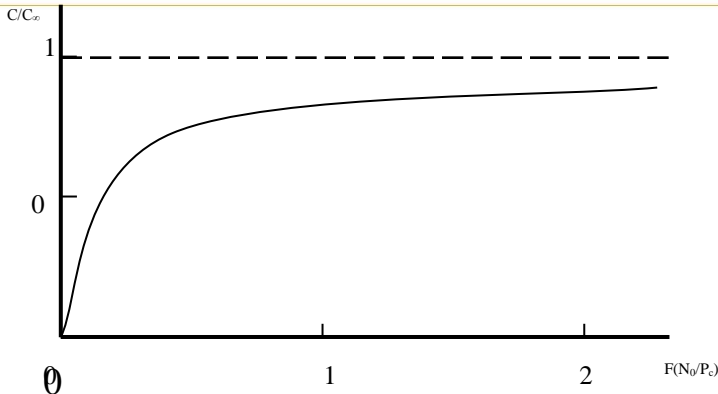


Рис. 9.4. Залежність пропускної здатності каналу від ширини полоси частот F_k

Відмітимо, що пропускна спроможність безперервного каналу, в якому діє шум, відмінний від білого Гауса, більше, ніж дає формула (9.48).

Формула (9.48) дуже важлива для системи зв'язку, оскільки вона встановлює зв'язок між пропускною спроможністю безперервного каналу з обмеженою смугою частот і технічними характеристиками системи: шириною смуги пропускання каналу і відношенням сигнал-шум. З неї виходить, що одну і ту ж пропускну спроможність можна отримати при різних співвідношеннях F_k і $P_c/P_{\text{ш}}$. Іншими словами, формула (9.48) указує на можливість обміну смуги пропускання на потужність сигналу і навпаки. З урахуванням залежностей C від F_k і C від $P_c/P_{\text{ш}}$ очевидна доцільність обміну потужності сигналу на смугу.

З (9.48) неважко бачити, що пропускна спроможність каналу росте із збільшенням смуги частот F_k (рис.9.4.) і при $F_k \rightarrow \infty$ прагне до граничного значення:

$$C_{\infty} = \frac{P_c}{N_0} \log e \approx 1,443 \frac{P_c}{N_0}. \quad (9.49)$$

4. Теорема кодування для каналу з перешкодами

Пропускна спроможність дискретного і безперервного каналів характеризують їх граничні можливості як засобів передачі

інформації. Вони розкриваються у фундаментальній теоремі теорії інформації, яка відома як основна теорема кодування К. Шеннона. Стосовно дискретного джерела вона свідчить: якщо продуктивність джерела повідомлень $H'(A)$ менше пропускної спроможності каналу \mathcal{Z} , то існує принаймні одна процедура кодування і декодування, і ненадійність $H(A|Y)$ можуть бути скільки завгодно малі. Якщо $H'(A) > \mathcal{Z}$, то такої процедури не існує.

Результат основної теореми кодування для каналу з шумом певною мірою несподіваний. Насправді, на перший погляд здається, що зменшення вірогідності помилок в передачі повідомлень вимагає відповідного зменшення швидкості передачі і що остання повинна прагнути до нуля разом з вірогідністю помилок. Такий вивід, зокрема, витікає з розгляду багатократної повторної передачі символів джерела по каналу як способу зменшення вірогідності помилок в передачі повідомлень. В цьому випадку за наявності перешкод в каналі зв'язку забезпечити прагнення до нуля вірогідності помилки в передачі повідомлення можна тільки при прагненні швидкості передачі до нуля.

Проте теорема кодування показує, що в принципі можна вести передачу з швидкістю, скільки завгодно близькою до \mathcal{Z} , досягаючи при цьому скільки завгодно малій вірогідності помилки. На жаль, теорема, вказуючи на принципове існування перешкодостійкого коду, не дає рецепту його знаходження. Можна лише відзначити, що для цього необхідно застосовувати коди великої довжини. При цьому у міру наближення швидкості передачі до пропускної спроможності і зменшення вірогідності помилки код ускладнюється унаслідок збільшення довжини блоків, що приводить до різкого ускладнення кодуючого і декодуючого пристроїв і запізнювання при декодуванні. Вживані в даний час способи кодування не реалізують потенційних можливостей систем зв'язку. Про ступінь досконалості системи зв'язку можна судити по відношенню $\eta = \frac{R}{\mathcal{Z}}$.

Для каналу з пропускною спроможністю \mathcal{Z} , на вході якого включено джерело безперервних повідомлень, К. Шеннон довів наступну теорему: якщо при заданому критерії еквівалентності повідомлень джерела ε_0^2 його епсилон-ентропія $H'_\varepsilon(X)$ менше пропускної спроможності каналу \mathcal{Z} , то існує спосіб кодування і декодування, при якому погіршеність відтворення скільки завгодно близька до ε_0^2 .

При $H'_\varepsilon(X) > C$ такого способу не існує.



Контрольні запитання

1. Що таке ентропія джерела дискретних повідомлень?
2. Яка пропускна спроможність безперервних каналів з аддитивним шумом?
3. В чому полягає надмірність повідомлень та їх особливості?
4. Яка пропускна спроможність дискретних каналів з шумом?
5. В чому полягає теорема кодування для каналу з перешкодами?



ТЕМА 10. ПЕРЕШКОДОСТІЙКЕ КОДУВАННЯ, КОДЕКИ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛУ

1. Основні принципи побудови коду та їх специфікація

Підвищення вимог до швидкості і достовірності передачі інформації, збільшення протяжності ліній зв'язку приводить до необхідності застосування спеціальних мпр, що зменшують вірогідність появи помилок. В даний час знайдений ряд можливостей для вирішення вказаного завдання. Одним з них є застосування перешкодостійкого кодування.

Під перешкодостійкими розуміються коди, що дозволяють виявляти і виправляти помилки, що виникають при передачі через дію перешкод. Ідея їх побудови полягає в тому, що з N_0 можливих комбінацій довжиною n застосовується лише деяка частина. Хай їх число рівне N . Використовувані при передачі кодові комбінації зазвичай називаються дозволеними, а останні, число яких $N_0 - N$, – забороненими.

Пояснемо здатність коду виправляти помилки. Розіб'ємо безліч кодових комбінацій на N підмножин M_i , $i = 1, 2, \dots, N$, і кожній підмножині поставимо у відповідність дозволена кодова комбінація V_i . Задамося наступним правилом прийому: якщо прийнята кодова комбінація потрапляє в підмножину M_i , то ухвалюється рішення на користь кодової комбінації V_i . Очевидно, що при такому правилі прийому виправлятимуться все ті помилки, які не виводять передавану кодову комбінацію за межі підмножини, що належить їй.

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LINTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



При побудові коду, що працює в режимі декодування з виправленням помилок, основною складністю є розбиття безлічі заборонених кодових комбінацій на N підмножин і зіставленні їх дозволеним кодовим комбінаціям. Очевидно, що для зменшення вірогідності помилкового декодування в підмножину M_i слід

включати ті заборонені кодові комбінації \tilde{B}_k для яких:

$P\left(\tilde{B}_k \middle| B_i\right)$ – умовна вірогідність ухвалення кодової комбінації

\tilde{B}_k при передачі кодової комбінації B_i . Таким чином в підмножину

M_i повинні входити кодові комбінації \tilde{B}_k при прийомі яких найбільш вірогідною переданою комбінацією є B_i .

При декодуванні по максимуму правдоподібності рішення ухвалюється на користь кодової комбінації B_i , якщо вірогідність максимальна. Для симетричного двійкового каналу без пам'яті:

$$P\left(\tilde{B}_k \middle| B_i\right) = p_{ош}^{d\left(\tilde{B}_k, B_i\right)} (1 - p_{ош})^{n - d\left(\tilde{B}_k, B_i\right)}, \quad (10.1)$$

де $p_{ош}$ – вірогідність спотворення символу $d\left(\tilde{B}_k, B_i\right)$ –

число розрядів, в яких комбінації \tilde{B}_k і B_i відрізняються один від одного (відстань Хеммінга між B_k і B_i). З (10.1) витікає, що при $p_{ош} < 1/2$ вірогідність монотонно вибуває із зростанням відстані

$d\left(\tilde{B}_k, B_i\right)$ приймаючи максимальне значення для кодової

комбінації B_i , яка відрізняється від прийнятої комбінації \tilde{B}_k у меншому числі символів. Таким чином сформульоване правило декодування відповідає критерію максимуму правдоподібності.

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
сфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: pntu.cbc@gmail.com



2. Класифікація кодів

Відоме велике число перешкодостійких код, які класифікуються по різних ознаках. Перш за все перешкодостійкі коди можна розділити на два великі класи: блокові і безперервні. При блоковому кодуванні послідовність елементарних повідомлень джерела розбивається на відрізки і кожному відрізку ставиться у відповідність певна послідовність (блок) кодових символів, звана зазвичай кодовою комбінацією. Безліч всіх кодових комбінацій, можливих при даному способі блокового кодування, і є блоковий код.

Довжина блоку може бути як постійною, так і змінною. Відповідно розрізняють рівномірні і нерівномірні блокові коди. Перешкодостійкі коди є, як правило, рівномірними. Тому нерівномірні коди надалі не розглядаються.

Блокові коди бувають роздільними і нероздільними. До роздільних відносяться коди, в яких символи по їх призначенню можуть бути розділені на інформаційних (символи, що несуть інформацію про повідомлення) і перевірочних. Такі коди позначаються як (n) , де n – довжина коду, d_o – число інформаційних символів. Число комбінацій в коді не перевищує 2_k . До нероздільних відносяться коди, символи яких не можна розділити за їх призначенням на інформаційних і перевірочних. До них відносяться, наприклад, коди з постійною вагою і коди на основі матриць Адамара.

Серед роздільних кодів розрізняють лінійні і нелінійні. До лінійних відносяться коди, в яких порозрядна сума по модулю 2 будь-яких двох кодових слів також є кодовим словом. Лінійний код називається систематичним, якщо перші до символів його будь-якій кодовій комбінації є інформаційними, останні $(n-k)$ символів – перевірочними.

Серед лінійних систематичних код найбільш простим є код $(n, n-k)$, що містить один перевірочний символ, який рівний сумі по модулю 2 всіх інформаційних символів. Цей код, званий кодом з перевіркою на парність, дозволяє виявити всі поєднання помилок непарної кратності. Вірогідність невиявленої помилки в першому наближенні можна визначити як вірогідність спотворення двох символів:

$$P_{н.о.} \approx C_n^2 p_{ош}^2 (1 - p_{ош})^{n-2}. \quad (10.2)$$

Підкласом лінійних код є циклічні коди. Вони характеризуються тим, що всі набори, утворені циклічною

перестановкою будь-якої кодової комбінації, є також кодовими комбінаціями. Ця властивість дозволяє в значній мірі спростити кодуєчий і декодуєчий пристрої, особливо при виявленні помилок і виправленні одиночної помилки. Прикладами циклічних код є коди Хеммінга, коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ-коди) і ін.

Безперервні коди характеризуються тим, що операції кодування і декодування проводяться над безперервною послідовністю символів без розбиття її на блоки. Серед безперервних найбільш застосовні згортальні коди.

3. Основні характеристики і властивості, що коректують блоковими кодами

До основних характеристик кодів належать: довжина коду n , його підстава m , потужність N (число дозволених кодових комбінацій), повне число кодових комбінацій N_0 , число інформаційних символів do , число перевірочних символів $r = n - do$, вага кодової комбінації (число одиниць в комбінації), надмірність коди, кодова відстань. З перерахованих характеристик лише дві останні потребують пояснення.

Надмірність кодів у загальному випадку визначається виразом.

$$\chi = 1 - \log N / \log N_0 \quad (10.3)$$

або для двійкового коду ($m=2$) при $N=2^k$:

$$\chi = 1 - \frac{k}{n} = \frac{r}{n}, \quad (10.4)$$

де величина k/n називається *відносною швидкістю коду*.

Введемо поняття кодової відстані. Заздалегідь відзначимо, що для оцінки відмінності однієї кодової комбінації від іншої можна використовувати відстань Хеммінга $d(B_i, B_j)$, визначуване числом розрядів, в яких одна кодова комбінація відрізняється від іншої. Для двійкового коду:

$$d(B_i, B_j) = \sum_{k=1}^n b_{ik} \oplus b_{jk}, \quad (10.5)$$

де b_{ik} і b_{jk} – символи кодових комбінацій B_i і B_j відповідно. Найменша відстань Хеммінга для даної коди називається *ковою відстанню*. Надалі його позначатимемо через d .

Якщо існує блоковий лінійний код (n, do), то для нього

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



справедлива нерівність:

$$r \geq \log \left(\sum_{i=0}^{\left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor} C_n^i \right), \quad (10.6)$$

зване *верхньою межею Хеммінга*, де $\left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor$ означає цілу

частина числа $\frac{d-1}{2}$.

Межа Хеммінга (10.6) близька до оптимальної для коду з великими значеннями k/n . Для код з малими значеннями k/n точнішою є верхня межа Плоткіна:

$$r \geq 2d - 2 - \log_2 d. \quad (10.7)$$

Можна також показати, що існує блоковий лінійний код (n , до) з кодовою відстанню d , для якого справедлива нерівність:

$$r \leq \log_2 \sum_{i=0}^{d-2} C_n^i, \quad (10.8)$$

зване *нижньою межею Варшавова-Гільберта*.

Таким чином, межі Хеммінга і Плоткіна є необхідними умовами існування коди, а межа Варшавова-Гільберта – достатнім.

Приведені межі (10.2), (10.3) і (10.4) можна узагальнити на недвійкові коди, а межу (10.3) – і на нелінійних.

Рівність (10.2) справедлива тільки для так званих досконалих кодів. Вони виправляють всі помилки кратності $[(d-1)/2]$ і не менше і не виправляють жодної помилки кратності $l > [(d-1)/2]$, де $[(d-1)/2]$ – ціла частина числа $(d-1)/2$. Слід зазначити, що число досконалих кодів невелике. Прикладом таких кодів є коди Хеммінга.

Рівність (10.9) справедлива тільки для еквідистантних кодів, в яких відстань Хеммінга між будь-якими двома різними кодовими

комбінаціями одне і те ж. До них відносяться, наприклад, коди, побудовані на основі матриць Адамара.

4. Блокові коди. Побудова кодексів та специфікація

Лінійні коди

З визначення виходить, що будь-який лінійний код (n) можна отримати з лінійно незалежних кодових комбінацій шляхом їх посимвольного сумовування за модулем 2 в різних поєднаннях. Початкові лінійно незалежні кодові комбінації називаються базисними.

Представимо базисні кодові комбінації у вигляді матриці $n \times k$

:

$$G = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ g_{k1} & g_{k2} & \cdots & g_{kn} \end{pmatrix}. \quad (10.9)$$

У теорії кодування вона називається такою, що породжує. Тоді процес кодування полягає у виконанні операції $B = AG$, де A – вектор розмірністю до, відповідний повідомленню, B – вектор розмірністю n , відповідний кодовій комбінації.

Таким чином, матриця (10.9), що породжує, містить всю необхідну для кодування інформацію. Вона повинна зберігатися в пам'яті кодуючого пристрою. Для двійкової коди об'єм пам'яті рівний $k \times n$ двійкових символів. При табличному завданні кодуючий пристрій повинен запам'ятати $n \cdot 2^k$ двійкових символів.

Дві матриці, що породжують, які відрізняються один від одного тільки порядком розташування стовпців, задають коди, які мають однакову відстань Хеммінга між відповідними кодовими комбінаціями, а отже, однаково здібності, що коректують. Такі коди називаються еквівалентними.

Лінійний (n , до) код може бути заданий так званою перевіркою матрицею H розмірності $(r \times n)$. При цьому комбінація B належить коду тільки в тому випадку, якщо вектор B ортогональний

всім рядкам матриці H , тобто якщо виконується рівність:

$$BH^T = 0, \quad (10.10)$$

де T – символ транспонування матриці.

Оскільки (10.10) справедливо для будь-якої кодової комбінації, то:

$$GH^T = 0.$$

Канонічна форма матриці H має вигляд:

$$H = \left\| P^T, I \right\| = \begin{pmatrix} g_{1k+1} & g_{2k+1} & \dots & g_{kk+1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ g_{1k+2} & g_{2k+2} & \dots & g_{kk+2} & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{1n} & g_{2n} & \dots & g_{kn} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (10.11)$$

де P^T – підматриця, стовпцями якої служать рядки підматриці P (10.5), I – одинична $r \times r$ підматриця.

Підставляючи (10.11) в (10.12), можна отримати $n-k$ рівнянь вигляду:

$$b_{k+j} \otimes \sum_{i=1}^k \otimes g_{ik+j} b_i = 0, j=1, \dots, n-k, \quad (10.12)$$

які називаються рівняннями перевірки.

За допомогою перевірконої матриці порівняно легко можна побудувати із заданою кодовою відстанню. Ця побудова заснована на наступній теоремі: кодова відстань лінійної (n) коди рівна d тоді і тільки тоді, коли будь-які $d-1$ стовпців перевірконої матриці цієї коди лінійно незалежні, але деякі d стовпців перевірконої матриці лінійно залежні. Відмітимо, що рядки перевірконої матриці лінійно незалежні. Тому перевірочну матрицю можна використовувати як породжує для деякого іншої лінійної коди ($n, n-k$), званої подвійним.

Кодуючий пристрій для лінійної коди (n , до) (мал. 10.1) складається з k - розрядного зрушуючого регістра і $r = n - k$ до блоків суматорів по модулю 2. Інформаційні символи одночасно поступають на вхід регістра і на вихід кодуєчого пристрою через комутатор До.

З надходженням k -го інформаційного символу на виходах блоків суматорів відповідно до рівнянь (10.8) формуються перевірочні

символи, які потім поступають на вихід кодера.

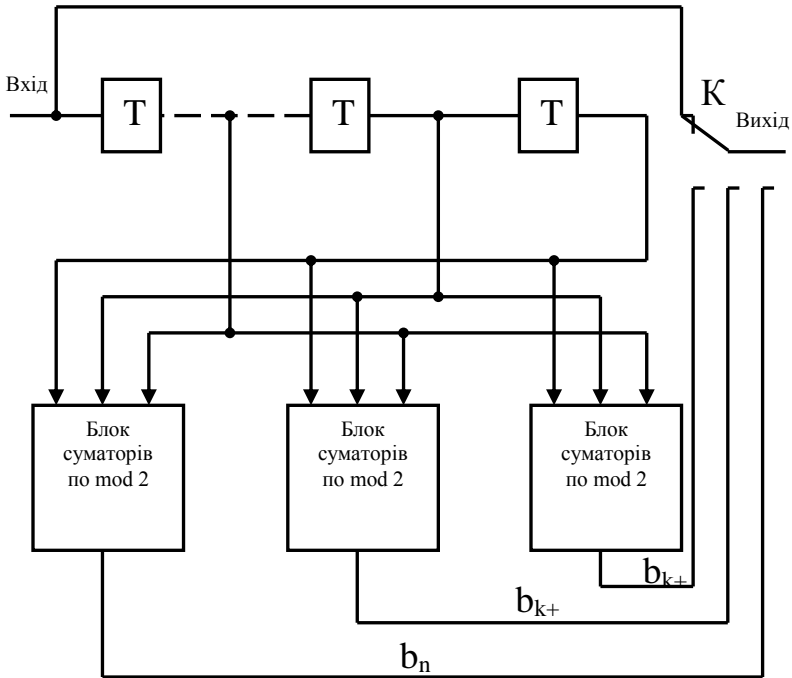


Рис. 10.1. Структурна схема кодера лінійного коду

Процес декодування зводиться до виконання операції:

$$S = \tilde{B} \cdot H^T, \quad (10.13)$$

де S – вектор розмірністю $(n-k)$, званий синдромом \tilde{B} – вектор прийнятої кодової комбінації.

Якщо прийнята кодова комбінація \tilde{B} співпадає з однією з дозволених B (це має місце тоді, коли або помилки в прийнятих символах відсутні, або через дію перешкод одна дозволена комбінація переходить в іншу):

$$S = B \cdot H^T = 0. \quad (10.14)$$

Інакше $S \neq 0$ причому вид синдрому залежить тільки від вектора помилок e . Дійсно:

$$S = \tilde{B} \cdot H^T = (B \oplus e)H^T = eH^T, \quad (10.15)$$

де B – вектор, відповідний передаваній кодовій комбінації.

При $S=0$ декодер приймає вирішення про відсутність помилок, а при $S \neq 0$ – про наявність помилок. Число різних синдромів, відповідних різним поєднанням помилок, рівне 2^{n-k-1} . За конкретним видом синдрому можна в межах здатності коди вказати на помилкові символи і їх виправити, що коректує.

Декодер лінійної коди (мал. 10.2) складається з k -разрядного зрушуючого регістра, $n-k$ блоків суматорів за модулем 2, схеми порівняння, аналізатора помилок і коректора. Регістр служить для запам'ятовування інформаційних символів прийнятої кодової послідовності, з яких в блоках суматорів формуються перевіірочні символи. Аналізатор помилок за конкретним видом синдрому, отриманого в результаті порівняння формованих на приймальній стороні і прийнятих перевіірочних символів, визначає місця помилкових символів. Виправлення інформаційних символів проводиться в коректорові.

Відмітимо, що в загальному випадку при декодуванні лінійної код з виправленням помилок в пам'яті декодера повинна зберігатися таблиця відповідностей між синдромами і векторами помилок, що містить 2^{n-k} рядків. З приходом кожної кодової комбінації декодер повинен перебрати всю таблицю. При невеликих значеннях $n-k$ ця операція не викликає затруднень. Проте, для високоефективних кодів довжиною n , рівною декільком десяткам, різниця $n-k$ приймає такі значення, що перебір таблиці з 2^{n-k} рядків виявляється практично неможливим. Наприклад, для коди, що має кодову відстань $d = 5$, таблиця складається з $2^{12} = 4096$ рядків.

При заданих значеннях n і до існує $2^{k-(n-k)}$ лінійних код. Завдання полягає у виборі якнайкращого (з позиції того або іншого критерію) коду.

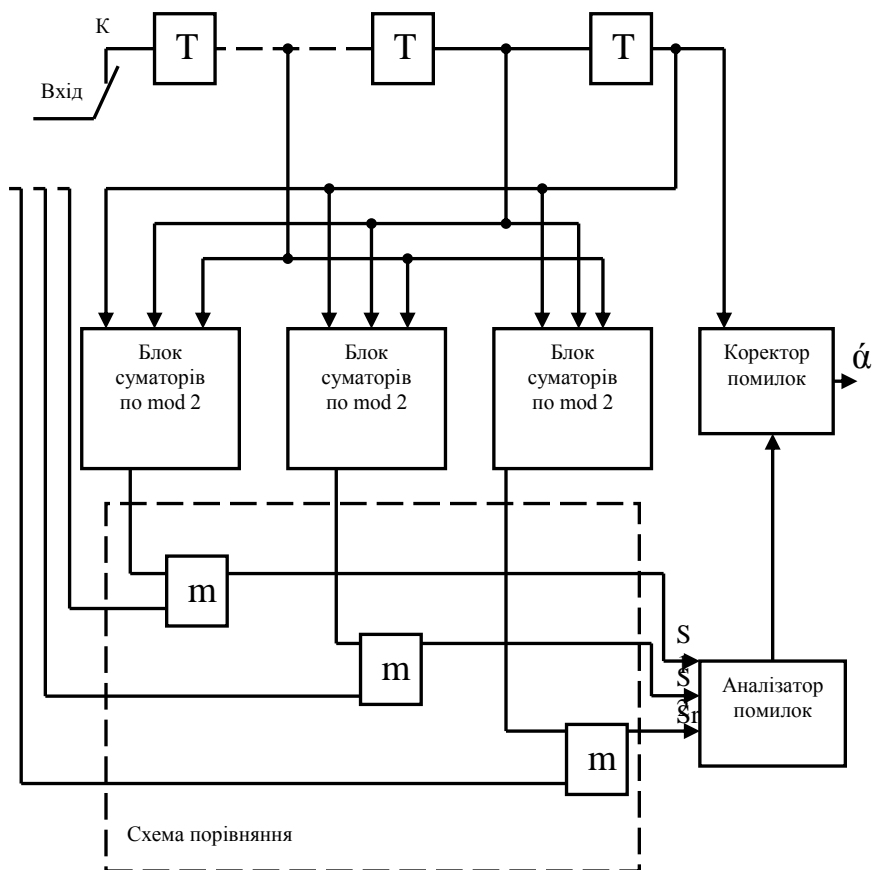


Рис. 10.2. Структурна схема декодера лінійного коду

Циклічні коди

Циклічні коди відносяться до класу лінійних систематичних. Тому для їх побудови в принципі достатньо знати матрицю, що породжує.

Можна вказати інший спосіб побудови циклічних кодів, заснований на представленні кодових комбінацій многочленами $b(x)$ вигляду:

$$b(x) = b_{n-1}x^{n-1} \oplus b_{n-2}x^{n-2} \oplus \dots \oplus b_n x^n \oplus b_0, \quad (10.16)$$

де b_{n-1} , b_{n-2} , b_0 – кодова комбінація. Над даними багаточленами можна проводити всі дії алгебри з урахуванням того, що складання тут здійснюється за модулем 2.

Кожен циклічний код (n) характеризується так званим багаточленом, що породжує. Їм може бути будь-який багаточлен $p(x)$

ступеня $n-k$, який ділить без залишку двочлен $x^n \oplus 1$. Циклічні коди характеризуються тим, що багаточлени $b(x)$ кодових комбінацій діляться без залишку на $p(x)$. Тому процес кодування зводиться до відшукування багаточлена $b(x)$ за відомим многочленом $a(x)$ і $p(x)$, що ділиться на $p(x)$, де $a(x)$ – многочлен ступеня $k-1$, відповідний інформаційній послідовності символів.

Як багаточлен $b(x)$ можна використовувати твір $a(x) p(x)$. Проте, при цьому інформаційні і перевірочні символи виявляються перемішаними, що утруднює процес декодування. Тому на практиці, в основному, застосовується наступний метод знаходження багаточлена $b(x)$.

Помножимо багаточлен $a(x)$ на x^{n-k} і отриманому творі розділимо на $p(x)$. Нехай:

$$a(x)x^{n-k} = m(x)p(x) \oplus c(x), \quad (10.17)$$

де $m(x)$ – приватне, а $c(x)$ – залишок. Оскільки операції підсумовування і віднімання за модулем 2 співпадають, той вираз (10.17) перепишемо у вигляді:

$$a(x)x^{n-k} \oplus c(x) = m(x)p(x). \quad (10.18)$$

З (10.18) витікає, що багаточлен $a(x)x^{n-k} \oplus c(x)$ ділиться на $p(x)$ і, отже, є шуканим.

Многочлен $a(x) x^{n-k}$ має наступну структуру: перші $n-k$ членів нижчого порядку рівні нулю, а коефіцієнти останніх співпадають з відповідними коефіцієнтами інформаційного многочлена $a(x)$. Многочлен (x) має ступінь менше $n-k$. Таким чином, в знайденому многочлені $b(x)$ коефіцієнти при x в ступені $n-k$ і вище співпадають з інформаційними символами, а коефіцієнти при решті членів, визначуваних многочленом (x) , співпадають з перевірочними символами.

Відповідно до (10.18) процес кодування полягає в множенні многочлена $a(x)$ на x^{n-k} і знаходженні залишку від ділення $a(x) x^{n-k}$

Проект ІРВУ 03.01.00-06-306/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



на $p(x)$ з подальшим його складанням за модулем 2 з багаточленом $a(x)$ x^{n-k} .

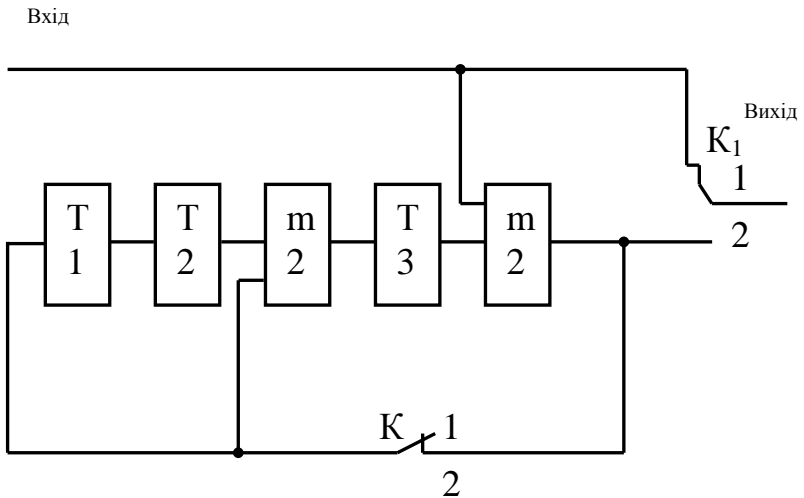


Рис. 10.3. Структурна схема кодера циклічного коду з породжуючим багаточленом $p(x) = x^3 \oplus x^2 \oplus 1$

На мал. 10.3. як приклад наведена схема кодера для коду (7, 4) з многочленом, що породжує $p(x) = x^3 \oplus x^2 \oplus 1$. у початковому стані ключі K1 і K2 знаходяться в положенні 1. Інформаційні символи поступають одночасно на вхід каналу і на вихід осередку x_3 зрушуючого регістра (це відповідає множенню многочлена $a(x)$ на x^3). Протягом чотирьох тактів відбувається ділення многочлена $a(x) x^3$ на многочлен $p(x) = x^3 \oplus x^2 \oplus 1$. у результаті в регістрі записується залишок, що є перевірочними символами. Ключі K1 і K2 перекидаються в положення 2, і протягом трьох подальших тактів символи, що містяться в регістрі, поступають в канал.

Циклічний код може бути заданий перевірочним многочленом $h(x)$: кодова комбінація V належить даному циклічному коду, якщо

$$b(x) \cdot h(x) = 0 \bmod (x^n \oplus 1). \quad \text{Перевірочний багаточлен}$$

пов'язаний з відношенням, що породжує:

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



$$h(x) = (x^n \oplus 1) / p(x). \quad (10.19)$$

Завдання коду перевірочним многочленом еквівалентно завданню коду системою перевірочних рівнянь (10.19). Характерною особливістю циклічного коду є те, що всі перевірочні рівняння можна отримати з одного шляхом циклічного зрушення індексів символів, що входять в початкове рівняння. Так, для коду (7, 4) з многочленом, що породжує:

$$p(x) = x^3 \oplus x^2 \oplus 1 \quad (10.20)$$

перевірочний многочлен має вигляд:

$$h(x) = x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1. \quad (10.21)$$

Перевірочні рівняння виходять з умови:

$$b(x) \cdot h(x) = 0 \bmod (x^7 \oplus 1). \quad (10.22)$$

Здійснивши множення і прирівнявши коефіцієнти при x^4 , x^5 і $x^6 = 0$, отримаємо наступні рівняння:

$$\begin{aligned} b_2 &= b_6 \oplus b_4 \oplus b_3, \\ b_1 &= b_5 \oplus b_3 \oplus b_2, \\ b_0 &= b_4 \oplus b_2 \oplus b_1. \end{aligned} \quad (10.23)$$

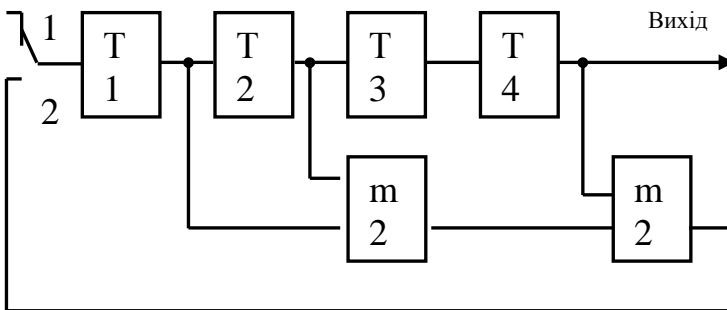


Рис. 10.4. Структурна схема кодеру циклічного коду, що задається

перевірочним багаточленом $h(x) = x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Як приклад на рис. 10.4 показана схема кодера циклічного коду (7, 4), що задається перевіро́чним багаточленом $h(x) = x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$ або, що те ж саме, перевіро́чними співвідношеннями (10.11). у початковому стані ключ знаходиться в положенні 1. Протягом чотирьох тактів імпульси поступають у регістр, після чого ключ переводиться в положення 2. При цьому зворотний зв'язок замикається. Починаючи з п'ятого такту, формуються перевіро́чні символи відповідно до (10.11). Після сьомого такту всі перевіро́чні символи виявляються сформованими, ключ знов перемикається в положення 1. Кодер готовий до прийому чергового повідомлення. Символи кодової комбінації поступають у канал, починаючи з п'ятого такту.

Здатність коду, що коректує, залежить від многочлена $p(x)$, що породжує. Тому його вибір дуже важливий при побудові циклічного коду. Необхідно пам'ятати, що ступінь многочлена, що породжує, повинен бути рівним числу перевіро́чних символів. Крім того, багаточлен $p(x)$ повинен ділити двочлен $x^n \oplus 1$.

Виявлення помилок при використанні таких кодів полягає в діленні багаточлена $\tilde{b}(x) = b(x) + e(x)$ відповідного прийнятій комбінації $\tilde{B} = B \oplus e$ на $p(x)$. Якщо залишок $s(x)$ виявляється рівним нулю, то вважається, що помилки немає, інакше фіксується помилка.

Один з алгоритмів виправлення помилок заснований на наступних властивостях циклічного коду. Хай є циклічний код з кодовою відстанню d , що виправляє всі помилки до кратності

$l = \left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor$ включно, де $\left\lfloor (d-1)/2 \right\rfloor$ – ціла частина числа $(d-1)/2$. Тоді можна показати, що:

- ◆ якщо вектор помилок, що виправляється, спотворює тільки перевіро́чні символи, то вага синдрому буде менша або рівний l , а сам синдром співпадатиме з вектором помилок;
- ◆ якщо вектор помилки спотворює хоч би один інформаційний символ, то вага синдрому буде більша l ;

- ♦ якщо $s(x)$ – залишок від ділення багаточлена $b(x)$ на $p(x)$, то залишком від ділення багаточлена $b(x)$ x^i на $p(x)$ є многочлен $s(x) \cdot x^{i \bmod p(x)}$, іншими словами, синдром деякого циклічного зрушення багаточлена $b(x)$ є відповідним циклічним зрушенням синдрому початкового багаточлена, взятого по модулю $p(x)$.

Існують та інші, більш універсальні алгоритми декодування.

До циклічних кодів відносяться коди Хеммінга, які є прикладами небагатьох відомих досконалих код. Вони мають кодову відстань $d=3$ і виправляють всі одиночні помилки. Довжина коди вибирається з умови $2n-k-1 = n$, яке має простий сенс: число різних ненульових синдромів рівне числу символів у кодовій послідовності. Так існують коди Хеммінга $(2r-1, 2r-r-1)$, зокрема коди $(7,4)$, $(15,11)$, $(31,26)$, $(63,57)$ і так далі.

Відмітимо, що раніше використаний багаточлен $p(x) = x^3 \oplus x^2 \oplus 1$ є Хеммінга, що породжує для коди $(7,4)$.

Серед циклічних код широке застосування знайшли коди Боуза-чоудхурі-хоквінгема (БЧХ). Можна показати, що для будь-яких цілих позитивних чисел m і $l < n/2$ існує двійковий код БЧХ довжини $n = 2m-1$ з кодовою відстанню $d \geq 2l+1$ причому число перевірочних символів $n-k \leq ml$.

Для код БЧХ помірної довжини і ФМ при передачі символів можна добитися значного виграшу (4 дБ і більш). Він досягається при

швидкостях $\frac{14}{3} \leq \frac{k}{n} \leq 3$. При дуже високих і дуже низьких швидкостях виграш від кодування істотно зменшується.

Мажоритарні циклічні коди

Іноді доцільно використовувати коди декілька гіршою здатністю, що коректує, в порівнянні з кращими відомими кодами, але прості в реалізації. До них відносяться коди, що допускають мажоритарне декодування. Воно засноване на можливості для деяких циклічних код виразити кожен інформаційний символ за допомогою Q різних лінійних співвідношень. Рішення про значення символу ухвалюється за більшістю значень, що даються кожним окремим співвідношенням. Для виправлення всіх помилок до кратності l

включно необхідно мати $2l+1$ незалежних співвідношень.

У деякій області значень параметрів мажоритарні коди мають здатність, що коректує, трохи поступливу здатності код БЧХ, що коректує. В той же час їх реалізація порівняно проста.

Проілюструємо принцип мажоритарного декодування на прикладах кодах з перевіркою матрицею:

$$H = \begin{pmatrix} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & b_7 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (10.24)$$

Даний код є циклічним з многочленом, що породжує $p(x) = x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$. Він має кодову відстань $d = 4$.

Використовуючи матрицю (10.24), можна записати наступні співвідношення для символу b_1 :

$$b_1 = b_3 \oplus b_4 = b_2 \oplus b_6 = b_5 \oplus b_7 \quad (10.25)$$

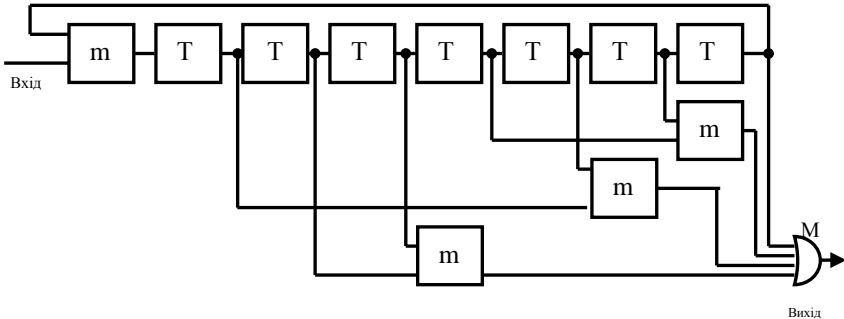
З обліком (10.25) в декодері є можливість чотирма різними способами обчислити перший інформаційний символ:

$$\begin{aligned} b_1^I &= \tilde{b}_1; b_1^{II} = \tilde{b}_3 \oplus \tilde{b}_4; \\ b_1^{III} &= \tilde{b}_2 \oplus \tilde{b}_6; b_1^{IV} = \tilde{b}_5 \oplus \tilde{b}_7, \end{aligned} \quad (10.26)$$

де $\tilde{b}_1 \tilde{b}_2 \dots \tilde{b}_7$ – прийнята кодова комбінація.

Аналогічно визначається решта інформаційних символів. Перевірочні співвідношення для символів i виходять з (10.26) циклічною перестановкою:

(10.27)



За відсутності помилок: $b_1^I = b_1^{II} = b_1^{III} = b_1^{IV}$, тобто, всі

перевірочні співвідношення (10.26) дають один і той же результат. За наявності одного помилкового символу три перевірочні співвідношення дають правильне значення, а співвідношення, в якому бере участь помилковий символ, дає невірний результат. Ухвалюючи рішення за більшістю, декодер видає правильний символ b_1 .

Хай помилково прийнято два символи. Якщо вони входять в різні перевірочні співвідношення, то дві перевірки дадуть значення 1, а дві перевірки – значення 0. У цьому випадку декодер видає сигнал відмови від декодування. Якщо обидва спотворені символи входять у одне перевірочне співвідношення, то всі чотири перевірки видають один і той же результат. Декодер видає правильний символ b_1 .

Схема декодера (рис.10.5) складатися із зрушуючого регістра, суматорів за модулем 2 і мажоритарного елемента М. Простота її обумовлена тим, що в даному випадку кожен символ кодової комбінації бере участь в одному перевірочному співвідношенні. Код, для якого виконується ця умова, називається кодом з розділеними перевірками.

Мажоритарне декодування можливе і тоді, коли один і той же символ бере участь в декількох перевіірочних співвідношеннях. Проте,

алгоритм декодування ускладнюється.

5. Згортальні коди та методи їх побудови

Згортальний код – це лінійний рекурентний код. У загальному випадку він утворюється таким чином. У кожен i -й тактовий момент часу на вхід пристрою, що коректує, поступає k_0 символ певного повідомлення. Вихідні символи $b_1 b_2 \dots b_{n_0}$ формуються за допомогою рекурентного співвідношення. До символів повідомлення, що поступили в даний i в попередні тактові моменти часу:

$$b_{im} = \sum_{v=0}^{\frac{K}{k_0}-1} \oplus \sum_{j=1}^{k_0} \oplus c_{jvm} a_{(i-v)j}, m=1, \dots, n_0, \quad (10.28)$$

де c_{jvm} – коефіцієнти, що приймають значення 0 або 1.

Символи повідомлення, з яких формуються вихідні символи, зберігаються в пам'яті кодувального пристрою. Величина K називається довжиною кодового обмеження. Вона показує, на яке максимальне число вихідних символів впливає даний інформаційний символ, і грає ту ж роль, що і довжина блокової коди. Згортальний код має надмірність: $\chi = 1 - k_0/n_0$ і позначається як: (k_0/n_0) .

Типові параметри згортальних кодів:

$$k_0, n_0 = 1, 2, \dots, 8; k_0/n_0 = 1/4, 7/8; K = 3, 10.$$

Згортальний код виходить систематичним, якщо в кожен тактовий момент k_0 вихідних символів співпадають з символами повідомлення. На практиці зазвичай використовуються несистематичні згортальні коди.

Розрізняють прозорі і непрозорі згортальні коди. Перші характеризуються властивістю інваріантності за відношенням до операції інвертування коду, яке полягає в наступному: якщо значення символів на вході кодера поміняти на протилежних, то вихідна послідовність символів також інвертується. Відповідно декодована

послідовність символів матиме таку ж невизначеність в знака, що і прийнята послідовність символів, а отже, невизначеність знаку послідовності можна усунути після декодування згортального коду. Вказана властивість прозорих кодів особлива важливо для СПИ, що використовують протилежні фазоманікульовані сигнали, яким властиве явище зворотної роботи.

Для непрозорого коду невизначеність знаку послідовності символів доводиться усувати до згортального декодування, що призводить до збільшення вірогідності помилок. Неважко показати, що згортальний код буде прозорим, якщо кожен його многочлен, що породжує, містить непарне число членів.

Крім розглянутого способу завдання згортального коду, можливі та інші. Зокрема, вихідні символи можна розглядати як згортку імпульсної характеристики кодера з інформаційною послідовністю (звідси відбувається назва коду).

Методи декодування згортальних кодів

Згортальні коди можна декодувати різними методами. Розрізняють декодування з обчисленням і без обчислення перевіркою послідовності.

Декодування з обчисленням перевіркою послідовності застосовується тільки для систематичних код. За своєю суттю воно нічим не відрізняється від відповідного методу декодування блокових код.

На приймальній стороні з прийнятих інформаційних символів формують перевіірочні символи за тим ж законом, що і на передавальній стороні, які потім порівнюють з перевіірочними символами, що приймаються. В результаті порівняння формується перевіірочна послідовність, яка за відсутності помилок складається з одних нулів. За наявності помилок на певних позиціях послідовності з'являються одиничні символи. Закон формування перевіірочних символів вибирається так, щоб за структурою перевіірочної послідовності можна було визначити спотворені символи.

До методів декодування без обчислення перевіірочної послідовності належать декодування за принципом максимуму правдоподібності і послідовне декодування.

Декодування за принципом максимуму правдоподібності зводиться до завдання ототожнення прийнятої послідовності з однією з 2^N можливих, де N – довжина інформаційної послідовності. Рішення ухвалюється на користь тієї кодової послідовності, яка в меншому числі позицій відрізняється від прийнятої. Метод застосовний для



будь-якої згортальної коди. Проте, при великих значеннях N він практично не реалізовується із-за необхідності перебору $2N$ можливих кодових послідовностей. Істотне спрощення процедури декодування по максимуму правдоподібності запропонував Вітербі. Характерною особливістю його методу є те, що на кожному кроці декодування запам'ятовується тільки $2K-1$ найбільш правдоподібних шляхів.

Алгоритм Вітербі володіє поряд переваг. При невеликих значеннях довжини кодового обмеження декодуючий пристрій виявляється достатньо простим, реалізуючи в той же час високу перешкодостійкість. Так, дослідження показують, що застосування згортальних код з $D_0 = 3, 5$ і 7 при фіксованій вірогідності помилки дозволяє отримати енергетичний виграш $4,6$ дБ у порівнянні з системою, що використовує FM сигнали без кодування. Важливою перевагою в порівнянні з методом послідовного декодування є фіксація числа обчислювальних операцій на один декодований символ. Декодування по методу Вітербі особливо перспективно в каналах з незалежними помилками.



Контрольні запитання

1. Які основні принципи побудови коду?
2. Охарактеризуйте блокові коди та їх особливості.
3. Як відбувається побудова кодексів?
4. Що таке мажоритарні циклічні коди?
5. Назвіть методи декодування згортальних кодів?



ТЕМА 11. АЛГОРИТМІЗАЦІЯ ПРОЦЕСІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

1. Реалізація алгоритму Вітербі

Декодер Вітербі (рис. 11.1) складається з синхронізатора, пристрою управління і тактує, пристрою для обчислення метрики гілок, пристрої для оновлення і зберігання метрик гілок, пристрою для оновлення і зберігання гіпотетичних інформаційних послідовностей і вирішального пристрою.

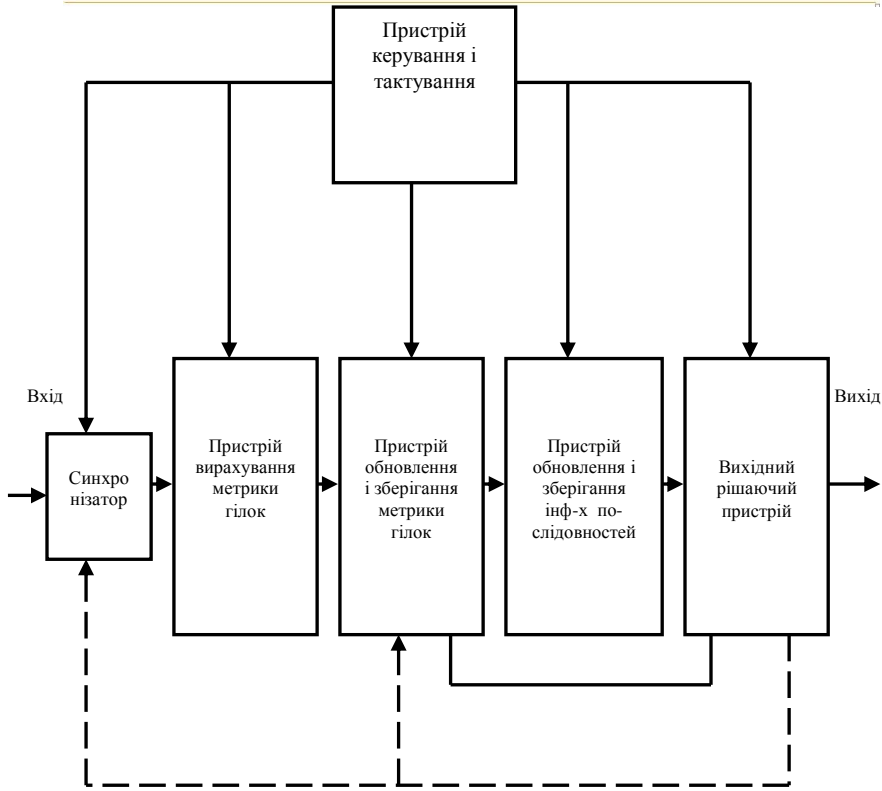


Рис. 11.1. Структурна схема декодера, що реалізує алгоритм Вітербі

Пристрій зберігання і оновлення метрик шляхів здійснює складання метрик гілок з метриками шляхів, що зберігаються, проробляє необхідні порівняння і запам'ятовує нові метрики шляхів.

Пристрій зберігання і оновлення гіпотетичних інформаційних послідовностей може бути виконане на зрушюючих регістрах, в кожному з яких зберігається повна інформаційна послідовність символів, відповідна одному з шляхів, що "вижили". Їх число рівне числу вузлів. Після обробки нової гілки регістри обмінюються вмістом відповідно до того, які послідовності "виживають" при порівнянні. У останній осередок кожного регістра поступає новий інформаційний символ, а найстаріший символ кожного регістра поступає у вихідний вирішальний пристрій.

Вихідний вирішальний пристрій приймає рішення про передані інформаційні символи. Якнайкращі результати виходять,

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавинська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



коли як переданий інформаційний символ береться найбільш старий символ у послідовності з найменшою метрикою. Іноді використовують мажоритарний принцип: за переданий інформаційний символ вибирається найчастіше символ, що зустрічається, з найстаріших символів всіх послідовностей.

Пристрій управління і тактує задає необхідний ритм роботи декодера.

2. Використання кодів у системах із зворотним зв'язком

У багатьох системах, окрім основного (прямого) каналу, за допомогою якого повідомлення передається від джерела до користувача, є зворотний канал для допоміжних повідомлень, які дозволяють поліпшити якість передачі повідомлень по прямому каналу.

Найбільш поширені системи із зворотним зв'язком, в яких для виявлення помилок застосовують надмірні коди. Такі системи називаються системами з вирішальним зворотним зв'язком, або системами з перезапиту. Як коди часто використовують коди з перевіркою на парність, прості інтерактивні коди, циклічні коди і ін. Вони дозволяють добре виявляти помилки при порівняно невеликій надмірності і простій апаратурній реалізації.

Передаване повідомлення кодується надмірним кодом. Отримана комбінація передається споживачеві і одночасно запам'ятовується в накопичувачі-повторювачі. Прийнята послідовність символів декодується з виявленням помилок. Якщо при цьому помилки не виявлені, то повідомлення поступає споживачеві. Інакше повідомлення бракується і по зворотному каналу передається спеціальний сигнал перезапиту. По цьому сигналу проводиться повторна передача забракованій кодової комбінації, яка витягується з накопичувача-повторювача.

Можна показати, що якщо в молочному відвінок каналі помилки відсутні, то залишкова вірогідність помилкового прийому кодової комбінації:

$$P_{ост} = P_{н.о} / (1 - P_{о.о}), \quad (11.1)$$

де $P_{н.о}$ – вірогідність невиявленої помилки (вірогідність того, що передана кодова комбінація перейшла в іншу дозволена), $P_{о.о}$ – вірогідність виявлення помилки (вірогідність того, що замість переданої кодової комбінації прийнята яка-небудь заборонена кодова комбінація). Вірогідність і можна знайти, якщо відомі властивості

каналу і заданий код.

Відповідно еквівалентна вірогідність помилки визначається як:

$$P_{\Sigma} \approx P_{n.o} / k(1 - P_{o.o}), \quad (11.2)$$

де P_o – число інформаційних символів у кодовій комбінації.

Середнє число передач одного повідомлення:

$$Q_n = 1 / (1 - P_{o.o}) \quad (11.3)$$

Хоча зворотний канал можна зробити вельми перешкодостійким (зазвичай швидкість передачі інформації в зворотному каналі значно менша, ніж в прямому), проте, існує кінцева вірогідність того, що сигнал перезапиту буде прийнятий як сигнал підтвердження, і навпаки. У першому випадку повідомлення не поступає до споживача, а в другому випадку воно поступає двічі.

Одним із засобів боротьби з помилками в зворотному каналі, що приводять до втрати повідомлення, є використання несиметричного правила декодування, при якому вірогідність помилки прийому сигналу перезапиту істотно менше вірогідності помилкового прийому сигналу підтвердження. Наприклад, сигнал перезапиту передається кодовою комбінацією з n одиничних символів, а сигнал підтвердження – комбінацією з n нулів. При прийомі кодової комбінації, що містить хоч би одну одиницю, рішення ухвалюється на користь сигналу перезапиту. Очевидно, що в цьому вірогідність помилкового прийому сигналу перезапиту може бути зроблена нікчемно малою.

Для того, щоб до споживача не надходили зайві повідомлення із-за помилкового прийому сигналу підтвердження, передавані кодові комбінації або забезпечуються номерами, або доповнюються пізнавальними символами, за якими можна дізнатися, чи передається кодова комбінація вперше або вона повторюється. При цьому прийнята повторна комбінація за відсутності сигналу перезапиту стирається і не надходить споживачеві. Можливі і інші способи боротьби з такого роду помилками.

Системи з вирішальним зворотним зв'язком вельми ефективні у разі каналів із замираннями. При погіршенні стану каналу збільшується частота перезапиту (зменшується швидкість передачі інформації), але вірогідність помилкових повідомлень, що поступають споживачеві, практично не збільшується. При поліпшенні стану каналу частота перезапиту зменшується. Таким чином, система як би



автоматично пристосовується до стану каналу зв'язку, використовуючи всі його можливості відносно передачі інформації.

Слід відмітити, що застосування вирішального зворотного зв'язку, звичайно, не збільшує пропускної спроможності прямого каналу, але дозволяє простими засобами в порівнянні з довгими кодами наблизити швидкість передачі інформації до пропускної спроможності каналу.

3. Сигнально-кодові комбінації

Як відомо, багатопозиційні сигнали, такі як сигнали багатократної ФМ, сигнали АФМ забезпечують високу питому швидкість передачі інформації (високу частотну ефективність) при зменшенні енергетичної ефективності, а перешкодостійкі коди дозволяють підвищувати енергетичну ефективність при зниженні питомої швидкості передачі. Поєднання методів багатопозиційної модуляції і перешкодостійкого кодування дає можливість підвищити або енергетичну ефективність без зменшення частотною, або частотну ефективність без зменшення енергетичною, а у ряді випадків – обидва параметри. Завдання полягає у формуванні сигнальних послідовностей, які можна достатньо щільно розмістити в багатовимірному просторі (для забезпечення високої частотної ефективності) і в той же час рознести на достатньо великі відстані (для забезпечення високої енергетичної ефективності). Такі послідовності, побудовані на базі перешкодостійких кодів і багатопозиційних сигналів з щільною упаковкою, називають сигнально-кодовими конструкціями.

Як перешкодостійкість коду зазвичай використовують каскадні, інтерактивні і згортальні коди, а як багатопозиційні сигнали – сигнали багатократною ФМ і сигнали АФМ.

Для узгодження кодека двійкової перешкодостійкої коди і модему багатопозиційних сигналів використовується маніпуляційний код, при якому більший відстані по Хеммінгу між кодовими комбінаціями відповідає більша відстань між відповідними ним сигналами. Цій вимозі частково задовольняє код Гріючі. Можливі і інші способи такого перетворення.

4. Прийом кодованих сигналів та їх особливості

До цього часу передбачалося, що кодові комбінації приймаються посимвольно, тобто, на приймальній стороні спочатку виноситься ухвала про кожен символ кодової комбінації, а потім за сукупністю n прийнятих символів ухвалюється рішення про те, яка кодова комбінація була передана.

При надмірних кодах така двоетапна процедура ухвалення рішення виявляється неоптимальною. Пояснюється це тим, що процес демодуляції є необоротною операцією і може супроводжуватися втратою інформації. Дійсно, після ухвалення рішення про символ на відповідний елемент сигналу, на фактичне значення результату обробки цього символу (значення апостеріорної вірогідності або функції правдоподібності) в подальшому процесі прийому (при декодуванні) не беруться до уваги. В той же час їх облік міг би привести до зменшення вірогідності помилкового декодування кодової комбінації.

Вся інформація, що міститься в сигналі, що приймається, буде якнайповніше використана, якщо відмовитися від посимвольного прийому і демодулювати кодова комбінація в цілому.

Можна показати, що при використанні коду з надмірністю перешкодостійкість прийому в цілому вище за перешкодостійкість поелементного прийому з виправленням помилок, проте поступається перешкодостійкості поелементного прийому з виявленням помилок і перезапитом по зворотному каналу. При використанні коду без надмірності прийом в цілому не має переваг в порівнянні з поелементним прийомом.

У загальному випадку обчислити вірогідність помилкового прийому кодової комбінації важко. Проте іноді, наприклад при використанні ортогональних, біортогональних і симплексних кодів, цю вірогідність можна обчислити через інтеграли, які можна визначити чисельними методами.

Недоліком прийому в цілому є те, що він вимагає значно складнішої апаратури в порівнянні з поелементним прийомом. Зокрема, для його реалізації потрібний 2k кореляторів. Очевидно, що при достатньо ефективному коді (такий код є довгим) прийом в цілому технічно не реалізовується. Так, якщо використовується код (n, до) з $k = 10$, то демодулятор, що реалізовує прийом в цілому, складатиметься з 1024 кореляторів або узгоджених фільтрів.

У зв'язку з труднощами побудови оптимального демодулятора для прийому в цілому велика увага приділяється алгоритмам прийому, які не використовують всю інформацію про прийнятий сигнал, але допускають менші втрати в порівнянні з поелементним прийомом. Такі алгоритми є двохетапними, як і при поелементному прийомі. Проте, на першому етапі рішення про переданий символ не приймається, а запам'ятовуються значення напруги на виходах кореляторів або узгоджених фільтрів, призначених для прийому різних символів, з яких складаються кодові комбінації. Такий вид рішення називається "м'яким". Як відомо, ця напруга пропорційна логарифму функції правдоподібності і несуть інформацію про ступінь

відповідності прийнятого сигналу тому або іншому символу. Їх використання при подальшій обробці (декодуванні) і дозволяє отримати кращі результати в порівнянні з поелементним прийомом.

У реальних системах вихідна напруга зазвичай квантується і представляється числами, тобто замість оптимального аналогового декодування по максимуму правдоподібності використовують цифрове декодування. Цифрове декодування вже при восьми рівнях квантування практично дає ті ж результати, що і аналогове декодування. В той же час воно значно простіше в реалізації.

Існують і інші методи прийому, що займають проміжне положення між поелементним прийомом і прийомом в цілому, наприклад прийом по найбільш надійних символах. У його основу покладений той факт, що при застосуванні коду з кодовою відстанню d будь-яку його комбінацію можна декодувати, якщо "стерти" $d-1$ символів. Пристрій прийому складається з двох вирішальних схем. Перша з них обчислює апостеріорну вірогідність і ухвалює заздалегідь рішення про переданий символ. Отримана послідовність символів подається на другу вирішальну схему, куди також поступає інформація про апостеріорну вірогідність. Декодування виконується по $n - d + 1$ найбільш надійним (що має великі значення апостеріорної вірогідності) символам.

Описаний метод дає кращі результати, чим поелементний прийом, оскільки в нім частково використовується інформація про апостеріорну вірогідність, але поступається прийому в цілому, оскільки інформація про $d-1$ менш надійних символах не використовується.

5. Передача та обробка даних у системі телеметрії

Система передачі інформації космічного апарату – сукупність програмних і апаратних засобів, що дозволяють передавати інформацію між космічним апаратом (КА) та центром управління польотом цього космічного апарату. Передану інформацію можна розділити на три основні типи:

- наукова інформація (КА-Земля);
- службова і телеметрична інформація (КА-Земля);
- командно-програмна інформація (Земля-КА).

Управління польотом космічного апарату здійснюється автоматизованою системою управління, що складається з двох основних частин:

- бортової;
- наземної.

Бортовий комплекс управління космічним апаратом

складається з двох головних систем:

- управління рухом;
- управління орієнтацією.

Наземний автоматизований комплекс управління об'єднує наземні командно-вимірювальні пункти, центри керування польотом космічного апарату і балістичні центри.

Основним завданням системи управління космічним апаратом є управління орієнтацією космічного апарату і рухом його центру мас.

Для цього необхідні системи передачі командно-програмної інформації на космічний апарат і телеметричної інформації від нього. Системи передачі командно-програмної інформації (КПІ) і телеметричної інформації (ТМІ) використовують цифрову форму подання повідомлень у вигляді рівномірного двійкового коду. Відомо, що в цьому випадку оптимальними є протилежні сигнали, які можуть бути отримані при фазовій маніпуляції гармонійного коливання. При впливі адитивного «білого» шуму оптимальний приймач сигналів являє собою перемножувач зразку прийнятого сигналу і суміші сигналу з шумом.

Результат перемножування інтегрується на інтервалі тривалості символу і порівнюється з нульовим порогом.

При ідеальному прийомі всі значущі моменти часу прийнятого сигналу повинні бути відомі. Для цього приймач містить пристрій синхронізації, які реалізуються у вигляді замкнутих систем, що стежать за фазами несучої, піднесе і символної частоти. Замкнуті системи, що стежать за фазовим автопідстроювання частоти, вимагають додаткової апаратури і додаткового часу на пошук і захоплення сигналу по частоті і фазі. У той час асинхронні системи прийому цифрових сигналів володіють гіршими питомими витратами енергії. І більш широкою смугою частот, однак, вони апаратно менш складні і дозволяють з меншими затримками забезпечити прийом сигналів.

Для далеких космічних апаратів енергетичний потенціал сигналу на вході бортового приймача при використанні малонаправленої антени не перевищує 1000 Гц. При такому енергетичному потенціалі при послідовних методах пошуку несучої частоти і фази сигналу в межах невизначеності знання радіальної швидкості космічного апарату на входження в синхронізм затрачається близько 300 секунд. Приблизно стільки ж часу необхідно для пошуку фази моделюючої послідовності. Разом для повного входження в синхронізм бортовому приймачу потрібно до 600 с. Такий час входження в синхронізм не занадто велико в штатній ситуації, бо сеанс зв'язку з далеким космічним апаратом може тривати

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



досить тривалий час.

Проте, в аварійній ситуації, наприклад при втраті орієнтації і обертанні космічного апарату, рівень сигналу на вході приймача сильно змінюється протягом 1–2 хвилин через нерівномірність діаграми спрямованості бортовий антени. У такій ситуації 600 с, необхідні для синхронізації, не дозволять встановити зв'язок з космічним апаратом.

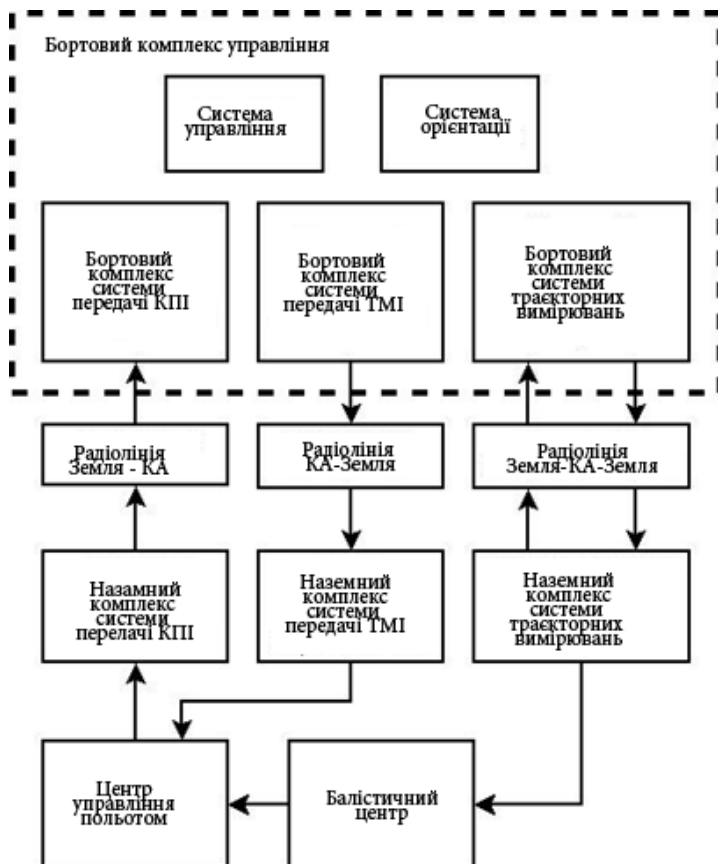


Рис. 11.2. Схема системи керування космічним апаратом

Таким чином, можна обґрунтувати структуру сигналу в радіолінії системи передачі командно-програмної та телеметричної інформації. Енергетичний потенціал радіолінії КА – Земля завжди на порядок вище, ніж радіолинія Земля – КА, через можливість використання на Землі в 100–1000 разів більш потужного передавача, в той час як чутливість наземного приймача вище, ніж у бортового приймача, всього в 10 раз. Це означає, що за однакової швидкості передачі інформації радіолінією для передачі командно-програмної інформації можна використовувати неоптимальні (асинхронні) методи прийому сигналів заради винятків системи синхронізації та підвищення тим самим надійності входження в зв'язок, а так само заради зменшення маси апаратури на космічному апараті.

При створенні радіолінії систем передачі командно-програмної та телеметричної інформації далеких космічних апаратів враховуються такі умови їх роботи:

- великий діапазон зміни відстані між космічним апаратом і Землею в процесі здійснення проекту;
- великий доплеровський зсув частоти прийнятого сигналу за рахунок взаємного руху космічного апарата та руху станції;
- сильний вплив середовища розповсюдження (атмосфер Землі і досліджуваної планети, міжпланетного простору і білясонячної плазми) на зміну амплітуди, фази та частоти сигналу;
- обмеження маси, габаритів та енергоспоживання бортової апаратури;
- висока надійність бортової апаратури, яка впливає з високої вартості проекту і жорстких астрономічних термінів здійснення проекту.

Телеметрія, телевимірювання – сукупність технологій, що дозволяє виробляти віддалені виміри та збір інформації для надання оператору або користувачеві, складова частина телемеханіки. Хоча сам термін в більшості випадків відноситься до механізмів з бездротовою передачею інформації (наприклад, використовуючи радіо або інфрачервоні системи) він також містить в собі дані, передані за допомогою інших засобів масової комунікації, таких як телефонні або комп'ютерні мережі, оптоволокну або інші провідні зв'язки.

Для збору даних зазвичай використовують або датчики телеметрії (з можливістю роботи в телеметричних системах, тобто, спеціальним вбудованим модулем зв'язку), або пристрої зв'язку з об'єктом, до яких підключаються звичайні датчики.

Проведемо огляд послідовних протоколів зв'язку і мережевих

Проект ІРВУ 03.01.03-06-366/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LINTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



протоколів, використовуваних у супутникових системах зв'язку.

6. Введення в теорію послідовної передачі даних

Послідовний обмін характерний для інтерфейсів видалених або повільнодіючих периферійних пристроїв, а також для інтерфейсів розподіленої обробки даних.

Одиницю обміну в послідовному форматі є символ, представлений в одній з систем кодування та містить 5–8 біт. Прикладом 5-бітного коду служить міжнародний телеграфний код №2. Біти кодуються наявністю струму в лінії (1 або MARK) або відсутністю струму (0 або SPACE).

Міжнародне визнання отримав американський стандартний код обміну інформацією ASCII (American Standard Code for Information Interchange), в якому символи кодуються 7 двійковими розрядами. Цей код дозволяє передавати цифри, прописні і рядкові букви латинського алфавіту, цілий ряд інших символів (всього 96 символів, так як 32 кодові комбінації виділені для представлення команд обміну). На основі цього коду побудований вітчизняний код КОИ-7 (код обміну інформацією семирозрядний). Застосовується також восьмизрядний код ДКОИ-8.

Для інтерфейсів, що забезпечують з'єднання «точка-точка» (на відміну від шинних інтерфейсів), можливі наступні реалізації режимів обміну:

- 1) симплексний (дані передаються тільки в одну сторону);
- 2) напівдуплексний (дані передаються в обидві сторони, але з поділом у часі. Важливою характеристикою полудуплексного з'єднання є *час реверсування режиму* – це той час, за який здійснюється перехід від передачі повідомлення до прийому і навпаки);
- 3) дуплексний (дані передаються в обох напрямках одночасно). Найважливіша вимога правильного прийому – визначення приймачем моментів часу, в які слід сприйняти черговий біт даних. Іншими словами, мова йде про синхронізацію процесів в передавачі і приймачі.

На практиці застосовують *два режими послідовного обміну*:

- 1) асинхронний режим: кожен символ передається автономно по мірі готовності, і передача може бути почата в будь-який момент часу. Приймач і передавач даних не знають моменту початку і закінчення передачі;
- 2) синхронний режим: при синхронній передачі символи слідує один за іншим разом, тому можна говорити про передачу

масиву символів – тексту.

Якщо черговий символ не готовий, передача не зупиняється, передавач посилає в лінію спеціальні символи синхронізації, до тих пір, поки не зможе передати наступний символ даних. Синхронний обмін підвищує швидкість передачі даних.

Контроль за модулем 2

Контроль правильності передачі і зберігання даних – важлива умова коректного функціонування цифрового пристрою. У цій області найпростішим і широко застосовуваним методом є контроль за модулем 2. Приступаючи до ознайомлення з цим методом, слід зупинитися на деяких поняттях з теорії побудови завадостійких кодів.

Кодова комбінація – набір з символів прийнятого алфавіту.

Код – сукупність кодових комбінацій, що використовуються для відображення інформації.

Кодова відстань між двома кодовими комбінаціями – число розрядів, в яких ці комбінації відрізняються один від одного.

Мінімальна кодова відстань – мінімальна кодова відстань для будь-якої пари комбінацій, що входять в даний код.

Кратністю помилки називають число помилок в даному слові (число невірних розрядів).

Вага комбінації – число одиниць у даній комбінації. З теорії кодування відомі умови виявлення та виправлення помилок при використанні кодів:

$$d_{\min} = r_{\text{зн}} + 1; d_{\min} = 2r_{\text{випр}} + 1; d_{\min} = 2r_{\text{випр}} + r_{\text{зн}} + 1, \quad (11.4)$$

де d_{\min} – мінімальна кодова відстань коду;

$r_{\text{зн}}$ і $r_{\text{випр}}$ – кратність знайдених і виправлених помилок відповідно.

Для двійкового коду мінімальна кодова відстань дорівнює 1, тому він не має можливості якого контролю вироблених над ним дій. Щоб отримати можливість виявляти хоча б помилки одиничної кратності, потрібно збільшити мінімальна кодова відстань на 1. Це і зроблено для коду контролю за модулем 2 (контроль за парністю/непарністю).

При цьому способі контролю кожне слово доповнюється контрольним розрядом, значення якого підбирається так, щоб зробити парних (непарних) вага кожної кодової комбінації. При одиночній помилці в кодовій комбінації парність (непарність) її ваги змінюється, а така комбінація не належить до даного коду, що і виявляється схемами контролю. При подвійній помилці парність (непарність) комбінації не порушується, така помилка не виявляється.

Проект ІРВУ 03.01.00-06-306/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Любимисла Політехніа
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



При контролі за парністю ваги кодових комбінацій роблять парними, при контролі за непарністю – непарними. Логічні можливості обох варіантів абсолютно ідентичні. В залежності від технічної реалізації каналів передачі даних, може проявитися перевагу того чи іншого варіанта, оскільки один з варіантів може дозволити відрізнити обрив всіх ліній зв'язку від передачі нульового слова, а інший – ні.

Значення контрольного розряду при контролі за парністю і непарністю наведені для чотирирозрядного інформаційного слова. З наведеного матеріалу випливає, що контроль за модулем 2 ефективний там, де ймовірність одиначної помилки багато більше, ніж ймовірність подвійної (або взагалі груповий).

Зокрема, для напівпровідникової основної пам'яті комп'ютерів така ситуація справедлива, тому що кожен біт слова зберігається в своїй власній комірці, і найбільш вірогідні одиначні помилки. А для пам'яті на магнітних носіях інформації (диски, стрічки) дефекти такі, що зазвичай зачіпають площу, на якій розміщено декілька біт даних, тому для цієї пам'яті контроль за модулем 2 неефективний.

Як нам видно з таблиці, $p_4 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0$;
 $p_8 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0$.

Після передачі слова чи считування його з пам'яті знову створюється склад розрядів кодової комбінації по модулю 2 (складка по модулю 2), і перевіряється, зберіглася парність (непарність) маси прийнятої комбінації. Якщо парність (непарність) маси комбінації змінилася, фіксується помилка операції

a_3	a_2	a_1	a_0	p_4	p_8
0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	0	1
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	0	1
0	1	1	1	1	0
1	1	1	1	0	1

Асинхронний режим

При асинхронних передачах посилка (кадр), тобто група бітів, що відображають символ, має наступний формат: початок посилки зазначається нульовим старт-бітом, за ним слідує 5 ... 8 інформаційних (молодшим розрядом вперед), потім йде необов'язковий біт контролю за модулем 2 (біт парності / непарності) і закінчується посилка 1; 1,5 або 2 одиначними стоп-бітами.

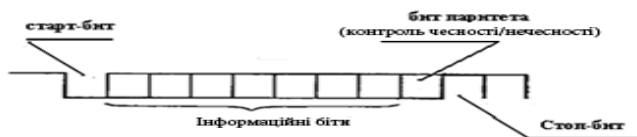


Рис. 11.3. Структура кадру для асинхронних передач

У відсутність передачі лінія знаходиться під високим потенціалом (активна пауза), відповідним логічній одиниці. Поява низького рівня означає надходження старт-біта, що свідчить про послідовність передачі відомого заздалегідь числа інформаційних бітів. Далі можемо йти контрольний біт парності (непарності), призначення і спосіб виробництва якого вже відомі. Стоп-біт також використовується для перевірки правильності передачі, але вже за іншим критерієм.

Відсутність на позиції стоп-біта високого рівня напруги свідчить про помилку формату (кадру, обрамлення). Тривалість стоп-біта визначає мінімальний проміжок між закінченням даного символу і початком наступного. Цей проміжок становить 1 ... 2 інтервали, відповідних біту.

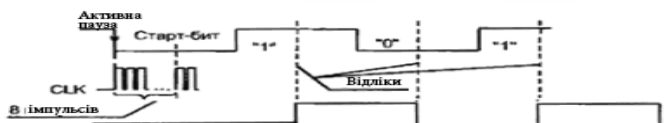


Рис. 11.4. Часові діаграми формування тимчасових міток у середині біта

Приймач синхронізується самим сигналом і повинен зчитувати значення бітів у середині їх інтервалів, де спотворення імпульсів найменш впливають на величину зчитуваного рівня. Ця вимога досягається наступним чином.

Передавач і приймач мають свої генератори тактових імпульсів, що працюють на однаковій частоті. За відсутності передачі передавач встановлюють у лінії високий рівень напруги (марку). Поява нуля (старт-біта) відзначає початок передачі, яке, таким чином, фіксується фронтом напруги "1-0". Від цього фронту починає працювати генератор приймача. Приймач витримує інтервал в половину тривалості біта, перевіряє, чи є ще нуль на вході (контролює істинність старт-біта з метою виключити реакцію на короткочасну

перешкоду), і потім починає сприймати дані з інтервалом у тривалість біта (якщо старт-біт не підтвердився, то приймач повертається в початковий стан). Частота генераторів передавача і приймача реально відрізняються, тому відліки поступово "сповзають" з середини бітів і зміщуються до того чи іншого краю імпульсів. Однак, за час короткої послілки (не більше 10 ... 11 бітів) зсув відліків з середини бітів легко зробити невеликим.

Вибірка відліків у середині бітів проводиться завдяки наявності в адаптері послідовного інтерфейсу частоти, більш високою, ніж частота проходження бітів (зазвичай в 16 разів). Після пуску генератора CLK за допомогою лічильника відраховується 8 імпульсів, що і відзначає середину старт-біта. Потім відліки повторюються з інтервалом T , одержуваних від ділення частоти CLK. У кінці перевіряється стоп-біт, відсутність при цій перевірці високого рівня напруги встановлює тригер помилки формату. Якщо це запрограмувати, то перевіряється і парність ваги послілки з урахуванням контрольного розряду. Для фіксації результату цієї перевірки також є спеціальний тригер. Обидва зазначених тригера (прапорця) – розряди внутрішнього регістра стану адаптера послідовного інтерфейсу.

Прийнятий символ надходить у регістр збереження, що знаходиться в буфері ШД, для подальшої передачі у вигляді паралельного коду. Після цього приймач шукає наступний символ і зрушує його в регістр зсуву. У регістр зберігання друге слово не йде, поки не лічено перше. Може в цей час піти Третій символ, тоді другою буде втрачено, оскільки зберігати його ніде. Це помилка пропуску (переповнення), яка теж фіксується установкою відповідного тригера-прапорця в регістрі стану Адаптера. Помилка пропуску не виникає, якщо мікропроцесор забезпечує зарахування слова за інтервал, менший, ніж інтервал введення символу в зсувний регістр.

Синхронний режим

Синхронна передача починається з одного або двох спеціальних символів синхронізації (синхрослів), після яких послідовно без будь-яких роздільників передаються 5-8 бітні коди символів з необов'язковими символами парного або непарного паритету.



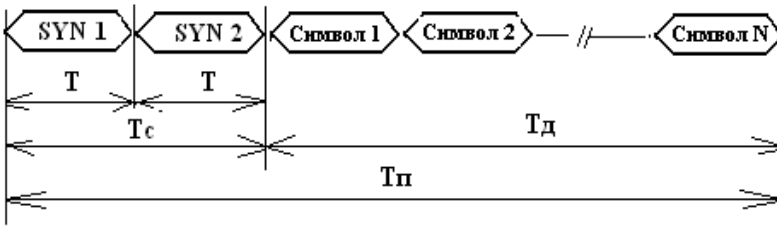


Рис. 11.5. Формат посилки в синхронному режимі

SYN1, SYN2 – синхрослова (ознака початку передачі);

Символ 1, символ N – числа для передачі (данні).

T – тривалість одного синхрослова;

Тс – тривалість синхроімпульсів;

Тд – тривалість власне даних;

Тп – тривалість посилки.

Розрізняють два *різновиди синхронних передач*:

- з внутрішньою;
- зовнішньою синхронізацією.

При внутрішній синхронізації перед масивом даних передаються слова – синхросимволи (одне або два). При відсутності передачі передавач не перестає працювати, а посилає в лінію символи синхронізації, поки не відновиться передача даних. Приймач при цьому знаходиться в режимі активного очікування. Він порівнює кожне прийняте слово з символом синхронізації. Якщо результат порівняння негативний, то звернення до даного приймачу немає (за описаним протоколом до одного передавача можна підключити декілька приймачів, що мають індивідуальні синхросимволи). Якщо ж пізнається синхросимвол даного приймача, то це означає, що передатчик звертається до нього і перше ж слово, що не є синхросимволом, приймається як інформаційне, починаючи інформаційний масив. Після початку масиву приймач вважає передані символи або ж зіставляє їх з символами синхронізації, визначаючи одним із цих способів кінець передачі.

В адаптері є регістри, що зберігають призначені для даного прийомника коди синхронізації (регістри PCC1 і PCC2). Символи даних не розділяються старт- і стоп-бітами. Після символу з 5 ... 8 бітів може йти контрольний біт, можливий і контроль по модулю 2 для всього масиву, в цьому випадку контрольний біт

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



з'являється в кінці передачі даних.

При зовнішній синхронізації в канал зв'язку вводиться додаткова лінія, якою передається строб-сигнал, що відзначає інтервал часу, відповідний передачі даних. Фронти строба відзначають початок і кінець передачі масиву, в якому символи і раніше передаються злитно (без старт-і стоп-бітів).

7. Інтерфейс RS-232, RS-485 та його особливості

Через простоту і низьких апаратних вимог (у порівнянні, наприклад, з паралельним інтерфейсом), послідовні інтерфейси активно використовуються в електронній промисловості. Стандарт RS-232 (його офіційна назва "Interface between DTE and Data Circuit-termination Equipment Employing Serial Binary Data Interchange") призначений для підключення апаратури, передає або приймає дані, до кінцевої апаратури каналів даних. Стандарт описує керуючі сигнали інтерфейсу, пересилання даних, електричний інтерфейс і типи роз'ємів.

У ролі апаратури передачі даних може виступати комп'ютер, принтер, плотер і інше периферійне устаткування. Цій апаратурі відповідає абревіатура DTE – Data Terminal Equipment. У ролі апаратури каналів даних зазвичай виступає модем. Цій апаратурі відповідає абревіатура DCE – Data Communication Equipment. Кінцевою метою підключення є з'єднання двох пристроїв DTE, повна схема з'єднання наведена на рис. 11.5 а.

Інтерфейс RS-232 використовується і в багатьох пристроях звичайного персонального комп'ютера, починаючи з "миші" і модему до ключів апаратного захисту. І хоча вже всі комп'ютери мають інтерфейс USB, інтерфейс RS-232 ще живий і активно застосовується. Власне кажучи, стандарт RS-232 складається з трьох частин. Перша частина, стандарт RS-232C, була прийнята в 1969 році і містить опис електричних кіл та сигналів несиметричною послідовної зв'язку.

Друга частина, стандарт RS-232D, прийнята у 1987 році.

Третя частина, RS-232E, прийнята в 1991 році.

Відповідно до стандарту RS-232, сигнал (послідовність бітів) передається напругою. Передавач і приймач є несиметричними: сигнал передається відносно загального проводу (на відміну від симетричної передачі протоколу RS-485 або RS-422).

У табл. 1.1 наведені кордону напруги для сигналів приймача і передавача. Логічному нулю на виході приймача відповідає діапазон +3 ... +12 В, а логічній одиниці –діапазон -12 ... -3 В. Діапазон -3... +3 В - зона нечутливості, забезпечує гістерезис приймача (передавача).

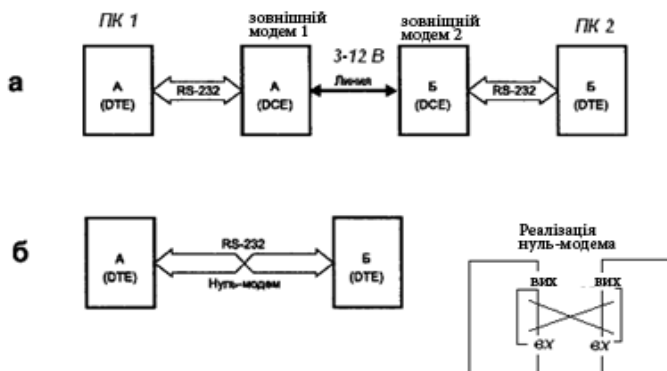


Рис 11.6. З'єднання по RS-232C

а – повна схема з'єднання;

б – з'єднання через нуль-модемний кабель.

Рівні сигналу на виходах повинні бути в діапазоні -12 ... -5В для представлення логічної одиниці і +5 ... + 12В; для представлення логічного нуля (рис. 11.7):

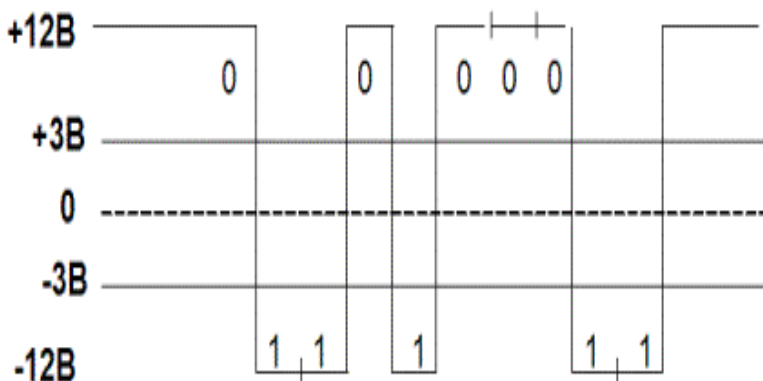


Рис 11.7. Логичні рівні інтерфейсу RS-232C
Логичні рівні інтерфейсів RS232, RS485 і RS422

Рівень

Рівень

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лаврівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: pntu.cbc@gmail.com



	логічного «0»	логічної «1»
Передавач	від +5 до +12В	від -12 до -5В
Приймач	від +3 до +12В	від -12 до -3В

Обмін інформацією між комп'ютером і периферійним пристроєм по інтерфейсу RS232 двосторонній, тобто дані можуть передаватися комп'ютером в периферійний пристрій і приймається комп'ютером від периферійного пристрою.

У комп'ютері передбачений спеціальний роз'єм, який називається *комунікаційним* (COM); іноді їх буває два (COM1 і COM2) або більше. До роз'єму підключається кабель, що з'єднує комп'ютер з периферійним пристроєм. У кабелі знаходяться декілька проводів, які називають *лініями інтерфейсу*.

На малюнку 11.8 показаний формат даних, що надсилаються по лінії даних TxD інтерфейсу RS-232.

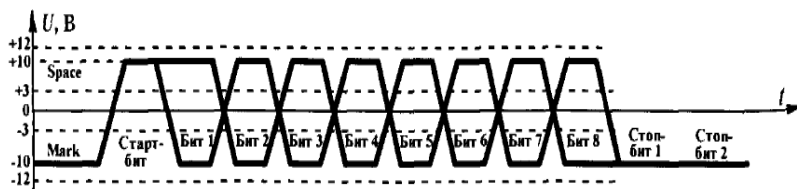


Рис. 11.8. Формат байту даних і рівні напруги в інтерфейсі RS-232

Найменування і призначення сигналів інтерфейсу RS-232C наведені в таблиці:

Назва	Призначення	Тип лінії
PG (Protected Ground) На корпусі	Захисна земля, з'єднується із корпусом пристрою і екраном кабеля	Один контакт
SG (Signal Ground)	Сигнальна (схемна) земля, відносно якої діють рівні сигналів	
TxD (Transmitter Data)	Передавач даних (від контролера до кінцевого приладу)	Вихідна
RxD (Receiver Data)	Приймач даних (від кінцевого приладу до контролера)	Вхідна
RTS (Request to Send)	Запрос передачі даних. Сигнал готовності даних для передачі з контролера до кінцевого приладу. Стан «вімкнений» повідомляє модем про наявність біля терміналу даних для передачі	Вихідна
CTS (Clear to Send)	Готовність регістру прийому кінцевого приладу. Стан «вімкнений» захищає передачу даних. Сигнал використовується	Вхідна

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112; +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@poblib.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



	для приладного управління потоками даних	
DSR(Data Set Ready)	Готовність кінцевого приладу до обміну даними. Стан «вімкнено» підтримує комутований канал в стані з'єднання	Вхідна
DTR (Data Terminal Ready)	Готовність контролера до обміну даними (модем в робочому режимі підключений до каналу і закінчив дію по погодженню з обладнанням на протилежному кінці каналу)	Вихідна
DCD (Data Carrier Detected)	Готовність віддалених приладів до обміну даними.	Вхідна
RI (Ring Indicator)	В комутованому каналі цим сигналом модем сигналізує про прийняття виклику	Вхідна

Як видно з малюнка, передача починається з так званого старт-біта, потім йдуть біти даних (їх може бути від п'яти до восьми), далі йде біт паритету або парності (який може бути відсутнім) і потім слідує стоп-біт (їх може бути або один, або два). На практиці затосовують 8 біт даних; біт паритету (на рис. 11.9 не показаний), як правило, не використовується; при максимально високій швидкості передачі бажано передавати два стоп-біта.

Обмін даними за допомогою інтерфейсу RS-232C.

Схема для обміну даними між пристроями по інтерфейсу RS-232 наведена на рис. 11.9.

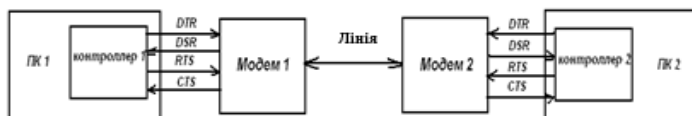


Рис. 11.9. Схема для обміну даними



Рис. 11.10. Послідовність керуючих сигналів інтерфейсу RS-232

На рис. 11.10 представлена послідовність керуючих сигналів

інтерфейсу RS-232. Вона має наступний фізичний сенс:

1. Установкою DTR контролер вказує на бажання використовувати кінцевий пристрій.
2. Установкою DSR кінцевий пристрій сигналізує про свою готовність до роботи.
3. Установкою RTS контролер запитує дозвіл на передачу і заявляє про свою готовність приймати дані від кінцевого пристрою.
4. Установкою CTS кінцевий пристрій повідомляє про свою готовність до прийому даних.
5. Зняттям CTS кінцевий пристрій сигналізує про неможливість подальшого прийому (наприклад, буфер прийому заповнений) – контролер повинен призупинити передачу даних.
6. Установкою CTS кінцевий пристрій дозволяє комп'ютеру продовжити передачу (наприклад, в буфері з'явилося місце).
7. Зняттям RTS контролер інформує оконечное в прилад про свою неготовність до обміну даними. Це може означати як заповнення буфера прийому контролера, так і відсутність даних для передачі в кінцевий пристрій.
8. Кінцевий пристрій підтверджує зняття RTS і CTS.
9. Контролер повторно встановлює RTS для відновлення обміну даними.
10. Кінцевий пристрій підтверджує готовність до обміну установкою CTS.
11. Зняттям RTS контролер вказує на завершення обміну.
12. Кінцевий пристрій підтверджує зняття RTS зняттям CTS.
13. Контролер знімає DTR для переключення кінцевого пристрою в автономний або «сплячий» режим.
14. Кінцевий пристрій підтверджує зняття DTR зняттям DSR.

Інтерфейс RS-485

Незважаючи на поширеність, протокол RS-232 має декілька суттєвих недоліків:

1. Необхідність трехпроводной лінії.
2. Довжина з'єднують проводів не може перевищувати 10-15 метрів.
3. До одного порту комп'ютера може бути підключений тільки один абонент.

Позбутися від цих недоліків допомагає спеціальний інтерфейс RS-485, для реалізації якого досить двопровідної лінії, довжина кабелю може досягати 1 км (для низьких швидкостей передачі до 3км), а кількість, що підключається до одного порту пристроїв обмежена 32 абонентами.

Звичайна система, заснована на стандарті RS-485, містить декілька приймачів, кілька формувачів і узгоджувачих резисторів. Фізично така мережа являє собою приємопередачки, з'єднані за допомогою крученої пари – двох скручених дротів. Сигнал передається з різниці потенціалів між двома проводами: по одному дроту йде оригінальний сигнал, а по другому – його інверсна копія (цей принцип називається *диференціальної* (балансному) передачею даних).

Іншими словами, якщо на одному дроті 1, то на іншому 0, і навпаки. Таким чином, між двома проводами крученої пари завжди є різниця потенціал: при 1 вона позитивна, при 0 – негативна. Такий спосіб передачі забезпечує високу завадостійкість, так як перешкода діє практично однаково на обидва дроти, залишаючи різницю потенціалів незмінною.

Апаратна частина цієї системи являє собою мікросхеми прийомопередачків з диференціальними входами / виходами (до лінії) і цифровими портами (до портів UART-контролера).

Інтерфейс RS-485 представляє собою напівдуплексний інтерфейс. Прийом і передача ведуться по одній парі проводів з поділом за часом. Під час прийому відключається передавач, а під час передачі – приймач.

Для перемикання прийому і передачі використовується один з керуючих сигналів порту. Цей сигнал подається на вхід "дозвіл приймача", а його інвертоване значення – на вхід "дозвіл передавача".

Всі пристрої підключаються до витой пари однаково: прямі виходи (звані А) до одного дроту, а інверсні (звані В) – до другому (рис. 11.11).

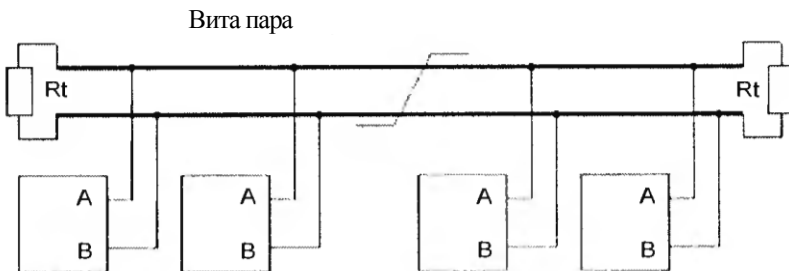


Рис. 11.11. Схема підключення приладів в RS-485

Кількість пристроїв, що підключаються обмежується вхідним

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



опором з боку лінії. Зазвичай ця величина складає 12 кОм і, з урахуванням узгоджуючих резисторів, обмежує мережу 32 абонентами.



КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке реалізація алгоритму Вітербі?
2. Як саме відбувається використання кодів у системах із зворотним зв'язком?
3. Як відбувається передача та обробка даних у системі телеметрії?
4. В чому полягає теорія послідовної передачі даних?
5. Які особливості інтерфейсів RS-232 та RS-485?



ТЕМА 12. СИСТЕМИ СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

1. Загальні відомості про системи супутникового зв'язку з рухомими об'єктами

Супутниковий зв'язок є швидко розвиненим перспективним видом зв'язку, що обумовлено головним чином наступними його перевагами:

- Можливість обслуговування абонентів, віддалених на значні відстані і розташованих в будь-яких регіонах Землі.
- Простота реконфігурації систем супутникового зв'язку (ССС) при зміні місць розташування абонентів.
- Незалежність витрат при організації зв'язку від відстані між об'єктами.
- Незначні впливи атмосферних явищ і географічних особливостей місць використання земної станції (супутникового телефону) на стійкість зв'язку.

У сучасній літературі не завжди дається суворе і повне визначення супутникової системи зв'язку. Зазвичай автори обмежуються лише описом складу системи і найбільш характерних її властивостей, функцій і особливостей, тобто відомостей, в значній мірі загальних для будь-якої супутникової системи.

До складу СССР зазвичай включають:

- космічний сегмент (супутники, ретранслятори, антенно-фідерні пристрої);
- земний сегмент;



- ракетно-космічний комплекс;
- стартовий комплекс;
- підсистема управління.

Регламент радіозв'язку визначає «космічну систему» як «будь-яку групу, яка є спільно із земними і (або) космічними станціями, які використовують космічний зв'язок для певних цілей», а «супутникову систему» як «космічну систему, що використовує один або кілька штучних супутників землі (ІЗС)».

З урахуванням аналізу різних літературних джерел визначення ССС може бути сформульовано таким чином: ССС – це створюване з використанням ракетно-стартових комплексів орбітальне угруповання космічних апаратів, допоміжних підсистем багаторівневої сукупності ліній зв'язку, що включає земні станції, середовище поширення, супутникові і земні ретранслятори, синтезуючі за певними умовами, принципами і критеріями у вигляді розподіленої функціональної структури з безліччю параметрів.

Склад такої ССС, що має підмножини компонентів на різних рівнях, в самій загальній конфігурації представлені на малюнку 12.1.

Рішення завдання синтезу багатосупутникової системи (часто називають М-системою) в найбільш загальному і закінченому вигляді досить складно, і мало можливо аналітичним шляхом. Зазвичай на практиці вибір структури, параметрів і характеристик ССС (орбітальних, енергетичних, частотних, сигнальних і пр.) залежить від багатьох умов і визначається різними міркуваннями. При цьому пріоритет часто віддається апробованим, традиційним технічним ідеям і рішенням, які мають аналоги.

2. Класифікація систем супутникового зв'язку

Принцип дії ССС заснований на використанні проміжного супутникового ретранслятора (ретрансляторів), через який забезпечується зв'язок між земними станціями (абонентами системи) (малюнок 12.2).

У залежності від призначення ССС зв'язувані пункти можуть бути розташовані на поверхні Землі, в атмосфері або космосі. У кожному з цих пунктів встановлюється приймально-передавальна зв'язкова радіостанція (одноканальна або багатоканальна), а на супутниках – ретранслятори, що приймають радіосигнали від одних абонентів і ретранслюють ці сигнали іншим абонентам.

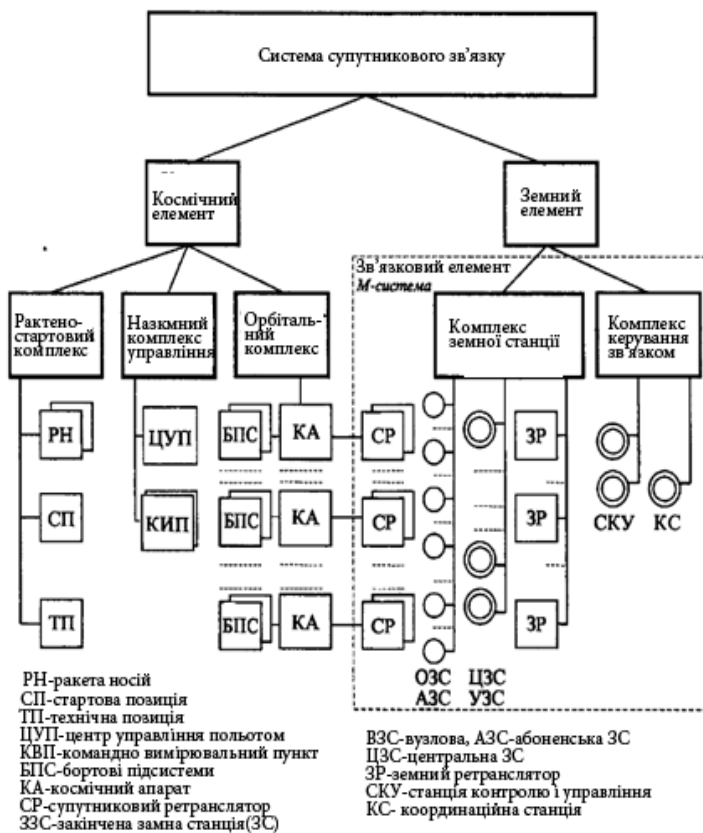


Рис. 12.1. Загальна конфігурація супутникової системи зв'язку

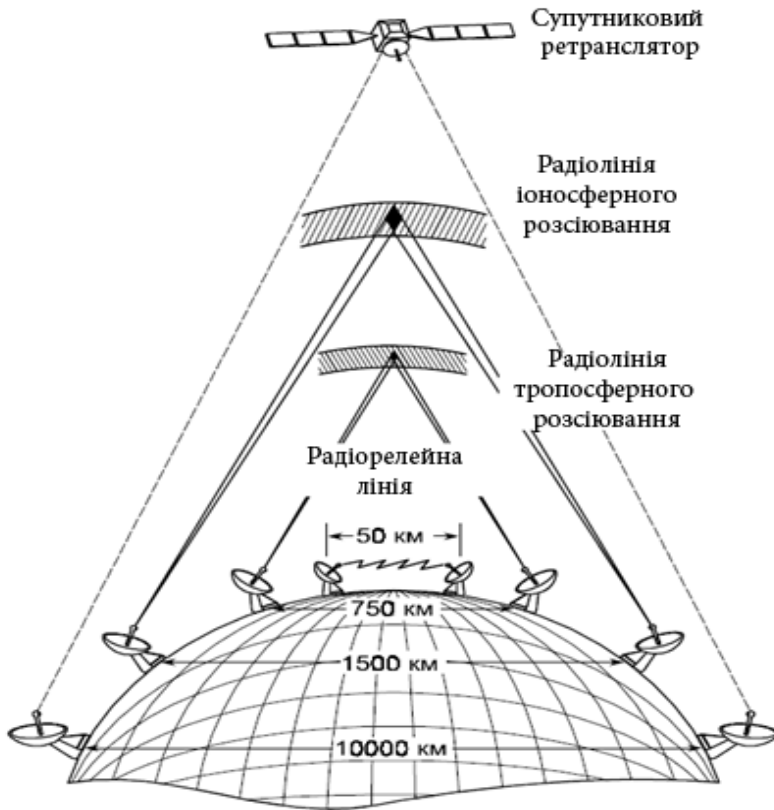


Рис. 12.2. Принцип дії CCC

У простому випадку ретрансляція зводиться до посилення потужності вхідних сигналів і переносу їх спектрів на інші несучі частоти. У ряді CCC проводиться більш складна обробка сигналів з метою зменшення перехрестних перешкод між сигналами різних CCC і підвищення завадостійкості. У загальному випадку для забезпечення якісного зв'язку між усіма абонентами доводиться розміщувати ретранслятори на декількох супутниках, що обертаються на різних орбітах.

CCC розрізняють за ступенем глобальності й універсальності обслуговування абонентів. Ступінь глобальності CCC характеризується належністю та розміром зони обслуговування, а

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



універсальності CCC-набором категорій абонентів і числом видів наданого зв'язку.

За приналежністю CCC підрозділяються на:

- міжнародні;
- національні;
- корпоративні.

За зоною обслуговування CCC діляться на:

- глобальні;
- регіональні;
- зонові (малюнок 12.3).

У CCC здійснюється передача таких видів інформації:

1. Програм телебачення і звукового мовлення та інших видів симплексних повідомлень циркулярного характеру.

2. Телефонних, факсимільних, телеграфних повідомлень, відеоконференцій, цифрових передач – симплексних або дуплексних за своїм характером.

У залежності від типу земних станцій і призначення CCC розрізняють наступні служби супутникового радіозв'язку:

1. Фіксовану супутникову службу (ФСС), відповідного режиму радіозв'язку між земними станціями, розташованими у фіксованих пунктах при використанні одного або декількох супутників.

2. Рухливу супутникову службу, відповідного режиму радіозв'язку між рухомими земними станціями при використанні одного або декількох супутників.

3. Радіомовну супутникову службу, відповідного режиму циркулярного радіозв'язку.

Топологія та архітектура супутникової системи зв'язку

Головна мета всякої CCC – передача сигналів – досягається завдяки функціонуванню всіх її елементів, але в кінцевому підсумку – власне зв'язного сегмента багатосупутникової системи, тобто сукупності ЗС і бортових супутникових ретрансляторів. Разом з тим, у відповідно з властивістю цілісності складних технічних систем, ця мета визначається більш високим ієрархічним рівнем, яким для CCC є зовнішня (вторинна) мережа.

Залежно від типу і призначення CCC може взаємодіяти з надсистемою на рівні мережевого інтерфейсу і бути для неї "Прозорою", або мати структуру, функції і параметри, прямо пов'язані з мережею користувача (як це має місце, наприклад, для мереж типу VSAT або персонального супутникового зв'язку). Що ж стосується таких категорій як топологія та архітектура, то вони завжди в значній мірі взаємозалежні, хоча, строго кажучи, не є ідентичними поняттями.



Рис 12.3. Класифікація ССС

Під топологією ССС розуміється графічне відображення, конфігурація необхідної структури організації зв'язку між користувачами, незалежно від того, які системно-технічні рішення (структурно-функціональні, параметричні) прийняті в ССС. Топологія залежить від призначення системи, отже, визначається підсистемою, тобто зовнішньою мережею (яка може бути глобальною, національною, регіональною, зоновою і т.д.). Тому топологія зазвичай задається у складі вихідних даних для проектування ССС, не підлягаючи синтезу, і відображає принципи зв'язності споживачів (користувачів) надсистеми.

Тоді як архітектура ССС ототожнюється звичайно з принципами структурної і параметричної побудови ліній і системи в цілому. Тому вона сильно впливає на загальносистемні параметри та технічні рішення, тобто вважається об'єктом синтезу і не обов'язково повинна повторювати топологічну конфігурацію.

Таким чином, верхнім рівнем макромоделі, а саме, рівнем зв'язності можна вважати архітектуру багатосупутникової системи в заданій зоні обслуговування, яка обумовлена цільовим призначенням і топологією надсистеми.

Як вже зазначено вище, за найбільш загальною архітектурною ознакою ССС можуть бути розділені на три великі класи:

- системи розподілу або мовлення;
- системи збору або моніторингу;
- системи двостороннього або двонаправленого обміну.

Перші відповідають на практиці мереж телевізійного (ТВ) і звукового (ЗВ) мовлення, циркулярної передачі різного роду повідомлень і характеризуються перевагою кількості переданої інформації в одному напрямку – від центральної передавальної земної станції (ЦЗС) до крайових прийомних (периферійних) станцій (ОЗС). Це не означає, що в таких системах не може бути каналів зворотного напрямку, в особливості на сучасному етапі, коли широке застосування знаходять інтерактивні ТВ і ЗВ.

Друга категорія ССС застосовується, насамперед, для отримання та збору, зосередження різного роду інформації, переданої в “зворотному” напрямку від безлічі віддалених джерел – передавальних периферійних ЗС – в центри збору з метою обробки і прийняття керуючих рішень. Прикладом є системи наземного та космічного моніторингу. У таких системах у «прямому» напрямі може передаватися інформація, але в значно менших обсягах, тобто має місце різка асиметрія, що, відповідно, позначається на архітектурі системи.

Системи двонаправленого обміну представляють найбільш

Проект ІРВU 03.01.00-06-306/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусудства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



загальний випадок. У них так само може мати місце інформаційна асиметрія каналів того і іншого напрямку, проте, як правило, не настільки яскраво виражена.

Двонаправлена багатосупутникова система, як і користувальницькі мережі надсистеми, можуть мати різну топологію і відповідну їй архітектуру:

1. Від користувача до користувача («точка – точка») – малюнок 12.4. (А)

2. Від одного пункту до багатьох пунктів і навпаки («точка – багатоточка»), тобто радіальну або зіркоподібну щодо центральної або регіональної станції – малюнок 12.4. (Б).

3. Між багатьма пунктами або користувачами («багатоточка - багатоточка») за принципом «кожен з кожним» або повнозв'язну – рис. 12.4. (В).

4. Як найбільш загальний випадок виділяється змішана (радіально - вузлова) архітектура, яка може приймати ієрархічну (деревоподібну) або багатоланкову конфігурацію і в той же час допускати зв'язок між опорними земними станціями однієї або різних зон – рис. 12.4 (Г).

Наведені варіанти архітектури відображають загальні принципи зв'язності, які з метою оптимізації використання пропускну здатності і ресурсів ССС можуть реалізовуватися по-різному, в залежності від багатьох факторів:

- виду інформації;
- способів багатостанційного доступу;
- ущільнення каналів;
- необхідної експлуатаційної гнучкості та ін.

У найбільш загальній постановці передумовами для варіації на рівні архітектурних рішень можуть бути, крім призначення системи, фактори, від яких залежать показники якості та ефективності ССС. До них відносяться такі характеристики як тип орбіти і кількість супутникових ретрансляторів, способи модуляції, ступінь використання енергетичного і частотного ресурсів, параметри лінії зв'язку, супутникових ретрансляторів і земних станцій. Тому, завдання верхнього, архітектурного рівня структурної моделі ССС – забезпечення топології зовнішньої мережі та оптимізація зв'язку абонентів – переплітаються зі структурно-параметричним аналізом інших рівнів, що частково відображено на діаграмі на рис. 12.5.

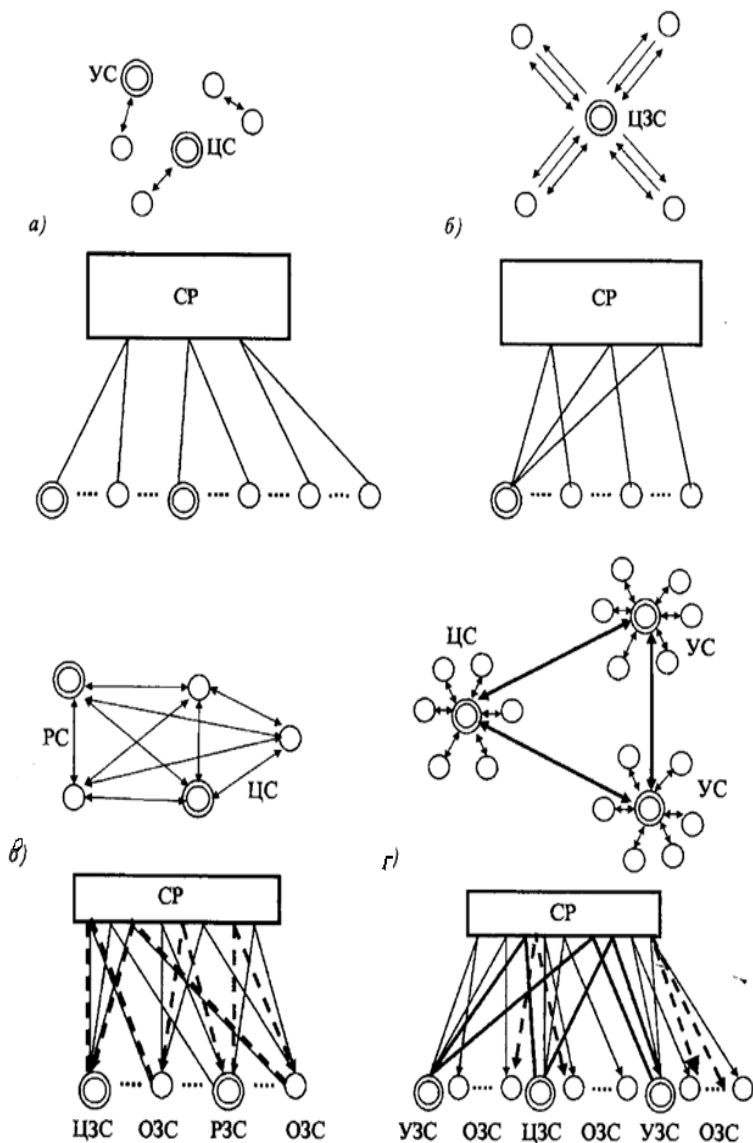


Рис. 12.4. Архітектура CCC
(СР – супутниковий ретранслятор, РС – регіональна станція,
ЦС – центральна станція, УС – вузлова станція, З – земна)

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com





Рис. 12.5. Діаграма рівнів

До складу ССС з рухомих об'єктів входить структура яка наведена на рис. 12.6, незалежно від їх призначення входять такі компоненти, як:

- космічна станція (КС), що представляє собою супутниковий ретранслятор (СР), що включає в себе приймально-передавальний пристрій, антени для прийому і передачі радіосигналів, а також ряд систем забезпечення енергопостачання, орієнтації антен і сонячних батарей, корекції положення ШСЗ на орбіті і т. д;
- абонентські ЗС, що забезпечують дуплексний обмін інформацією;
- центральна (координуюча) ЗС (ЦЗС), що забезпечує контроль за режимом роботи СР і дотриманням ЗС важливих для роботи ССС параметрів (випромінюваної потужності, несучої частоти, виду поляризації, характеристик модулюючого сигналу і т.д.);
- центральні ЗС системи управління та контролю ШСЗ (ЦУС), забезпечують управління всіма технічними засобами, розміщеними на ШСЗ. і контроль за їх станом;
- сполучені наземні лінії (СИЛ), що забезпечують підключення ЗС до джерел і споживачам переданої інформації;
- центр управління (ЦУП) ССС, який представляє орган, що здійснює керівництво експлуатацією ССС і її розвитком.

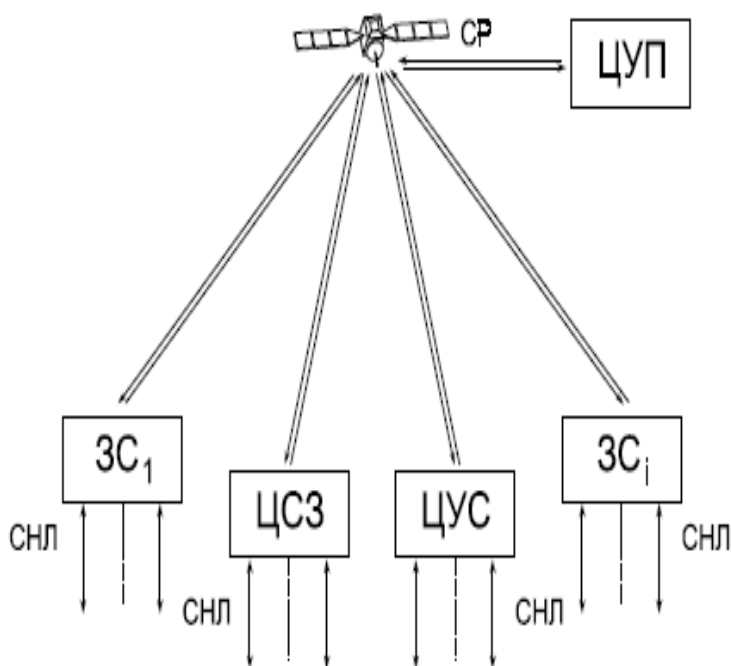


Рис. 12.6. Структура ССС з рухомими об'єктами

За трафіком ССС з рухомими об'єктами діляться на три типи: «точка-точка» (рис. 12.7, а) – найпростіший випадок дуплексної лінії зв'язку між двома віддаленими станціями; «зірка» (рис. 12.7, б) – для багатонаправленої радіальної передачі трафіку між центром мережі і периферійними (віддаленими) пунктами зв'язку; «кожен з кожним» (рис. 12.7, в) – для забезпечення прямих зв'язків між будь-якими пунктами мережі зв'язку.

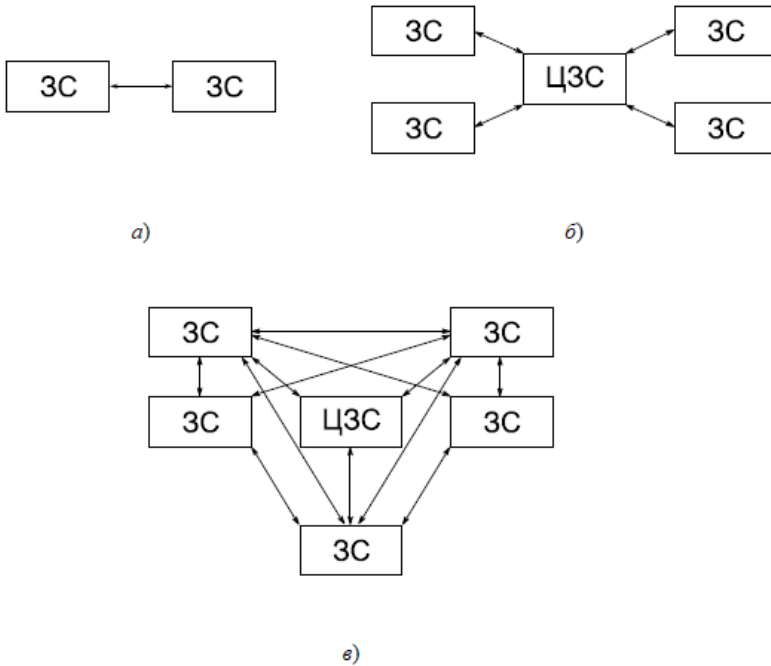


Рис. 12.7. Класифікація ССС з рухомими об'єктами

Мережа типу «точка-точка» забезпечує дуплексний зв'язок між двома віддаленими пунктами, найбільш ефективна при великих відстанях між ними або при їх розташуванні у важкодоступних регіонах, а також при великій величині трафіку між пунктами. У найбільш поширених мережах типу «зірка» забезпечується багатонаправленна радіальна передача трафіку між центральною земною станцією мережі і віддаленими периферійними абонентськими ЗС за енергетично вигідною схемою: мала ЗС – велика ЦЗС володіє антеною великого діаметра і потужним передавачем. ССС з рухомими об'єктами подібного роду широко використовуються для організації інформаційного обміну між великим числом не маючи взаємного трафіку віддалених терміналів і центральним офісом фірми, транспортних або фінансових установ. Аналогічно побудовані телефонні мережі для обслуговування так званих віддалених абонентів, яким забезпечується вихід на телефонну комутуючу мережу загального користування через ЦЗС, підключену до одного з наземних центрів комутації каналів.

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Функції контролю та управління в мережі типу «зірка» зазвичай зосереджуються в ЦУС. ЦУС виконує службові функції, необхідні для встановлення з'єднань між абонентами мережі і підтримання робочого стану всіх периферійних терміналів. Така централізована система управління економічно-цілеспрямовані для мереж з великим числом спрощених і дешевих периферійних терміналів.

За варіантами маршрутизації з'єднань через супутникові ретранслятори ССС з рухомими об'єктами підрозділяються на одно-, дво-, трикрокові і кільцеві з використанням міжспутникових ліній зв'язку чи наземних шлюзових станцій. ССС з рухомими об'єктами з односкачковим з'єднанням через супутниковий ретранслятор (рис. 12.8, а) використовуються для забезпечення зв'язку двох ЗС у разі закріплених каналів або запиту ЗС з ЦЗС при наданні каналів на вимогу (ПКТ).

ССС з рухомими об'єктами з двухкроковим з'єднанням через супутниковий ретранслятор (рис. 12.8, б) призначені для забезпечення зв'язку між двома ЗС, що перебувають у складі мережі обслуговується однієї ЦЗС. При цьому ЗС працюють в режимі «один канал на несучу» (ОКН), а ЦЗС виконує функції комутації, з'єднуючи ЗС один з одним на вимогу, а також забезпечуючи вихід на наземні мережі зв'язку (НСС).

ССС з рухомими об'єктами з трехскачковим з'єднанням через супутниковий ретранслятор (рис. 12.8, в) призначені для забезпечення зв'язку між ЗС, розташованими в зонах обслуговування різними ЦЗС. У перерахованих вище ССС ПО використовується один супутниковий ретранслятор, який може розміщуватися на ШСЗ з різною висотою орбіти.

Під час побудови ССС з рухомими об'єктами на основі використання декількох супутникових ретрансляторів, що розміщуються на сузір'ї низькоорбітальних ШСЗ, в залежності від призначення і технічних характеристик, в її складі є міжсупутникові канали зв'язку (МКС) (рис. 12.8, г) або наземні шлюзові станції (ШС) (малюнок 12.8. д). Подібні ССС з рухомими об'єктами призначені для забезпечення регіонального або глобального зв'язку абонентських терміналів за принципом «кожен з кожним».

На початкових етапах розвитку в ССС застосовувалися аналогові методи передачі інформації. В останні роки переважний розвиток отримало використання в ССС цифрових методів передачі, у зв'язку з тим, що при цьому забезпечується висока шумостійкість. Стабільність параметрів каналів, гнучкість під час побудови ССС різної конфігурації та модернізації режимів їх роботи, з'являється можливість більш повного використання пропускної здатності каналів та підвищення техніко-економічних показників ССС.



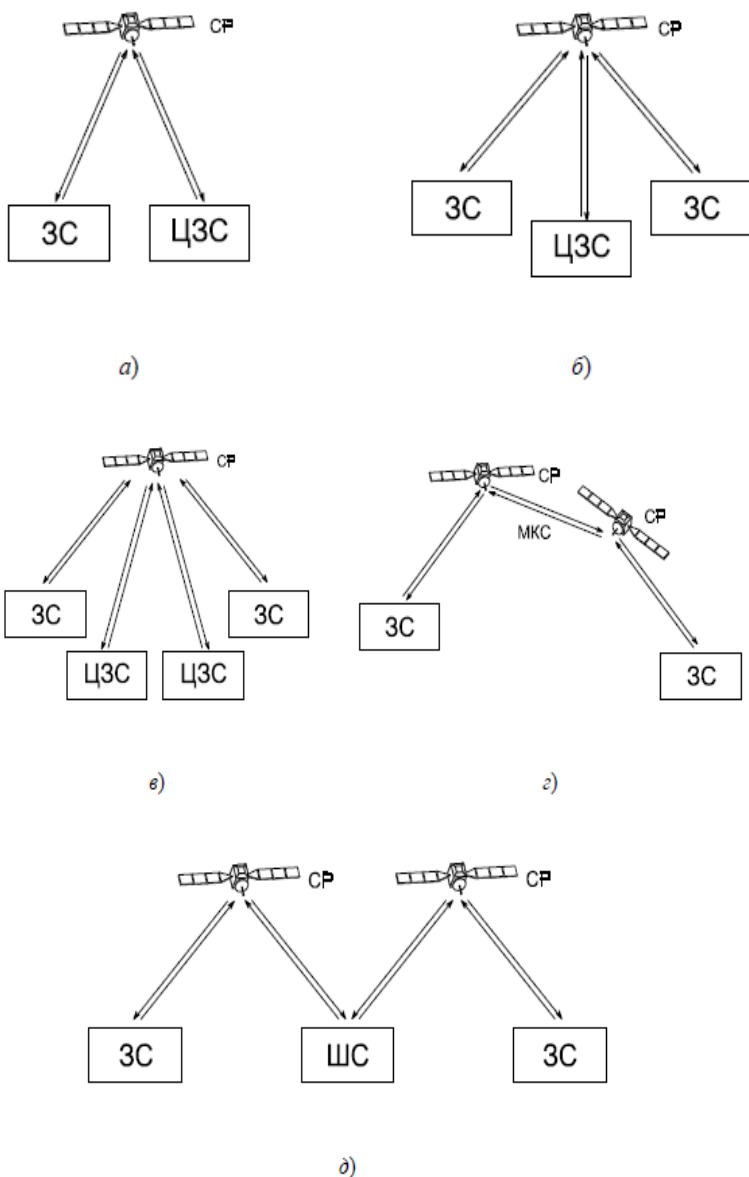


Рис. 12.8. Варіанти маршрутизації з'єднань через супутникові ретранслятори

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суспільства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Для передачі цифровими каналами аналогові сигнали піддаються аналого-цифровому перетворенню. До найбільш поширених *видів аналого-цифрового перетворення* можна віднести:

- імпульсно-кодову модуляцію (ІКМ);
- диференціально і адаптивно-диференціальну ІКМ;
- дельта-модуляцію;
- адаптивну дельта-модуляцію.

Дослідження показали, що якісні показники мови в міжміських каналах забезпечуються при ІКМ зі швидкістю передачі 64 Кбіт / с, методи низькошвидкісного кодування дозволяють знизити цю швидкість до 32 Кбіт / с, а при використанні володерної обробки до 2,4 – 4.8 Кбіт /с. Ефективним засобом підвищення пропускної спроможності ССС під час забезпечення телефонного зв'язку є:

- реалізація оптимальних методів модуляції;
- кодування багатостанційного доступу;
- статистичне ущільнення, засноване на використанні природних пауз у розмові двох абонентів;

Межі частотного діапазону, використовуваного в ССС з рухомими об'єктами, визначаються великою кількістю факторів, з яких найбільш важливими є допустимі розміри антен ЗС та СР, особливості поширення радіохвиль та існуючою практикою розподілу частотного ресурсу між різними службами.

Розподіл частотних смуг, що виділяються ССС з рухомими об'єктами, перебуває у виданні Всесвітніх адміністративних конференцій по радіозв'язку (ВАКР). Для реалізації ССС з рухомими об'єктами виділені наступні смуги:

137...138 МГц; 148...149,9 МГц;
272...273 МГц; 400,15...401 МГц;
312...315 МГц; 367...390 МГц;
1525...1544 МГц;
1610...1626,5 МГц
1525...1544 МГц; 1610...1626,5
МГц
2483...2520 МГц
5150...5250 МГц
5091...5150 МГц
7025...7075 МГц
15,4....15,7 ГГц; 19,3.....19,6 ГГц;
29,1....29,4 ГГц.

при використанні слабких
передавачів і низько швидкісних
передач

в напрямку Земля–Космос (З–К);
1970.....2010 МГц
в напрямку Космос – Земля (К–З)
в напрямку З–К для фідерних
ліній ССС ПО
в напрямку З–К для фідерних
ліній ССС ПО
для фідерних ліній ССС ПО в
обох напрямках
для між супутникових каналів
зв'язку ССС ПО



Система супутникового зв'язку «Інмарсат»

Міжнародна ССС «Інмарсат» існує з 1982 року. За початковим задумом система призначалася для забезпечення телефонного і телеграфного зв'язку, передачі даних з метою підвищення безпеки мореплавання і ефективності управління морськими суднами. ССС «Інмарсат» являє собою систему геостационарних штучних супутників Землі, що служать в якості ретрансляторів повідомлень між суднами, обладнаними спеціальними станціями супутникового зв'язку та спеціальними береговими станціями з мережами телефонного і телеграфного зв'язку. ССС «Інмарсат» – повністю автоматизована система, що забезпечує високі показники надійності, оперативності та якості зв'язку.

На першому етапі розвитку системи «Інмарсат» з 1982 по 1990 р. р. використовувалися супутникові ретранслятори, встановлені на супутниках першого покоління «Інмарсат-1», послуги зв'язку забезпечувалися з використанням методів цифрової і аналогової обробки інформації.

На другому етапі розвитку системи «Інмарсат» починаючи з 1991 року після введення другого покоління геостационарних супутників «Інмарсат-2», використовуються ретранслятори, що володіють великим енергетичним потенціалом, що значно збільшило перелік і якість наданих послуг.

Бурхливе зростання числа абонентів, які потребують послуг системи зв'язку, зажадав її подальшої модернізації з метою підвищення пропускнуєї спроможності та широкого використання малогабаритних мобільних засобів зв'язку. Ці тенденції набрали появи нових серій супутників.

У систему «Інмарсат» входять:

- космічна частина;
- парк судових станцій;
- берегова частина, що включає в себе берегові станції та експлуатаційний контрольний центр.

Система обслуговує 3 великих області:

- Атлантичний океанський район.
- Індійський океанський район.
- Тихоокеанський район.

Над цими районами знаходиться по одному діючому і по 2 запасних супутника. Межі обслуговування показані на рисунку 11.9. Видно, що система охоплює також значну частину Північного Льодовитого океану і морів Антарктиди.

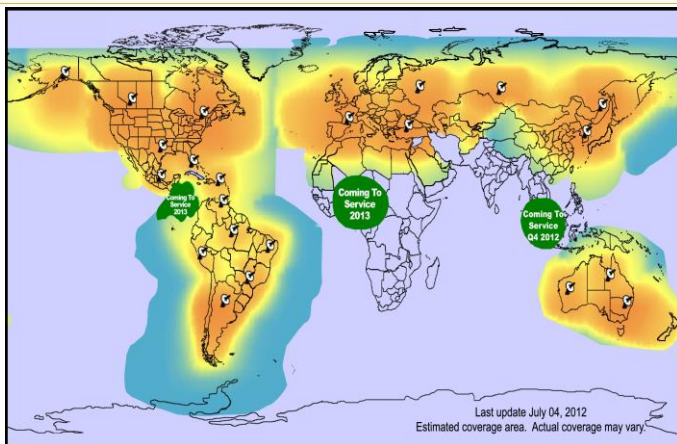


Рис. 12.9. Зона покриття системи «Інмарсат»

У кожному районі знаходиться необмежене число суднових станцій і кілька берегових станцій, які утворюють мережу, причому одна з берегових станцій виконує функції координуючої станції. Структурна схема однієї з мереж «Інмарсат» показана на малюнку 12.10.

У системі «Інмарсат» для автоматизації процесів зв'язку по телефонних і телеграфним каналам всім береговим і судновим станціям привласнені номери-ідентифікатори. Кожен штучний супутник має по 2 ретранслятора, один з яких приймає сигнали від суднових станцій в діапазоні 1,6 ГГц і передає берегові станції в діапазоні 4 ГГц, інший приймає сигнали від берегових станцій в діапазоні 6 ГГц і передає судновим станціям в діапазоні 1,5 ГГц. Управління ШСЗ здійснюється з центрів, обладнаних командно-вимірювальними комплексами, які регулюють роботу всіх підсистем супутників, коригують при необхідності місцезнаходження супутників на орбіті, їх орієнтацію в просторі.

Суднові станції розраховані на цілодобову роботу. Антена кожної суднової станції в період роботи автоматично утримується в напрямку на один із супутників системи та станції автоматично ведуть черговий прийом. У разі надходження від будь-якої з берегових систем виклику суднова станція автоматично налаштовується на зазначений у виклику канал і виробляє сигнал судновому оператору. Передане з берега повідомлення може бути прийняте і без участі оператора. Працююча суднова станція завжди готова до передачі запиту на встановлення з берегом двостороннього зв'язку.

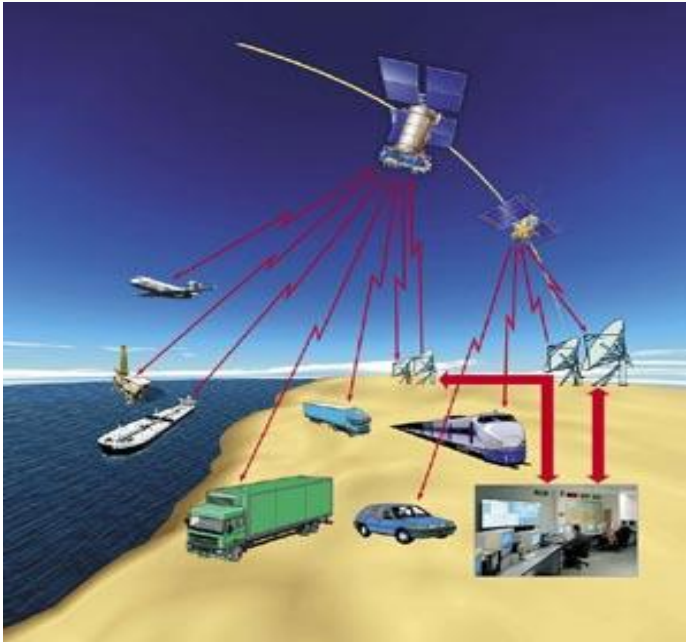


Рис. 12.10. Структурна схема однієї з мереж «Інмарсат»

Берегові станції служать проміжною ланкою між супутниками ССС «Інмарсат» і береговими абонентами, з якими вони можуть з'єднуватися за міжнародними і національними телефонними і телеграфними мережами, а також мереж передачі даних і інтегрального обслуговування. Берегові станції повинні задовольняти наступним спеціальним вимогам ССС «Інмарсат», згідно з якими їх функціями є:

- прийом та обробка повідомлень сигналізації, переданих суднової станції при встановленні зв'язку (запитів);
- формування і передача повідомлень сигналізації судових станцій (викликів);
- комутація підключених до берегової станції телефонних і телеграфних каналів;
- ретрансляція телефонних і телеграфних повідомлень в напрямку судно-берег і назад;
- введення списку судових станцій, допущених до системи «Інмарсат»;
- облік часу заняття каналів і оформлення рахунків на оплату за надані послуги судових і берегових абонентам.

Проект ІРВU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистецька 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Якщо берегова станція є координуючою, то вона повинна виконувати ряд додаткових функцій:

- ретрансляція повідомлень сигналізації між судновими і береговими станціями при встановленні зв'язку;
- слідування за зайнятістю телефонних каналів мережі та оперативний їх розподіл за запитами судових і берегових абонентів;
- облік судових станцій, провідний зв'язок в поточний час;
- вимірювання частот, рівнів та інших параметрів сигналів, випромінюваних супутниками;
- запис переданих повідомлень сигналізації для подальшого аналізу;
- регулювання потужності випромінювання ШСЗ.

Експлуатаційний контрольний центр виконує такі функції:

- контроль характеристик космічного сегмента;
- реалізація планів введення в експлуатацію нових технічних засобів і планів розвитку системи;
- випробування вводяться в систему судових і берегових станцій;
- передача всім станціям інформації про поточний стан системи.

Для роботи всіх станцій в системі «Інмарсат» виділені наступні частотні діапазони:

Напрямок передачі	Частота, МГц
СС–ИСЗ	1636,5.....1645
ИСЗ–СС	1535.....1543,5
БС–ИСЗ	6417,5.....6425
ИСЗ–БС	4192,5.....4200,5

Основні параметри, що характеризує енергетику радіоліній ССС «Інмарсат» для супутникових ретрансляторів, встановлених на супутниках першого покоління, наведені на рисунку 12.11.

Параметр	БС-ИСЗ при $\epsilon=5^\circ$	ИСЗ-СС при $\epsilon=5^\circ$ $\epsilon=10^\circ$		СС-ИСЗ при $\epsilon=5^\circ$ $\epsilon=10^\circ$		ИСЗ-БС при $\epsilon=5^\circ$
f , ГГц	6,42	1,54	1,54	1,64	1,64	4,2
$P_t G_t$, дБВт	60	18,0	18,1	37,0	37,0	-12,3
L_{sp} , дБ	200,9	188,5	188,4	189,0	188,9	197,1
L , дБ	1,7	5,2	2,9	5,2	2,8	1,9
G_r/T_r , дБ(K^{-1})	-16,0	-3,5	-3,5	-12,2	-12,1	32,0
P_r/N_0 , дБГц	68,8	49,4	51,9	59,2	61,8	49,3
P_r/I_0 , дБГц	63,8	—	—	65,8	68,4	—
$P_r/(N_0+I_0)$, дБГц	62,6	49,2	51,5	58,3	60,9	48,8

Рис. 12.11. Основні параметри ССС «Інмарсат»

У межах цих діапазонів для організації каналів всіх типів на кожній ділянці радіоліній можуть використовуватися 339 частот, номінальні значення яких кратні 25 кГц.

Глобальна система супутникового персонального зв'язку «Іридіум»

ССС «Іридіум» відноситься до класу низькоорбітальних супутникових систем зв'язку. Розроблена фірмою «Моторолла» (США), є глобальною системою персонального радіозв'язку з використанням портативних абонентських терміналів типу «трубка в руці». Система «Іридіум» призначена для автономної роботи в районах світу, що не мають розвинених і надійних мереж зв'язку, а також для обслуговування морських суден і літаків, користувачів, що знаходяться в екстремальних ситуаціях і т.п. Для районів з розвинутою інфраструктурою зв'язку система «Іридіум» може доповнити наземні мережі, у тому числі і стільникові.

ССС «Іридіум» забезпечує наступні види послуг зв'язку:

- рухома радіотелефонний зв'язок з використанням

Проект ІРВУ.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



персональних радіотелефонів в безперервному режимі і в реальному масштабі часу, в тому числі з можливістю виходу на телефонні мережі загального користування;

- передача даних за типом електронної пошти;
- обмін діловою інформацією;
- персональний аудіовідеоклик;
- визначення місцезнаходження та передача інформації про місцезнаходження рухомих об'єктів.

Побудова системи «Іридіум» заснована на наступних принципах:

- глобальність обслуговування: система надає можливість зв'язку для будь-яких двох абонентів, у тому числі і для мобільних, розташованих в довільних регіонах Землі;
- відкритість: система забезпечує відповідність комунікаційних протоколів вимогам міжнародних стандартів і сумісність з існуючими комунікаційними мережами;
- універсальність: система підтримує найбільш поширені прикладні комунікаційні служби;
- адаптивність: система має властивість перенастроювання ресурсів системи під потреби користувачів у залежності від інтенсивності трафіку;
- користувацька доступність: реалізація широкого класу відносно дешевих малогабаритних термінальних пристроїв, що забезпечують широке коло потреб різних користувачів;
- простота використання: повна автоматизація процесу зв'язку в реальному часі, простота і доступність послуг користувачеві будь-якої кваліфікації.

Відмінними рисами ССС «Іридіум» є: використання міжсупутникових каналів зв'язку і супутникових ретрансляторів зі складною обробкою сигналів. При цьому в ССС «Іридіум» забезпечується можливість з'єднання абонентів системи без участі наземних ліній зв'язку. Проте, це веде до необхідності використовувати досить складні і дорогі ШСЗ. Принципи управління зв'язком в ССС «Іридіум» аналогічні використуванню в стільникових мережах. Однак, на відміну від стільникових мереж, в ССС «Іридіум» рухливі не тільки абоненти, але і сама базова станція, встановлена на штучному супутнику. Пропускна спроможність системи «Іридіум» становить 56000 дуплексних телефонних каналів.

Структура супутникової системи «Іридіум» (малюнок 12.12) включає в себе чотири сегменти:

- космічний сегмент;
- сегмент управління системою, що складається з центру управління системою, що включає в себе обчислювальний

- центр і станцію управління;
- шлюзові земні станції, що здійснюють швидкий і ефективний зв'язок супутникової системи з телефонними мережами загального користування.

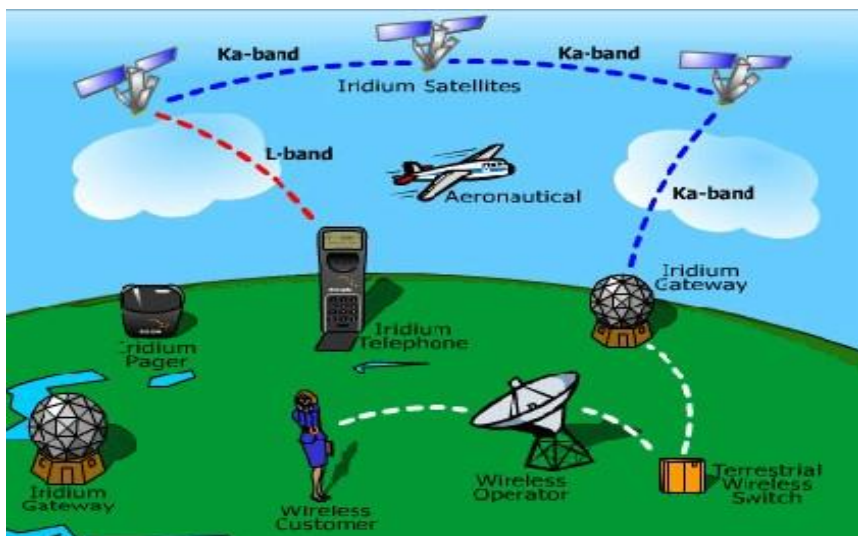


Рис. 12.12. Структура системи «Іридіум»

Космічний комплекс «Іридіум» складається із 66 космічних апаратів, що розміщені на кругових приполярних орбітах з нахилом 86 градусів і висотою 780 км. Супутники розміщені в 6 орбітальних площинах, в кожній із яких одночасно знаходяться 11 ІСЗ. Кутова відстань між сусідніми орбітальними площинами складає 31,6 градусів, за виключенням 1 і 6 площин, кутовий нахил між якими складає біля 22 градусів.

Кожний супутник має вагу до 450 кг і має три ретранслятори, призначених для реалізації користувацького (абонентського) каналу, каналу керування і сумісності і каналу міжсупутникового зв'язку.

Кожний супутник має три комплекти антен:

- основного призначення;
- перехресного міжсупутникового зв'язку;
- керуючого каналу.

Абонентські термінали являють собою:

- портативні і мобільні засоби;
- телефонні будки з сонячними батареями;

- спеціалізовані авіаційні і морські користувацькі обладнання.

Основні характеристики портативних абонентських терміналів системи «Ірідіум» наведені на рис. 12.13. Абонентський термінал встановлює зв'язок з одним із супутників, що знаходиться в зоні радіодосяжності. Антенна система кожного супутника формує 48 вузьких променів в L-діапазоні. Використовуванні 66 супутника забезпечують глобальне покриття Землі з допомогою приблизно 2100 активних променів із 3168 загальної кількості. Пропускна здатність кожного супутника в L-діапазоні складає 3840 каналів. Відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму в абонентському каналі L-діапазону складає 6,1 дБ. Ймовірність похибки в найгіршому випадку при не найкращому розташуванні абонента відносно обслуговуючого супутника складає 10^{-2} , середня величина ймовірності помилки складає $10^{-4} \dots 10^{-5}$.

Технічні характеристики	АТ (портативний)
Діапазон частот, МГц	1616.....1626,5
Швидкість передачі, Кбіт/с	
-мова	4,8
-дані	2,4
Потужність передавача, Вт	0,6
ЕИИМ, дБ*Вт	1,4
Добротність G/T, дБ/К	-23,8
Доступ абонентів	ЧРК/ВРК, ПКТ
Вид модуляції	ФМ-4
Ймовірність помилки	$10^{-4} \dots 10^{-5}$
АФУ	8 см
Вхід-вихід інформації	ПК типу IBM PC-AT, RS 232
Маса, кг	0,65
Живлення	Акумуляторні батареї чи мережа змінного струму

Рис. 12.13. Характеристики портативних абонентських терміналів системи «Ірідіум»

Проект IPB/U 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Львів, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@polilub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



Міжсупутникові канали зв'язку кожного супутника організуються з чотирма сусідніми супутниками, два із яких розташовані в цій же орбітальній площині, а два інших – в сусідніх орбітальних площинах. Супутник одночасно може передавати чотири несучі хвилі, по одній на кожний із сусідніх супутників, з загальною пропускну здатністю 6000 каналів.

«Іридіум» переважна більшість з'єднань встановлює з використанням міжсупутникових каналів зв'язку, якщо тільки абоненти не знаходяться в зоні, що обслуговується одним променем. Тому для з'єднання з наземними засобами зв'язку потрібно відносно невелика кількість шлюзових станцій. Але така побудова системи веде до збільшення довжини використовуваних наземних ліній зв'язку і, відповідно, до зростання вартості з'єднання.

На супутнику «Іридіум» проводиться складна обробка сигналів, що полягає в розділенні надходження ущільнених сигналів на окремі цифрові послідовності і подальше їх об'єднання відповідно до необхідної адресацією в високошвидкісний потік для передачі міжсупутниковими каналами і радіолінії супутник – шлюзова станція.

Абонент системи «Іридіум» має індивідуальний номер, який зберігається за ним незалежно від його місця знаходження. Інформація про місцезнаходження абонента завжди міститься в пам'яті шлюзової станції, до якої приписаний абонент. Для поновлення інформації про місцезнаходження абоненту достатньо скористатися своїм терміналом. При організації зв'язку ССС «Іридіум» автоматично реєструє координати абонента.

Глобальна система супутникового зв'язку «Глобалстар»

ССС «Глобалстар» розроблена рядом фірм США та Європи і, так само як і ССС «Іридіум», призначена для організації глобальної радіозв'язку з використанням абонентських терміналів типу «трубка в руці». Однак, на відміну від ССС «Іридіум», ССС «Глобалстар» не претендує на автономність від наземних телекомунікаційних мереж. Вона повинна доповнювати наземні стільникові мережі в регіонах з розвиненою інфраструктурою зв'язку, а також автономно надавати послуги зв'язку в малонаселених і важкодоступних районах по всьому світі. Сполучення ССС «Глобалстар» з телефонними мережами здійснюється через шлюзові станції. Зв'язок через систему «Глобалстар» здійснюється тільки в тих випадках, коли доступ до телефонних мереж неможливий або утруднений.

ССС «Глобалстар» забезпечує приблизно однаковий набір

Проект ІРВУ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



послуг з системою «Іридіум», однак в її основу закладені більш високі економічні показники. З метою підвищення економічної ефективності в ССС «Глобалстар» використовуються такі принципи, що дозволяють істотно знизити витрати на розробку і експлуатацію:

- знижено кількість супутників, які використовуються в сузір'ї;
- спрощено бортову апаратуру за рахунок відмови у використанні ретрансляторів з обробкою сигналів і міжсупутникових каналів зв'язку;
- зв'язок з абонентом в ССС «Глобалстар» здійснюється в двох частотних діапазонах, а саме:
- L-діапазоні в смузі 1610-1626,5 МГц на лінії «Земля – Космос»;
- у S-діапазоні в смузі 2483-2500 МГц на лінії «Космос – Земля».

Лінії, що забезпечують зв'язок між супутником і шлюзовою станцією працюють в діапазоні фіксованої супутникової служби, а саме:

- у С-діапазоні в смузі 5025-5225 МГц на лінії «Земля – Космос»;
- у С-діапазоні в смузі 6875-7075 МГц на лінії «Космос – Земля».

Під час використання в системі «Глобалстар» сузір'я з 48 ШСЗ пропускна здатність становить 65000 дуплексних телефонних каналів. Структура системи «Глобалстар» наведена на рис. 11.14. За своїм складом система аналогічна системі «Іридіум», але відсутні міжсупутникові канали зв'язку, що призводить до необхідності збільшення кількості та ускладнення конструкції наземних шлюзових станцій.

Космічний сегмент складається з 48 супутників, що обертаються по кругових орбітах на висоті 1410 км над поверхнею Землі. Їх орбіти знаходяться в 8 площинах з нахилом 52 градуси, в кожній площині рівномірно розташовані 6 супутників. Вага одного супутника становить близько 450 кг. На супутнику розміщені 2 ретранслятора, що працюють у смугах частот L і S діапазонів (частоти - див. вище). Приймальні та передавальні антени супутників – багатопроменеві активні фазування решітки, що складаються з 61 елемента в смузі L і 91 елемента в смузі S.

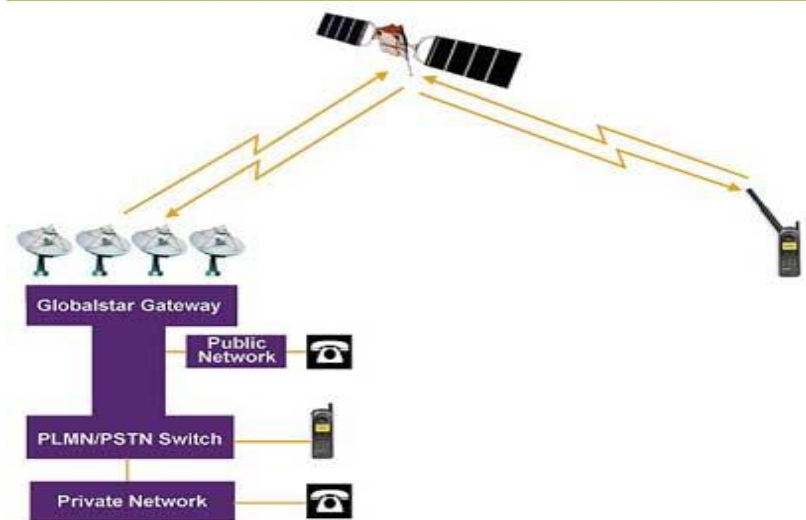


Рис. 12.14. Структура системи «Глобалстар»

Земний сегмент системи складається з великого числа шлюзових станцій (порядку 200). Абонентські термінали можуть бути трьох типів:

- портативні переносні;
- перевозяться автомобільні;
- стаціонарні.

Перші два типи мають не направленні антени, антени стаціонарних абонентських Інал трохи складніше.

До складу земного сегмента входять так само центри управління системою (ЦУС), плануючі режими для кожної шлюзової станції і керуючі ресурсом супутників, їх орбітами і забезпечують телеметрію та передачу команд на супутник в смугах частот фідерних ліній.

3. Характеристика супутникових навігаційних систем

Системи супутникової навігації та їх застосування являють собою одну з найбільш динамічно розвинених галузей. Устаткування супутникової навігації знайшло широке застосування і розглядається в якості штатного для морських і повітряних суден, космічних апаратів. Воно так само широко використовується в землеустрої, при моніторингу, зйомках місцевості та геодезичних роботах. Вихід

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛНТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Львівська Політехніка
вул. Надбистлицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



відносно недорогих споживчих пристроїв зумовив широке входження в побут простих користувачів. Дуже широкого поширення набуло використання супутникової апаратури для автомобільної навігації. Останнім часом склалася так само стійка тенденція до інтеграції приймачів супутникової навігації і мобільних телефонів. Супутникові приймачі стали впроваджуватися в область зв'язку, обробки і передачі даних, в інформаційні технології.

Супутникові навігаційні системи (СНС) засновані на використанні координат за рухом і випромінюванням сигналів мережі навігаційних штучних супутників Землі (ШСЗ). СНС забезпечують безперервне і практично миттєве визначення місця розташування і швидкості споживача в переважній більшості районів земної кулі (глобальні системи) з точністю, яка зазвичай значно перевищує точність інших навігаційних систем. Найбільш відомі в нашій країні супутникові системи – це GPS і ГЛОНАСС.

Супутникова радіонавігаційна система ГЛОНАСС

Розвиток вітчизняної супутникової радіонавігаційної системи ГЛОНАСС має вже більш, ніж 40-річну історію, початок якої покладено, як найчастіше вважають, запуском 4 жовтня 1957 року в Радянському Союзі першого в історії людства штучного супутника Землі. Вимірювання доплерівського зсуву частоти передавача цього ШСЗ на пункті спостереження з відомими координатами дозволили визначати параметри руху цього супутника. Зворотнє завдання було очевидне: з вимірювань того ж доплерівського зсуву при відомих координатах ШСЗ визначити координати пункту спостереження.

Повномасштабні роботи що створені для вітчизняної навігаційної супутникової системи були розгорнуті в середині 60-х років, а 27.11.1967 року був виведений на орбіту перший навігаційний вітчизняний супутник («Космос-192»).

Однією з центральних проблем створення супутникової системи, що забезпечує безапелітні навігаційні визначення одночасно по декількох супутниках, є проблема взаємної синхронізації супутникових шкал часу з точністю до мільярдних часток секунди (наносекунд), оскільки розсинхронізація випромінюваних супутниками навігаційних сигналів в 10 нс викликає додаткову погіршеність у визначенні місцеположення споживача до 10–15 м. Рішення задачі високоточної синхронізації бортових шкал часу зажадало установки на супутниках високостабільних бортових цезієвих стандартів частоти з відносною нестабільністю $1 \cdot 10^{-13}$ і наземного водневого стандарту з відносною нестабільністю $1 \cdot 10^{-14}$, а також створення наземних засобів порівняння шкал з похибкою 3-5 нс.



Іншою проблемою створення високоорбітальної навігаційної системи є високоточне визначення і прогнозування параметрів орбіт навігаційних супутників. Досягнення необхідної точності ефемерид навігаційних супутників зажадало проведення великого обсягу робіт з обліку чинників другого порядку малості, таких як світловий тиск, нерівномірність обертання Землі і рух її полюсів, а також виключення дії на супутник в польоті реактивних сил, викликаних негерметичністю рухових установок і газовиділення матеріальних покриттів.

Льотні випробування високоорбітальних вітчизняної навігаційної системи, що отримала назву ГЛОНАСС, були розпочаті в жовтні 1982 року запуском супутника "Космос – 1413".

У 1995 році було завершено розгортання СРНС ГЛОНАСС до її штатного складу. Надалі через недостатнє фінансування та через відносно невеликий термін роботи супутників космічне угруповання значно зменшило і становило в деякі роки менше 10 активних супутників. В останні роки роботи з нарощування супутникового угруповання системи ГЛОНАСС велися посиленними темпами і в даний час система розгорнута практично повністю.

Загальна характеристика системи

Основне призначення СРНС другого покоління ГЛОНАСС – глобальна оперативна навігація приземних рухомих об'єктів: наземних (сухопутних, морських, повітряних) і низькоорбітальних космічних. Термін «глобальна оперативна навігація» означає, що рухомий об'єкт, оснащений навігаційною апаратурою споживачів, може у будь-якому місці приземного простору в будь-який момент часу визначити (уточнити) параметри свого руху – три координати і три складові вектора швидкості.

Космічний комплекс ГЛОНАСС (рисунок 12.15), також як і американська система GPS, повинен включати 24 супутника (з них три – резервні), які рухаються трьома орбітами (на кожній орбіті рівномірно розміщене по вісім супутників) на висоті 19100 км. Нахил орбіт, тобто, кут між площинами орбіт і екватора, становить близько 64,8.

Висхідні вузли орбіт (точки, в яких супутники переходять з Північної півкулі в Південну) рознесені на 120. Треба відзначити, що подібний вибір параметрів орбіт був зроблений далеко не випадково. А одним з його переваг є однаковий "догляд" всіх супутників зі своїх первинних орбіт під впливом неоднорідностей поля тяжіння Землі. Внаслідок цього автоматично забезпечується максимальна довготривала стабільність взаємного положення всіх НІСЗ системи.



Рис. 12.15. Система ГЛОНАСС

Конфігурація супутникового поля забезпечує можливість спостереження користувачем у будь-який момент часу з будь-якої точки Землі не менше чотирьох супутників. Калібрування цих станцій здійснюється двома кванто-оптичними станціями стеження. Центральний синхронізатор (годинник), що формує системний час, за допомогою системи управління часом за інформацією стежить станція

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Суццства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшиця 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112; +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu_cbc@gmail.com



і за сигналами супутників періодично, щонайменше раз на добу, визначає зрушення тимчасових шкал кожного супутника, які транслюються на супутники.

У ГЛОНАСС знаходяться *два канали*:

- стандартний (СТ);
- високої (ВТ) точності.

Вони забезпечують визначення координат з приблизно такими ж похибками, як і в GPS. Сигнал СТ (аналогічний С / А-коду в GPS) доступний для всіх споживачів, однак, на відміну від GPS, в ГЛОНАСС не використовується режим навмисного введення додаткових помилок в сигнал стандартної точності. Робочі частоти системи: 1250 і 1600 МГц.

4.Навігаційний космічний апарат

Загальний вигляд навігаційного космічного апарату представлений на рисунку 12.16 основу НКА складає циліндричний термоконтейнер діаметром 1,35 м, в якому розміщуються службові системи і спеціальна апаратура. З висунутою (розкритою) штангою магнітометра його довжина складає 7,84 м. На "нижній" (в положенні штатної орієнтації) стороні НКА змонтована платформа з антенно-фідерних пристроїв та панеллю кутових відбивачів. На «верхньому» – паливні баки і штанга магнітометра. На бічній поверхні термоконтейнери закріплені два проводи системи одноосної орієнтації сонячних батарей, два списки, що розкриваються на орбіті радіатора системи терморегулювання, два блоки двигунів і датчики орієнтації. Харчування всіх підсистем проводиться від сонячних батарей, ширина яких в розкритому вигляді становить 7,23 м. Загальна маса складає – 1415 кг.

У число бортових систем навігаційного космічного апарату системи ГЛОНАСС входять:

- бортовий навігаційний передавач;
- синхронізатор («годинник»);
- бортовий керуючий комплекс;
- система орієнтації та стабілізації;
- система корекції;
- система електроживлення;
- система терморегулювання;
- засоби заправки і забезпечення параметрів середовища в гермоконтейнері.



Рис. 12.16. Навігаційний космічний апарат ГЛОНАСС

Час активного існування на орбіті для апаратів першого покоління складало 3–5 років, для апаратів останнього покоління – 10 і більше років.

Апаратура навігаційного космічного апарату призначена для виконання наступних основних функцій:

- випромінювання високостабільних навігаційних сигналів стандартної і високої точності в дециметровому діапазоні хвиль без навмисного погіршення характеристик;
- прийом, зберігання, формування та передача навігаційної інформації (даних);
- формування, оцифровка, збереження і передача сигналів часу;
- ретрансляція або випромінювання сигналів для радіоконтролю орбіти супутника і визначення поправок до бортової шкалою часу;
- прийом, квітірування, дешифрування і відпрацювання разових команд;
- прийом, запам'ятовування та відпрацювання програм управління режимами функціонування супутника на орбіті;
- формування телеметричних даних про стан бортової апаратури і передачі їх в наземний комплекс управління;
- прийом та обробка кодів корекції і фазування бортової шкали часу;

- вироблення і передача сигналів "Виклик наземного комплексу управління" при збої або виході важливих контрольованих параметрів за межі норми;
- аналізу і контроль стану бортової апаратури і вироблення керуючих команд, а також сигналів "справності" (цілісності).

Характеристики системи ГЛОНАСС

Характеристики системи ГЛОНАСС визначаються рівнем основних помилок, супутнім навігаційним визначенням, і геометричним розташуванням використовуваних космічних апаратів і споживача. Докладний аналіз причин виникнення помилок, характеру їх розподілу наведено у відповідній літературі по супутникових навігаційних системах. Тут обмежимося лише основними результатами. З імовірністю 0,997 (3 СКО) загальні помилки визначення навігаційних параметрів складають:

- за координатами в плані – 60 м;
- по висоті – 75 м;
- по швидкості 0,15 м/с;
- за часом – 1 мкс.

Слід зазначити, що існує можливість підвищити точні характеристики за рахунок накопичення інформації та її спеціалізованої обробки.

Представляють інтерес оцінки точності системи ГЛОНАСС, отримані в лабораторії Лінкольна МТІ. На малюнку 12.17 наведені похибки визначення координат. Аналіз результатів показує, що при хороших геометричних факторах точність визначення досить висока. У 50% випадків помилки знаходяться в межах 12 метрів.

Слід зазначити, що представлені результати отримані в ситуації, коли космічна угрупованість системи ГЛОНАСС була не повною. Система з повною угрупованням космічних апаратів забезпечить більшу кількість одночасно спостережуваних супутників, що в свою чергу призведе до збільшення точності вимірювань (поряд із забезпеченням глобального покриття Землі).

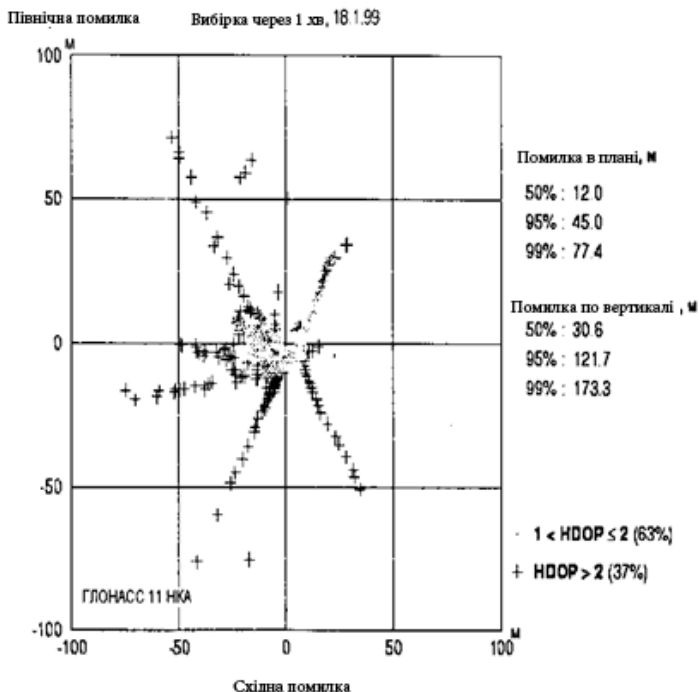


Рис. 12.17. Помилки місцеположення в системі ГЛОНАСС

На рис. 12.18 приведені похибки визначення горизонтальних складових швидкості. При цьому виявляється, що в 50% випадків вони не перевершують 0,03м/с. Для цих результатів так само вірні твердження про збільшення точності в разі роботи щодо повного угруповання навігаційних космічних апаратів.

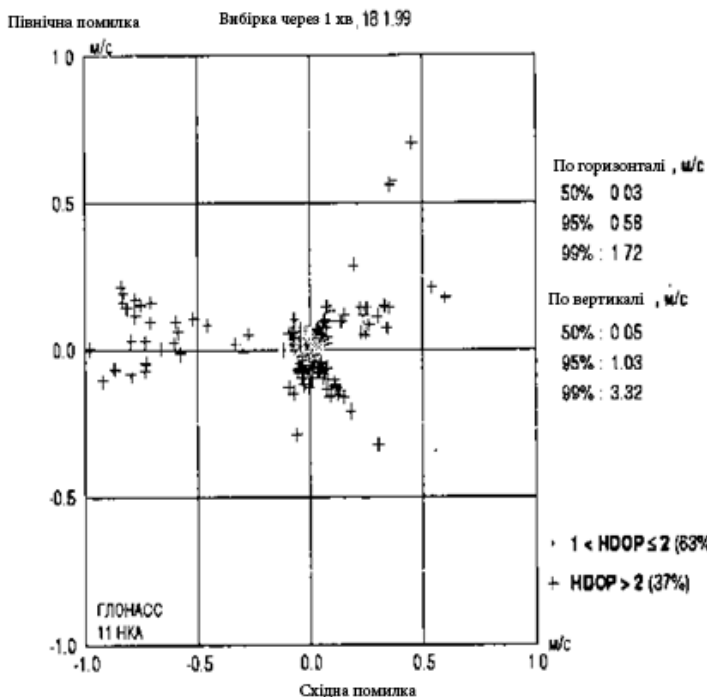


Рис. 12.18. Помилки визначення швидкості за системою ГЛОНАСС

5. Супутникова радіонавігаційна система GPS

Зараз найбільш відомою і широко використовуваною у всьому світі супутниковою навігаційною системою є американська GPS – Global Position System. Специфіка основних цілей використання системи GPS – для оперативного високоточного визначення численними рухомими військовими споживачами свого місцеположення на суші, на морі, в повітрі і в ближньому космосі – призвела до наявності в системі двох каналів вимірювань: стандартного (Standart Position System – SPS) і високої (Precise Position System – PPS) точності. Типова похибка визначення координат в каналі SPS (за так званим "грубим" або "відкритим" C / A-коду) спочатку становила близько 100 м в будь-якій точці Земної поверхні. Саме цей канал вимірювань і був в 1983 році дозволений для

Проект ІРВU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Partnerства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лямівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



вільного (і безкоштовного) використання будь-якими споживачами всіх країн. Насправді досягається точність вимірювань в цьому каналі дещо вища. Але для усунення цього "прорахунку" при створенні системи, після перших її випробувань, розробниками було передбачено введення спеціальних помилок (названий "режимом селективного доступу" – Selective availability, S / A) в сигнали для виключення можливості занадто точного визначення координат "небажаними елементами". Проте, з 1 травня 2000 року цей режим було відмінено, і в підсумку точність вимірювань зросла приблизно вдвічі. У каналі PPS (вимірювання по "захищеним" Р-коду) забезпечується точність визначення координат приблизно на порядок вище, ніж у SPS, однак цей канал використовується тільки за основним призначенням системи і закритий для доступу сторонніх споживачів.

Система GPS призначена для визначення трьох координат місця, складових вектора швидкості і часу. Система розроблена на замовлення і знаходиться під управлінням міністерства оборони США.



Рис. 12.19. Система GPS (Global Position System)

Система GPS як і ГЛОНАСС складається з космічного сегмента, сегмента управління (наземний командно-вимірювальний комплекс, КІК) і сегмента споживачів.

Космічний комплекс GPS утворений орбітальним угрупованням, номінально, що складається з 24 основних супутників і трьох активних запасних. Супутники розміщені на шести кругових

Проект IPBU 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблинська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



орбітах заввишки близько 20 тис. км. і періодом обертання 12 ч.⁰³ нахилом їх площин відносно екватора 55°. Координати кожного НІСЗ на будь-який момент часу заздалегідь з високою точністю обчислюються і контролюються в наземному центрі управління системою і передаються споживачам в цифровій формі (так званий "альманах системи") разом зі спеціальними вимірювальними сигналами, випромінюваними на двох частотах: 1227,6 МГц та 1575,42 МГц.

Система GPS послідовно базувалася і базується на навігаційних космічних апаратах Блок-I, Блок-II, що постійно вдосконалюються і т.д. Розрахунковий термін активного існування супутника від 5 років для перших моделей і до 15 і більше років для останніх модифікацій, що більше, ніж для супутників системи ГЛОНАСС.

До складу бортового устаткування навігаційного супутника входять наступні підсистеми:

- синтезатор частот;
- блоки формування і передавачі навігаційних сигналів;
- засоби синхронізації тимчасового забезпечення або бортовий "годинник";
- бортовий обчислювальний пристрій у складі основної і двох резервних ЕОМ;
- підсистеми орієнтації в процесі наведення і на орбіті;
- підсистема телеметрії;
- підсистема прийому команд та ретрансляції сигналів наземного комплексу управління;
- підсистема терморегулювання;
- підсистема електроживлення;
- антенна система лінії передачі даних (використовує конічні і спіральні-конічні антени);
- антенна система для передачі навігаційних сигналів (використовуються антенні ґрати зі спіральних випромінюючих елементів).

Також на космічному апараті є двигуни для корекції орбіти і двигуни системи орієнтації. Орієнтація в просторі здійснюється за допомогою системи спеціальних датчиків. Підсистема телеметрії включає радіолінії передачі в сегмент управління даних про стан бортової апаратури. За цими ж лініями з землі надходять поправки до ефемериди і показаннями бортових "годин".

Для точного визначення орбіт супутника використовується запитний метод, а на супутнику – апаратура ретрансляції запитних сигналів, що посиляються з землі. За відповідним виміром затримки цих сигналів здійснюється точне визначення параметрів орбіт і параметрів руху супутника. Підвищення автономності роботи

Проект ІРВУ 03.01.00-06/11-00 ПП-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



досягається за рахунок прогнозування та компенсації похибок координатно-часового забезпечення супутника на короткому і тривалому інтервалах роботи, забезпечуваних за рахунок запису великої кількості даних в пам'яті бортового комп'ютера. У першому випадку через 14 днів похибки визначення місцезнаходження можуть досягати 425 м (сферична ймовірна помилка). У другому випадку, через 180 днів помилка може досягти величини 10 км.

Сегмент управління складається з мережі наземних станцій спостереження, розташованих по всьому світу. Мережа включає головну (провідну) станцію, контрольні станції (станції стеження) і три земні станції введення даних на навігаційні супутники.

Характеристики системи GPS

Дані про характеристики навігаційної системи GPS в різних джерелах розходяться. Для порівняння двох систем (GPS і ГЛОНАСС) наведемо дані, аналогічні результатам, наведеним у попередньому розділі (лабораторія Лінкольна МТІ). На рисунку 12.20 представлені результати оцінки похибок визначення місця в осях «північ-схід». На рис. 12.21 наведені оцінки похибок визначення складових швидкості в тих же спостереженнях.

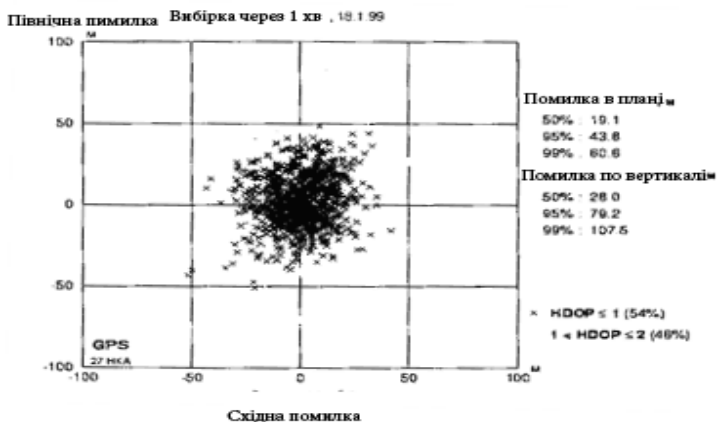


Рис. 12.20. Помилки місцезнаходження в системі GPS

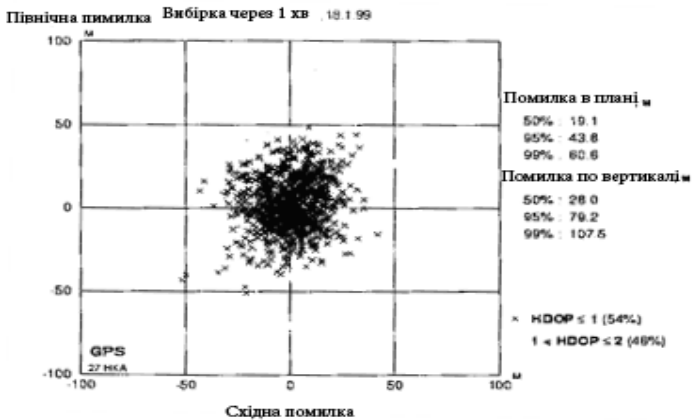


Рис 12.21. Помилки визначення швидкості за системою GPS

Представлені результати оцінки точнісних характеристик супутникових навігаційних систем GPS і ГЛОНАСС дозволяють зробити висновок, що точності цих двох систем співставні.

Проте, на сьогоднішній день вітчизняну навігаційну систему ГЛОНАСС все ще не повністю розгорнуто. Крім того, для системи GPS на ринку представлено набагато більше користувацьких навігаційних пристроїв різного призначення і цінових категорій. Можна припустити, що більш точних характеристик вдасться досягти в пристроях, які будуть працювати одночасно в двох навігаційних системах і здійснювати спільну обробку інформації від них.



КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Яка класифікація систем супутникового зв'язку?
2. Назвіть приклади супутникових систем зв'язку.
3. Охарактеризуйте супутникову навігаційну систему та її особливості.
4. Навігаційний космічний апарат та його особливості.
5. Які основні характеристики системи GPS?

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Аболищ А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. – М. ИТИС, 2004.
2. Агуров П.В. Последовательные интерфейсы ПК. Практика программирования. СПб.: БХВ-Петербург, 2004 – 496 с.
3. Андрушак І.Є. Системи безпроводних технологій передачі даних / Методичні вказівки до практичних занять для студентів напряму 8.010104 “Професійна освіта. Комп’ютерні технології”. Луцьк: ЛНТУ, 2012. – 140 с.
4. Бернард. С. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
5. Борисов В.А., Калмыков В.В., Ковальчук Я.М. Радиотехнические системы передачи информации. Изд-во "Радио и связь", 1990.
6. Бройдо В.Л. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации: Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2004. – 203 с.
7. Васин В.В., Власов О.В., Григорин-Рябов В.В., Дудник П.И., Степанов Б.М. Радиолокационные устройства. Изд-во "Советское радио", 1970.
8. Ветринский Ю.А. Системы спутниковой связи: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехи, ун-та, 2007.
9. Ветринский Ю.А. Системы спутниковой связи: Лабораторный практикум. - СПб.: Изд-во Политехи, ун-та, 2007.
10. Гаранин М.В., Журавлев В.И. Системы и сети передачи информации: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2001.
11. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприёма при флуктуационных помехах. Госэнергоиздат, 2001.
12. Журавовський Ю.П., Полторак В.П. Теорія інформації та кодування: Підручник. – К.: Вища школа, 2001. – 255 с.
13. Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н. Теоретические основы радиотехники: Учеб. Пособие. – М.: Высш. Шк., 2002.
14. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход: пер. с англ. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 448 с.
15. Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В. Спутниковые сети связи: Учеб. пособие. – М.: «Альпина Паблишер», 2004.



16. Кононов С.Р., Бардаченко В.В. Основы радиомовления. – Вінниця: ВДТУ, 2004. – 69с.
17. Кузьминов А.Ю. Интерфейс RS-232. Связь между компьютером и микроконтроллером. – М.: Радио и связь, 2004. – 168с.
18. Лидовский В.В. Теория информации: Уч. пособие. - М.: Компания Спутник+, 2004. – 111 с.
19. Ломовицкий В.В., Михайлов А.И., Шестак К.В., Щекотихин В.М. Основы построения систем и сетей передачи информации: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия. – Телеком, 2005.
20. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. Москва. «Радио и связь», 2002.
21. Назаров А.В., Козырев Г.И., Шитов И.В. Современная телеметрия в теории и на практике: учеб. курс. – СПб.: Наука и Техника, 2007.
22. Переверткин С.М., Кантор А.В., Бородин Н.Ф. Бортовая телеметрическая аппаратура космических летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1977.
23. Рудой В.М. Системы передачи информации. Учебное пособие для вузов. – М.: МГОУ, 2004.
24. Соловьев Ю.А. Спутниковая навигация и ее приложения. – М.: Эко-Трендз, 2003.
25. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ. /Под ред. В.В. Маркова. – М.Связь, 1979.
26. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 528 с.
27. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. Изд-во иностранной литературы, 2003.
28. Черкасов Ю.М. Информационные технологии управления. – М.: ИНФРА-М, 2001. – 216с.
29. Шульгин В. И. Основы теории передачи информации: Учебное пособие. Ч. I. Экономное кодирование. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2002. – 100с.
30. Gary A. Rogers . Working the Easy Sat: An Informal Introduction to the Amateur Satellite Program plus Hints on Using the More Easily Accessed Satellites. AMSAT, 2002.

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА.....	2
1. ТЕМА 1. ОСНОВНІ ПОНЯТТІ ПРО СИГНАЛИ.....	5
1. Загальні поняття про передачу інформації.....	5
2. Сигнали і перешкоди – як носії інформації. Характеристики і моделі сигналів і перешкод.....	11
3. Кореляційні функції сигналів.....	15
4. Перетворення сигналів в радіотехнічних системах.....	17
5. Види повідомлень в системах передачі інформації. Поняття кількості інформації.....	20
6. Перешкоди в каналах зв'язку.....	23
7. Види і структури систем передачі інформації.....	26
ТЕМА 2. ВИЯВЛЕННЯ І РОЗРІЗНЕННЯ СИГНАЛІВ.....	36
1. Технологія інфрачервоного діапазону IrDA.....	36
2. Технологія Wi-Fi її особливості та застосування.....	42
3. Технологія Bluetooth її особливості та застосування.....	45
4. Технологія UWB її особливості та застосування.....	51
5. Технологія Wi Max її особливості та застосування.....	52
ТЕМА 3. ОЦІНКА НЕВІДОМИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ.....	55
1. Оцінки Байєса при різних функціях втрат та нерівність Рао-Крамера.....	55
2. Оцінки максимальної правдоподібності, їх властивості і зв'язок.....	57
3. Поняття про аномальні помилки вимірювання.....	63
4. Поняття про оцінку (фільтрації) змінних параметрів сигналів.....	65
5. Фільтри Вінера і Кальмана та їх особливості.....	69

ТЕМА 4. ТЕХНОЛОГІЇ ЦИФРОВОГО ЗВ'ЯЗКУ	71
1. Кодування каналу та його основні характеристики	71
2. Побудова кодів з виправленням помилок	75
3. Код з малою щільністю перевірок на парність (LDPC-код)	85
4. Введення в теорію шифрування.	
Криптографічні протоколи	92
5. Системи з приватними ключами	96
6. Роздільна здатність по дальності і швидкості	106

ТЕМА 5. ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ РАДІОЛОКАЦІЙ	113
1. Радіолокація, завдання, застосування та основні характеристика	113
2. Фізичні основи виявлення цілей і визначення їх координат і швидкості	115
3. Вплив віддзеркалень від земної поверхні на дальність дії РЛС	124
4. Вплив кривизни земної поверхні і атмосферної рефракції на дальність дії	128

ТЕМА 6. МЕТОДИ І ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ	129
1. Методи вимірювання дальності та їх особливості	129
2. Частотний метод та його застосування	132
3. Фазові методи та їх особливості	135
4. Мережеві протоколи та їх рівні застосування	140
5. Поняття “відкрита система”	150
6. Ethernet (802.3)	164

ТЕМА 7. МЕТОДИ І ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ	172
1. Амплітудні методи та їх основна характеристика	172
2. Фазові методи та їх особливості	178
3. Протокол CAN, основні характеристики та властивості	181
4. Виявлення помилок в протоколі CAN	187

Проект ІРВІ 03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013 співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Partnerства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112, +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул. Лавівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: plntu.cbc@gmail.com



ТЕМА 8. ОСНОВИ ТЕОРІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ	188
1. Інформація, повідомлення, сигнал.....	188
2. Узагальнена структурна схема системи зв'язку та її основні підсистеми.....	191
3. Класифікація систем передачі інформації.....	193
4. Основні характеристики систем передачі інформації.....	200
5. Радіохвилі їх класифікація та поширення.....	202

ТЕМА 9. ОСНОВНІ ЗАВДАННЯ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЇ	211
1. Кількість інформації в дискретних повідомленнях. Ентропія джерела дискретних повідомлень.....	212
2. Надмірність повідомлень	223
3. Пропускна спроможність дискретних каналів з шумом	224
4. Теорема кодування для каналу з перешкодами.....	227

ТЕМА 10. ПЕРЕШКОДОСТІЙКЕ КОДУВАННЯ, КОДЕКИ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛУ	229
1. Основні принципи побудови коду та їх специфікація.....	229
2. Класифікація кодів	231
3. Основні характеристики і властивості, що коректують блоковими кодами.....	232
4. Блокові коди. Побудова кодексів та специфікація.....	234
5. Згортальні коди та методи їх побудови	246

ТЕМА 11. АЛГОРИТМІЗАЦІЯ ПРОЦЕСІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ	248
1. Реалізація алгоритму Вітербі.....	248
2. Використання кодів в системах із зворотним зв'язком.....	250
3. Сигнально-кодові комбінації.....	252
4. Прийом кодованих сигналів та їх особливості.....	252
5. Передача та обробка даних у системі телеметрії.....	254
6. Введення в теорію послідовної передачі даних.....	258
7. Інтерфейс RS-232, RS-485 та його особливості.....	264

ТЕМА 12. СИСТЕМИ СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ	270
1. Загальні відомості про системи супутникового зв'язку з рухомими об'єктами.....	270
2. Класифікація систем супутникового зв'язку.....	271
3. Характеристика супутникових навігаційних систем.....	295
4. Навігаційний космічний апарат.....	299
5. Супутникова радіонавігаційна система GPS.....	303

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	308
------------------------------------------------------------------	------------

Матеріали були підготовлені в рамках Проекту

ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом

IPBU.03.01.00-06-386/11-00

Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013,
співфінансованого за кошти Європейського Союзу в межах Європейського Інструменту
Сусідства та Партнерства

Дана публікація була підготовлена за фінансової підтримки Європейського Союзу.
Публікація виражає виключно погляди автора і її зміст жодним чином не може
ототожнюватись з офіційною точкою зору Європейського Союзу.

Проект IPBU.03.01.00-06-386/11-00 ПЛ-НТУ Транскордонний обмін досвідом Програми транскордонного співробітництва Польща-Білорусь-Україна 2007-2013
співфінансується за кошти Європейського Союзу в рамках Європейського Інструменту Сусідства та Партнерства



Керівник проекту:
Люблінська Політехніка
вул. Надбистшицька 44А, кабінет 1001
20-501 Люблін, Польща
тел. +48 81 538 4112; +48 81 538 4579; факс +48 81 538 4220
e-mail: PL-LNTU@pollub.pl

Партнер проекту:
Луцький національний технічний університет
вул.Львівська, 75, кабінет 12,
Луцьк 43018, Україна
тел. +380 332 746 118; факс +380 332 746 103
e-mail: pntu_cbc@gmail.com

