

ХАРКІВСЬКИЙ ІНСТИТУТ ВПС

БОНДАРЕНКО І.М.
МЕДВЕДЄВ В.К.

СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Книга 1

СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

Навчальний посібник

Харків
2002

УДК 621.396.2

Бондаренко І.М., Медведєв В.К.

Системи радіозв'язку. Кн.1. Системи електрозв'язку: Навч. посібник. – Харків.: ХІ ВПС, 2002. – 181 с.

У посібнику розглянуто основні питання, які пов'язані з побудовою і функціонуванням систем електрозв'язку. Описано основні види модуляції і маніпуляції сигналів, способи аналогової, імпульсної та цифрової передачі повідомлень, дано основи телефонії, телеграфії та систем передачі даних. Описано основні принципи побудови систем багатоканального зв'язку. Наведено основні характеристики і параметри ланцюгів дротових ліній зв'язку та лінійних каналів і трактів зв'язку.

Ілюстрацій – 71. Таблиць – 12.

Передмова.

Удосконалення систем і засобів зв'язку є важливим фактором подальшого росту бойової готовності Збройних Сил.

Особливу роль у ВПС відіграють системи зв'язку, де від технічного стану засобів передачі інформації, а також від професійної підготовки зв'язківців залежить ефективність керування бойовими діями авіації.

В сучасних умовах у зв'язку з корінними змінами характеру бойових дій різко зростають вимоги щодо керування військами. Безперервний зріст цих вимог потребує подальшого удосконалення систем, комплексів і засобів зв'язку.

Повітряний радіозв'язок є практично єдиним засобом оперативного обміну інформацією між літаками, а також між наземними пунктами керування (ПК) і літаками. Він забезпечує передачу команд при зльоті і посадці літаків, керування польотом в районі аеродрому й на маршруті, передачу команд при наведенні літаків на ціль, керування повітряною групою літаків, які виконують спільний політ і бойове завдання, а також передачу розпоряджень з наземних ПК. Радіозв'язок використовується також для передачі розвідувальної та іншої інформації, сигналів оповіщення, лиха і т.п.

Наземний електропровідний і радіозв'язок у ВПС є основним видом зв'язку між наземними командними пунктами, штабами, пунктами керування та наведення, аеродромами і т.п. Він використовується для керування авіаційними частинами і з'єднаннями, організації їх спільних дій між собою та з іншими родами військ, а також для передачі розвідувальної інформації і сигналів оповіщення.

Предметом вивчення дисципліни «Системи радіозв'язку» є принципи технічної побудови систем та мереж електропровідного і радіозв'язку, методи передачі інформації в них й аналіз елементів цих систем, а також засоби підвищення ефективності їх функціонування.

Науковою основою дисципліни є статистична теорія радіотехнічних пристроїв, теорія електро- та радіозв'язку.

Вивчення дисципліни базується на знаннях, отриманих курсантами при вивченні дисциплін: “Пристрої генерування та формування сигналів”, “Пристрої обробки та прийому сигналів”, “Статистична радіотехніка”, “Радіотехнічні системи”.

Вивчення конкретних зразків військової техніки зв'язку неможливо без знання основних принципів побудови і функціонування систем та мереж зв'язку. Тому даний навчальний посібник має на меті ознайомлення

курсантів з основними питаннями, які пов'язані з системами електрозв'язку, радіозв'язку та мережами зв'язку.

Основою посібника є курс “Системи радіозв'язку”, який викладається курсантам ХІ ВПС при підготовці за спеціальностями “Радіоелектронні системи та засоби командних пунктів” й “Бортові авіаційні засоби зв'язку”.

Посібник складається з двох книг.

У книзі 1 – “Системи електрозв'язку” розглянуто загальні питання, які пов'язані з побудовою і функціонуванням систем електропровідного та радіозв'язку, однак основна увага приділена системам електропровідного зв'язку. При цьому введено основні визначення стосовно систем передачі інформації, описано основні методи модуляції і маніпуляції сигналів, способи аналогової, імпульсної та цифрової передачі повідомлень. Розглянуто також основні вимоги та принципи побудови, які торкаються систем телефонного, телеграфного зв'язку та передачі даних. Описано основні принципи побудови систем багатоканального зв'язку. Проведений також розгляд дротових ліній зв'язку, дані визначення їх основних характеристик і параметрів, принципи їх нормування та оцінки якості.

У книзі 2 – “Системи та мережі радіозв'язку” будуть розглянуті питання побудови і функціонування радіоліній та мереж зв'язку.

Посібник ніякою мірою не претендує на всеосяжний розгляд питань електрозв'язку, радіозв'язку та систем передачі інформації взагалі. У випадку необхідності більш повного ознайомлення з питаннями, що вивчаються, автор пропонує користуватись літературою, список якої наведений у посібнику наприкінці кожного розділу.

Автор вдячний викладачам та керівництву кафедри авіаційних засобів зв'язку за надані матеріали, які були використані при підготовці даного навчального посібника.

ВВЕДЕННЯ

Діяльність людей спрямована на створення матеріальних і духовних цінностей, удосконалення суспільних відношень. Сфери діяльності визначаються практичними потребами членів суспільства. Для створення матеріальних цінностей необхідна інформація, накопичена людством.

Інформація – це свідоцтво про які-небудь процеси, факти або предмети.

Інформаційний обмін розуміє, що є джерело інформації, одержувач інформації і засоби її передачі. Засоби передачі, які обумовлені фізіологічними можливостями людини (голос, зір, слух), не можуть вирішити проблему передачі великих обсягів інформації на далеку відстань. Для її рішення людина створила і широко використовує технічні засоби – засоби зв'язку.

Під засобами зв'язку прийнято уявляти пристрої, що забезпечують передачу або прийом інформації.

Таким чином, засоби зв'язку – це технічна база, яка забезпечує передачу та прийом інформації між віддаленими один від одного людьми або будь-якими пристроями.

Форма виразу (уявлення) інформації зручна для передачі на відстань – повідомлення.

Розділяють: документальні повідомлення (текст, цифрові дані, фотографія) та звукові повідомлення (мова, музика).

Документальні повідомлення – повідомлення, які нанесені і зберігаються на визначених носіях, частіше на папері.

Дані – повідомлення, уявлені для обробки на ЕОМ. Дані уявляють повідомлення складенні із знаків (букв, цифр, символів) і нанесених на спеціальні носії інформації : перфокарти, перфострічки, магнітні стрічки, барабани, диски і т.п.

Будь-яке повідомлення має параметр у вимірюванні якого укладена інформація, яка міститься в повідомленні.

Інформаційний параметр повідомлення – це свідоцтво про характер повідомлення.

За характером зміни інформаційні параметри поділяють на: безперервні і дискретні повідомлення.

Безперервним називають повідомлення, інформаційні параметри яких у процесі зміни можуть приймати будь-які значення в будь-якому інтервалі. Наприклад: звукові повідомлення являють собою сукупність звукових коливань, які створюють у повітрі змінний звуковий тиск.

Миттєве значення тиску звука є інформаційним параметром звукового повідомлення.

Дискретним називають повідомлення складене із визначеного, кінцевого і знайомого набору знаків (наприклад, букв алфавіта).

Завданням зв'язку є передача повідомлень на відстань від джерела до одержувача.

Коли повідомлення записано з використанням будь-якого носія, його можна доставити за допомогою транспорту (поштовий зв'язок). Але такий спосіб передачі не завжди задовольняє потреби щодо швидкості передачі повідомлень в будь-який час.

Тому для зв'язку використовують більш швидкісні носії повідомлень, які у свою чергу, використовують фізичні процеси, здатні подолати з визначеною швидкістю відстань (простір) між джерелом і одержувачем.

Такими процесами можуть бути електромагнітні хвилі, електричні струми. Фізичний процес, який відображає повідомлення, що передається, носить назву сигнал. Використання електричних сигналів для переносу повідомлень на відстань обумовлено тим, що швидкість їх поширення дорівнює швидкості світла ($3 \cdot 10^8$ м/с).

Передача та прийом повідомлень різного роду за допомогою електричних сигналів носить назву електричного зв'язку, і є електрозв'язком. В якості інформаційних параметрів електричного сигналу застосовують напругу, струм, напруженість електричного або магнітного поля.

Електричні сигнали, як і повідомлення, поділяють на безперервні (аналогові) та дискретні.

Аналоговий сигнал – це сигнал, у якому інформаційний параметр в зміні часу може приймати будь-які миттєві значення у визначених межах.

Дискретний сигнал – це сигнал з кінцевим значенням інформаційного параметра.

Таким чином в електрозв'язку носієм повідомлень є електричний сигнал, здатний до поширення у визначених середовищах. Бачимо, що для передачі на відстань, повідомлення яке створює джерело, повинно бути перетворене в електричний сигнал, що буде долати простір. На місці прийому отриманий сигнал необхідно перетворювати у повідомлення, яке передається одержувачу.

Щоб виконати усі ці операції, потрібні відповідні прилади, принцип побудови і особливості функціонування яких і вивчає дисципліна “Системи радіозв'язку”.

Розділ 1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ.

1.1. Принцип передачі повідомлень на відстань. Узагальнена структурна схема системи електрозв'язку.

В електрозв'язку носієм повідомлень є електричний сигнал, який поширюється у визначених середовищах. З цього можна зробити висновок, що для передавання на відстань повідомлення, яке створюється джерелом, повинне бути перетворене в електричний сигнал, який буде долати простір. На місці прийому отриманий сигнал необхідно перетворити у повідомлення, яке надається одержувачу.

Системою електрозв'язку є сукупність технічних засобів та середовища поширення, які призначені для обміну повідомленнями між джерелами та одержувачами повідомлень.

Узагальнена структурна схема може бути представлена так, як це показано на рис. 1.1.

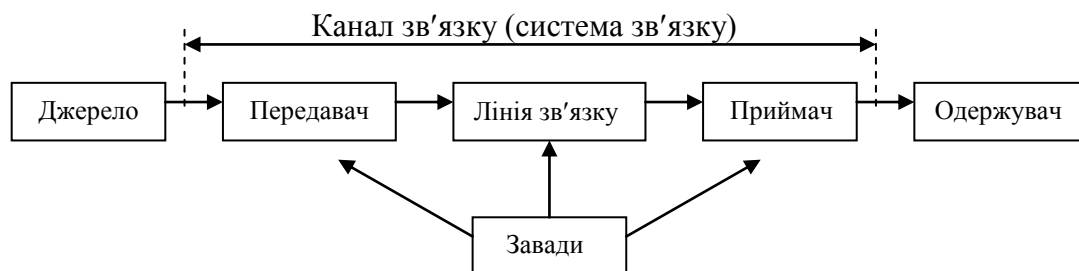


Рис. 1.1.

Головні елементи системи електрозв'язку: джерела та одержувачі повідомлень – абоненти. Абонентом є особа, яка має у своєму розпорядженні кінцевий пристрій перетворення повідомлення в електричний сигнал та навпаки.

Передавальний пристрій вміщує у собі перетворювач повідомлення в сигнал та безпосередньо передавач.

Приймальний пристрій складається з приймача сигналів та перетворювача сигналів у повідомлення.

Лінія зв'язку – середовище, в якому поширюються сигнали від передавача до приймача.

Перетворювачі у передавальному та приймальному пристрої необхідні для утворення повідомлення будь-якої фізичної природи та навпаки. Конкретний тип перетворювача залежить від виду повідомлення, яке перетворюється.

У телефонній системі зв'язку – мікрофон, телефон і гучномовець.

У телеграфній – телеграфний ключ чи передавальна частина телеграфного апарату, друкуючий пристрій.

У фототелеграфній – фотоелемент, фотоприймач, електрохімічний записуючий пристрій.

У телевізійних системах – передавальна ЕЛТ, кінескоп.

Сигнали, які одержані на виході перетворювача, є первинними. За своєю формою ці сигнали є низькочастотними та непридатними для безпосереднього передавання по лінії зв'язку.

Для перетворення первинного електричного сигналу в лінійний сигнал використовують передавач. В системах радіозв'язку передавач призначений для перетворення низькочастотного первинного сигналу у високочастотний лінійний сигнал за допомогою модуляції.

Модуляцією є управління низькочастотним сигналом параметрами високочастотного сигналу.

На приймальній стороні перетворювач здійснює зворотне перетворення лінійного сигналу у первинний. В якості середовища поширення у системах електропровідного зв'язку використовуються направляючі системи (наприклад, металеві дроти, світлопроводні скляні волокна), в системах радіозв'язку – відкритий простір, в якому поширюються радіохвилі.

До складу лінії зв'язку входять також усі проміжні допоміжні пристрої, які встановлені на трасі між передавачем та приймачем.

Такими пристроями можуть бути ретрансляційні станції (в системах радіорелейного зв'язку), головним призначенням яких є підсилення потужності сигналів для подальшої їх передачі по лінії зв'язку.

В лініях сигнали підпадають під дію завад.

Під завадою розуміють будь-яку дію на корисний сигнал, що змінює його інформаційний параметр та ускладнює прийом.

Завади в системах зв'язку дуже різноманітні за походженням та фізичними якостями.

Завади можуть бути: внутрішніми, зовнішніми та за рахунок викривлення.

Завадою внутрішнього походження, наприклад, є електричні шуми, які створюються флуктуаціями зарядів в дротах і струмів електронних пристроїв; зовнішніми завадами є, зокрема, блискавки, сигнали інших радіостанцій і т.п.

Крім завад на корисний сигнал діють різного роду викривлення. Наприклад, в дротових лініях виникають викривлення внаслідок перехідних процесів, в тропосферних спостерігається завмирання сигналів.

Не дивлячись на розмаїття, всі джерела завад об'єднуються умовно в одне загальне джерело завад, яке ввімкнено на вхід приймача. Таке джерело завад слід завжди розглядати, як один із вагомих елементів системи зв'язку.

1.2. Класифікація систем і ліній передачі інформації.

Класифікація систем передачі інформації. За видом повідомлень, які передають, системи зв'язку поділяються на: системи телефонного зв'язку, системи звукового мовлення, системи факсимільного зв'язку, системи телевізійного мовлення, системи телеграфного зв'язку, системи передавання даних, спеціальні системи (телеметрії, телесигналізації, телеуправління, радіолокації, радіонавігації).

За характером сигналів, які передають, системи електров'язку поділяються на:

- системи, призначені для передачі аналогових сигналів;
- системи, призначені для передачі дискретних сигналів.

За призначенням:

- системи повітряного зв'язку – призначені для передавання повідомлень між ЛА або між ЛА і наземними пунктами управління;
- системи наземного зв'язку – призначені для передавання повідомлень між наземними пунктами управління.

Класифікація ліній передачі інформації. В залежності від середовища поширення лінії зв'язку поділяються на: дротові (повітряні, кабельні, хвилеводні), бездротові (радіолінії).

Дротові лінії – це лінії, в яких сигнали поширюються уздовж безперервного направляючого середовища. Дротові лінії, які створені дротами, мають ізоляційні покриття і знаходяться в спеціальних захисних оболонках, називаються кабельними лініями зв'язку. Дротові лінії, котрі являють собою фізичне коло, яке створюється двома дротами, що не мають спеціального ізоляційного покриття (роль ізоляційного покриття виконує шар повітря), є повітряними лініями зв'язку (ПЛЗ). До дротових відносяться також лінії, які використовують в якості середовища поширення сигналів діелектричні матеріали, зокрема тонкі скляні волокна. Подібні лінії отримали назву волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ).

ПЛЗ відносно прості, мають невелику вартість і терміни будівництва.

Недоліками ПЛЗ є те, що вони не можуть пропускати всі сигнали електрозв'язку (наприклад, сигнали телебачення та передачі даних) і також підпадають під вплив кліматичних умов.

У даний час кількість ПЛЗ постійно зменшується.

Кабельні лінії зв'язку (КЛЗ) є головним типом дротових ліній зв'язку.

За конструкцією КЛЗ поділяються на симетричні і коаксіальні.

Головними елементами кабелів є струмопровідні жили (пари дротів), які створюють електричне коло. В симетричних кабелях кола створюються за допомогою однакових за конструкцією ізольованих провідників. В коаксіальних кабелях електричні кола створюються двома циліндричними провідниками, вісі яких суміщені, причому один провідник (суцільний циліндр) розташований всередині іншого, порожнього.

За умовами прокладання і експлуатації розрізняють кабелі: підземні, підвішені, підводні.

Під землею і у воді прокладають кабелі, броньовані сталевими стрічками або дротом, які надають кабелю особливу стійкість. У містах кабелі прокладають в спеціально спорудженій каналізації, яка складається з трубопроводів і оглядових колодязів. Можливості та області використання кабелів визначаються шириною смуги пропускання, тобто робочим діапазоном частот і ємністю кабелю.

Ємністю кабеля є число пар провідників, які вміщує загальна оболонка. Наприклад, міжміський кабель марки КМБ-8/6 має 15 коаксіальних канальних пар різноманітного діаметру, 8 симетричних пар та 6 окремих жил. По такому кабелю можна організовувати тисячі телефонних розмов одночасно.

Дальність передачі сигналів по кабелях залежить від опору провідників – чим менший опір, тим на більш велику відстань можна передавати сигнали (наприклад, згасання сигналу на частотах 1 – 3 ГГц для стандартного коаксіального кабеля складає $\sim 0,4 - 1$ дБ/м). В реальних кабелях така відстань не перевищує декількох кілометрів. Для збільшення дальності передавання треба періодично посилювати сигнали. Тому будь-яка кабельна магістраль має підсилювальні пункти, розташовані на трасі через визначені інтервали. Завдяки використанню підсилювачів відстань передавання сигналів по кабелях зв'язку досягає тисяч кілометрів. Темпи розвитку електрозв'язку вимагають різкого збільшення загальної довжини кабельних ліній. Ця проблема не може бути вирішена шляхом додаткового будівництва КЛЗ. Для цього потрібна велика кількість дефіцитних металів (мідь, сви-

нець), крім того, будівництво лінійних споруджень завдає відчутну шкоду природі. Шлях вирішення проблеми – створення та використання принципово нових ліній зв'язку, які відрізняються від попередніх великою перепускною здатністю і малим послабленням сигналів. Розробка та введення ВОЛЗ дозволяє вирішити головну проблему електрозв'язку, яка полягає в недостатній перепускній здатності лінії зв'язку. По ВОЛЗ принципово можна організувати передачу до мільйона телефонних сигналів одночасно. Зовні оптичні кабелі мало чим відрізняються від звичайних кабелів зв'язку. Однак замість струмопровідних металевих жил в них застосовуються тонкі (діаметром 125-150 мкм) двошарові скляні волокна – світловоди, які є середовищем для передавання сигналів в оптичному діапазоні частот.

Промінь поширюється по внутрішньому шару волокна за рахунок послідовного і повного відбивання від межі розподілу діелектричних шарів. Конструктивно такий кабель являє собою поліетиленову трубку, усередині якої навкруги міцного пластмасового стержня скручені скловолокна. Такі кабелі можна прокладати у землі, воді, приміщеннях і т.д. Вони нечутливі до електромагнітних завад і тому не вимагають металевих екранів. Суттєвою перевагою ВОЛЗ є відсутність в їх конструкції дефіцитних матеріалів: міді, свинцю, алюмінію і т.д.

За прогнозами спеціалістів очікується, що в XXI сторіччі ВОЛЗ посядуть ведуче положення серед усіх кабельних ліній зв'язку.

Разом з дротовими лініями в електрозв'язку широко використовуються лінії радіозв'язку. Сигнали електрозв'язку, які треба передати, перетворюються радіопередавачем в радіочастотні сигнали, що здатні випромінюватися передавальною антеною у відкритий простір у вигляді радіохвиль. Радіохвилі – це електромагнітні коливання з частотами до 10^{10} Гц, які поширюються у просторі без штучних направляючих середовищ. У подальшому радіохвилі приймаються антеною радіоприймача і перетворюються у приймачі спочатку в сигнали електрозв'язку, а потім у відповідні повідомлення. Довжина радіолінії і можлива кількість сигналів, які передаються по лінії, залежать від багатьох факторів: діапазонів частот, які використовуються, умов поширення радіохвиль, технічних даних радіопередавачів, радіоприймачів, антен та ін. Важливою якістю радіоліній є можливість їх швидкої організації і порівняно невисока вартість. Радіолінії використовуються для зв'язку з будь-якими рухомими об'єктами (кораблями, потягами, літаками, космічними літаючими апаратами), а також для їх зв'язку між собою. Лінія радіозв'язку може складатися з кількох ділянок (інтервалів), у межах якої передавання сигналів здійснюється згідно роз-

глянутої схеми. У цьому випадку сигнали, які передаються з одного пункту, приймаються в іншому, посилюються й передаються далі до третього пункту і т.д. Подібні лінії є радіорелейними лініями (РРЛ). Кожний кінцевий пункт РРЛ має радіопередавач і радіоприймач для одночасного передавання та приймання сигналів. Передавання і приймання виконуються на різних частотах, тому передавальна апаратура не заважає роботі приймальної. На кожній проміжній станції використовуються два радіопередавачі і два радіоприймачі для одночасного приймання та передавання сигналів у двох напрямках. Радіохвилі, які використовуються для радіорелейного зв'язку (частота 2-8 ГГц), поширюються прямолінійно, подібно до променів світла. Тому і станції повинні знаходитися в межах прямої радіовидимості, яка звичайно не перевищує 40-60 км. Ця відстань залежить від висоти підйому антени над землею. Загальна довжина РРЛ може досягати декількох тисяч кілометрів. По таких лініях можна передавати одночасно тисячі телефонних сигналів або кілька програм телевізійного мовлення. Перевагою РРЛ перед кабельними лініями є швидкість спорудження, особливо у важкодоступних районах без населення. Різновидністю РРЛ є тропосферні та супутникові радіолінії. Радіосигнали із земної поверхні передавальною станцією випромінюються у напрямку штучного супутника зв'язку (ШСЗ), де приймаються, посилюються і знову передаються за допомогою радіопередавача у напрямку земної станції приймання.

Радіотехнічне обладнання ШСЗ виконує функцію проміжної станції РРЛ, яка знаходиться на великій висоті.

1.3. Показники ефективності системи електрозв'язку. Основні види систем передачі інформації.

Показники ефективності систем електрозв'язку.

Ефективність функціонування систем електрозв'язку характеризують наступними показниками: бойова готовність системи зв'язку, якість зв'язку, своєчасність зв'язку, достовірність зв'язку, прихованість зв'язку, стійкість системи зв'язку, завадостійкість системи зв'язку, перепускна здатність, живучість, надійність, мобільність, безпека.

Бойова готовність системи зв'язку – це здатність системи зв'язку забезпечувати своєчасний перехід із наданого стану в необхідний для забезпечення управління військами.

Якість зв'язку – здібність зв'язку, яка характеризує здатність, виконувати завдання за своєчасним, достовірним та прихованим зв'язком у процесі управління військами, силами та зброєю.

Достовірність зв'язку – здатність системи зв'язку забезпечувати відтворення повідомлень зі встановленою точністю (для телеграм вірогідність перекручування символу $\sim 10^{-3}$ – 10^{-4} , для цифрової інформації в АСУ $\sim 10^{-6}$ – 10^{-8}).

Своєчасність зв'язку – здатність системи зв'язку забезпечити передавання та надходження повідомлень чи ведення переговорів у заданий час.

Прихованість зв'язку – здатність системи зв'язку протидіяти розкриттю супротивником змісту інформації, яка передається, факту, місця її передачі та належності об'єкта передачі.

Стійкість системи зв'язку – здібність системи зв'язку зберігати свою працездатність при всіх діючих факторах.

Завадостійкість системи зв'язку – здатність системи зв'язку виконувати поставлені завдання в умовах дії усіх видів завад.

Здатність системи протистояти заважаючій дії штучних завад, які створюються супротивником, називається завадозахищеністю системи зв'язку.

Перепускна здатність системи зв'язку – потенційна можливість системи зв'язку щодо передавання потоків повідомлень за одиницю часу.

Для систем телеграфії – 50...200 біт/с, передачі даних – 200...100000 біт/с, мови при цифровому віщанні – 1,2...64 кбіт/с, телебачення – 10...100 Мбіт/с або взагалі для цифрових систем передачі: 50...200 біт/с – низькошвидкісні, 300...10000 біт/с – середньошвидкісні, 10...1000 кбіт/с і вище – високошвидкісні. Ці визначення приведені стосовно одного каналу зв'язку.

Живучість системи зв'язку – здатність системи зв'язку виконувати поставлені завдання в умовах дії усіх засобів ураження, які використовуються супротивником.

Надійність системи зв'язку – здатність системи зв'язку виконувати надані завдання, зберігати в часі значення експлуатаційних показників у визначених режимах та умовах використання, технічного обслуговування, відновлення та ремонту.

Мобільність системи зв'язку – здатність системи зв'язку щодо своєчасного розгортання, нарощування та зміни структури у відповідності до обставин.

Безпека системи зв'язку – здатність системи зв'язку протидіяти усім видам розвідки супротивника та введенню невірної інформації.

Основні види систем передачі інформації.

Системи телефонного зв'язку. Призначені для передавання на відстань звукових (акустичних) повідомлень, які створюються голосовими

зв'язками і приймаються органом слуху (вухом) людини. Тому в якості передавачів використовуються пристрої, які перетворюють звукові коливання, що поширюються у повітряному просторі, в електричні сигнали, які передаються на відстань. Подібні акустoeлектричні перетворювачі є мікрофонами. Приймач в системі телефонного зв'язку виконує зворотні перетворення електричних сигналів у звукові коливання. Подібний електроакустичний перетворювач є телефоном. Окрім мікрофона і телефону, які є головними елементами системи, у кожного абонента є ряд допоміжних пристроїв, що необхідні для підключення ліній зв'язку, виклику та сигналізації (дзвінок, номеронабирач, пристрої, що погоджують, та ін.). Головні та допоміжні пристрої, які використовує абонент, конструктивно складають телефонний апарат. Сукупність пристроїв і середовища поширення, які забезпечують проходження сигналів від одного телефонного апарата до іншого, є система телефонного зв'язку.

Система звукового мовлення. Призначена для одностороннього передавання звукових повідомлень (мов, музики) від джерела до великої кількості слухачів, які розподілені у просторі.

В залежності від технічних засобів відрізняють:

- системи радіомовлення;
- системи дротового мовлення.

В системах радіомовлення радіопередавач перетворює НЧ первинний сигнал на виході мікрофона у ВЧ сигнал, який випромінюється передавальною антеною в навколишній простір у вигляді електромагнітних хвиль. У приймальній антені під дією поля випромінювання з'являється ВЧ струм, характер якого повторює закон зміни ВЧ сигналу. У радіоприймачі з ВЧ сигналу після відповідної обробки виділяється первинний сигнал. Далі НЧ первинний сигнал перетворюється гучномовцем у повідомлення. Гучномовець являє собою магнітну систему та рухоми дрову котушку, яка з'єднується з дифузором – рупороподібним пристроєм, виготовленим із спеціальних типів паперу. НЧ сигнал проходить через котушку, створює магнітне поле, яке взаємодіє з полем постійного магніту. В результаті такої взаємодії котушка переходить в рух, заставляючи дифузор коливатися. Коливання дифузора призводять до коливань повітря, які приймаються вухом як звук. Приймальна антена та радіоприймач разом з гучномовцем об'єднуються в один апарат, який називається радіоприймачем. В системах дротового мовлення сигнали звукового мовлення доходять до слухачів по дротових лініях зв'язку.

Системи факсимільного зв'язку. Призначені для передачі повідомлень, які являють собою нерухомі зображення, що виконані на спеціаль-

них носіях визначеного формату (паперу, плівці та ін.). Різні ділянки поверхні бланків мають різні коефіцієнти відбивання світла і сприймаються очами неоднаково. Поєднання світлих і темних ділянок бланку сприймаються людиною, як зображення. Інформаційним параметром зображень є коефіцієнт відбивання, який визначається як відношення світлового потоку, відбитого від ділянки зображення, до потоку, що падає на цю ділянку. Передавач системи факсимільного зв'язку перетворює нерухоме зображення в електричний сигнал. Головним елементом передавача є фотоелектричний перетворювач – фотоелемент. У фотоелементі використовуються фізичні явища, які відбуваються в деяких матеріалах під дією падаючого на них світлового потоку: внутрішній або зовнішній фотоефект. Внутрішній фотоефект виявляється у зміні електропровідності деяких речовин під дією світлового струменя. Явище зовнішнього фотоефекта полягає у випромінюванні електронів деякими речовинами під дією світлового струменя. Світловий струмінь «вибиває» електрони з поверхні деяких матеріалів. Кількість електронів, які випромінюються, пропорційна інтенсивності світлового струменя.

Перетворення зображень в електричний сигнал (з допомогою фотоелектронів виконується за елементами). Для цього поверхня бланка із зображенням, яка розбита на елементарні ділянки, по чергово освітлюється джерелом світла через спеціальні лінзи. Світловий струмінь, відбитий від ділянки, збирається за допомогою об'єктива і направляється на фотокатод фотоелемента, в колі якого має протікати електричний струм, пропорційний коефіцієнту відбивання зображення.

Перетворення електричного сигналу в зображення у сучасних системах факсимільного зв'язку може здійснюватися:

- за допомогою різних видів записуючих пристроїв (олівці, кульки, трубочки), які здатні залишати слід на папері. При цьому роботою записуючого пристрою керує сигнал, забезпечуючи торкання елемента, який пише, до визначених ділянок бланку;

- за допомогою використання різноманітних фізичних або хімічних процесів, які проходять у спеціальних паперах під дією електричного струму (сигналу);

- за допомогою перетворення електричного сигналу, що одержаний з каналу, в світловий, який потім фіксується на світлочутливому матеріалі.

Системи телевізійного зв'язку. Телевізійний зв'язок призначений для одночасного передавання оптичних і звукових повідомлень. Тому системи телевізійного зв'язку вміщують в собі дві підсистеми. Підсистема пе-

редавання звукових повідомлень не відрізняється від вище розглянутої системи звукового мовлення.

Підсистема передавання оптичних повідомлень забезпечує передавання рухомих зображень і вміщує в собі три головних елементи: передавач, канал зв'язку та приймач. Процес перетворення рухомих зображень в сигнал нічим не відрізняється від процесу перетворення нерухомих зображень, однак його практична реалізація дуже відрізняється.

Ефект руху тут, як і в кіно, досягається завдяки швидкій зміні нерухомих зображень (кадрів). Як відомо, на кіноекрані за кожен секунду показують 24 кадри. Завдяки інерції зору людина не помічає моменту зміни кадрів, і в ній створюється відчуття руху об'єктів зображення. Отже, перетворення рухомих зображень у порівнянні з перетворенням нерухомих зображень має проходити зі значно більшою швидкістю розгортки. Тому для перетворення рухомих зображень в сигнал і навпаки застосовуються не механічні, а електронні пристрої розгортки, головними елементами яких є електронно-променеві трубки.

Системи телеграфного зв'язку. Призначені для двостороннього передавання низькошвидкісних струменів дискретних повідомлень (телеграм). Система складається з двох кінцевих телеграфних апаратів, які з'єднані каналом зв'язку. В системах ТГ зв'язку застосовується кодовий метод перетворення повідомлення в сигнал і навпаки. Сутність кодового методу полягає в тому, що знаки повідомлень під час передавання замінюються кодовими комбінаціями, які складаються з визначених елементів. При цьому кожному знаку повідомлення відповідає своя комбінація. Сукупність всіх комбінацій, які використовуються, складає телеграфний код (код Морзе). При використанні кодів передавання повідомлень зводиться до передавання двох різних елементів кодових комбінацій. Телеграфний сигнал являє собою комбінацію струмових і безструмових імпульсів визначеної довжини, які послідовно передають до каналу зв'язку.

Отже, процес перетворення знаків повідомлень в сигнал починається з кодування, в результаті якого знаки замінюються кодовими комбінаціями. Потім елементи комбінації послідовно перетворюються в елемент сигналу, тобто імпульси струму під час прийняття виконують операції, які зворотні кодуванню і друкуванню знака на папері.

Усі вищезгадані операції виконуються спеціальними пристроями кінцевих телеграфних апаратів.

Системи передачі даних (СПД). СПД принципово не відрізняються від систем телеграфного зв'язку. В них використовується кодовий метод

перетворення повідомлення в сигнал і навпаки. Однак СПД забезпечують більш високу швидкість і якість передавання повідомлень

Задана достовірність передавання під час будь-якої практично необхідної швидкості передачі досягається завдяки використанню в СПД додаткових пристроїв підвищення якості передавання повідомлень, які конструктивно з'єднуються з передавачами та приймачами систем передачі даних і створюють приймально-передавальні пристрої, які називають апаратурою передачі даних (АПД).

Пристрої підвищення якості передавання АПД дозволяють знайти або навіть виправити помилки у повідомленнях, які з'являються в процесі передавання.

Спеціальні системи електрозв'язку. Системи телеметрії призначені для вимірювання параметрів, які характеризують різноманітні процеси, що відбуваються на далеких об'єктах або в недосяжних місцях, передаванні повідомлень стосовно результатів вимірювання, приймання, накопичування, обробки та видавання даних для використання.

Системи телесигналізації і телеуправління призначені для передавання – приймання окремих повідомлень на далекі або недосяжні об'єкти з центра управління. Як правило, ці системи об'єднуються в комплекси, які отримали назву автоматизованих систем управління (АСУ).

Системи радіолокації призначені для виявлення рухомих і нерухомих об'єктів за відсутністю видимості або за великою віддаленістю, для спостереження, вимірювання та дослідження параметрів руху чи процесів, які відбуваються на об'єктах.

Системи радіонавігації призначені для визначення параметрів руху об'єктів.

Список рекомендованої літератури

1. Электросвязь. Введение в специальность. Учебное пособие для вузов. / В.Г.Дурнев и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240с.
2. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.

Розділ 2. КАНАЛИ ЗВ'ЯЗКУ З АНАЛОГОВИМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦІЇ.

2.1. Канали зв'язку з лінійною модуляцією сигналів.

2.1.1. Канали зв'язку з амплітудною модуляцією сигналів(АМ).

У загальному випадку будь-який сигнал можна уявити як деяку функцію декількох або багатьох параметрів, наприклад $S = f(t, a_1, a_2 \dots a_m)$.

При електрозв'язку і радіозв'язку використовують звичайно гармонічні сигнали і тому запис для сигналу частіше виглядає так

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.1)$$

де A – амплітуда сигналу (це може бути напруга, струм, або щось інше); $(\omega t + \varphi)$ – загальна фаза сигналу; ω – частота сигналу; φ – початкова фаза сигналу; t – час.

Кожен з параметрів, які описують сигнал, за виключенням часу, може змінюватися у часі за яким-небудь законом або правилом $s(t)$, яке може співпадати з повідомленням, що треба передати.

Повідомлення $s(t)$, яке модулює, будемо розглядати як нормований сигнал: $|s_{\max}| = 1$. При цьому аналітичний запис сигналу p з амплітудною модуляцією має вигляд

$$S_{AM}(t) = A_0 [1 + Ms(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.2)$$

де M – коефіцієнт амплітудної модуляції (звичайно $0 < M \leq 1$); A_0 , ω_0 – амплітуда і частота несучої (звичайно A_0 – максимальне значення); φ_0 – початкова фаза несучої частоти.

Коефіцієнт амплітудної модуляції можна визначити так

$$M = [S_{AM}(t)_{\max} - S_{AM}(t)_{\min}] / [S_{AM}(t)_{\max} + S_{AM}(t)_{\min}]. \quad (2.3)$$

Для однотонольної амплітудної модуляції, коли $s(t) = \cos(\Omega t + \Phi_0)$, можна записати

$$S_{AM}(t) = A_0 [1 + M \cos(\Omega t + \Phi_0)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0 M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0] + \frac{A_0 M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi_0] \quad (2.4)$$

У співвідношенні (2.4) перший доданок відповідає сигналу несучої, другий – верхньої бічної, третій – нижньої бічної частотам.

Для середньої потужності сигналу з амплітудною модуляцією можна записати

$$\langle P_{AM} \rangle = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \langle P_{нес} \rangle + [\langle P_{ВБ} \rangle + \langle P_{НБ} \rangle] = \frac{A_0^2}{2} + \frac{A_0^2 M^2}{4}. \quad (2.5)$$

З (2.5) можна одержати наступне

$$\frac{[\langle P_{BB} \rangle + \langle P_{HB} \rangle]}{\langle P_{нес} \rangle} = M^2 / 2. \quad (2.6)$$

Енергетична ефективність сигналу з амплітудною модуляцією може характеризуватись коефіцієнтом енергетичної ефективності

$$\gamma_{AM}^2 = \frac{2P_B}{P_{AM}} = \frac{M^2 P_s}{1 + M^2 P_s} = \frac{M^2}{(M^2 + \Pi_s^2)}, \quad (2.7)$$

де P_s – середня потужність сигналу, що модулює; $\Pi_s^2 = P_{нікс} / P_s$ – пік-фактор сигналу, що модулює.

Для типових значень $M = 1$, $\Pi_s^2 = 9$ коефіцієнт енергетичної ефективності дорівнює 0,1. Низька енергетична ефективність АМ-сигналу є наслідком наявності «несучої» у спектрі сигналу, потужність якої не використовується для передавання корисної інформації.

Найбільш ефективною різновидністю АМ-сигналу є балансно-модульоване коливання, в спектрі якого відсутнє коливання з частотою несучої. На рисунку 2.1 приведена схема за допомогою якої можна одержати сигнал без несучої частоти.

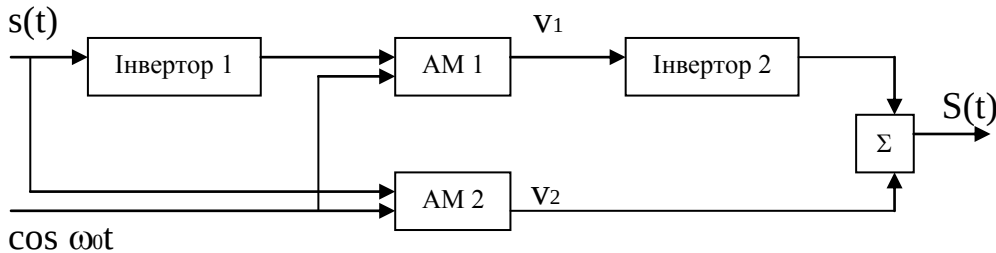


Рис.2.1

Сигнали у цій схемі будуть мати вигляд

$$\begin{aligned} v_1(t) &= A_0 [1 - Ms(t)] \cos \omega_0 t, \\ v_2(t) &= A_0 [1 + Ms(t)] \cos \omega_0 t, \\ S(t) &= v_1(t) - v_2(t) = 2A_0 M \cos \omega_0 t. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Вираз (2.8) описує балансно-модульоване коливання з відсутньою несучою.

На практиці однотональні АМ-сигнали використовуються дуже рідко. Частіше сигнал, який модулює, має складний вигляд, наприклад

$$s(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i). \quad (2.9)$$

При цьому частоти Ω_i складають упорядковану зростаючу послідовність, амплітуди α_i і початкові фази Φ_i можуть приймати будь-яке значення (звичайно, у розумних межах).

Тоді, з урахуванням (2.2) і (2.9) одержимо

$$S_{AM}(t) = A_0 \left[1 + \sum_{i=1}^N M \alpha_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.10)$$

Введемо сукупність парціальних коефіцієнтів модуляції $M_i = M \alpha_i$ і тоді запишемо аналітичний вираз для АМ-сигналу, який узагальнює (2.4)

$$S_{AM}(t) = A_0 \left[1 + \sum_{i=1}^N M_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{i=1}^N \frac{A_0 M_i}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_i)t + \varphi_0 + \Phi_i] + \sum_{i=1}^N \frac{A_0 M_i}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_i)t + \varphi_0 - \Phi_i] \quad (2.11)$$

Незважаючи на низьку енергетичну ефективність АМ широко застосовується в авіаційних УКХ каналах радіозв'язку. Формування АМ-сигналів здійснюється, як правило, у вихідних каскадах передавачів одним із відомих методів модуляції (анодної, сіткової, анодно-сіткової і т.д.).

Для підтримання коефіцієнта амплітудної модуляції в межах 80..100% використовується система його автоматичного регулювання.

Частковий тракт приймання АМ сигналів вміщує в собі смуговий фільтр зосередженої вибірконості (ФЗВ), підсилювач проміжної частоти, амплітудний детектор і підсилювач звукової частоти. Виявляється, що наведена структура близька до оптимальної тільки у разі наявності великого відношення сигнал/шум.

2.1.2. Канали зв'язку з однобічним передаванням повідомлень (ОБП).

ОБП широко використовується у навантажених ділянках частотного діапазону. Вони відрізняються високою енергетичною ефективністю та завадостійкістю. Коефіцієнт енергетичної ефективності для однобічного сигналу дорівнює одиниці.

Аналітичний вираз для однобічного сигналу нагадує вираз для звичайного АМ-сигналу. Наприклад, однотональний ОБП-сигнал з придушеною нижньою бічною частотою буде виглядати так

$$S_{ОБП}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0 M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0] \quad (2.12)$$

Після тригонометричних перетворень одержимо

$$S_{ОБП}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0 M}{2} \cos(\Omega t + \Phi_0) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \frac{A_0 M}{2} \sin(\Omega t + \Phi_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = A_0 \left[1 + \frac{M}{2} \cos(\Omega t + \Phi_0) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \frac{A_0 M}{2} \sin(\Omega t + \Phi_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.13)$$

Дві останні складові в (2.13) являють собою добуток двох функцій, одна з яких змінюється у часі повільно, а інша – швидко. Оскільки швидкі множники є у часовій квадратурі, можна визначити повільну обвідну ОБП-сигналу:

$$\begin{aligned} S(t) &= A_0 \sqrt{\left[1 + \frac{M}{2} \cos(\Omega t + \Phi_0)\right]^2 + \frac{M^2}{4} \sin^2(\Omega t + \Phi_0)} = \\ &= A_0 \sqrt{1 + M \cos(\Omega t + \Phi_0) + \frac{M^2}{4}}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Графік обвідної ОБП-сигналу при $M = 1$ (2.14) приведений на рис.2.2. На ньому також приведена обвідна звичайного однотонового АМ-сигналу, теж з $M = 1$.

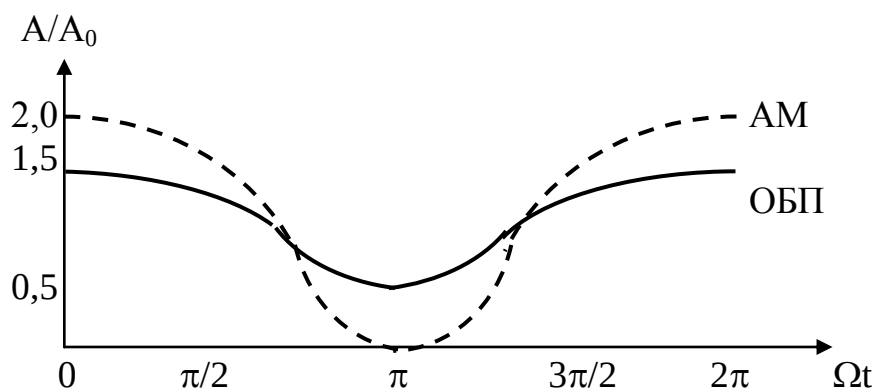


Рис.2.2

Порівняння кривих показує, що демодуляція ОБП-сигналу по його обвідній буде пов'язана з значними викривленнями.

Подальшим удосконаленням систем з ОБП є часткове або повне придушення несучого коливання. При цьому потужність передавача використовується більш ефективно.

Сформувані ОБП можна за допомогою метода фільтрації (рис.2.3) або фазового метода (рис.2.4).

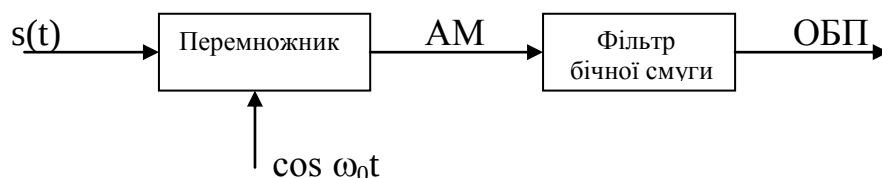


Рис.2.3

У якості перемножника в схемі наведеній на рис.2.3 може бути використаний як звичайний амплітудний модулятор, так і балансний амплітудний модулятор.

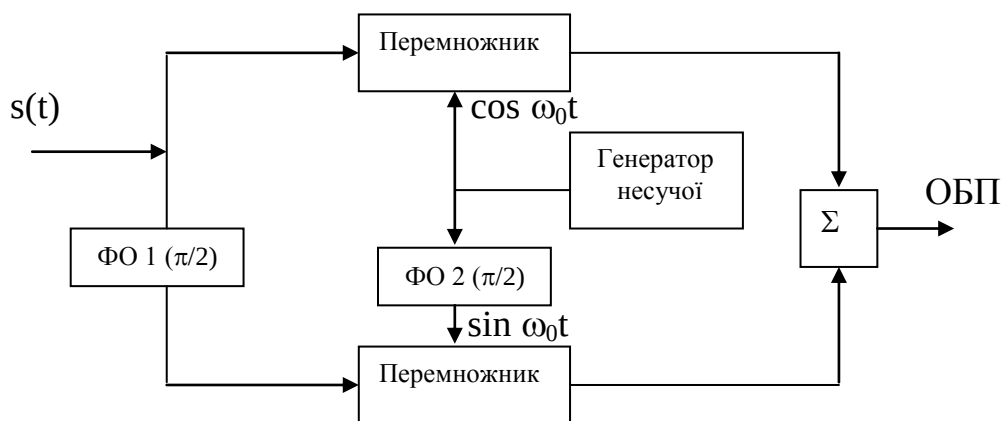


Рис.2.4

У схемі, яка наведена на рис.2.4, при складанні буде одержано нижню бічну складову, при відніманні – верхню.

Оскільки практична реалізація фазообертувачів досить складна (особливо широкосмугових), більш велике поширення отримав фільтровий метод формування, який заснований на відокремленні за допомогою фільтра однієї з бокових смуг балансно-модульованого сигналу (рис.2.3).

Формування однобічних сигналів деяких видів передбачає можливість передавання пілот-сигналу (ПС). ПС необхідний для неспотвореного приймання у випадку коли частоти передавача і приймача не збігаються (асинхронізм радіолінії). Асинхронізм виникає за рахунок нестабільності робочих частот передавача і приймача, а під час зв'язку з літальними апаратами – за рахунок доплерівського відхилення частоти.

Тракт приймання однобічного сигналу вміщує в собі: смуговий фільтр зосередженої вибіркості, підсилювач, змішувач (перетворювач частоти), схему поновлення несучої (рис.2.5).

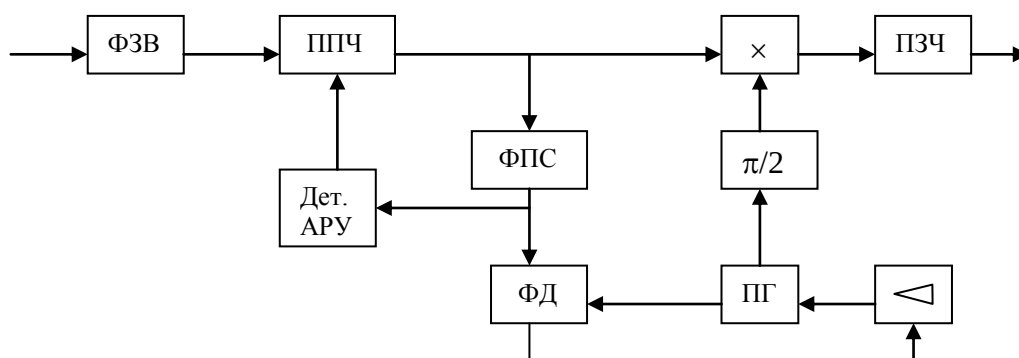


Рис.2.5

Демодуляція зводиться до нелінійного частотного переносу спектра вниз на нове значення частоти $f_0 \rightarrow 0$. Схема поновлення несучої уявляє собою керований генератор і систему ФАПЧ генератора за пілот-сигналом, який виділений із спектра однобічного сигналу за допомогою фільтра пілот-сигналу (ФПС). Структура демодулятора, що приведена на мал.2.5, є близькою до структури приймача оптимальної фільтрації і дозволяє одержати високу завадостійкість приймання.

2.1.3. Компресія мовних сигналів.

Теоретичні та експериментальні дослідження показують, що з точки зору передавання інформації мова є надлишковою, тобто не вся інформація, яка знаходиться в сигналі, є корисною для вирішення завдань зв'язку. Повна кількість відомостей, які знаходяться в мовному сигналі, визначається його тривалістю, частотним та динамічним діапазоном, отже часовий, частотний та динамічний діапазони мови можна зменшити (що дуже важливо для ефективного використання каналів радіозв'язку), якщо виправити надмірність у мовному сигналі.

В системах радіозв'язку надмірність у первинному мовному сигналі виправляється (під час передавання) і відновлюється (під час прийому) спеціальними методами *компресії* і *експандування* (в загальному випадку – *компандування*). Ці методи можна поділити на дві групи: безпосереднє та параметричне компандування.

Безпосереднє компандування мовних сигналів.

А. Амплітудна компресія найчастіше використовується в даний час і полягає у стискуванні динамічного діапазону мовлення. Амплітудні компресори поділяються на інерційні та безінерційні. До амплітудних компресорів відносяться також амплітудні обмежувачі.

Прикладом інерційного амплітудного компресора є система автоматичного регулювання рівня мовного сигналу (АРРМС), яка забезпечує постійність рівня мовного сигналу на вході модулятора передавача сучасних УКХ радіостанцій типу Р-845М.

Амплітудні обмежувачі є компресорами миттєвої дії і можуть забезпечувати «м'яке» або «жорстке» обмежування.

Установлено, що висока розбірливість мовлення зберігається навіть у випадку граничного обмеження, яке звуть *кліпуванням*. Кліпована промова має вигляд прямокутних імпульсів різної довжини. Розбірливість зберігається ще краще, якщо промову попередньо диференціюють, а потім здійснюють обмеження похідної процесу. Застосування кліпування у

випадку заданої пікової потужності передавача і дії флуктуаційних завад дозволяє отримати 5-10-кратний вииграш за потужністю у порівнянні зі звичайними системами. Воно знаходить застосування у системах авіаційного радіозв'язку, які працюють в умовах інтенсивних завад.

Б. Частотна компресія. Спектр мовлення займає смугу частот приблизно від 100 до 9000 Гц. Найпростіший і найбільш поширений метод частотної компресії полягає в обмеженні спектра мовних сигналів, які передаються по лініях зв'язку. Для передавання вибирається найважливіша для забезпечення потрібної якості зв'язку ділянка спектра.

Високочастотні складові мовлення вище 3...5 кГц незначно впливають на її розбірливість, тому з метою звуження спектра телефонного сигналу і пониження, завдяки цьому, рівня завад ці складові відрізаються. У випадку відрізування високоінтенсивних низькочастотних складових (нижче 300 Гц) розбірливість мовлення також знижується, але незначно. За цією причиною в авіаційному радіозв'язку прийняли стандартну смугу частот 0,3...3,4 кГц, яка відведена для передавання телефонних повідомлень.

Стискування спектра сигналу у випадку безпосереднього метода частотної компресії має невелике, дуже далеке від гранично можливого стискування.

За формулою Шеннона перепускна здатність каналу зв'язку з шириною спектра сигналу ΔF дорівнює

$$C = \Delta F \log_2(1 + P_c/P_z), \quad (2.15)$$

де P_c/P_z – відношення потужності сигналу до потужності завади.

Для швидкості розмови 10 фонем/с (фонема – це найменша звукова одиниця мови, яка існує в цілому ряді звуків) і ентропії 2 біта/фонему, продуктивність джерела дорівнює: $V_d = 20$ біт/с.

Згідно другій теоремі Шеннона $V_d < C$ для достовірного передавання інформації по каналу з відношенням сигнал-шум $P_c/P_{\text{ш}}=15$ потрібна смуга частот ΔF , яка задовольняє нерівності

$$V_d \leq C \Rightarrow 20 \leq \Delta F \log_2(1+15) \Rightarrow \Delta F \geq 20/4 = 5 \text{ Гц}$$

Такою є межа можливого стислого спектра промови. Вона може бути отримана лише у випадку ідеального кодування.

Параметричне компандування мовних сигналів.

Значні можливості за скороченням надмірності мовлення виникають у випадку використання параметричних методів компандування, що базуються на заміні мовлення деякими параметрами, які повільно змінюються і тому займають при передаванні більш вузькі смуги частот. Потенційну можливість таких методів підтверджують такі дані.

Для високоякісного передавання мовного сигналу без обробки, необхідна швидкість не менше 100 кбіт/с. З іншого боку, аналіз праці центра мовлення мозку людини показує, що на ділянці від центральної нервової системи до мовного апарату швидкість передачі сигналів управління не перевищує 100 біт/с.

На початку 30-х років перші роботи проф. Л.Л. М'ясникова показали можливість перетворення мовного сигналу з метою наближення до телеграфного. Наприкінці 30-х років ця ідея була здійснена практично – розроблений пристрій перетворення мовного сигналу з передаванням по каналу зв'язку смуги частот 300 Гц, тобто з компресією промови в 10 разів. Цей пристрій був названий «вокодером» («voice» – голос, «coder» – кодировальник).

Найбільше застосування в авіаційних системах зв'язку знайшли *спектрально-смугові* методи параметричного компандування. Схема смугового вокодера зображена на рис.2.6. Спектр мовного сигналу на передавальній стороні в аналізаторі розподіляється вузькосмуговими смуговими фільтрами (СФ) на частотні смуги (спектральні канали), в кожному з яких шляхом детектування і згладжування фільтрами нижніх частот визначається середня інтенсивність сигналу. Величини середніх інтенсивностей являють собою часові обвідні спектральних смуг промови. Ці величини кодуються і передаються у груповому сигналі, як правило, в цифровій формі. Окрім цього, в аналізаторі визначається висота головного тону F_0 і характер спектра сигналу збудження (тональний чи шумовий) за допомогою розрізнявача тон/шум (РТШ). Ці сигнали також передаються по каналу зв'язку.

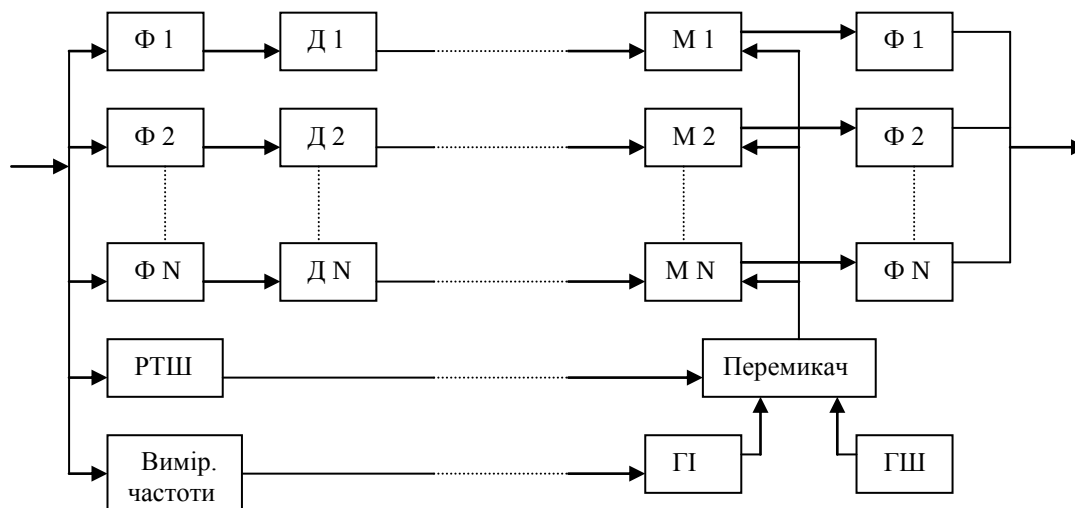


Рис.2.6

На приймальному боці в синтезаторі сигнал, який характеризує частоту, керує частотою генератора імпульсів (ГІ), а перемикання смугових фільтрів на вихід ГІ або генератора шуму (ГШ) здійснюється за допомогою декодованого сигналу тон/шум. Широкосмуговий сигнал збудження, який створюється одним з генераторів, поділяється на частотні смуги гребенем смугових фільтрів. З їх виходів частотні складові сигналу збудження подаються на модулятори (М), в яких за допомогою часових обвідних спектральних каналів проводиться керування амплітудою напруги збудження. Для викидання вищих гармонік, які виникають у випадку модуляції, на виході модуляторів вводять ще один гребінь смугових фільтрів.

Отриманий на виході синтезований сигнал приблизно відбиває початковий природний мовний сигнал. Кількість спектральних каналів n складає 7...20, причому зі збільшенням n підвищується розбірливість промови та її якість.

За статистичними даними, для передавання частотної обвідної кожного спектрального каналу потрібна смуга близько 25 Гц, для передавання головного тону – 50 Гц. Таким чином для передавання сигналів 10-канального вокодера потрібний канал зв'язку зі смугою пропускання $10 \times 25 + 50 \cong 300$ Гц, а з урахуванням реальних частотних характеристик фільтрів – близько 450 Гц.

2.2. Канали зв'язку з нелінійною модуляцією сигналів.

До сигналів з нелінійною модуляцією відносяться сигнали із кутовою модуляцією, які у свою чергу, поділяються на сигнали з фазовою модуляцією і сигнали з частотною модуляцією.

При фазовій модуляції (ФМ) сигнал $s(t)$, що модулює, змінює фазу радіосигналу $\psi(t) = \omega_0 t + ks(t)$. Тоді

$$S_{FM}(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + ks(t)] \quad (2.16)$$

При цьому максимальне відхилення (девіація) фази складає $\Delta\psi = ks_{\max}$.

При частотній модуляції (ЧМ) за законом повідомлення, що модулює, змінюється миттєва частота радіосигналу $\omega(t) = \omega_0 + ks(t)$. Тоді

$$S_{CM}(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + k \int_0^t s(\tau) d\tau \right]. \quad (2.17)$$

При цьому максимальна девіація частоти складає $\Delta\omega = ks_{\max}$.

Зв'язок між фазою і частотою є таким

$$\omega(t) = \frac{d\psi}{dt}, \quad \psi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + const. \quad (2.18)$$

Тобто при фазовій модуляції фазовий зсув між сигналом і коливанням, яке немодульоване, пропорційний $s(t)$, а при частотній модуляції – пропорційний інтегралу від $s(t)$.

Для кутової модуляції однотональним сигналом можна записати наступне

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos(\Omega t + \Phi_0). \quad (2.19)$$

$$\psi(t) = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t + \Phi_0) + \varphi_0. \quad (2.20)$$

$$S_{ЧМ}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad \text{при } \varphi_0 = \Phi_0 = 0, \quad (2.21)$$

де $m = \Delta\omega / \Omega$ – індекс однотональної кутової модуляції або *індекс частотної модуляції*; $\Delta\omega$ – девіація частоти сигналу.

При $m \ll 1$ вираз (2.21) можна записати

$$S(t) = A_0 \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - A_0 \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t.$$

$$\cos(m \sin \Omega t) \approx 1; \quad \sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t;$$

$$S(t) \approx A_0 \cos \omega_0 t + \frac{mA_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{mA_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (2.22)$$

Формула (2.22) показує, що при $m \ll 1$ ЧМ-сигнал дуже схожий на сигнал з амплітудною модуляцією (див. (2.4)).

При розкладенні в ряд (до двох членів) одержимо наступне:

$$\begin{aligned} S(t) &\approx A_0 \left(1 - \frac{1}{2} m^2 \sin^2 \Omega t \right) \cos \omega_0 t - A_0 \left(m \sin \Omega t - \frac{1}{6} m^3 \sin^3 \Omega t \right) \sin \omega_0 t. \\ S(t) &\approx A_0 \left(1 - \frac{m^2}{4} \right) \cos \omega_0 t + A_0 m \left(1 + \frac{m^2}{8} \right) \times \\ &\times [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + A_0 \left(\frac{m^2}{8} \right) \times \\ &\times [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ &+ A_0 \left(\frac{m^3}{48} \right) \times [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t]. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Формула (2.23) свідчить, що у спектрі сигналу з однотональною кутовою модуляцією містяться також коливання, які відповідають гармонікам частоти модуляції. Тому реально спектр ЧМ-сигналу складніший ніж спектр АМ-сигналу. Поява додаткових спектральних складових веде до перерозподілу енергії за спектром. З (2.23) можна бачити, що із зростанням m амплітуда бічних складових зростає, а амплітуда несучого коливання зменшується пропорційно множнику $(1 - m^2/4)$.

Для будь-якого значення індексу модуляції m маємо наступну математичну модель ЧМ- або ФМ-сигналу:

$$S(t) = A_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t. \quad (2.24)$$

де $J_k(m)$ – функція Бесселя першого роду k -го порядку від аргумента m .

Тобто спектр такого сигналу в загальному випадку містить нескінченне число складових, частоти яких $(\omega_0 \pm k\Omega)$, а амплітуди пропорційні значенням $J_k(m)$. Оскільки $J_{-k}(m) = (-1)^k J_k(m)$, тоді початкові фази бічних коливальних з частотами $\omega_0 + k\Omega$ і $\omega_0 - k\Omega$ співпадають, коли k – парне число і відрізняються на 180° , коли k – непарне.

При зростанні індекса частотної модуляції розширюється смуга частот, яку займає сигнал. Звичайно, складові з номерами $k > m + 1$ не враховують тому, що їх амплітуди дуже малі і їх вклад у загальну енергію сигналу теж дуже малий. Тоді для ширини спектра сигналу з кутової (ЧМ) модуляцією сигналу можна записати

$$B_{\text{практ}} = 2(m+1)\Omega. \quad (2.25)$$

Оскільки реальні ЧМ- або ФМ-сигнали мають $m \gg 1$, тоді

$$B_{\text{практ}} \approx 2m\Omega = 2\Delta\omega. \quad (2.26)$$

Таким чином, сигнал з кутовою модуляцією займає смугу частот, яка приблизно дорівнює подвоєній девіації частоти (при інженерних розрахунках звичайно приймають $\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2,6\Delta f_m$).

Коли сигнал, який модулює, містить два або більше гармонічних коливань, тоді у спектрі ЧМ- або ФМ-сигналів будуть присутні додаткові складові, які відповідають комбінаційним варіаціям цих коливань та їх гармонік. Тобто, при кутовій модуляції сигналом, який не є гармонічним, у спектрі поряд з гармоніками з'являються також комбінаційні складові, що потім можуть скласти велику проблему при прийомі і обробці таких сигналів.

Надалі будемо розглядати тільки ЧМ сигнали, що знайшли найбільше застосування в системах радіозв'язку завдяки їхній простоті формування і прийому.

Велика частина потужності ЧМ-сигналу утримується в інформаційних бічних складових, тому коефіцієнт енергетичної ефективності близький до одиниці.

Переважає застосування знайшли прямі методи формування ЧМ-сигналів, які базуються на зміні параметрів коливальної системи автогенератора за законом сигналу, що модулює, і призводить до зміни частоти генератора.

У якості керуючого елемента частіше усього застосовують варикап, ємність якого змінюється в залежності від прикладеної до нього напруги.

При прямому методі формування ЧМ-сигналів важко забезпечити високу стабільність частоти радіосигналу через безпосередній вплив на коливальну систему генератора.

Від цієї хибі вільний непрямий метод формування ЧМ-сигналу, заснований на попередньому інтегруванні повідомлення відповідно до виразу

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \omega_0 t + \Delta\omega_m \int_0^t s(\tau) d\tau = \omega_0 t + \Delta\omega_m y(t),$$

і застосуванні керованого фазозмінювача (ФЗ), що зрушує фазу несучої на кут $y(t)$, швидкість зміни якого пропорційна сигналу $s(t)$, що модулює (рис.2.7).

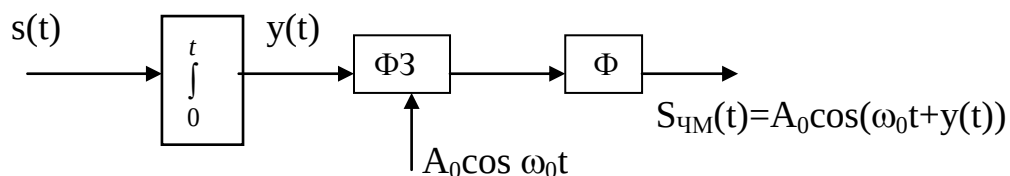


Рис.2.7

Частотний тракт прийому ЧМ сигналу (рис.2.8) включає смуговий фільтр зосередженої вибірконості (ФЗВ), підсилювач проміжної частоти (ППЧ), амплітудний обмежувач (АО), частотний детектор (ЧД), підсилювач звукових частот (ПЗЧ).

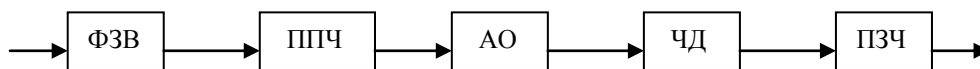


Рис.2.8

Амплітудний обмежувач усуває зміни рівня сигналу, викликані дією перешкод, завдяки чому підвищується завадостійкість прийому. Деяке підвищення завадостійкості дозволяє домогтися застосування фільтра з регульованою середньою частотою і меншою смугою пропускання. Для підстроювання вузьколінійного фільтра використовується напруга, пропорційна миттєвій частоті прийнятого сигналу (рис.2.9).

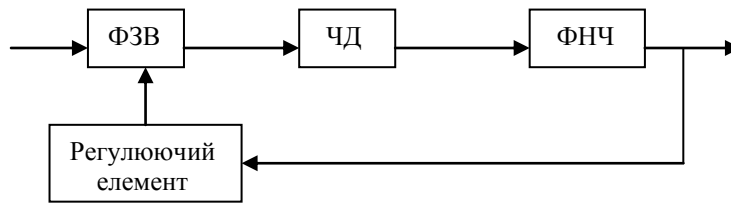


Рис.2.9

2.3. Завадостійкість каналів зв'язку з аналоговою модуляцією сигналів.

Амплітудні і частотні детектори (демодулятори) є нелінійними пристроями, у яких відбувається взаємодія корисного сигналу і завади. Наприклад великий сигнал може придушувати в детекторі слабку заваду. Можлива також інша ситуація – велика завада може практично повністю придушити слабкий сигнал (межовий ефект). Ці явища у значній мірі впливають на відношення сигнал/шум.

Аналіз завадостійкості проведемо в пропозиції великого відношення сигнал/шум. У цьому випадку достатньо близькими до оптимальних, є такі структури трактів прийому при АМ, ЧМ, ОБП, які наведені на рис.2.10.

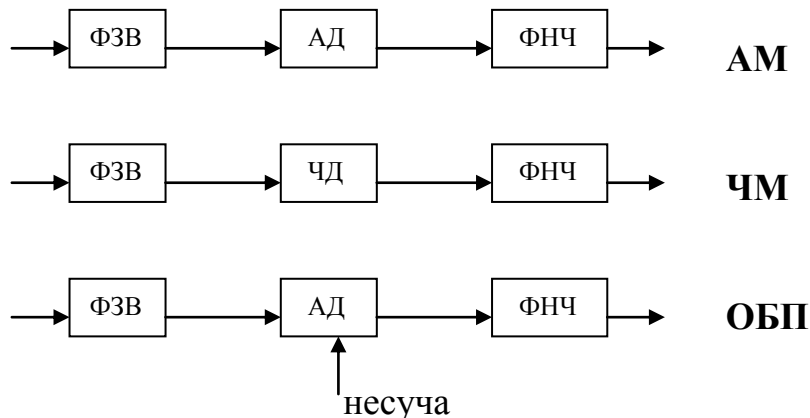


Рис.2.10

Завадостійкість прийому аналогових повідомлень прийнято оцінювати узагальненим виразом

$$q = \frac{(P_c/P_{ш})_{вих} F_s}{(P_c/P_{ш})_{вх} \Delta f_c}. \quad (2.27)$$

Перший співмножник показує у скільки разів відношення сигнал/шум на виході приймача більше, ніж на вході. Величина, обернена до другого співмножника, визначає ступінь розширення спектра сигналу за рахунок модуляції. Чим більше q , тим за інших рівних умов менший рівень

шумів на вході і менша смуга частот радіосигналу. Останнє важливо з погляду електромагнітної сумісності.

Виграш у завадостійкості, для різних видів модуляції, може бути визначений за допомогою наступних формул, які одержані при умові, що на вході і виході схем прийому діють тільки теплові (білі) шуми і їх величини пропорційні смугам частот, що займають відповідні сигнали:

$$q_{AM} = \frac{M^2}{M^2 + \Pi_s^2}; \quad q_{ЧМ} = \frac{3m_{ЧМ}^2}{\Pi_s^2}; \quad q_{ОБП} = 1. \quad (2.28)$$

Логарифмуючи вираз (2.27), одержуємо наступне співвідношення:

$$10 \lg \left[\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вух} \frac{F_s}{\Delta f_c} \right] = 10 \lg q + 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх}. \quad (2.29)$$

Графічно виражена залежність (2.29) називається кривою завадостійкості даного виду модуляції (рис.2.11).

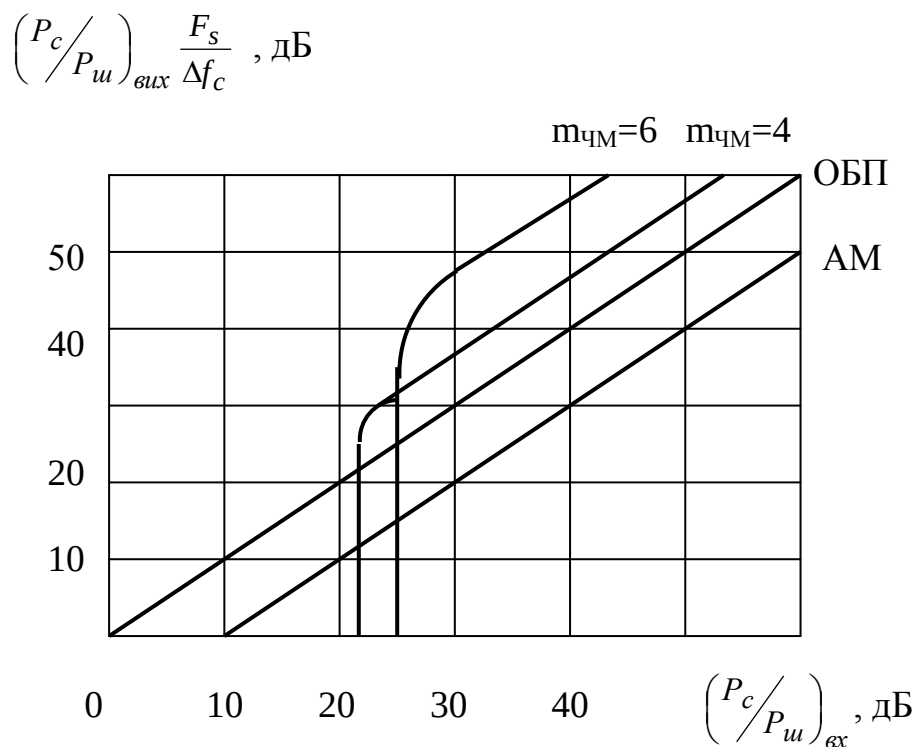


Рис.2.11.

Вирази (2.28), що описують поведінку цих кривих, отримані для великих відношень сигнал/шум. При малих відношеннях сигнал/шум завадостійкість прийому ЧМ-сигналів різко погіршується. Відбувається так званий граничний ефект. Може так трапитись, що система з ЧМ-сигналами при малому відношенні сигнал/шум на вході буде функціонувати гірше за

аналогічною системою з АМ-сигналами. Із збільшенням дальності до кореспондента граничний ефект при ЧМ настає тим пізніше, чим менший індекс частотної модуляції. Тобто, можна стверджувати, що рівень шумової складової сигналу на виході демодулятора падає як із зменшенням відносної амплітуди завади, так зі зростанням індексу модуляції повідомлення, яке передається.

2.4. Порівняльна характеристика та області застосування різних видів модуляції.

При виборі того чи іншого виду модуляції звичайно враховують такі основні фактори: завадостійкість, діапазон робочих частот, ширину спектра радіосигналу, стабільність частоти каналу зв'язку, стійкість по відношенню до замирань, простоту конструкції і експлуатації засобів зв'язку.

Істотний вплив на вибір певного виду модуляції для заданого діапазону хвиль робить ширина спектра частот радіосигналу. Велика завантаженість КХ діапазону робить нераціональним використання в радіостанціях цього діапазону частотної модуляції, хоча вона і має високу завадостійкість. У КХ діапазоні ефективніші амплітудна модуляція й однобічна передача сигналів.

У діапазоні УКХ знаходять застосування як ЧМ, так і ОБП, а амплітудна модуляція використовується дуже обмежено. При такому способі має сенс порівнювати ОБП і АМ, а також ОБП і ЧМ.

При переході від АМ до ОБП забезпечується значний енергетичний виграш в умовах флуктуаційних перешкод:

$$q_{\text{ОБП}}/q_{\text{АМ}} = (M^2 + P_s^2)/M^2.$$

Цей виграш пояснюється більш ефективним використанням потужності передавача (вся енергія радіосигналу зосереджена в спектрі, що несе інформацію) і звуженням смуги пропускання високочастотного тракту приймача удвічі (зменшується потужність перешкод у каналі радіозв'язку). ОБП кращий у порівнянні з АМ також у каналах радіозв'язку, в яких є замирання, і при впливі імпульсних перешкод.

Таким чином, по завадостійкості і, отже, за енергетичними показниками однобічна передача сигналів має явні переваги перед амплітудною модуляцією. При ОБП є можливість ефективно ущільнювати телефонні канали сигналами багатоканального телеграфування. Тому ОБП є головним видом роботи в КХ радіозв'язку.

Зауважимо, що незважаючи на низьку ефективність АМ, для зв'язку з радіостанціями старого парку, у сучасних радіостанціях збережений цей вид роботи.

При порівнянні ОБП і ЧМ насамперед відзначимо, що ширина спектра частот при ЧМ значно перевищує ширину спектра однобічного сигналу. Чим більше індекс частотної модуляції, тим більше це перевищення.

Тенденція щодо збільшення завантаження УКХ діапазону і граничний ефект при малих відношеннях сигнал/шум змушують зменшувати індекс частотної модуляції в передавачах пов'язаних радіостанцій. Проте, це призводить до погіршення завадостійкості. Дійсно, енергетичний виграш ЧМ стосовно ОБП із зменшенням $m_{\text{ЧМ}}$ зменшується:

$$q_{\text{ЧМ}} / q_{\text{ОБП}} = 3m_{\text{ЧМ}}^2 / \Pi_s^2.$$

З огляду на простоту технічної реалізації пристроїв формування та прийому ЧМ-сигналів і не критичність ЧМ до асинхронізму радіолінії, даний вид роботи в даний час розглядається як головний у передавачах малопотужних радіостанцій. У потужних УКХ передавачах поряд із частотною модуляцією в якості головного виду роботи доцільно використовувати однобічну передачу сигналів.

Список рекомендованої літератури

1. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. -М.: ВВИА, 1986.-442с.
2. Величкин А.И., Азаров О.С., Саютин О.В. Средства связи и системы передачи данных ВВС. Под ред. А.И.Величкина.- М.: ВВИА, 1985. - 324с.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк., 1988. – 448с.

Розділ 3. ЦИФРОВІ КАНАЛИ ЗВ'ЯЗКУ.

Цифрові канали зв'язку – це канали, на вході і виході яких діють цифрові сигнали, усі параметри яких дискретні. Ці канали використовуються для телеграфного зв'язку, передачі даних, сигнально-кодового зв'язку та інше. Тому вивчення та удосконалення цифрових каналів зв'язку є актуальним завданням.

На вхід цифрового каналу зв'язку поступають дискретно-значні випадкові величини x , які є елементами повідомлення, який показано у цифровому вигляді. Кожен елемент може бути у єдиному дозволеному стані з деякої численності. Коли кількість дозволених становищ дорівнює двом (що частіше зустрічається в практиці), цей елемент звать бітом. Цифровий канал у цьому випадку звать двійковим.

Цифрові повідомлення x передаються по каналу зв'язку за однакові інтервали часу T . Вводиться поняття “швидкість передавання” - $B = 1 / T$. Вона вимірюється у загальному випадку в Бодах. Стосовно двійкового сигналу швидкість передавання вимірюється в одиницях “біт/с”. Отже у цьому випадку $1 \text{ біт/с} = 1 \text{ Бод}$.

На вході цифрового каналу зв'язку за законом дискретно-значної послідовності x здійснюється маніпуляція несучих гармонічних коливань, що веде до створення сигналів $s(t, x)$. У несучих гармонічних коливань є три параметри, які можуть підлягати маніпуляції за законом цифрового елемента: амплітуда, частота та фаза. Параметр який змінюється за законом повідомлення є представниковим. Згідно вибору представникового параметра відрізняють три види маніпуляції: амплітудну, частотну та фазову. Цифрові канали зв'язку з різними видами маніпуляції мають різні властивості.

3.1. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку

Окрім представникового параметра, що змінюється за законом повідомлення, сигнал залежить також і від інших параметрів, які звать супутними. Серед них особливе місце займає фаза гармонічних коливань. Коли фаза гармонічних коливань на прийомному боці каналу точно відома і це знання використовується при прийомі сигналів, то канал має назву – *когерентний*. Коли в каналі зв'язку при прийомі використовується приблизна оцінка фази, то канал – *квазікогерентний*. Коли при прийомі відомості щодо фази не використовуються і вона приймається рівноімовірно у межах $(0 - 2\pi)$, то канал має назву – *некогерентний*.

У цифровому каналі зв'язку до сигналів також додаються завади. В результаті дії завад на виході каналу може бути одержаний елемент повідомлення x^* , який відрізняється від переданого, тобто завади ведуть до помилок у передаванні повідомлень. Тому при розробці вимог щодо системи зв'язку звичайно визначають максимально можливу імовірність помилки, при якій система зберігає працездатність. Здатність системи зв'язку зберігати працездатність в умовах впливу завад є завадостійкість. Вона характеризується залежністю імовірності помилкового прийому елемента від відношення сигнал/шум.

Структурна схема оптимального прийомного пристрою зображена на рис.3.1. Вона містить два кореляційних фільтри для сигналів $s(t, x^{(1)}, \alpha^*)$ та $s(t, x^{(2)}, \alpha^*)$, де $x^{(1)}$, $x^{(2)}$ – відповідні значення інформаційного дискретного параметра; α^* – супутній, у загальному випадковий параметр. (Кореляційний фільтр це такий пристрій, який здійснює усереднення за часом добутку суміші сигналу з шумом на сигнал за правилом

$$u_i^{(n)} = (2/N_0) \int_{t_{i-1}}^{t_i} y(t) s(t, x_i^{(n)}, \alpha^*) dt, \text{ де } N_0 \text{ – спектральна густина білого гаусового шуму; } y(t) = s(t, x_i^{(n)}, \alpha^*) + n(t) \text{ - суміш сигналу з шумом } n(t). \text{ Це є еквівалентним обчисленню кореляційної функції.)}$$

Різниця величин, які є на виході цих фільтрів $Q = u^{(1)} - u^{(2)}$, в порівняльному пристрої (ПП) зрівнюється з порогом h та за результатом зрівняння випрацьовується рішення x^* . Розглянемо деякі особливості отриманої узагальненої схеми прийомного пристрою.

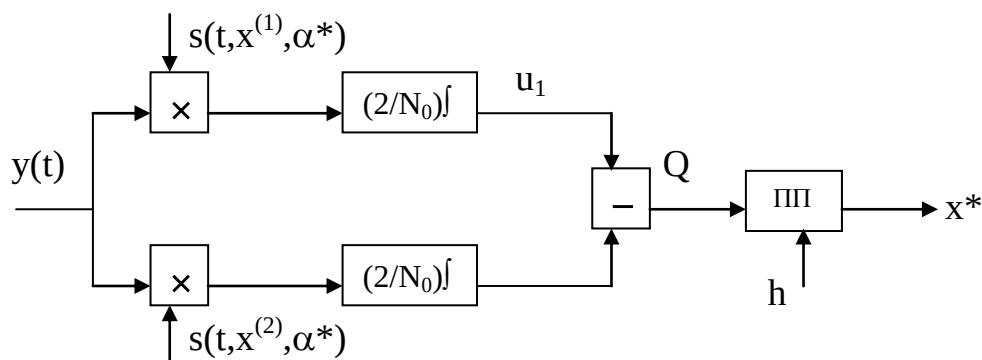


Рис.3.1

Перш за все можна звернути увагу на те, що прийомний пристрій не має лінійних фільтрів, які є у звичайному приймачі. Це пояснюється тим, що у даному випадку фільтрація виконується на фоні білого шуму з рівномірною спектральною щільністю. Для захисту від завад із зосередженою

спектральною густиною (наприклад, станційних завад) на вході такого приймача доцільно провести попередню фільтрацію, тобто процес $y(t)$ повинен поступати з виходу підсилювача проміжної частоти приймача.

3.1.1. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку при амплітудній маніпуляції сигналів.

У випадку амплітудної маніпуляції (АМн) сигнал має вигляд:

$$s(t, x_i^{(1)}) = A \cos(\omega t + \varphi); \quad E^{(1)} = A^2 T / 2; \quad s(t, x_i^{(2)}) = 0; \quad E^{(2)} = 0$$

Припустимо, що апріорні імовірності бітів однакові й рівні:

$$P_{\text{пр}}(x^{(1)}) = P_{\text{пр}}(x^{(2)}) = 0,5.$$

Тоді правило роботи оптимального приймача:

$$u_i^{(1)} = \frac{x^{(1)}}{x^{(2)}} h = \frac{E^{(1)}}{N_0}. \quad (3.1)$$

Схема оптимального приймача для сигналів з амплітудною маніпуляцією зображена на рис.3.2. Приймач являє собою кореляційний фільтр для сигналів $s(t, x_i^{(1)})$, підключений до ПП з порогом спрацювання $h = E^{(1)} / N_0$. На виході ПП з'являється послідовність прийнятих рішень $x^{*(1)}$.

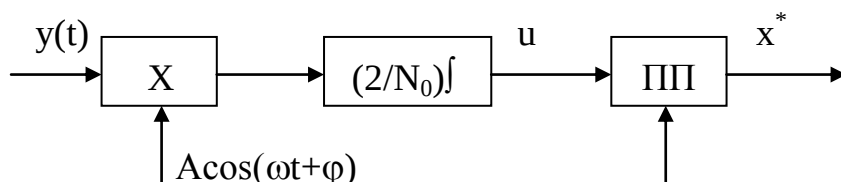


Рис.3.2

Дослідимо завадостійкість синтезованого приймача. Припустимо, що супутні параметри ($A, \omega, \varphi, t_i, t_{i-1}$) на прийомному боці цілком відомі, тобто визначимо потенційну завадостійкість каналу зв'язку з амплітудною маніпуляцією. З урахуванням правила прийняття рішення (1) умовні імовірності помилок рівні:

$$P(x^{*(1)} / x^{(2)}) = \int_h^\infty p(u / x^{(2)}) du = 1 - \Phi \left[\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2E^{(1)}}{N_0}} \right]$$

$$P(x^{*(2)} / x^{(1)}) = \int_{-\infty}^h p(u / x^{(1)}) du = 1 - \Phi \left[\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2E^{(1)}}{N_0}} \right] \quad (3.2)$$

В цих формулах $\Phi(Z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^Z e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ - табличний інтеграл імовірності.

Припустимо, що $P(x^{(1)}) = P(x^{(2)}) = 0,5$ й введемо $E^{(1)} = E$. В результаті отримаємо формулу, яка характеризує потенційну завадостійкість каналу зв'язку з амплітудною маніпуляцією:

$$P_e = 1 - \Phi\left(\frac{1}{2}\sqrt{q}\right), \quad (3.3)$$

де $q = 2E/N_0$.

На рис.3.3 зображені умовні щільності імовірностей $p(u/x^{(2)})$ та $p(u/x^{(1)})$, які одержані за допомогою формули (3.3).

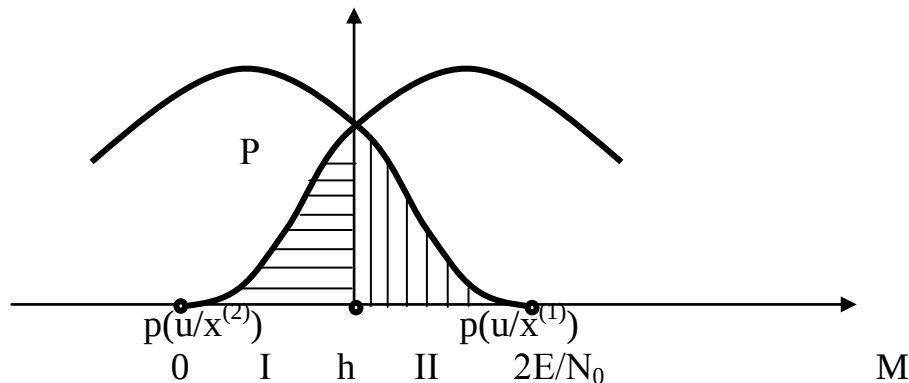


Рис.3.3

Заштриховані області I та II відповідають різній умовній імовірності помилок (3.2). З рисунка видно, якщо поріг спрацьовування h відхилиться від оптимального значення $E^{(1)}/N_0$, то одна умовна імовірність помилки декілька зменшиться, а друга сильно зросте. З цього витікає необхідність при амплітудній маніпуляції ретельно встановлювати оптимальне значення порога розрізнення.

Визначимо фізичну суть аргумента функції (3.3) q . Для цього виконаємо наступні перетворення:

$$q = \frac{2E}{N_0} = \frac{E/T}{N_0 \frac{1}{2T}}.$$

Із останньої формули видно, що $q = 2E/N_0$ являє собою відношення потужності сигналу E/T до потужності шуму $N_0(1/2T)$ у смузі частот $1/2T$.

На рис.3.4 за формулою (3.3) суцільною лінією побудований графік залежності імовірності помилки від відношення сигнал/шум. Цей графік характеризує потенційну завадостійкість амплітудної маніпуляції у тому випадку, що при виводі формули (3.3) супутні параметри сигналів

передбачались цілком відомими, а параметри прийомного пристрою – оптимальними. В реальних умовах у випадку неточності визначення супутніх параметрів та викликаній цим неоптимальності параметрів прийомного пристрою, імовірність помилки буде більшою. Ще раз можна відмітити, що у каналі зв'язку з амплітудною маніпуляцією особливо сильне збільшення імовірності помилки викликає відхилення порогу спрацьовування ПП від оптимального.

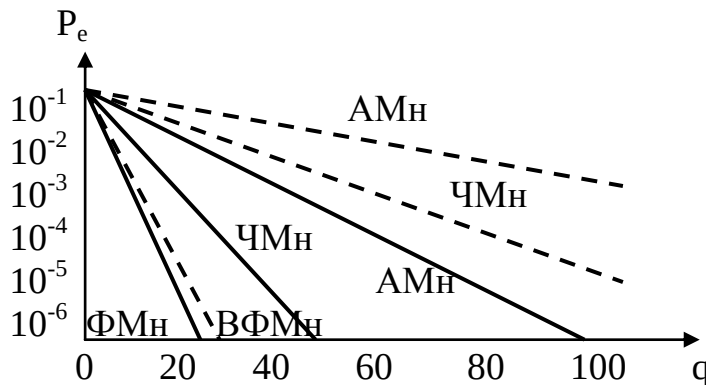


Рис.3.4

В квазікогерентних каналах зв'язку на множники кореляційних фільтрів повинні поступати опорні коливання, які являють собою гармонічні процеси, фази яких дорівнюють оціночним значенням фази несучих коливань.

Так як цифровий сигнал x_i приймає значення 0 або 1, на визначеному інтервалі (t_i, t_{i+1}) сигнал з амплітудною маніпуляцією можна записати так:

$$s(t, x) = x_i A \cos(\omega t + \varphi).$$

При фільтрації фази параметри x_i , A і ω вважають відомими. Тоді:

$$\varphi^* = \frac{k_\varphi}{T_\varphi p + 1} y(t) A \sin(\omega t + \varphi^*),$$

$$T_\varphi = \alpha^{-1}, \quad k_\varphi = 2\overline{k_{\varphi\varphi}} x_i / \alpha N_0, \quad (3.4)$$

$$k_\varphi = \frac{2x_i}{A^2} (\sqrt{1 + 4qD_\varphi} - 1).$$

(D – дисперсія процесу; α - ширина спектру на рівні 0,5 від максимального значення).

З цієї формули видно, що в оптимальному пристрої коефіцієнт k_φ повинен перемикатися бітами інформації. При $x_i = 0$, коли сигнал відсутній, $k_\varphi = 0$ і помічений процес на вхід пристрою фільтрації фази не поступає. На цей час пристрій переходить у режим екстраполяції фази. При $x_i = 1$

виконується фільтрація фази із сигналу з шумом. Реалізувати на практиці такий пристрій з параметром, який перемикається важко, тому, що на прийомному боці біт x невідомий. Тому з метою спрощення схеми підставимо у вираз (3.4) середнє значення коефіцієнта k_φ :

$$\overline{k_\varphi} = \frac{1}{2} k_\varphi(x_i = 1) = \frac{1}{A^z} (\sqrt{1 + 4qD_\varphi} - 1)$$

З урахуванням останнього спрощення, формула (3.4) визначає схему фазового автопідстроювання частоти генератора опорних коливань квазікогерентного пристрою (рис.3.5).

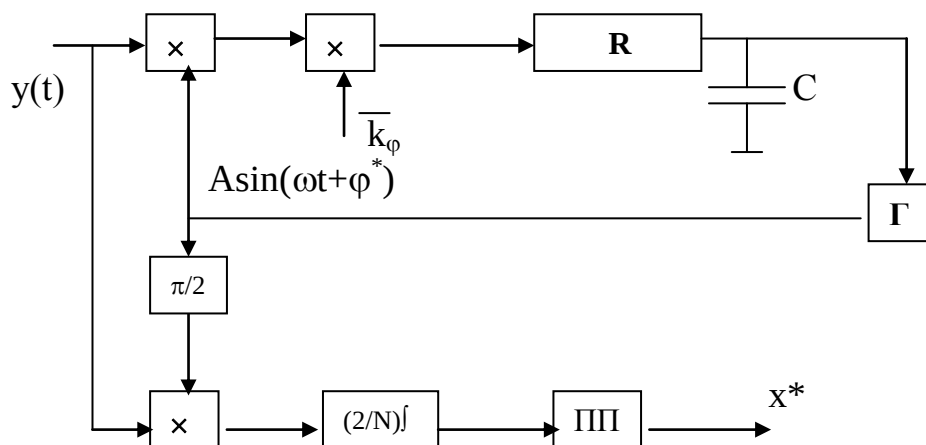


Рис.3.5

Схема квазікогерентного приймача каналу зв'язку з амплітудною маніпуляцією зображена на рис.3.5. Приймач має 2 канали. З них верхній канал, який відповідає виразу (3.4), являє собою пристрій ФАП і потрібен для формування опорних коливань. Нижній канал являє собою пристрій розрізнення бітів. З генератора верхнього каналу опорні коливання поступають на множник нижчого каналу через елемент, в якому виконується зсув фази на $\pi/2$. Це викликано тим, що опорний процес пристрою розрізнення повинен бути дорівнювати $Asin(\omega t + \varphi^*)$. Розрахунок імовірності помилкового прийому біту для схеми рис.3.5 складний і тому не розглядається. Вкажемо тільки, що при дії білого шуму ця схема має завадостійкість, близьку до потенційної.

3.1.2. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку при частотній маніпуляції сигналів.

Розрізняють два способи формування сигналів з частотною маніпуляцією (ЧМн), вибір кожного з яких суттєво впливає на схему квазікогерентного приймача.

При першому способі передавальний пристрій має декілька генераторів гармонічних коливань. Ці генератори весь час ввімкнені і працюють на своїх частотах. Фаза кожного з них повільно флюктує у відповідності з природною нестабільністю. До вихідних пристроїв передавача у відповідний момент часу підключається один з генераторів згідно з сигналом, який передається.

В такому каналі зв'язку на кожній з дискретних частот сигнали являють собою послідовність квазікогерентних радіоімпульсів. Ці сигнали цілком аналогічні сигналам з АМн і тому формування опорних коливань на кожній із дискретних частот можна здійснювати за допомогою схеми ФАП, яка аналогічна верхньому каналу рис.3.5.

Таким чином, квазікогерентний приймач сигналів з ЧМн, які формуються за першим способом, складається з пристрою розрізнення (рис.3.6) та схем ФАП, що використовуються для отримання опорних коливань. По завадостійкості такий приймач незначно поступається когерентному.

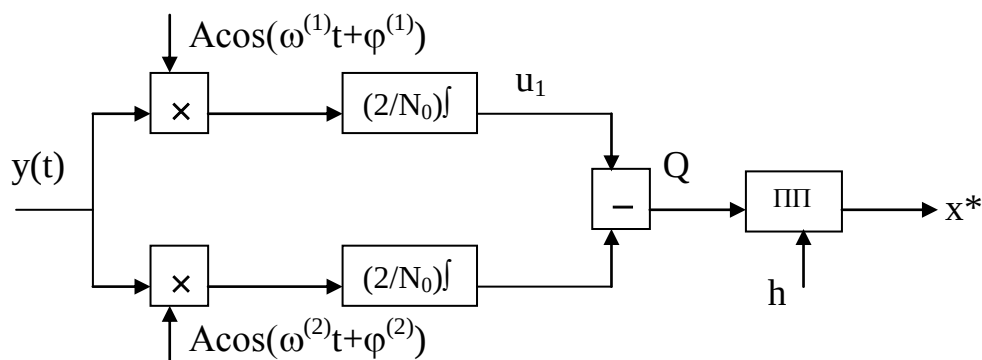


Рис.3.6

При другому способі отримання сигналів із частотною маніпуляцією у передавачі використовується один генератор, частота якого стрибками перемикається у відповідності з цифровими сигналами, які передаються, шляхом перемикання ємності або індуктивності коливального контуру. У цьому випадку коливання на виході передавача не мають розривів. Конструктивно такий спосіб ЧМн реалізується простіше, ніж попередній. Однак в цьому випадку фаза коливань на кожній з дискретних частот, від імпульсу до імпульсу не зберігається і сигнали не є квазікогерентними. Квазікогерентний прийом таких сигналів реалізувати важко. Тому при другому способі формування ЧМн-коливань застосовується некогерентний прийом, який буде розглянутий нижче.

Частотна імпульсна маніпуляція (ЧМн). При ЧМн за законом дискретного повідомлення перемикається частота сигналів. Якщо передається

одне двійкове повідомлення, то у каналі зв'язку відбувається двочастотна маніпуляція. Знайшов також використання способів передачі двох двійкових повідомлень по одному каналу зв'язку з частотною маніпуляцією, в якому частота у цьому випадку може приймати чотири значення. Такий спосіб передачі називається двократною частотною маніпуляцією. Розглянемо спочатку канал зв'язку з однократною ЧМн.

Одноразова ЧМн. При однократній ЧМн двійкові сигнали записуються так:

$$S(t, x^{(1)}) = A \cos(\omega^{(1)}t + \phi^{(1)}), \quad S(t, x^{(2)}) = A \cos(\omega^{(2)}t + \phi^{(2)}).$$

Енергії цих сигналів однакові й рівні:

$$E = E^{(1)} = E^{(2)} = A^2 T / 2.$$

Використовуючи для даного випадку загальне правило прийняття рішення отримаємо

$$Q = u^{(1)} - u^{(2)} \underset{x^{(2)}}{\overset{x^{(1)}}{\geq}} 0. \quad (3.5)$$

Схема оптимального приймача сигналів з ЧМн за формулою (3.5) побудована на рис.3.6. Вона має два кореляційних фільтри, узгоджених із сигналами $s(t, x^{(1)})$ та $s(t, x^{(2)})$. Вихідні імпульси цих фільтрів поступають на пристрій одержання різниці Q , яка подається на ПП з порогом спрацювання $h=0$.

Перейдемо до аналізу потенційної завадостійкості ЧМн. Припустимо, що супутні параметри у блоці оцінки визначаються безпомилково. Для визначення імовірності помилкового прийому визначимо умовні характеристики величини:

$$Q_i = \frac{2}{N_0} \int_{t_{i-1}}^{t_i} y(t) [s(t, x^{(1)}) - s(t, x^{(2)})] dt. \quad (3.6)$$

Перш за все відмітимо, що умовна щільність імовірності величини Q – нормальна, так як при заданому сигналі величина Q створюється в результаті лінійного перетворення гаусового шуму $n(t)$, який входить до процесу $y(t)$. Умовні математичні очікування та дисперсії визначаються за загальними правилами теорії імовірності. Для цього за формулою (3.6) $y(t)$ представляється у вигляді суми шуму $n(t)$ та заданого сигналу. Потім виконуються необхідні математичні перетворення. В результаті одержуємо вирази умовних чисельних характеристик випадкової величини Q :

$$\begin{aligned} M(Q/x^{(1)}) &= (2E/N_0)(1-R); & M(Q/x^{(2)}) &= -(2E/N_0)(1-R); \\ D_Q(x^{(1)}) &= D_Q(x^{(2)}) &= (4E/N_0)(1-R) \end{aligned} \quad (3.7)$$

В цих формулах визначено:

$$R = \frac{1}{E} \int_{t_{i-1}}^{t_i} s(t, x^{(1)}) s(t, x^{(2)}) dt. \quad (3.8)$$

Величина R представляє собою середнє значення добутку двох сигналів. Вона характеризує схожість сигналів і тому її можна називати кореляційною функцією.

Використовуючи рівняння (3.7) визначимо умовні імовірності помилок. Вони рівні:

$$\begin{aligned} P(x^{*(1)} / x^{*(2)}) &= \int_0^\infty p(Q(x^{(2)})) dQ = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{1}{2}} q(1-R) \right]; \\ P(x^{*(2)} / x^{*(1)}) &= \int_\infty^0 p(Q(x^{(1)})) dQ = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{1}{2}} q(1-R) \right]. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Тоді

$$P_e = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{1}{2}} q(1-R) \right]. \quad (3.10)$$

Аналізуючи формулу (3.10) перш за все слід звернути увагу на залежність імовірності помилки від кореляційної функції сигналів R . Якщо схожість сигналів збільшується та R наближується до одиниці, то як видно із виразу (3.10) імовірність помилкового прийому збільшується. Навпаки, зі зменшенням R імовірність помилки зменшується, відповідно завадостійкість каналу зв'язку збільшується. Це має просте фізичне пояснення: чим більше схожість сигналів, тим важче їх розрізнити на фоні шуму.

У випадку ЧМн формулу (3.8) можна перетворити у вигляді:

$$R = \frac{\sin[(\omega^{(2)} - \omega^{(1)})T + (\varphi^{(2)} - \varphi^{(1)})]}{(\omega^{(2)} - \omega^{(1)})T}. \quad (3.11)$$

Графік функції R за формулою (3.11) побудований на рис.3.7 для випадку $\varphi^{(2)} = \varphi^{(1)}$. З нього видно, що величина R мінімальна при $(\omega^{(2)} - \omega^{(1)})T = 1,5\pi$. В цьому випадку $R = -0,21$. Однак на практиці встановити $\varphi^{(2)} = \varphi^{(1)}$ важко, тому що фаза в каналі зв'язку нестабільна. При випадкових фазах R буде мати випадковий характер, але в усіх випадках зі збільшенням розносу частот $\Delta f = f^{(2)} - f^{(1)}$ значення R буде наближатися до нуля. Тому, для збільшення завадостійкості каналу зв'язку, рознос частот треба вибирати як можна більше. Але при збільшенні розносу частот зростає ширина спектру сигналів і розширюється смуга частот, яку займає канал зв'язку. Тому рознос частот обмежують значеннями $\Delta f = (2 \dots 4)/T$. В системах багатоканального зв'язку, для яких економія смуги частот має

особливо важливе значення, звичайно обирають $\Delta f = 2/T$, а у системах радіозв'язку використовують більші значення розносу.

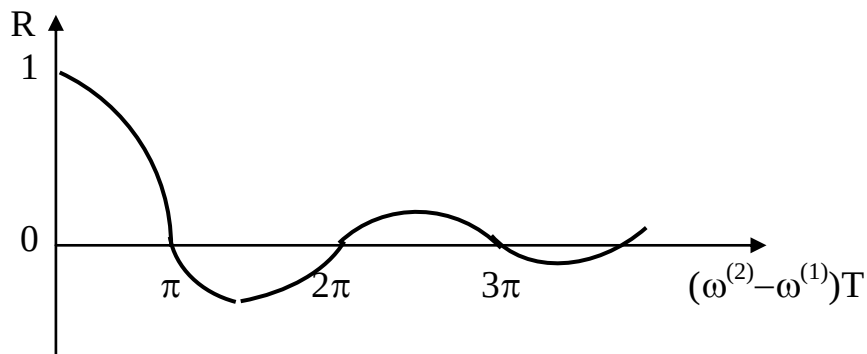


Рис.3.7

При виборі вказаних значень розносу частот можна приймати $R=0$. У цьому випадку формула (3.10), яка характеризує потенційну завадостійкість каналу зв'язку з частотною маніпуляцією, прийме вигляд:

$$P_e = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{1}{2}q}\right). \quad (3.12)$$

Графік залежності імовірності помилки від відношення сигнал/шум за формулою (3.12) побудовано на рис.3.4. Видно, що частотна маніпуляція завадостійкіша, ніж амплітудна. Причина більш високої завадостійкості частотної маніпуляції полягає у більшому розрізненні сигналів. Це положення ілюструють векторні діаграми, зображені на рис.3.8.

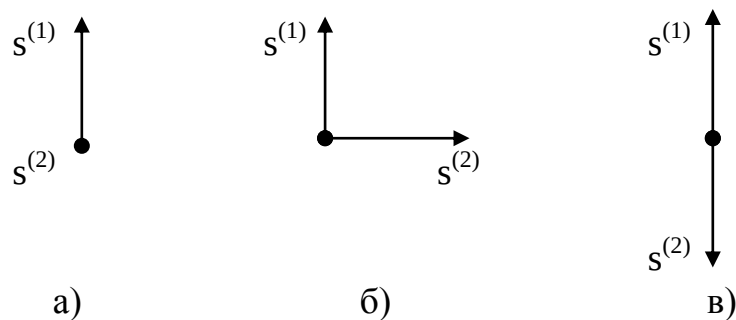


Рис.3.8

Векторна діаграма (рис.3.8,а) відповідає амплітудній маніпуляції, при якій сигнал $s^{(2)}$ рівний 0 й визначається точкою на початку координат, а другий сигнал $s^{(1)}$ відрізняється від нуля й зображується вектором. При ЧМн обидва сигнали відрізняються від нуля й зображуються ортогональними (при $R=0$) векторами однакової довжини (рис.3.8,б). Із діаграми видно, що у випадку частотної маніпуляції відстань між точками сигналів в

$\sqrt{2}$ рази більша, ніж при АМн, що і пояснює більш високу завадостійкість ЧМн.

Одночасно можна прийти до висновку, що існує ще більш завадостійкий вид маніпуляції, відповідний векторній діаграмі (рис.3.8,в). Це – фазова маніпуляція, при якій сигнали протилежні. Вона розглядається нижче.

Дворазова ЧМн (ДЧМн). В багатьох випадках довжина елементарних сигналів, які передаються у лініях зв'язку, не може бути менше визначеного значення. Таке обмеження найчастіше викликається спотвореннями країв імпульсів, а частина спотвореної частини імпульсу за умовами відновлення інформації не може бути більше заданої. В таких випадках збільшити перепускна здібність каналу зв'язку можна, якщо збільшувати кількість станів, в яких може знаходитись представниковий параметр сигналів, якщо задана тривалість сигналів T і кожний сигнал може приймати одне із значень, то перепускна здібність каналу у випадку відсутності завад має вигляд:

$$V = \log_2 m/T.$$

З цієї формули видно, що із збільшенням m перепускна здібність каналу спочатку зростає, а потім цей зріст зменшується.

Тому найбільше використання за двочастотними отримали чотирьох-частотні системи зв'язку з частотною маніпуляцією, у яких на кожному значному інтервалі частота приймає одне із чотирьох значень. Якщо такий канал використовується для передачі однієї двійкової послідовності повідомлень, то на вході каналу встановлюється пристрій перекодування двійкових елементів повідомлення у чотрійкові, а на виході – зворотне перетворення. Швидкість передачі даних, яка вимірюється у біт/с, при цьому чисельно в два рази більша швидкості телеграфування, яка вимірюється у бодах.

3.1.3. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку при фазовій та відносній фазовій маніпуляції сигналів.

Фазова маніпуляція (ФМн). У двійковому каналі з ФМн сигнали, які передаються, розрізняються фазою гармонічних коливань. Зсув фази сигналів може обиратися різним, але найбільший інтерес являє випадок фазової маніпуляції на π . Він простіше реалізується у апаратурі, тому що виконується шляхом комутації полярності коливань за законом повідомлень, частіше застосовується на практиці і забезпечує найбільш високу завадостійкість, тому що у цьому випадку сигнали протилежні (див. рис.3.8, в). При ФМн на π сигнали мають вигляд:

$$s(t, x^{(1)}) = A \cos(\omega t + \varphi); \quad s(t, x^{(2)}) = -A \cos(\omega t + \varphi).$$

Енергії сигналів однакові й рівні:

$$E = E^{(1)} = E^{(2)} = A^2 T / 2.$$

Враховуючи двійкові сигнали рівноімовірними отримаємо алгоритм роботи оптимального приймача.

$$u^{(1)} \underset{x^{(2)}}{\overset{x^{(1)}}{\geq}} 0. \quad (3.13)$$

Схема оптимального приймача ФМн-сигналів зображена на рис.3.9. Приймач складається з кореляційного фільтра для одного із сигналів та порівняльного пристрою з порогом спрацьовування, який дорівнює нулю.

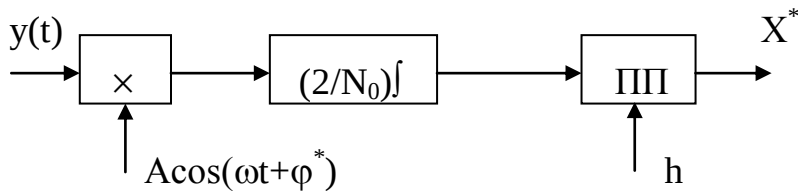


Рис.3.9

Перейдемо до дослідження завадостійкості синтезованого приймача. Для цього, перш за все треба визначити умовні щільності імовірності $P(u/x^{(1)})$ та $P(u/x^{(2)})$. Як і в попередніх випадках, це нормальні щільності імовірності з однаковими дисперсіями $2E/N_0$ та математичними очікуваннями рівними $\pm 2E/N_0$. Графіки умовної щільності імовірності зображенні на рис.3.10.

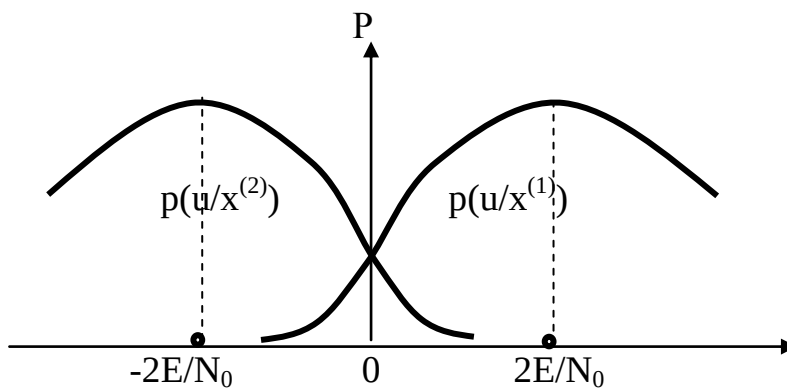


Рис.3.10

Із графіків, з урахуванням правила прийняття рішення (3.13), можна зробити висновок, що в даному випадку імовірність помилки дорівнює:

$$P_e = P(x^{*(2)} / x^{(1)}) = P(x^{*(1)} / x^{(2)}) = \int_0^{\infty} P(u / x^{(2)}) du = 1 - \Phi(\sqrt{q}). \quad (3.14)$$

На рис.3.4 за виразом (3.14) побудована крива, яка характеризує потенційну завадостійкість фазової маніпуляції. З цього малюнку видно, що ФМн має найвищу завадостійкість. Якщо зрівняти рис.3.3 та 3.10 можна помітити, що умовні щільності імовірності величини U при ФМн рознесені на більшу відстань, ніж при АМн. На рис.3.8, в вектори, які направлені у протилежні боки, відповідають сигналам з ФМн. Таким чином, у просторі сигналів сигнали з ФМн найбільш віддалені один від одного, що й пояснює її високу завадостійкість.

На практиці когерентні канали зв'язку застосовуються рідко. Це пояснюється важкістю створення когерентних приймачів, в яких фаза опорних коливань повинна співпадати з фазою несучих гармонічних коливань сигналу. Такі приймачі вдається реалізувати тільки у особливих умовах, які іноді зустрічаються у наземних системах зв'язку. Ці умови зводяться до високої стабільності генераторів передавача й приймача, а також можливості їх періодично фазувати.

В синтезованій раніше схемі когерентного приймача ФМн-сигналів на множник кореляційного фільтра повинен поступати опорний процес $\text{Acos}(\omega t + \varphi)$, який співпадає за частотою й фазою з одним із сигналів. У відрізненні від каналів зв'язку з АМн та ЧМн, в квазікогерентних каналах зв'язку з ФМн на “ π ” формування такого процесу пов'язано з великими труднощами. Це обумовлено відсутністю у спектрі сигналів несучої складової на частоті ω , яку можна було б виділити за допомогою фільтра. При квазікогерентному прийомі сигналів з АМн можна суміш сигналу із шумом подати на пристрій ФАП й генератор цього пристрою буде стежити за частотою і фазою сигналів, а у випадку ФМн на “ π ” пристрій ФАП працювати не буде.

Для формування опорного процесу стосовно приймального пристрою ФМн А.А. Пістолькорс у 1933 році запропонував схему, зображену на рис.3.11. Вона містить подвійник частоти, вузькосмуговий фільтр та дільник частоти у два рази. При подвоєнні частоти сигналу ФМн на “ π ” знімається, і гармонічні коливання, які виникли, фільтруються із шуму за допомогою смугового фільтра. Потім виконується поділ частоти коливань.

Дослідження цієї схеми показали, що вона формує опорний процес на потрібній частоті ω , але фаза коливань може відрізнятись від тієї, що

потрібна на π . Причому невідомо, співпадає фаза отриманого опорного процесу з тією, що потрібна, чи відрізняється на π . Якщо фаза опорного процесу відрізняється від тієї, що потрібна на π , то пристрій розрізнення замість прямої послідовності бітів $x^{*(1)}$ буде формувати інвертовану послідовність $x^{*(2)}$. Таке явище називається – “зворотна робота”. При телефонному зв'язку, інвертування сигналів не впливає на роботу системи, і тому схема Пістолькорса може застосовуватись у прийомних пристроях з ФМн при цифровій передачі мови. В інших системах зв'язку інвертування сигналів неприпустиме.

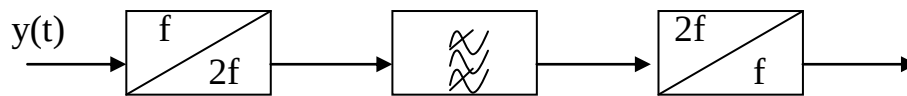


Рис.3.11.

Крім схеми Пістолькорса відомі й інші схеми, які призначені для формування опорного процесу. Серед них перш за все слід відмітити схему, запропоновану В.І. Сіфоровим у 1937 році. Вона відрізняється від схеми, зображеної на рис.3.11 тим, що в ній замість смугового фільтра використовується пристрій ФАП, працюючий на подвійній частоті. Зважаючи на гарні фільтруючі властивості ФАП, схема Сіфорова більш завадостійка, ніж схема Пістолькорса, але їй теж властива “зворотна робота”.

Таким чином “зворотна робота” є принциповим недоліком ФМн на “ π ” при квазікогерентному прийомі.

Для того, щоб позбавитися від “зворотної роботи”, застосовують два способи. Перший з них полягає в тому, що ФМн здійснюють не на “ π ”, а на менший кут. При цьому у спектрі ФМн-коливань з’являється лінійчата несуча, що дозволяє формувати опорний процес, подаючи суміш сигналів з шумом на пристрій ФАПЧ. Однак в цьому випадку зменшується різниця між сигналами, що призводить до зниження завадостійкості. Крім цього конструкція пристроїв при ФМн на кут, менший π , складніше. Другий спосіб боротьби зі “зворотною роботою” полягає у застосуванні відносної ФМн. Він розглядається нижче.

Одноразова відносна ФМн (ВФМн), яка була запропонована радянським вченим Н.Т. Петровичем у 1954 році, звільнена від ефекту “зворотної роботи”, але разом з тим зберігає завадостійкість звичайної ФМн. Загальна ідея цього способу полягає в тому, що зі значеннями бітів μ зв’язані не абсолютні значення фази, а відносні: при $\mu=1$ фаза сигналу

перемикається на π , а при $\mu=0$ фаза не змінюється. Прийом повідомлення здійснюється шляхом порівняння сусідніх сигналів.

У цифрових каналах зв'язку з ВФМн застосовують різні технічні рішення. На рис.3.12 зображена схема одного з можливих варіантів каналу, який частіше застосовується на практиці. У цій схемі біти інформації μ поступають на тригер з лічильним запуском. Такий тригер перемикається при $\mu=1$, а при $\mu=0$ не перемикається. Розширені імпульси x одного із виходів тригера поступають у канал зв'язку з фазовою маніпуляцією. Із виходу каналу зв'язку з ФМн сигнали x^* поступають на суматор за модулем два безпосередньо й через елемент затримки на такт. На виході суматора створюються прийняті біти інформації μ^* .

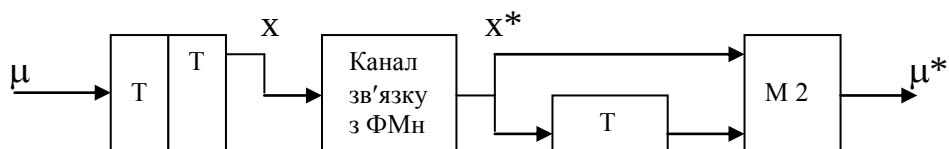


Рис.3.12

Приведена нижче таблиця 1 ілюструє процес передачі повідомлень у системі (рис.3.12). В цій таблиці μ - біти повідомлення, x - двійкові сигнали на виході тригера, x^* - пряма й інвертована послідовність сигналів на виході каналу з ФМн, μ^* - прийняті біти інформації, які відповідають прямій та інвертованій послідовності сигналів. Із приведеної таблиці видно, що незважаючи на “зворотну роботу” в каналі зв'язку з ФМн, канал зв'язку з ВФМн працює правильно.

Таблиця 3.1

μ	0	1	1	0	1	0	0	1	0
x	0	1	0	0	1	1	1	0	0
x^*	0	1	0	0	1	1	1	0	0
	1	0	1	1	0	0	0	1	1
μ^*	0	1	1	0	1	0	0	1	0
	0	1	1	0	1	0	0	1	0

Розглянемо завадостійкість каналу зв'язку з ВФМн. Припустимо, що імовірність помилки каналу зв'язку з ФМн відома й дорівнює $P_{\text{эфм}}$. Помилковий прийом біта інформації у каналі зв'язку з ВФМн буде тоді, коли буде помилковим двійковий сигнал, що поступає на суматор за модулем

два безпосередньо або через елемент затримки. Це складна подія, що являє собою суму спільних подій. Імовірність такої складної події дорівнює:

$$P_{\text{еВФМн}} = 2P_{\text{еФМн}} - P_{\text{еФМн}}^2 \approx 2P_{\text{еФМн}}. \quad (3.15)$$

Вираз (3.15) характеризує завадостійкість каналу зв'язку з ВФМн. Графік залежності імовірності помилки від відношення сигнал/шум за виразами (3.14) та (3.15) побудовано на рис.3.4 пунктиром. Видно, що ВФМн декілька поступається у завадостійкості ФМн, але більш завадостійка, ніж частотна або АМн.

Дворазова відносна ФМн (ДВФМн). При ДВФМн кожній комбінації бітів, які поступають по двох каналах, ставиться у відповідність зміна фази гармонічних коливань $\Delta\varphi$. Оскільки можливих комбінацій бітів чотири, то мінімальний зсув фаз обирають рівним $\pi/2$. На перший погляд у системі з ДВФМн комбінації бітів двох каналів (0, 0) повинен відповідати зсув фази, який дорівнює нулю; комбінації (0, 1) - $\pi/2$ та інше. Однак у цьому випадку, коли в обох каналах інформація не передається і по них поступають тільки нулеві біти, відсутні зміни фази сигналу і це заважає тактовій синхронізації, яка здійснюється за стрибками фази. Тому на практиці застосовують інший варіант ДВФМн, який рекомендовано МККТТ: при комбінації бітів (0, 0) здійснюють зсув фази на $\pi/4$, при комбінації (0, 1) – на $3\pi/4$, при комбінації (1, 0) – на $7\pi/4$, при комбінації (1, 1) – на $5\pi/4$. У цьому випадку при будь-якій комбінації бітів двох каналів у сигналі відбувається стрибок фази, що полегшує тактову синхронізацію.

Такий сигнал з ДВФМн формується шляхом складання двох сигналів з одноразовою ВФМн, зсунутих за фазою на $\pi/2$.

Спектр сигналів при ДВФМн займає таку ж смугу частот, як й спектр сигналів з ВФМн та АМн. При використанні ДВФМн в однаковій смузі частот пропускна здібність каналу виявляється вдвічі більшою, ніж при ВФМн або АМн. Разом з тим завадостійкість ДВФМн нижча, ніж ВФМн, оскільки в цій системі для виникнення помилки на прийомному боці достатньо, щоб під впливом завади фаза коливань сигналу і завади змінилась на 45° , а не на 90° , як у випадку з ВФМн.

Аналогічно ДВФМн може бути побудована ТВФМн – трьохразова відносна ФМн, при якій мінімальний зсув фази $\pi/4$. При цьому пропускна здібність каналу у порівнянні з ДВФМн збільшується, але одночасно ще сильніше знижується завадостійкість.

Таким чином, багаторазові системи з відносною ФМн дозволяють збільшити швидкість передачі даних у заданій смузі частот, але одночасно мають знижену завадостійкість при дії флуктуаційних завад. Тому у дро-

тових каналах зв'язку все ширше застосовуються системи з ДВФМн та ТВФМн.

3.2. Некогерентні цифрові канали зв'язку при амплітудній, частотній та фазовій маніпуляції сигналів.

Амплітудна маніпуляція. Практична реалізація когерентного чи квазікогерентного прийомного пристрою пов'язана з деякими технічними перешкодами, що визначаються необхідністю генерувати опорний сигнал, який є синхронним з тим, що передається, а також використовувати інтегратори зі скидом. Тому на практиці часто використовують більш прості некогерентні приймальні пристрої, побудовані стосовно АМн за схемою, зображеною на рис.3.13.

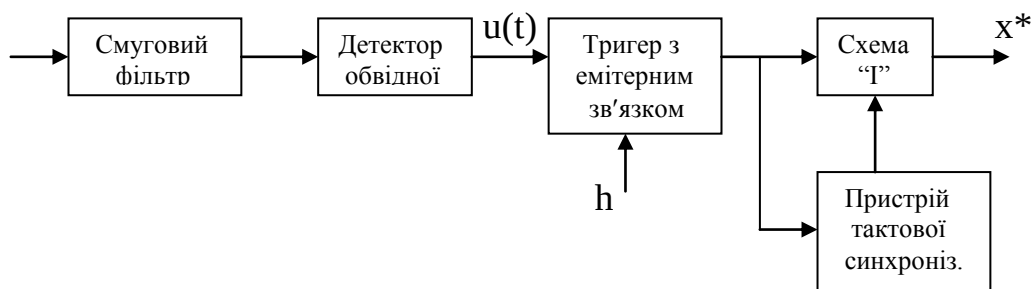


Рис.3.13

В цій схемі на вході приймального пристрою знаходиться смуговий фільтр зі смугою пропускання, яка дорівнює Δf . У радіоприймальному пристрої цей фільтр створюється фільтруючими колами підсилювачів високої та проміжної частоти. У системах багатоканального дротового та радіорелейного зв'язку його створює телефонний канал зв'язку ($f = 0,3 - 3,4$ кГц, $\Delta f = 3,1$ кГц). Далі амплітудний детектор обвідної виділяє обвідну процесу $u(t)$. Якщо завад немає, то вона повинна являти собою послідовність прямокутних імпульсів. В реальних умовах ця послідовність створена шумом. Тригер з емітерним зв'язком (тригер Шміта), поріг спрацювання якого установлюється рівним h , перетворює цю послідовність в прямокутні імпульси. В отриманих імпульсах з огляду на дію завад флюктують моменти переходу через нуль та є імпульсні провали у плоскій частині. Для безпосереднього подальшого використання вони не гідні. Тому отриману на виході тригера послідовність імпульсів подають в пристрій тактової синхронізації. Він працює за принципом імпульсної ФАП і стежить за моментами переходів імпульсів через нуль. У пристрої тактової синхронізації випрацьовується послідовність коротких періодичних тактових імпульсів, за часом відповідних приблизно $0,3T$ до моменту закінчення

сигналу. За допомогою цих тактових імпульсів у схемі “Г” відбувається стробування та відпрацьовуються прийняті біти інформації.

Дослідимо завадостійкість прийомного пристрою, схема якого зображена на рис.3.13. Припустимо, що детектор безпомилково відтворює обвідну квазігармонічного процесу, діючого на його вході. Умовна густина імовірності обвідної, визначена при умові, що на вході приймача діє тільки шум, описується розподіленням Релея:

$$p(u/x^2) = \frac{u}{D_n} \exp\left(-\frac{u^2}{2D_n}\right), \quad (3.16)$$

де $D_n = N_0 \Delta f$ – дисперсія шуму.

Якщо на вході приймача діє суміш сигналу з шумом, то густина імовірності обвідної підпорядковується розподіленню Райса (яке також звуть узагальненим розподілом Релея):

$$p(u/x^{(1)}) = \frac{u}{D_n} \exp\left(-\frac{u^2 + A^2}{2D_n}\right) I_0\left(\frac{uA}{D_n}\right). \quad (3.17)$$

I_0 - функція Беселя нульового порядку від уявного аргумента.

Графіки вказаних розподілів приведені на рис.3.14.

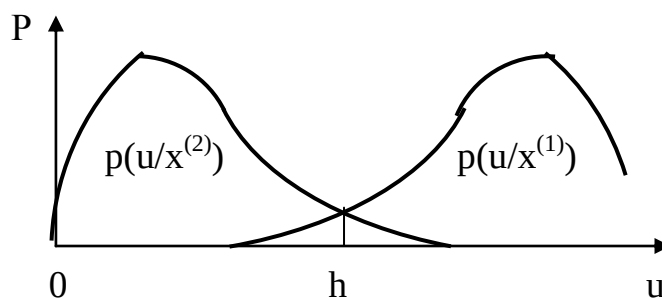


Рис.3.14

Перейдемо до безрозмірних величин,

$$\frac{u}{\sqrt{D_n}} = v; \quad \frac{A}{\sqrt{D_n}} = a; \quad \frac{h}{\sqrt{D_n}} = H. \quad (3.18)$$

У цьому випадку

$$p(v/x^{(2)}) = v \exp(-v^2/2) \quad (3.19)$$

Дослідження виявили, що при $a > 3$ розподіл Райса наближається до нормального. Тому можна записати

$$p(v/x^{(1)}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(v-a)^2}{2}\right]. \quad (3.20)$$

За допомогою (3.19) і (3.20) одержимо формули умовної імовірності помилок

$$P(x^{(1)*} / x^{(2)}) = \int_H^\infty v \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv = \exp\left(-\frac{H^2}{2}\right); \quad (3.21)$$

$$P(x^{(2)*} / x^{(1)}) \approx \int_{-\infty}^H \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(v-a)^2}{2}\right] dv = 1 - \Phi(a - H). \quad (3.22)$$

Треба обрати поріг спрацювання тригера H . У випадку великого відношення сигнал/шум ($a \geq 3$), оптимального за критерієм мінімуму повної імовірності помилки, значення порогу спрацювання $H = a/2$. З урахуванням цього, а також формул (3.21) і (3.22), для некогерентного приймача одержимо такий вираз імовірності помилки

$$P_e = 0,5 \left[1 - \Phi\left(\frac{a}{2}\right) + \exp\left(-\frac{a^2}{8}\right) \right]. \quad (3.23)$$

Для побудови на одному рисунку імовірності помилок когерентного та некогерентного приймачів, треба у формулі (3.23) відношення сигнал/шум a визначити через q . Співвідношення можна записати так:

$$a^2 = \frac{A^2}{D_n} = 2 \frac{A^2 T}{N_0 T \Delta f} = q \frac{1}{T \Delta f}.$$

Треба визначити оптимальне значення $T \Delta f$. Для смугового фільтра оптимальне, стосовно відношення сигнал/шум наприкінці імпульсу, значення добутку $T \Delta f = 1,37$. У нашому випадку треба також урахувати що обмеження смуги пропускання фільтра веде до підсилювання перехідних процесів, які ведуть до перекручень наступного імпульсу після закінчення попереднього. Тому обирають $T \Delta f = 2$. Тоді остаточно формула імовірності помилкового прийому для реального приймача має вигляд

$$P_e = 0,5 \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{1}{8}} q\right) + \exp\left(-\frac{1}{16} q\right) \right]. \quad (3.24)$$

Некогерентний приймач програє когерентному приймачу близько чотирьох разів щодо потужності (при однаковій імовірності помилок). Це визначається тим, що еквівалентна смуга пропускання кореляційного фільтра, який входить до складу оптимального приймача, дорівнює $1/2T$, а у некогерентного приймача - $2/T$. За рахунок більш широкої смуги пропускання вплив завад на некогерентний приймач більш ніж у чотири рази

сильніший і його треба компенсувати тим же збільшенням потужності сигналу.

Частотна маніпуляція. На практиці в каналах з частотною маніпуляцією часто застосовують некогерентні приймальні пристрої, які більш прості порівняно з когерентними або квазікогерентними. Далі розглядаються два варіанти таких приймачів. Перша схема зображена на рис.3.15.

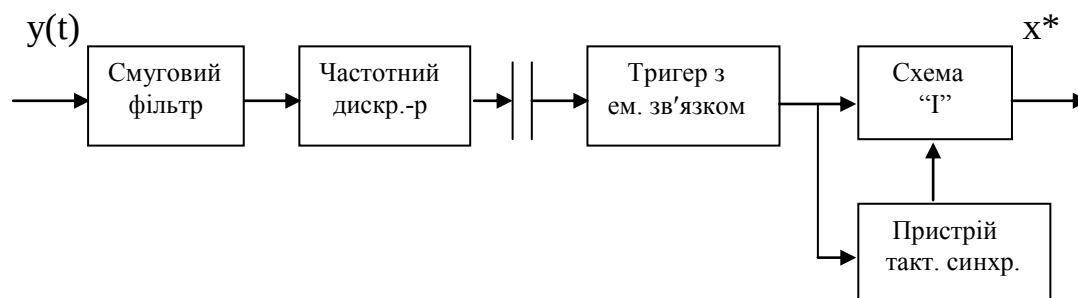


Рис.3.15

Вона має смуговий фільтр на основі селективних кіл приймача, частотний дискримінатор, подібний застосованому в аналогових каналах зв'язку при некогерентному прийомі. З виходу частотного дискримінатора процес крізь розділове коло, яке утримує конденсатор, поступає на тригер з нульовим порогом спрацювання і далі на схему "Г", в якій здійснюється стробування рішення тактовими імпульсами.

Особливість цієї схеми в тому, що при раціональному виборі параметрів вона зберігає працездатність у випадку відхилення частоти каналу від номінального значення. При низькій стабільності частоти параметри смугового фільтра і частотного дискримінатора обирають такими, щоб при усіх відхиленнях частоти сигнали приймалися на лінійній частині характеристики дискримінатора. Стала складова процесу, яка виникла, усувається за допомогою перехідного конденсатора і не впливає на роботу порівняльного пристрою. Такий приймальний пристрій застосовується в радіостанціях УКХ діапазону (у тому числі і в радіостанціях повітряного авіаційного зв'язку), які працюють в умовах низької стабільності частоти.

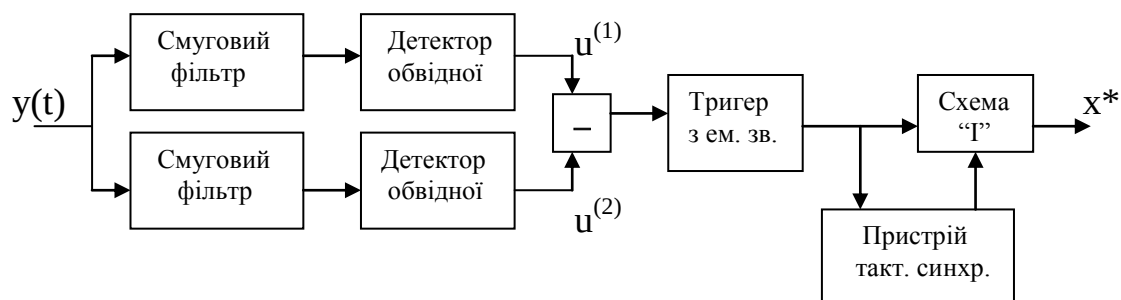


Рис.3.16

Друга схема приймального пристрою зображена на рис.3.16. В ній також є два канали для двох відмінних (різних) сигналів, але на відміну від когерентної схеми, в якій використовуються кореляційні фільтри, у некогерентній використовуються смугові фільтри, узгоджені з сигналами тільки на смузі частот та детектори обвідної. Такі приймальні пристрої використовуються в апаратурі провідного зв'язку та в радіостанціях КХ діапазону. Нижче аналізується завадостійкість такого приймача.

Припустимо, що рознесення частот обрано достатньо великим і наявність сигналу виявляється тільки в одному з каналів. Імовірність помилки визначаємо за формулою повної імовірності. Оскільки схема симетрична:

$$P_e = P(x^{*(1)} / x^{(2)}) = P(x^{*(2)} / x^{(1)}) \quad (3.25)$$

Для визначення імовірності помилки достатньо визначити одну з цих умовних імовірностей. Хай передається повідомлення $x^{(1)}$. Тоді помилка при прийомі трапиться у випадку $u^{(2)} \geq u^{(1)}$. Імовірність виконання цієї нерівності

$$p(u^{(2)} \geq u^{(1)} / x^{(1)}) = \int_{u^{(1)}}^{\infty} p(u^{(2)} / x^{(1)}) du^{(2)}. \quad (3.26)$$

Величина $u^{(1)}$ випадкова і може приймати різні значення в інтервалі $(0, \infty)$. З урахуванням цього для визначення умовної імовірності помилки $P(x^{*(2)} / x^{(1)})$ імовірність (3.26) треба усереднити за усіма значеннями випадкової величини $u^{(1)}$. Отже, з (3.25) і (3.26) маємо

$$P_e = \int_0^{\infty} p(u^{(1)} / x^{(1)}) \int_{u^{(1)}}^{\infty} p(u^{(2)} / x^{(1)}) du^{(2)} du^{(1)}. \quad (3.27)$$

Підставляючи у формулу (3.27) густини імовірності обвідної суміші сигналу з шумом (3.17) і шуму (3.16), а також діючи заміну за формулами (3.18), одержимо

$$P_e = e^{-\frac{a^2}{2}} \int_0^{\infty} v \exp(-v^2) I_0(v) dv = 0,5 e^{-\frac{a^2}{4}}.$$

Для порівняння когерентного та некогерентного приймачів по завадостійкості, як і у випадку амплітудної маніпуляції, треба виразити відношення сигнал/шум a через q . Приймавши смугу пропускання фільтра $\Delta f = 2/T$, як у випадку АМн, одержимо $a^2 = q/2$. Тоді остаточно імовірність помилкового прийому у двійковому каналі з частотною маніпуляцією визначається формулою

$$P_e = 0,5e^{-\frac{1}{8}q}. \quad (3.28)$$

Як і у випадку АМн, некогерентний приймач програє когерентному щодо завадостійкості. Треба відзначити, що результати одержані для некогерентного приймача є приблизними. Вони не враховують перехідних процесів у амплітудних детекторах, які збільшують імовірність помилки. Припущення незалежності процесів у двох каналах схеми рис.3.15 виконується тільки при великому рознесенні частот сигналів. Ширина смуги пропускання фільтрів може відрізнятися від $\Delta f = 2/T$. Тому формула (3.28) характеризує завадостійкість некогерентного приймача ЧМн-сигналів лише приблизно.

Список рекомендованої літератури

1. Величкин А.И., Азаров О.С., Саютин О.В. Средства связи и системы передачи данных ВВС. Под ред. А.И.Величкина. – М.: ВВИА, 1985. – 324с.
2. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.

Розділ 4. СПОСОБИ ІМПУЛЬСНОЇ ПЕРЕДАЧІ БЕЗПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ.

4.1. Види модуляції в системах імпульсної передачі безперервних повідомлень.

Важливим напрямком у сучасній радіотехніці є імпульсні системи радіозв'язку. Застосування імпульсних методів дозволяє здійснити багатоканальний радіозв'язок з поділом каналів у часі. Поряд з цією головною перевагою перед неперервними системами імпульсні методи полегшують застосування різноманітних видів модуляції, що підвищують завадостійкість зв'язку.

Методи імпульсної модуляції застосовуються у системах передачі неперервних повідомлень їхніми значеннями (дійсними чи квантованими), відлічуваними в дискретні моменти часу.

Для передачі цих значень по лінії зв'язку використовується послідовність імпульсів високочастотних коливань, параметри яких змінюються у відповідності зі значеннями у точках відліку неперервної функції $c(t)$, що модулює.

Немодульована послідовність імпульсів характеризується наступними параметрами: амплітудою a_0 , тривалістю τ , періодом T_i (чи частотою $F_i = 1/T_i$) їхнього проходження, початковою фазою Θ_k (положенням їх на осі часу).

У залежності від параметра імпульсів, що піддається модуляції, розрізняють:

- амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ), при якій амплітуда імпульсів у точці відліку змінюється пропорційно значенню функції $c(t)$, що модулює;
- широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), при якій змінюється тривалість (ширина) імпульсів;
- фазо-імпульсну модуляцію (ФІМ), при якій змінюється положення в часі (початкова фаза) імпульсів;
- частотно-імпульсну модуляцію (ЧІМ), засновану на зміні частоти проходження імпульсів.

Існують ще деякі види імпульсної модуляції, але вони можуть розглядатися як різновиди вже перелічених.

Звичайно імпульсна модуляція здійснюється в два етапи. Попередньо модулюється послідовність відеоімпульсів за тими же принципами

(перший етап), за якими потім модулюється гармонійне (несуче) коливання

$$A_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \alpha_0), \quad 0 \leq t \leq \infty$$

(другий етап).

Таким чином, загальний принцип імпульсної модуляції може бути виражений формулою

$$A_{im}(t) = c_k(t)A_0(t) = c_k(t)a_0 \cos(\omega_0 t + \alpha_0),$$

де $c_k(t)$ - модульована послідовність відеоімпульсів.

Відповідно до описаного принципу загальна структурна схема каналу зв'язку з імпульсною модуляцією має вигляд, приведений на рис.4.1.

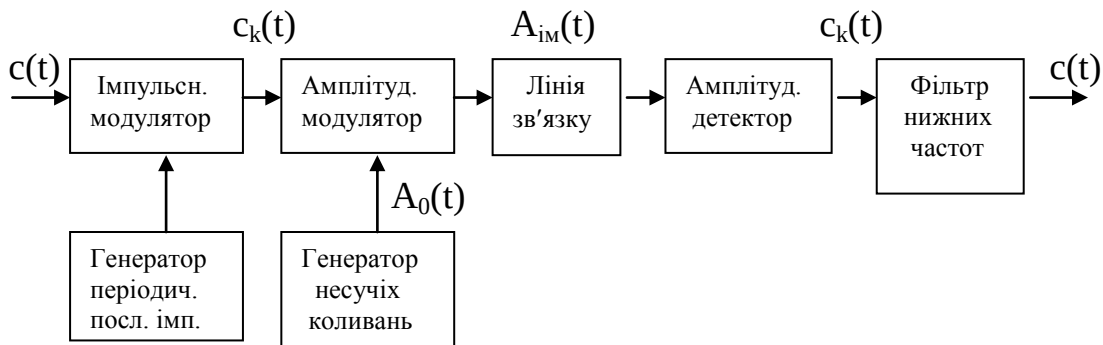


Рис.4.1

Імпульсний модулятор змінює параметри немодульованої послідовності імпульсів у відповідності зі значеннями імпульсної функції в моменти відліку, що визначаються положенням переднього фронту імпульсів. Модульована послідовність відеоімпульсів потім модулює по амплітуді гармонійне коливання відповідно до загального принципу.

У приймачі модульована послідовність імпульсів коливань високої частоти перетвориться амплітудним детектором у відповідну їй модульовану послідовність відеоімпульсів, з якої за допомогою фільтра нижніх частот виділяється (з визначеним ступенем точності) безперервна функція повідомлення.

Далі будуть розглянуті принципи формування і характеристики сигналів з різними видами імпульсної модуляції.

4.2. Дискретизація повідомлень за часом.

При імпульсній передачі неперервне повідомлення піддається ряду специфічних перетворень, з яких першим є дискретизація. Це перетворення полягає в тому, що неперервний процес замінюється послідовністю не-

перервнозначних величин, що надходять через однакові інтервали часу, які називають *інтервалом дискретизації*.

Можуть застосовуватися різні процедури дискретизації. Серед них найбільш поширена лінійна дискретизація, при якій

$$c_k = \int_{-\infty}^{\infty} f_k(t)c(t)dt.$$

У цій формулі величини c_k називаються вибірковими значеннями процесу $c(t)$, а функція $f_k(t)$ – ваговою функцією вибору.

У задачах дискретизації більш частіше розглядається випадок точкового вибору, при якому вагова функція вибору являє собою дельта-функцію. Така процедура дискретизації просто реалізується за допомогою ключових схем.

Другою, менш поширеною процедурою дискретизації є дискретизація з інтегруванням (із прямокутною функцією вибору).

Визначаючи процедуру дискретизації, потрібно установити функцію вибору $f_k(t)$ і інтервал дискретизації за часом T . При цьому треба виходити з критерію мінімуму середнього квадрата помилки передачі повідомлення.

Теореми відліків. Однією з перших теорем, що відносяться до області дискретизації безперервних повідомлень, є теорема відліків. Уперше деякі положення теореми відліків були висловлені без доказу в 1928 р. у статті відомого вченого США Н. Найквиста. У 1933 р. академік В.А. Котельников у статті «Про пропускну здатність ефіру і дроту в електрозв'язку» привів доказ теореми відліків. Зараз під теоремою відліків розуміють кілька теорем, що формуються нижче.

Пряма теорема відліків (перша теорема Котельникова). Детермінована функція часу $c(t)$, спектр якої (перетворення Фур'є) неперервний і обмежений смугою кругових частот $(-\Delta, \Delta)$ й дорівнює нулю за межами смуги, може бути представлений у виді ряду

$$c(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c\left(\frac{n\pi}{\Delta}\right) \frac{\sin\left[\Delta\left(t - \frac{n\pi}{\Delta}\right)\right]}{\Delta\left(t - \frac{n\pi}{\Delta}\right)}. \quad (4.1)$$

Друга теорема Котельникова. Детермінована функція часу, спектр якої неперервний і обмежений смугою частот $(-\Delta, \Delta)$, може бути безпомилково передана за допомогою послідовності Δ/π відліків в одиницю часу.

Зворотна теорема відліків. Спектр функції $c(t)$, що існує в інтервалі $(-T/2, T/2)$ і дорівнює нулю за межами цього інтервалу, може бути представлений у вигляді

$$Z(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z\left(\frac{2\pi n}{T}\right) \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2} - n\pi\right)}{\frac{\omega T}{2} - n\pi}.$$

Приведені теореми доводяться для детермінованих функцій часу. Можна вважати, що така детермінована функція часу являє собою одну з безліч функцій, що утворюють даний випадковий процес. Якщо спектральна щільність випадкового процесу обмежена в смузі частот, то представляючи кожну реалізацію цього процесу за формулою (4.1), будемо допускати деяку помилку, квадрат якої, усереднений за нескінченною безліччю реалізацій, прагне до нуля. У цьому випадку кажуть, що випадковий процес з обмеженою спектральною щільністю сходиться до процесу, для якого справедливе представлення (4.1) у середньоквадратичному змісті. Це дає підставу використовувати перші з двох теорем для випадкових процесів із обмеженою спектральною щільністю. Хоча і не виключається, що в нескінченній безлічі реалізацій, які утворюють даний випадковий процес, знайдуться реалізації, для яких представлення (4.1) буде несправедливим.

Для зв'язку найбільш важливими є перша і друга теореми. Друга теорема дозволяє визначити крок дискретизації за часом T чи частоту дискретизації $f = 1/T$. Наприклад, якщо вважати, що мовний процес характеризується спектром, обмеженим вищою частотою 3,4 кГц, то за другою теоремою частоту дискретизації варто вибирати рівною 6,8 кГц. Практично спектр мови не є ідеально обмеженим, тому вибирається більша частота дискретизації, яка дорівнює 8 кГц.

Перша теорема і формула (4.1) показують, як треба відновлювати неперервне повідомлення на прийомному боці системи зв'язку після прийому відліків $c(t_i)$. Для цього відліки процесу $c(t_i)$, що є його координатами, повинні множитися на координатні функції

$$f_i(t) = \frac{\sin\left[\Delta\left(t - \frac{n\pi}{\Delta}\right)\right]}{\Delta\left(t - \frac{n\pi}{\Delta}\right)}.$$

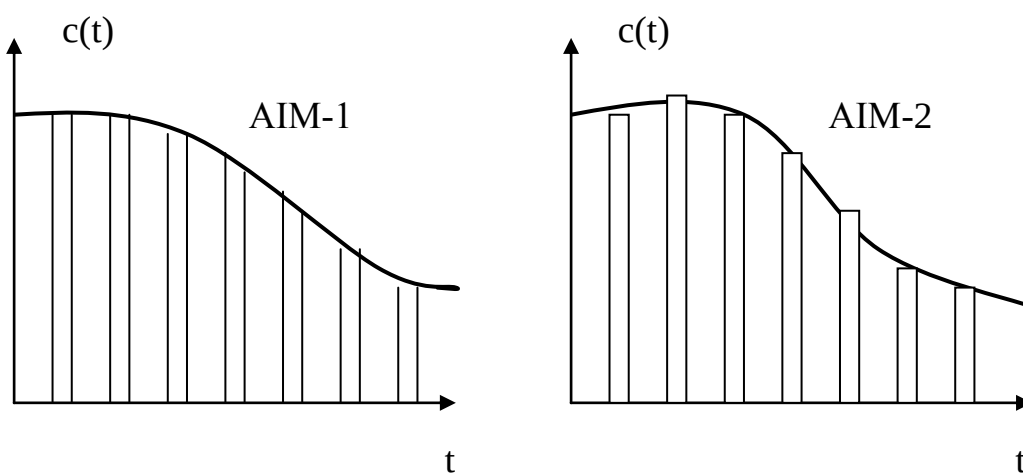
Ця операція називається *процедурою згладжування*.

Теоретично реалізувати процедуру згладжування (4.1) можна різними способами (наприклад, з використанням ЕОМ чи в аналоговому варіанті за допомогою ідеального лінійного фільтра з прямокутною частотною

характеристикою). Однак на практиці процедуру згладжування можна реалізувати лише приблизно.

4.3. Амплітудно-імпульсна, широтно-імпульсна, фазо-імпульсна і частотно-імпульсна модуляції сигналів.

Амплітудно-імпульсна модуляція. Розрізняють амплітудно-імпульсну модуляцію першого і другого роду (АІМ-1 і АІМ-2). Утворення сигналів АІМ-1 і АІМ-2 пояснюється на рис.4.2.



При цьому у випадку АІМ-1 імпульсний сигнал під час існування імпульсу змінюється за законом повідомлення. При АІМ-2 імпульси є прямокутними, а їхні амплітудні значення дорівнюють відлікам повідомлення. На практиці в імпульсних системах зв'язку тривалість імпульсів вибирають менше інтервалу дискретизації за часом, що у свою чергу завжди менше інтервалу кореляції повідомлення. Тому сигнали при АІМ-1 і АІМ-2 практично збігаються.

У передавачі імпульсами, амплітуда яких міняється за законом повідомлення, модулюється радіосигнал. У залежності від виду модуляції радіосигналу розрізняють комбіновані види модуляції: АІМ-АМ, АІМ-ЧМ чи АІМ-ФМ.

Тому, що характеристики модульованої послідовності імпульсів високої частоти однозначно виражаються через характеристики модульованої послідовності, то надалі будемо проводити розгляд видів імпульсної модуляції через характер зміни спектра послідовності відеоімпульсів.

Періодична послідовність відеоімпульсів аналітично може бути записана у такому вигляді:

$$a(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(t-t_k) = \begin{cases} a_0 n p u k T_i < t < k T_i + \tau \\ 0 n p u k T_i + \tau < t < (k+1) T_i \end{cases} \quad (4.2)$$

Таку послідовність імпульсів можна представити рядом Фур'є

$$a(t) = a_0 \gamma + 2a_0 \gamma \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \cos n\Omega_i t, \quad (4.3)$$

де $\Omega = 2\pi/T_i$ і $\gamma = \tau/T_i$ - коефіцієнт заповнення послідовності.

Спектр колювання (4.3) зображений на рис.4.3, де A_n - коефіцієнти ряду Фур'є:

$$A_n = \operatorname{Re} \frac{2a_0}{T_i} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-n\Omega t} dt = \frac{2a_0 \tau}{T_i} \frac{\sin \frac{n\Omega_i \tau}{2}}{\frac{n\Omega_i \tau}{2}} = 2a_0 \gamma \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma}.$$

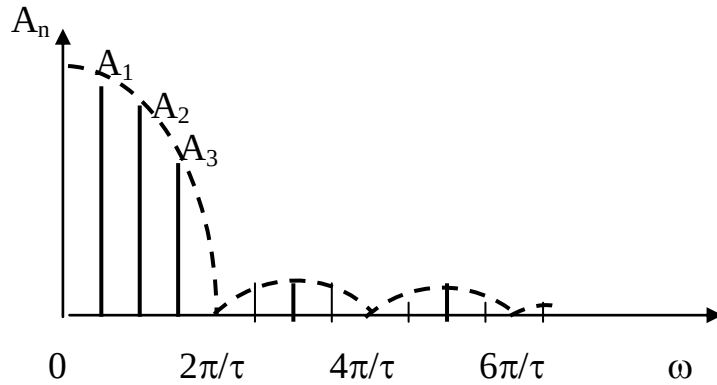


Рис.4.3

Сигнал з амплітудно-імпульсною модуляцією може бути представлений у виді добутку

$$a_{AIM}(t) = [1 + m_a c(t)] a(t), \quad (4.4)$$

де m_a - коефіцієнт пропорційності, що має зміст коефіцієнта модуляції; $0 < m_a \leq 1$ і $-1 \leq c(t) \leq 1$.

Надалі аналіз ведеться для найпростішого виду функції, що модулює

$$c(t) = \cos \Omega t. \quad (4.5)$$

З урахуванням виражень (4.4), (4.3) і (4.5) маємо

$$a_{AIM}(t) = a_0 (1 + m_a \cos \Omega t) \gamma + 2a_0 (1 + m_a \cos \Omega t) \gamma \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \cos n\Omega_u t. \quad (4.6)$$

Вираження (4.6) визначає спектр сигналу AIM (рис.4.4). У його складі містяться:

- постійна складова $a_0\gamma$;
- складова частоти, що модулює $a_\Omega(t) = a_0\gamma m_a \cos \Omega t$;
- складові основної частоти проходження F_u і її гармонік

$$a_{nF_i}(t) = 2a_0\gamma \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \cos(n2\pi F_i t);$$

- складові виду

$$\begin{aligned} a_{nF_i \pm F} &= 2a_0\gamma m_a \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \cos(n2\pi F_i t) \cos 2\pi F t = \\ &= a_0\gamma m_a \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} [\cos 2\pi(nF_i - F)t + \cos 2\pi(nF_i + F)t]. \end{aligned}$$

Таким чином, спектр сигналу АІМ складається з постійної складової, коливання на частоті $\Omega=2\pi F$ сигналу $s(t)$, що модулює, і складових спектрів, утворених у результаті амплітудної модуляції функцією $s(t)$ кожної з nF_i гармонік частоти F_i проходження ($n = 1, 2, \dots$).

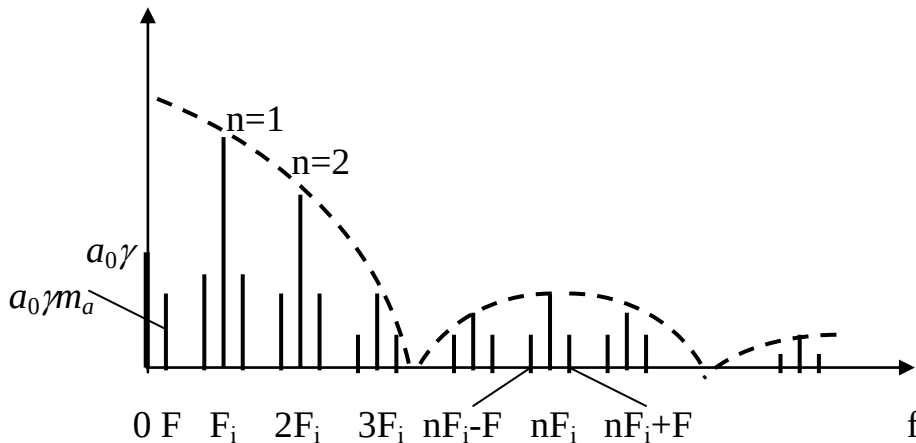


Рис.4.4

Кожний із зазначених спектрів складається з коливання на несучій частоті nF_i й коливань на верхніх $nF_i + F$ і на нижніх $nF_i - F$ бічних частотах.

Наявність у спектрі сигналу АІМ складової на частоті Ω коливання $s(t)$, яке модулює, уможливорює безпосереднє виділення її за допомогою простого фільтра.

Смуга частот ΔF_0 фільтра нижніх частот, за допомогою якого виділяється переданий сигнал $s(t)$, повинна задовольняти умови

$$F_{\max} \leq \Delta F_0 \leq F_i - F_{\max}. \quad (4.7)$$

Очевидно, ця умова виконується при $T_i \geq 1/2F_{\max}$ (визначається теоремою Котельникова). Спектр високочастотного (лінійного) сигналу АІМ може бути визначений як спектр коливання

$$A_{AIM}(e) = a_{AIM}(t)A_0(t) \quad (4.8)$$

Приймаючи висоту відеоімпульсів $a_0 = 1$, маємо

$$A_{AIM}(t) = a_0(1 + m_a \cos \Omega t) \gamma \cos \omega_0 t + 2a_0 \gamma (1 + m_a \cos \Omega t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\gamma}{n\pi\gamma} \cos n\Omega_i t \cos \omega_0 t. \quad (4.9)$$

Недоліком імпульсної системи зв'язку з АІМ-АМ є те, що у каналі зв'язку передаються сигнали з мінливою амплітудою, а це змушує застосовувати пристрої із широким динамічним діапазоном. Може бути застосовано імпульсну систему зв'язку з АІМ-ЧМ, у якій сигнали являють собою імпульси однакової амплітуди і тривалості, а частота кожного радіоімпульсу пропорційна значенню відліку повідомлення. При прийомі таких сигналів також доцільно робити стробування імпульсів. Для частотного детектування радіоімпульсів може застосовуватися оптимальна синхронна схема, подібна синтезованій для аналогового каналу зв'язку з частотною модуляцією. Як і у випадку аналогового каналу зв'язку, завадостійкість імпульсної системи зв'язку з АІМ-ЧМ підвищується зі збільшенням девіації частоти, але це супроводжується розширенням спектра сигналів. Також може використовуватися імпульсна система зв'язку з АІМ-ФМ, сигнали якої подібні сигналам з АІМ-ЧМ, але пропорційно повідомленню міняється не частота, а фаза радіоімпульсів. Для прийому сигналів з цим видом модуляції може застосовуватися оптимальний пристрій, подібний синтезованому для аналогового каналу зв'язку з фазовою модуляцією. Через імпульсний характер сигналів воно повинно керуватися імпульсами тактової синхронізації і у проміжках між імпульсами відключатися від лінії зв'язку і переходити в режим екстраполяції. Завадостійкість системи зв'язку з АІМ-ФМ підвищується зі збільшенням девіації фази.

Широтно-імпульсна модуляція. При модуляції імпульсів за тривалістю змінюється їхня ширина.

Можлива однобічна і двостороння (симетрична) модуляція за тривалістю.

При однобічній модуляції переміщається на величину $\Delta\tau_k$, пропорційну напрузі, що модулює, лише один із фронтів імпульсу, а інший фронт залишається фіксованим.

Збільшення тривалості імпульсу при однобічній модуляції можна представити у вигляді такого рівняння:

$$\Delta\tau_k = \Delta\tau_{\max} c(t_k), \quad (4.10)$$

а повну тривалість k -го імпульсу у вигляді

$$\tau_k = \tau + \Delta\tau_k = \tau + \Delta\tau_{\max} c(t_k) = \tau[1 + m_\tau c(t_k)], \quad (4.11)$$

де $m_\tau = \Delta\tau_{\max}/\tau$ - визначає глибину модуляції.

Можна відзначити, що однобічна модуляція за тривалістю супроводжується одночасною модуляцією за фазою.

Дійсно, якщо середина немодульованого імпульсу відповідала моменту часу kT_i , то при зміні тривалості на величину $\Delta\tau_k$ момент t_k , що відповідає середині імпульсу тривалістю $\tau_k = \tau + \Delta\tau_k$, буде

$$t_k = kT_i + \frac{\Delta\tau_k}{2} = kT_i + \frac{\Delta\tau_{\max}}{2} c(t_k), \quad (4.12)$$

тобто зміщується на величину $\frac{\Delta\tau_{\max}}{2} c(t_k)$, у чому і виявляється модуляція фази.

Для двосторонньої, симетричної модуляції маємо наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} \Delta\tau_k &= 2\Delta\tau_{\max} c(t_k); \\ \tau_k &= \tau[1 + m_\tau(t_k)], \end{aligned} \quad (4.13)$$

де $m_\tau = 2\Delta\tau_{\max}/\tau$.

Двостороння модуляція за тривалістю не супроводжується фазовою модуляцією, тому що положення середини імпульсу не змінюється.

Будемо вважати частоту імпульсів незмінною. Тоді коефіцієнт заповнення

$$\gamma(t) = \tau/T_i = \gamma[1 + m_\tau c(t)] \quad (4.14)$$

Підставляючи це значення коефіцієнта заповнення у формулу (4.3), одержуємо вираження для широтно-модульованої послідовності імпульсів

$$\begin{aligned} a_{\text{ШМ}}(t) &= a_0 \gamma[1 + m_\tau c(t)] + \\ &+ 2a_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \sin\{n\pi\gamma[1 + m_\tau c(t)]\} \cos n\Omega_i t; \end{aligned} \quad (4.15)$$

для $c(t) = \cos \Omega t$ під знаком суми маємо

$$\begin{aligned} \sin[n\pi\gamma(1 + m_\tau \cos \Omega\tau)] &= \sin(n\pi\tau) \cos(n\pi m_\tau \cos \Omega\tau) + \\ &+ \cos(n\pi\gamma) \sin(n\pi m_\tau \cos \Omega\tau). \end{aligned} \quad (4.16)$$

Роблячи подальші перетворення можна одержати співвідношення, що описують спектр коливання ШМ.

Спектр коливання ШМ має більш складнішу структуру, чим спектр сигналу АІМ, і містить: постійну складову, складові частоти коливання, що

модують, складові основної частоти проходження і її гармонік, а також складові з комбінаційними $nF_i \pm mF$ частотами .

Спектр сигналу ШІМ приведений на рис.4.5.

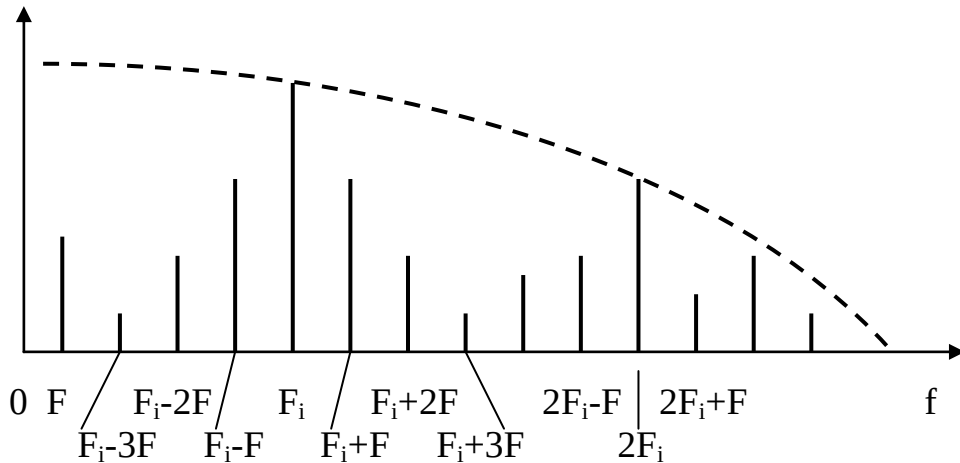


Рис.4.5

При ШІМ біля гармонік частоти повторення імпульсів має місце теоретично нескінченна безліч бічних частот (комбінаційних). У цей час значення амплітуд коливань на бічних частотах швидко зменшуються зі збільшенням номера бічної частоти. Якщо враховувати як найближчу до частоти сигналу, що модулює, нижню бічну частоту з номером 2, то для якісної фільтрації переданого повідомлення необхідно забезпечити виконання умови $F_i - 2F_{\text{макс}} > F_{\text{макс}}$, чи $F_i > 3F_{\text{макс}}$.

Один з можливих варіантів схемного здійснення однобічної ШІМ показаний на рис.4.6.

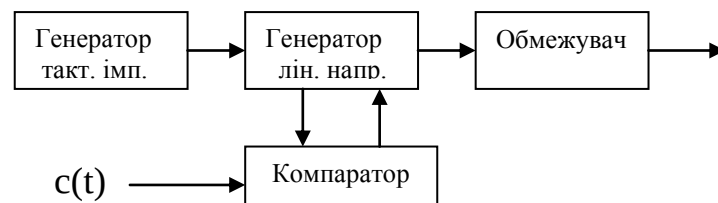


Рис.4.6

На схемі (рис.4.6) генератор тактових імпульсів виробляє імпульси, які запускають генератор напруги, що лінійно змінюється . Пилкоподібний процес генератора лінійної напруги і повідомлення подаються на два входи компаратора, що виробляє імпульс у момент їхнього збігу. Цей імпульс припиняє роботу генератора пилкоподібної напруги. У результаті на його виході виробляються пилкоподібні імпульси, амплітуда і тривалість яких пропорційні повідомленню. Ці імпульси пропускаються через обмежувач і

перетворюються в прямокутні імпульси постійної амплітуди з тривалістю, що змінюється за рахунок переміщення зрізу.

Далі отримані відеоімпульси надходять на модулятор передавача, у якому виробляються радіоімпульси. У результаті цього, в залежності від застосованої в передавачі модуляції, утворюються радіосигнали ШІМ-АМ, ШІМ-ЧМ чи ШІМ-ФМ.

Система зв'язку із ШІМ-АМ є трохи більш завадостійкою, ніж система з АІМ-АМ.

Фазо-імпульсна модуляція. При фазо-імпульсній модуляції (ФІМ) змінюється положення імпульсів у часі щодо вихідного їхнього положення в немодульованій послідовності. Склад спектра сигналу ФІМ аналогічний спектру сигналу ШІМ. Однак складова спектра на частоті переданого повідомлення має амплітуду, пропорційну частоті модуляції. Внаслідок цього безпосереднє виділення повідомлення (переданого сигналу) за допомогою фільтра нижніх частот супроводжується великими частотними перекручуваннями. Крім того, амплітуда коливань складової на частоті переданого повідомлення з урахуванням реальних значень частоти (вимірюваної кілогерцами) і девіації (вимірюваної одиницями мікросекунд) виявляється слабко вираженою (має порядок більш низький, чим у складі коливання АІМ).

Тому в системах з ФІМ безпосереднє виділення (за допомогою фільтрів) функції переданого повідомлення із сигналу на виході амплітудного детектора є недоцільним. У зв'язку з цим отримана на виході послідовність відеоімпульсів ФІМ перетворюється в послідовність відеоімпульсів АІМ, з якої вже здійснюється виділення функції переданого повідомлення за допомогою фільтра нижніх частот.

Процес формування ФІМ пояснює рис.4.7.

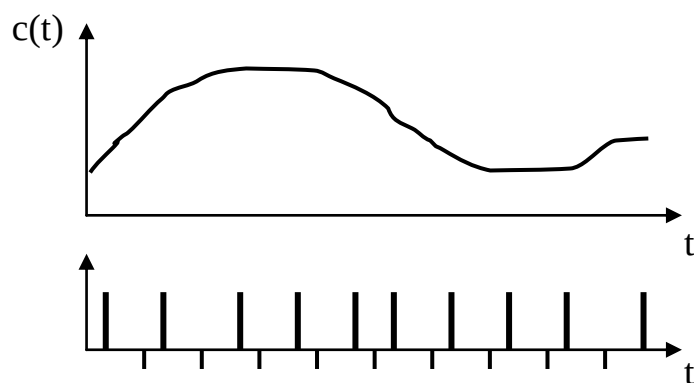


Рис.4.7

При ФІМ кожен імпульсний сигнал за своїм положенням на осі часу відхиляється від тактової точки на час, пропорційний значенню повідомлення. При цьому форма імпульсу не змінюється.

Виділяються різні варіанти ФІМ. Насамперед можна вказати два різновиди: ФІМ-1 і ФІМ-2. При ФІМ-1 положення імпульса на осі часу визначається значенням повідомлення в момент часу виникнення імпульсу, а при ФІМ-2 – значенням повідомлення в тактовий момент часу.

Іноді розрізняють також однобічну і двобічну ФІМ. При однобічній ФІМ імпульс зміщується щодо тактової точки тільки в один бік, а при двобічній ФІМ – симетрично в обидва боки. Найбільш розповсюдженим варіантом є однобічна ФІМ-1, але різниця між ними несуттєва. ФІМ-1 може бути отримана шляхом диференціювання сигналів із ШІМ і формування імпульсних сигналів з ФІМ із імпульсів чи фронтів зрізів імпульсів ШІМ.

При передачі сигналів по радіолінії вторинну модуляцію гармонійних коливань здійснюють імпульсами. По видом вторинної модуляції розрізняють ФІМ-АМ, ФІМ-ЧМ і ФІМ-ФМ. При ФІМ-АМ сигнали в радіолінії являють собою короткі радіоімпульси, між якими коливання відсутні. Кожен радіоімпульс зміщений за часом щодо тактового моменту на величину, пропорційну повідомленню. При ФІМ-ЧМ гармонійні коливання в радіолінії існують увесь час. У проміжках між відеоімпульсами вони здійснюються на одній частоті, а під час відеоімпульсу на короткий час частота коливань змінюється і стає іншою. При збільшенні зрушення частоти завадостійкість системи зв'язку підвищується, але одночасно розширюється спектр радіосигналів. При ФІМ-ФМ гармонійні коливання в радіолінії також існують увесь час, але під час дії радіоімпульсу їхня фаза стрибком змінює своє значення. Зі збільшенням зрушення фази підвищується завадостійкість і розширюється спектр радіосигналів.

Система зв'язку з ФІМ-АМ завадостійкіша у порівнянні з АІМ-АМ і ШІМ-АМ. Це обумовило її більш широке застосування.

Частотно-імпульсна модуляція. При частотно-імпульсній модуляції здійснюється зміна частоти проходження імпульсів, причому амплітуда (девіація) частотного відхилення пропорційна амплітуді повідомлення, що модулює, і не залежить від частоти модуляції

$$\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{макс}} \cos(\Omega t_k + \gamma). \quad (4.17)$$

Модуляція частоти проходження імпульсів за законом (4.17) еквівалентна зміні фази за законом

$$\Theta = \int \Delta\omega(t) dt = \int \Delta\omega_{\text{макс}} \cos(\Omega t + \gamma) dt = \frac{\Delta\omega_{\text{макс}}}{\Omega} \sin(\Omega t + \gamma) + \Theta_0,$$

відкідля часове зрушення визначиться вираженням

$$\Delta t = \frac{\Theta - \Theta_0}{\Omega_i} = \frac{1}{\Omega_i} \frac{\Delta \omega_{\max}}{\Omega} \sin(\Omega t + \gamma) = \Delta t_{\max} \sin(\Omega t + \gamma).$$

Тут

$$\Delta t_{\max} = \frac{1}{\Omega_i} \frac{\Delta \omega_{\max}}{\Omega}. \quad (4.18)$$

Таким чином, при модуляції смугою частот величина $\Delta t_{\max}$ не залежить від Ω при ФІМ і назад пропорційна Ω при ЧІМ (4.18). У випадку тональної модуляції ФІМ і ЧІМ тотожні.

Загальним недоліком імпульсних систем зв'язку є те, що параметр сигналів, що представляє, (амплітуда, тривалість, фаза) - аналоговий. Це утрудняє застосування в таких системах цифрових пристроїв, а також сполучення їх з ЕОМ.

Список рекомендованої літератури

1. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.
2. Величкин А.И., Азаров О.С., Саютин О.В. Средства связи и системы передачи данных ВВС. Под ред. А.И.Величкина. – М.: ВВИА, 1985. – 324с.
3. Теплов Н.Л. и др. Теория передачи сигналов по электрическим каналам связи. – М.: Воениздат, 1976. – 424с.
4. Системы радиосвязи: Учебник для вузов/ Н.И.Калашников, Э.И.Крупичкий, И.Л.Дороднов, В.И.Носов; Под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352с.
5. Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А. Системы связи: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1987. – 280с.

Розділ 5. СПОСОБИ ЦИФРОВОЇ ПЕРЕДАЧІ БЕЗПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ.

При використанні імпульсних методів передачі аналогових повідомлень, розглянутих у попередній лекції, виникають труднощі із застосуванням цифрових пристроїв обробки, завадостійким кодуванням, забезпеченням сполучення систем зв'язку з ЕОМ. Тому в даний час інтенсивно розвиваються цифрові методи передачі повідомлень, що можуть бути реалізовані за допомогою імпульсно-кової модуляції, диференціальної імпульсно-кової модуляції і дельта-модуляції. Розгляду способів цифрової передачі безперервних (аналогових) повідомлень і буде присвячена даний розділ.

5.1. Квантування повідомлень за рівнями.

Основний алгоритм представлення аналогового сигналу у цифровому вигляді полягає у послідовному здійсненні трьох етапів: дискретизація у часі, квантування за рівнями, кодування. Цей алгоритм одержав назву імпульсно-кової модуляції (ІКМ).

На першому етапі з безперервного сигналу формується послідовність відліків (див. рис.5.1).

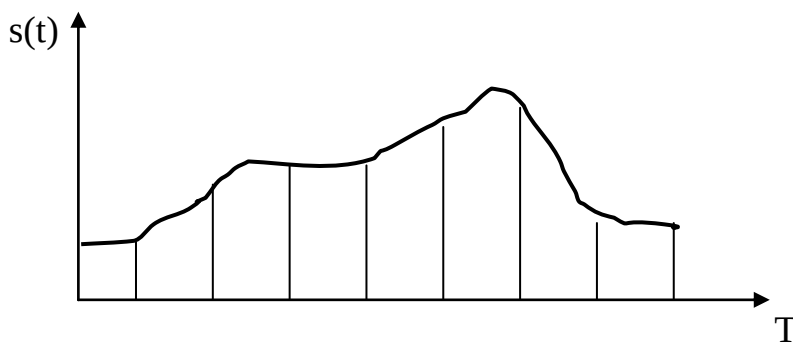


Рис.5.1

Послідовність відліків може формуватись з використанням рівних чи нерівних інтервалів часу. Тому розрізняють рівномірну та нерівномірну дискретизації. Поширенішою на практиці є рівномірна дискретизація завдяки найбільш простій технічній реалізації, тому що частота дискретизації в цьому випадку постійна.

Вимоги щодо частоти дискретизації визначаються теоремою Котельникова – $T_d = 1/2F_{\max}$. Для відновлення сигналу з його дискретизованого вигляду може використовуватись фільтр низьких частот (ФНЧ) із частотою зрізу, яка визначається такою умовою:

$$F_{\max} \leq f_{\phi} \leq f_d - F_{\max}.$$

Для відтворення сигналу за допомогою реального ФНЧ частота дискретизації повинна задовольняти умови

$$f_d = 2 R F_{\max},$$

де $R = 1,1 - 1,5$ – постійний коефіцієнт.

Другим етапом ІКМ-перетворення є квантування одержаних відліків.

Квантування являє собою перетворення сигналу, при якому діапазон можливих значень параметрів сигналу поділяється на кінцеве число зон, кожна з яких представляється одним фіксованим значенням параметра цього сигналу. Коротше, квантуванням називається перетворення безперервних випадкових величин у дискретні.

У системі зв'язку квантування за рівнями і кодування здійснюється, як правило, в одному пристрої, який називається кодером. На виході системи зв'язку декодування кодових комбінацій і утворення дискретних випадкових величин виробляється в декодері. Відповідні один одному кодер і декодер разом утворюють кодек.

Розглянемо процеси, що протікають при квантуванні, більш докладно. Припустимо, що перешкоди в каналі зв'язку не діють. Амплітудна характеристика квантувача має вигляд, показаний на рис.5.2. По горизонтальній осі відкладені значення вхідних безперервних величин, а по вертикальній осі – вихідних дискретних. Видно, що характеристика має східчастий характер і є нелінійною.

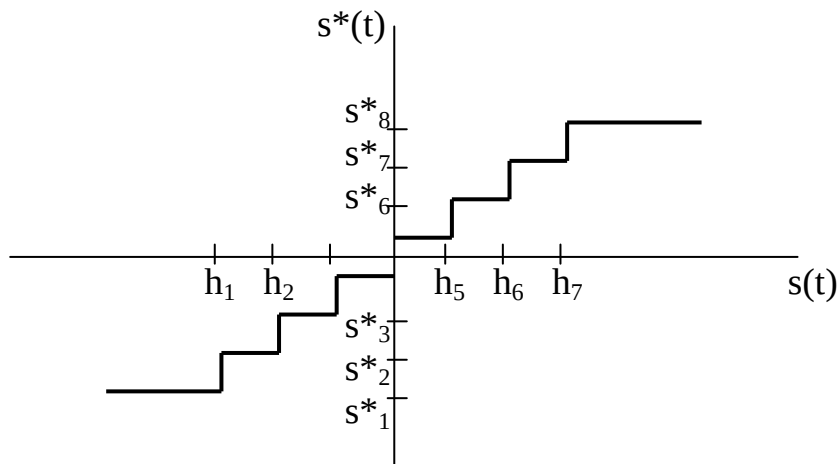


Рис.5.2

При цьому безперервний інтервал значень відліків замінюють кінцевою множиною дозволених для передавання рівнів квантування. Рівні квантування поділяють весь діапазон зміни амплітуд відліків на кінцеве число інтервалів, що мають назву кроків квантування. Кожному рівню

квантування відповідає відповідна зона значень амплітуд відліків. Кордони між цими зонами називаються порогами квантування.

Як бачимо з рисунка, будь-яке значення амплітуди вхідного сигналу в межах між двома сусідніми порогами буде представлене одним і тим же рівнем квантування. Тому процес квантування завжди супроводжується помилками, які зветься шумом квантування. ІКМ з рівномірним квантуванням називають лінійним. Вплив шуму квантування можна суттєво зменшити, якщо використовувати нерівномірне квантування. При цьому більші рівні сигналів квантуються більшим кроком, а менші – меншим. Рівномірне квантування здійснюється простіше, але при нерівномірному квантуванні, коли кроки обирати узгоджено із характеристиками повідомлення, можна одержати більш високу точність передачі. Технічна процедура нерівномірного квантування складна. Тому використовується спосіб, що одержав назву квантування з компандуванням. Компандерна система являє собою комплекс з двох нелінійних перетворювачів із взаємно зворотними характеристиками.

Компресор стискає динамічний діапазон вхідного сигналу, а потім використовує стандартний лінійний ІКМ-кодер.

Третім етапом ІКМ-перетворення є кодування квантованих значень набором двійкових символів.

Найпростіше це здійснюється шляхом запису номера рівня квантування у вигляді двійкового числа. При кількості двійкових розрядів на відлік, який становить 8, прикладом запису номера рівня квантування може бути – 00111001.

Відомо декілька типів цифрових систем зв'язку, призначених для передачі аналогових повідомлень. До одного з них, найбільш поширеного, відносяться системи зв'язку з імпульсно-кодовою модуляцією (ІКМ). Для них характерно те, що дискретизації і квантуванню піддається безпосередньо саме повідомлення. До іншого типу відносяться системи зв'язку з диференціальною імпульсно-кодовою модуляцією (ДІКМ), у яких дискретизації і квантуванню піддається різниця між повідомленням та його передбаченими значеннями, отриманими із використанням попередніх цифрових сигналів.

5.2. Системи зв'язку з імпульсно-кодовою модуляцією (ІКМ).

Повідомлення можуть являти собою безперервні величини чи безперервнозначні процеси. Безперервними величинами можуть бути такі повідомлення як координати цілі, заданий курс, задана висота польоту та інше. Вони передаються одноразово і в цьому випадку немає можливості

сформувати передбачене значення повідомлення із попередніх сигналів, тому що такі сигнали відсутні. Тому при передачі безперервних величин систему із ДІКМ використати неможливо, а треба застосовувати тільки систему зв'язку з ІКМ. Коли ж повідомлення являє собою безперервно-значний випадковий процес, тоді для його передачі може бути використана як система зв'язку з ІКМ так і з ДІКМ.

Схема системи зв'язку з ІКМ зображена на рис.5.3.

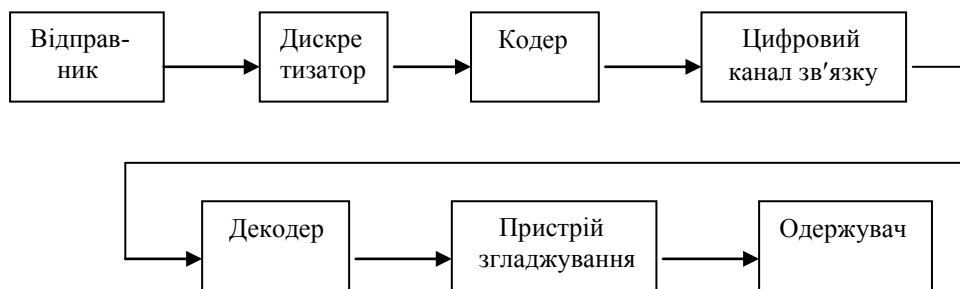


Рис.5.3

Система включає в себе відправника повідомлення, дискретизатор, кодер, цифровий канал зв'язку, декодер та пристрій згладжування, з виходу якого оцінка повідомлення передається одержувачу. При передачі випадкової величини замість згладжування здійснюється запам'ятовування прийнятого повідомлення, а при передачі безперервнозначного процесу на виході системи зв'язку здійснюється згладжування оцінки повідомлення для послаблення помилок, пов'язаних з дискретизацією та квантуванням. На практиці такі процедури як дискретизація, квантування і кодування робляться сумісно в одному пристрої, який називається аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). Зворотна процедура здійснюється за допомогою перетворювача, який називається цифро-аналоговим (ЦАП). Тоді схема каналу зв'язку з ІКМ виглядає як показано на рис.5.4.



Рис.5.4

Операції дискретизації та квантування здійснюються в АЦП. На виході АЦП формується дискретна послідовність $x(t)$. На виході цифрового каналу зв'язку (ЦКЗ) за допомогою ЦАП робиться декодування прийнятих кодових комбінацій. Процес дискретизації, квантування та кодування показаний на рис.5.5.

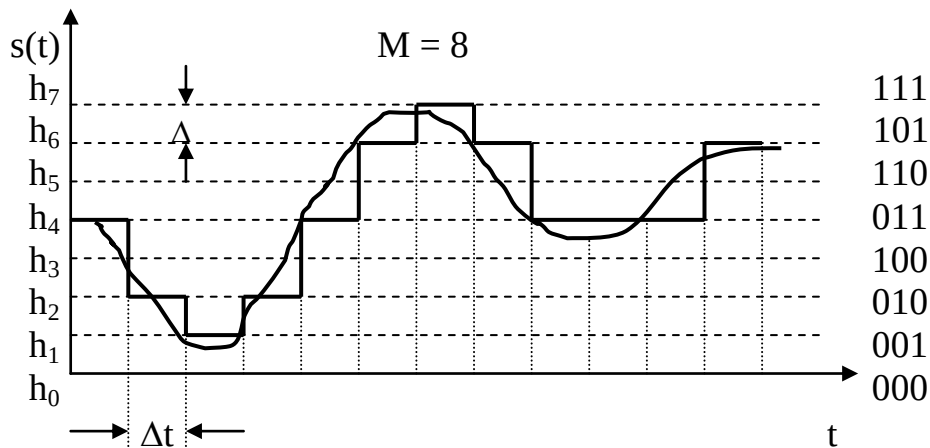


Рис.5.5

При квантуванні за рівнями інтервал можливих значень $s(t)$ поділяється на N зон рівнями квантування $h_1, h_2, \dots, h_{N-1}$. Коли часовий відлік сигналу попадає у деяку зону квантування, то в АЦП формується номер цієї зони, який передається у ЦКС у вигляді послідовного двійкового коду. Наприклад, запис сигналу для повідомлення, яке зображено на рис.5.5, буде у двійковому коді виглядати так: 011010001010011101111101011011011101. На виході після декодування в ЦАП цього дискретного сигналу виявляється напруга $s^*(t)$ пропорційна номеру рівня. Точність встановлення повідомлення за його квантованими відліками можна оцінити помилкою $\varepsilon = s(t) - s^*(t)$. Абсолютна величина помилок не перевищує половини кроку квантування: $|\varepsilon| < \Delta/2$. Послідовність ε часто називають “шумом квантування”. Із ростом числа рівнів квантування потужність шумів квантування зменшується.

При ІКМ квантовані рівні безперервного повідомлення у разі використання двійкового коду передаються комбінаціями імпульсів, кожний з яких може мати одне з $m = 2$ значень (1 або 0). При цьому:

$$n = \log_2 M, \quad (5.1)$$

де M – загальне число рівнів в ансамблі квантованого повідомлення.

В системах з ІКМ застосовуються такі ж самі способи модуляції (маніпуляції), як і в каналах з імпульсною (дискретною) модуляцією. Тому можуть існувати такі сполучення ІКМ з різними видами маніпуляції лінійного сигналу: ІКМ-АМн, ІКМ-ЧМн, ІКМ-ФМн.

Спектр цих сигналів буде виглядати аналогічно спектру сигналів з маніпуляцією з врахуванням того, що

$$T = \tau = \Delta t / n = 1 / n 2 F_{\max}, \quad (5.2)$$

де $F_{\max}$ – максимальна частота спектра безперервного повідомлення $s(t)$.

У відповідності з цим ефективна ширина спектра сигналів ІКМ буде дорівнювати:

$$\Delta f_{IKM-AM} = \Delta f_{IKM-\Phi M} = 1/\tau = 2nF_{\max}; \quad (5.3)$$

$$\Delta f_{IKM-ЧМ} \approx 2 \frac{1}{\tau} = 4nF_{\max}. \quad (5.4)$$

Формули (5.3) і (5.4) визначають ширину спектра сигналів в одноканальній системі ІКМ. У багатоканальній системі з часовим розподілом каналів, які будуть розглядатися у подальшому, час, відведений на передачу однієї комбінації в окремому каналі зв'язку, зменшується у M разів, де M – загальне число каналів. Відповідно цьому ширина спектра сигналів в багатоканальній системі ІКМ буде:

$$\Delta f_{IKM}(M) = \Delta f_{IKM} / M, \quad (5.5)$$

де Δf_{IKM} – ширина спектра сигналу при одноканальній роботі.

5.3. Системи зв'язку з диференціальною імпульсно-ковою модуляцією (ДІКМ).

Аналіз ІКМ показує, що відлік вхідного сигналу кодується незалежно від сусідніх. Це означає, що така система не враховує статистичну надмірність мовних сигналів і для створення кожного відліку використовується надмірна кількість біт. Дані обставини призводять до високих потрібних швидкостей передавання у цифровій формі. Один з шляхів зменшення швидкості передачі – це усунення статистичної надмірності.

Найпростіше надмірність можна усунути, якщо на кожному такті підвергати кодуванню не саме значення відліку, а тільки його зміну відносно попереднього значення. Згідно цієї ідеї має місце врахування статистичних характеристик сигналу на якомусь попередньому часовому інтервалі та використання їх для передбачення значень наступних відліків.

Наявність надмірності у сигналі гарантує отримання достатньо точного передбачення. Помилка передбачення визначається як різниця між істинним та передбаченим значенням відліку і має у цьому випадку невеликий динамічний діапазон та допускає використання меншої, ніж при ІКМ, кількості рівнів квантування. Практична реалізація таких процесів виконується шляхом відрахування передбаченого значення із величини, що квантується. Засіб, що реалізує випадок, коли передбачене значення сигналу формується із попереднього цифрового, отримав назву диференційної ІКМ (ДІКМ).

Наявність сильних кореляційних зв'язків у сигналі проявляється в тому, що сусідні відліки (при стандартній частоті дискретизації) мають

близькі значення амплітуди. У цьому випадку в різниці між поточними відліками та їх передбаченими значеннями значно менший динамічний діапазон, ніж у самих відліків. Тому для квантування цих відліків (помилки передбачення) можна використовувати меншу кількість рівнів, що призводить до зниження потрібної швидкості передавання.

Структурна схема ДІКМ наведена на рис.5.6. Принцип дії ДІКМ пояснюється за допомогою рис.5.7.

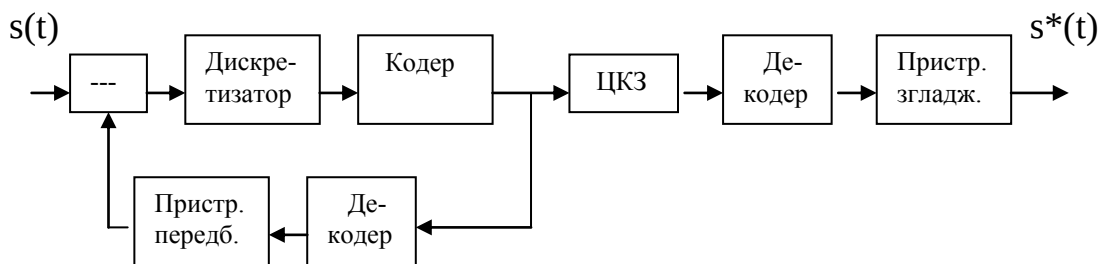


Рис.5.6

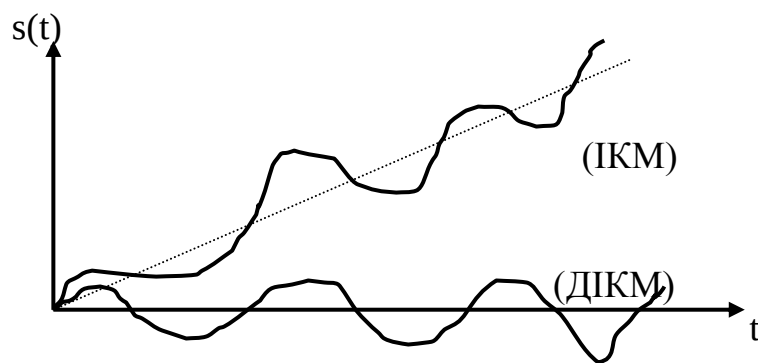


Рис.5.7

В кодері квантувач АЦП охоплено зворотним зв'язком, що дозволяє уникнути накопичення помилок квантування при декодуванні. Блок передбачення на основі аналізу попередніх відліків оцінює (пророкує) значення поточних відліків. Треба відмітити, що пристрій згладжування є еквівалентним фільтру, який згладжує сигнал у приймальній частині системи зв'язку. Позитивна дія кола зворотного зв'язку є в усуненні надмірності, яка є в повідомленні й апріорно відома. В результаті значно зменшується динамічний діапазон квантованого сигналу, що дозволяє зменшити смугу пропускання ЦКЗ.

Аналіз роботи ДІКМ-кодерів показує, що усунення статистичної надмірності мовних сигналів дозволяє при однаковій з ІКМ із стандартним

сигналом якості, використовувати в два рази менше рівнів квантування, що дозволяє знизити швидкість передавання до 48-56 кбіт/с.

5.4. Системи зв'язку з дельта –модуляцією (ДМ).

ДМ може розглядатись, як частковий випадок ДІКМ, при якому помилка передбачення квантується тільки на два рівні. Таке обмеження призводить до дуже простої технічної реалізації кодеку ДМ. Структурна схема кодера та декодера ДМ в найбільш загальному вигляді зображена на рис.5.8.

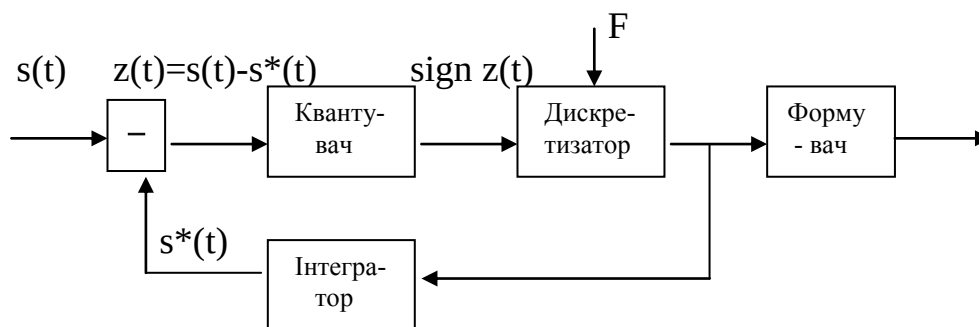


Рис.5.8

До складу пристрою ДМ входять: пристрій, що віднімає, на виході якого формується сигнал $z(t)$ – помилка передбачення; квантувач на два рівні; часовий дискретизатор, на виході якого формуються короткі імпульси з частотою F ; інтегратор, на виході якого формується передбачене значення повідомлення.

Часова діаграма, що пояснює роботу кодера, зображена на рис.5.9.

В залежності від знаку різниці $z(t)=s(t)-s^*(t)$ на виході дискретизатора виникає плюсовий чи від'ємний короткий імпульс фіксованої амплітуди. Вихідні імпульси дискретизатора подаються у коло зворотного зв'язку на вхід інтегратора, на виході якого формується східчаста напруга $s^*(t)$. Плюсовий імпульс відповідає плюсовому ступеню на виході інтегратора, від'ємний - від'ємному ступеню. В імпульсному розширювачі короткі імпульси розширюються на весь період тактового інтервалу. Двійковий сигнал поступає в ЦКЗ.

Ще одна функціональна схема формування дельта-модуляції наведена на рис.5.10.

Як видно з рисунків, на передавання значення помилки передбачення використовується тільки один розряд (біт). Тому швидкість передавання в такій системі співпадає зі значенням частоти дискретизації.

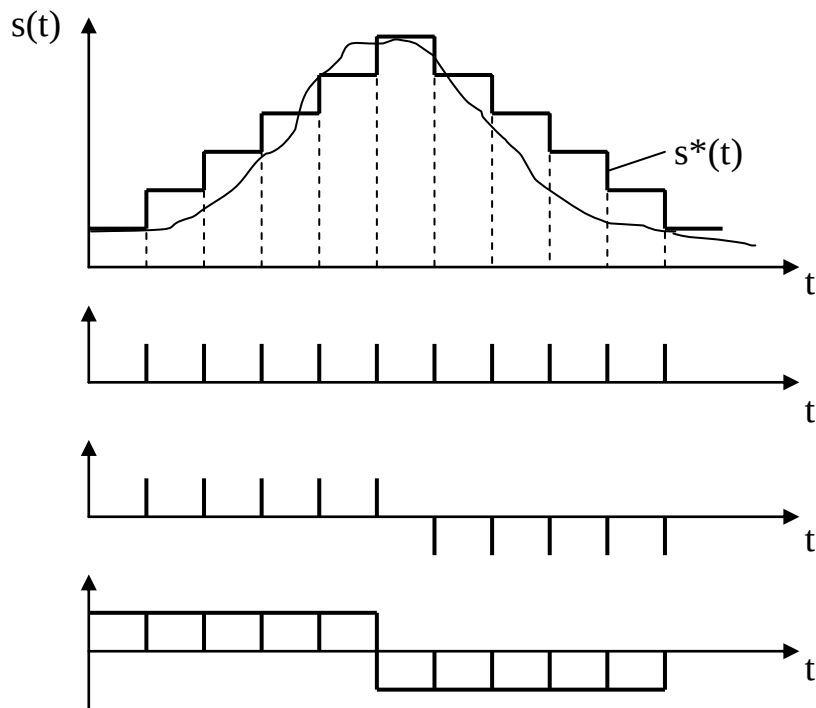


Рис.5.9

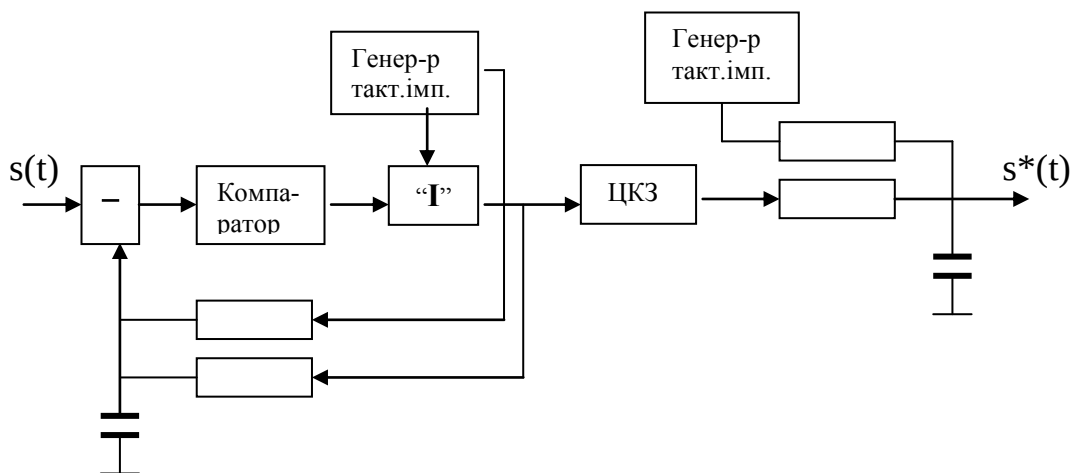


Рис.5.10

Система (рис.5.10) містить пристрій віднімання з повідомлення його передбаченого значення, компаратор, в якому здійснюється квантування на два рівні помилки передбачення z , схему "І", за допомогою якої здійснюється дискретизація повідомлення тактовими імпульсами. Одержані двійкові імпульси поступають до цифрового каналу зв'язку і кола зворотного зв'язку кодера. Формування аналогового процесу з двійкових імпульсів (цифро-аналогове перетворення) на приймальному боці і в колі зворотного зв'язку кодера здійснюється за допомогою однакових інтегруючих RC лан-

цюжків. На практиці у якості квантуючого елемента замість компаратора можуть застосовуватись також інші пристрої, які відносяться до групи “електронних реле”. У тому числі тригер Шміта, підсилювач-обмежувач, очікуючий мультівібратор і т. п. Сумісно з двійковими імпульсами прямої послідовності на інтегруючі ланцюжки подаються періодичні імпульси тактового генератора половинної амплітуди і протилежної полярності. При підсумовуванні цих сигналів в інтегруючих ланцюжках створюється ефект дії одній двополярної послідовності. Пристрій віднімання із повідомлення його передбачених значень практично не використовується. Замість віднімання здійснюється складання двох процесів різної полярності.

В ланцюгу ЗЗ формується апроксимуюча напруга, що являє собою ступінчасту криву. Сусідні значення цієї напруги обов’язково відрізняються один від одного однією тією ж самою величиною, що дорівнює кроку квантування. Декодер в системі з ДМ являє собою послідовно з’єднані інтегратор та ФНЧ.

Приймальна частка системи зв’язку (дельта-демодулятор) містить пристрій формування коротких імпульсів (аналогічно часовому дискретизатору) та інтегратор (див. рис.5.11).

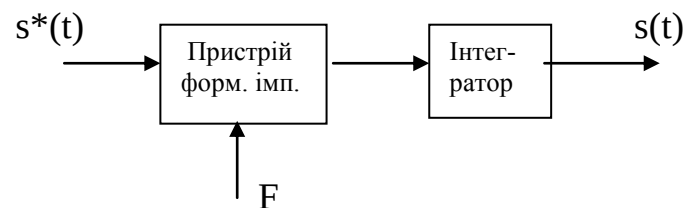


Рис.5.11

5.5. Порівняльна характеристика цифрових систем передачі безперервних повідомлень.

У системах зв'язку з ДІКМ без перешкод зі зменшенням кроку дискретизації за часом (і відповідному збільшенні швидкості передачі сигналу) середній квадрат помилки передачі повідомлення безмежно зменшується. При дії перешкод у каналі зв'язку цей висновок може бути несправедливий. Зазвичай виникає така ситуація. Задаються потужність передавача і спектральна густина шуму. Тоді зі збільшенням швидкості передачі сигналів зменшується їхня енергія і, отже, зменшується відношення сигнал/шум. Це призводить до збільшення імовірності помилкового прийому біта, що збільшує середній квадрат помилки передачі повідомлення. З іншого боку, зменшення кроку дискретизації зменшує помилку дискретизації. У результаті дії цих двох суперечливих факторів в зазначених умовах

існує оптимальний крок дискретизації за часом, який можна розрахувати з урахуванням залежності імовірності помилкового прийому бітів від відношення сигнал/шум для виду маніпуляції, що використовувався.

Цифрові системи зв'язку мають такі переваги: простота з'єднання з ЕОМ; застосування уніфікованих цифрових каналів зв'язку, придатних для передачі різних повідомлень; можливість використання цифрових пристроїв для перетворення і комутації сигналів у каналах зв'язку; застосовність завадостійких кодів для підвищення імовірності передачі повідомлень.

При оцінці цифрових систем зв'язку треба виходити з умови їхнього застосування. Припустимо, що передається траєкторна інформація, яка зчитується з екрана радіолокаційної станції. Радіолокаційне зображення обновлюється після кожного оберту антени, тобто через 5-10 с. У даному випадку період обертання антени визначає інтервал дискретизації повідомлення і зменшення помилки передачі можна забезпечити, тільки збільшуючи число рівнів квантування. При великому числі рівнів квантування можуть працювати тільки системи зв'язку з ІКМ чи ДІКМ. При порівнянні цих систем ураховують, що система з ІКМ легше з'єднується з ЕОМ, чим система з ДІКМ, хоча остання має більш високу точність передачі повідомлення. В даний час для передачі траєкторної інформації застосовуються системи з ІКМ, а застосування систем з ДІКМ залишається відкритим.

При цифровій передачі мовних повідомлень обмежень на частоту дискретизації немає. Можна компенсувати зменшення числа рівнів квантування збільшенням частоти дискретизації. Тому для телефонного зв'язку застосовуються системи зв'язку з дельта-модуляцією. Перевага дельта-модуляції перед ІКМ чи ДІКМ полягає в тому, що спрощується синхронізація. При ДМ передача ведеться одноімпульсними сигналами, і тому потрібна тільки тактова поелементна синхронізація. При ІКМ і ДІКМ сигнали являють собою комбінації імпульсів і тому в системі зв'язку повинна здійснюватися як поелементна, так і групова тактова синхронізація.

Для передачі факсимільних і телевізійних повідомлень також може використовуватися дельта-модуляція. Дослідження показали, що в таких системах частота дискретизації повинна вибиратися приблизно в 10-15 разів більше вищої частоти спектра повідомлення. У дельта-модуляції є один суттєвий недолік: система погано відпрацьовує різкі стрибки повідомлення, які відбуваються у час, менший ніж період дискретизації. Тому в тих випадках, коли хочуть зберегти чіткі контури зображення, для передачі використовують ДІКМ.

У цифрових системах зв'язку важливою перевагою дельта-модуляції є відсутність циклової синхронізації, а також простота технічної реалізації.

ІКМ переважніше застосовувати для каналів зв'язку з великою пропускнуою здатністю.

Список рекомендованої літератури

1. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.
2. Величкин А.И., Азаров О.С., Саютин О.В. Средства связи и системы передачи данных ВВС. Под ред. А.И.Величкина. – М.: ВВИА, 1985. – 324с.
3. Теплов Н.Л. и др. Теория передачи сигналов по электрическим каналам связи. – М.: Воениздат, 1976. – 424с.
4. Системы радиосвязи: Учебник для вузов/ Н.И.Калашников, Э.И Крупицкий, И.Л.Дороднов, В.И.Носов; Под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352с.
5. Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А. Системы связи: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1987. – 280с.

Розділ 6. СИСТЕМИ ТЕЛЕФОННОГО, ТЕЛЕГРАФНОГО ЗВ'ЯЗКУ ТА ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ.

6.1. Основи телефонії.

6.1.1. Акустичний сигнал, його характеристики.

Людська мова зв'язана з явищем звукових коливань. Звук виникає у результаті коливання якого-небудь тіла в пружному матеріальному середовищі (наприклад, у повітрі, воді). Так, наприклад, звучання струнних музичних інструментів обумовлюється коливанням струн, людська мова – коливанням голосових зв'язок, які розташовані у верхній частині дихального горла. Коливання предмета, який звучить, приводять у коливальний рух частки пружного матеріального середовища, які впливають на перетинку вуха людини і викликають відчуття звуку.

При відсутності пружного матеріального середовища (наприклад, в порожнечі) звуку бути не може.

Звуком називається коливання пружного матеріального середовища, яке створюється за допомогою коливання якого-небудь тіла.

У авіаційних системах радіозв'язку серед аналогових повідомлень найбільш поширені мовні повідомлення. Тому розглянемо основні особливості і характеристики мовних повідомлень. Мова складається з послідовності звуків. Звуки та переходи між ними являють символічне надання інформації. Порядок слідування звуків визначається правилами мови. Вивчення цих правил складає предмет лінгвістики. Аналізом та класифікацією самих звуків мови займається фонетика. Інженерів в першу чергу цікавить структура мовного сигналу, його основні характеристики та параметри.

Звукові коливання характеризується наступними параметрами: амплітудою, періодом, частотою, формою кривої коливання.

Амплітудою звукового сигналу називається величина найбільшого відхилення частинки, яка коливається, від свого положення спокою. Величина амплітуди впливає на силу звука.

Періодом звукового сигналу називається час, впродовж якого здійснюється одне повне коливання.

Частотою звукового сигналу називається кількість повних коливань частинки, яка коливається, за одну секунду.

Загальновідома залежність між частотою і періодом: $f=1/T$, де f – частота в герцах або періодах за секунду; T – час одного повного коливання в секундах.

Частота впливає на тон звука: чим вище частота, тим вищий тон звука, та навпаки, із зменшенням частоти знижується тон звука.

За формою кривої звукові сигнали поділяють на прості і складні. Прості характеризуються синусоїдальною формою кривої. В природі зустрічаються рідко. Приклад – звучання камертона. Складні поділяються на періодичні та неперіодичні.

Складні періодичні сигнали характеризуються періодичною формою кривої, але більш складною, ніж синусоїдальна форма (звучання музичних інструментів, вимова голосних звуків).

Складні неперіодичні сигнали характеризуються неперіодичною формою кривої (людська мова та різні шуми).

Будь-який складний неперіодичний сигнал можна математично і графічно розкласти на ряд простих синусоїдальних звуків, які називають складовими або гармоніками.

Перша складова складного сигналу називається основною гармонікою або основним тоном, причому це найбільш низький тон. Усі інші складові називаються верхніми і надають основному тону забарвлення, відтінку – тембру звука. За тембром відрізняють один від одного звуки музичних інструментів, мову однієї людини від мови іншої.

Сприйняття звуку починається з того, що звукові коливання повітря через зовнішнє вухо підводяться до барабанної перетинки. У середньому вусі з допомогою барабанної перетинки та зв'язаної з нею системи кісткових важелів акустичні коливання перетворюються у механічні коливання.

Головним елементом внутрішнього вуха є равлик, на котрий за допомогою системи кісткових важелів подається механічне коливання.

Ці коливання через рідину, якою заповнений равлик подаються на базилярну мембрану, що має форму клина. Широка частина мембрани резонує на низьких частотах, а вузька на високих звукових коливаннях, які поширюючись вздовж мембрани, збуджують коливання в окремих її частинах у залежності від частотного спектра.

Базилярна мембрана містить 30000 чутливих до механічних коливань клітин, які з'єднані з мозком людини пучком нервових волокон (нейронів), що створюють слуховий нерв. Механічні коливання мембрани викликають реакцію нервових клітин та передачу по нервовому волокну електричного імпульсу тривалістю приблизно 1 мс.

Мозок людини приймає імпульси, що передаються по нервових волокнах з усіх ділянок базилярної мембрани, і на основі їх аналізу розрізняє звуки. З цього видно, що орган слуху є спектроаналізатор паралельної дії. Експериментальні дослідження виявили наступні важливі характеристики цього спектроаналізатора.

У кожному частотному каналі слуху мається свого роду система автоматичного регулювання підсилення з постійним часом порядку 1 хвилини. Завдяки цьому здійснюється адаптація слуху при зміні спектра сигналу. З цього слідує важливий висновок в тому, якщо суміш мови та шуму пропустити через лінійний фільтр, що послабляє або підсилює окремі частотні складові, то через деякий час слухач перестане бачити зміну спектра.

З наведеного вище бачимо, що у процесі сприйняття звукові коливання розділюються окремими частотними каналами. Кількість інформації у кожному частотному каналі, як відомо з теорії інформації, визначається відношенням спектральних густин сигналу і шуму на частоті каналу зв'язку. Мозок людини приймає рішення стосовно звуку на основі інформації, що поступає по всіх каналах.

6.1.2. Принцип передачі мови на відстань. Перетворення акустичного сигналу в електричний та зворотне перетворення.

Відстань, на яку можна безпосередньо передавати мову, мала.

Передавання мови на великі відстані стало можливе тільки після появи передавача мови – мікрофона і приймача мови – телефона.

Принцип передавання мови на відстань складається з того, що звукові повідомлення перетворюються в електричні сигнали, які передаються на приймальну станцію по проводах лінії зв'язку. На приймальній станції приймач перетворює електричні сигнали у звукові повідомлення.

Таким чином, для здійснення телефонного зв'язку необхідні передавач, приймач та лінія зв'язку.

Електроакустичні перетворювачі - це прилади, які забезпечують перетворення акустичних коливань повітряного середовища (мовних повідомлень) у електричні сигнали або зворотне перетворення - електричних сигналів в акустичні коливання. Вони широко використовуються у авіаційних системах зв'язку для передавання аналогових повідомлень і поділяються на мікрофони, телефони, гучномовці. До особливої групи перетворювачів відносяться ларингофони, за допомогою яких здійснюється перетворення механічних коливань у електричні сигнали.

Мікрофони забезпечують перетворення акустичних коливань повітряного середовища в електричний сигнал. За способом перетворення вони поділяються на вугільні, електромагнітні, електродинамічні, конденсаторні, електретні, п'єзоелектричні.

Основними характеристиками мікрофонів є: чутливість, частотна характеристика чутливості, амплітудна характеристика, амплітудна характеристика спрямованості, рівень власних шумів.

Чутливість мікрофонів E_M – це відношення ефективної напруги $U_{\text{вих}}$ на виході мікрофона до звукового тиску p , що діє на мікрофон від джерела чистого тону на частоті $F=1000$ Гц, яке розміщене на робочій осі мікрофона:

$$E_M = U_{\text{вих}} / p, \quad \text{В/Па.}$$

Часто чутливість визначається в децибелах $N_M = 20 \lg E_M / E_{M_0}$, де $E_{M_0} = 1 \text{ В/Па}$ - нульовий рівень чутливості.

Частотна характеристика чутливості мікрофона визначає залежність його чутливості від частоти звукового тиску ($E_M = f(F)$ при $p = \text{const}$).

Амплітудна характеристика визначає залежність ефективної напруги, що розвинута на узгодженому навантаженні від звукового тиску на поверхні мікрофона $U_{\text{вих}} = f(p)$ при $F = 1000$ Гц. За амплітудною характеристикою судять про динамічний діапазон мікрофона.

Спрямованість мікрофона визначає залежність його чутливості від кута θ між напрямком його осі та напрямком на джерело звуку $E_M = f(\theta)$. У авіаційному зв'язку використовують мікрофони з однобічною та двобічною спрямованістю.

Рівень власних шумів визначається, як величина еквівалентного звукового тиску $p_{\text{ш}}$, при дії котрого на мікрофон на виході останнього з'явилася би напруга $U_{\text{ш}}$, рівна розвинутій ним при відсутності звукового тиску.

$$N_{\text{ш}} = 10 \lg \frac{U_{\text{ш}}^2}{R_{\text{н}} P_0},$$

де $R_{\text{н}}$ - опір навантаження, що дорівнює модулю повного внутрішнього опору мікрофона. $P_0=1 \text{ мВт}$ - нульовий рівень відрахунку потужності шумів. Рівень власних шумів - важлива характеристика, тому що мікрофон - це вхідний пристрій системи зв'язку.

Принцип дії мікрофонів розглянемо на прикладі електромагнітного мікрофона диференційного типу, тому що він володіє високою шумостійкістю по відношенню щодо зовнішніх акустичних шумів, та низькими нелінійними викривленнями. Він широко застосовується для роботи на борту літака у складі авіаційної гарнітури, і отримав назву - диференційний електромагнітний шумостійкий мікрофон - ДЕМШ.

Він є приймачем градієнта тиску та містить два кільцевих магніти з полюсними кінцівками, між якими знаходиться мембрана. На полюсних кінцівках розміщені дві котушки, з'єднані між собою послідовно. Звукові

коливання діють на мембрану. У стані спокою мембрана займає середнє положення та магнітний потік у ній майже відсутній. Під дією звукового тиску мембрана зміщується відносно початкового положення, магнітний потік в одному ланцюгу зменшується, а у другому збільшується. В результаті цього у котушках індуктується ЕРС. Котушки з'єднані між собою так, щоб ЕРС, що наводяться, склались за фазою.

Принцип дії електромагнітного мікрофона полягає на виникненні ЕРС у котушці при зміні магнітного потоку. Зміна магнітного потоку виникає внаслідок зміни повітряного зазору між осердями котушки та діафрагмою при коливанні останньої від дії повітряного тиску. Недоліком цього типу мікрофонів є значні нелінійні викривлення.

Електромагнітні мікрофони мають рухому котушку, що закріплюється на діафрагмі. Вона разом з діафрагмою рухається під дією звукового тиску у повітряному зазорі між кінцівками кільцевого магніта. При переміщенні котушки у ній індуктується ЕРС. Ці мікрофони знаходять також широке застосування у системах авіаційного зв'язку.

У авіаційних системах зв'язку знаходять застосування телефони та гучномовники електромагнітного й електродинамічного типів. Принцип їх дії зворотний принципу дії мікрофонів.

У системах телефонного зв'язку широко використовуються вугільні мікрофони та електромагнітні телефони.

Вугільний мікрофон – перетворювач звукових коливань в електричні. Принцип його дії оснований на властивості вугільного порошку міняти опір електричному струму в залежності від його густини, яка змінюється під впливом звукових коливань повітря.

Основними елементами мікрофона є рухомий і нерухомий електроди, що підключаються до електричного кола, і вугільний порошок, який заповнює простір між електродами.

Рухомий електрод жорстко зв'язаний з мембраною, яка сприймає коливання навколишнього шару повітря. Елементи мікрофона розташовані в загальному корпусі. Звукові коливання повітря призводять до відповідних коливань мембрани. Разом з мембраною коливається рухомий електрод, який робить горизонтальні рухи і змінює густину вугільного порошку. Якщо збільшувати густину порошку, його опір електричному струму зменшується, а якщо зменшувати – збільшується. Отже, струм в колі буде змінюватись прямо пропорційно змінюванню звукового тиску.

Електромагнітний телефон є перетворювачем електричних коливань у звукові. Принцип його дії оснований на взаємодії магнітних струмів, які створюються постійним магнітом і електромагнітом. Під впливом сумарного струму мембрана телефону здійснює коливальний рух, що співпадає

зі зміною електричного струму, котрий поступає в обмотку електромагніта.

Основними елементами телефону є: постійний магніт, електромагніт, який складається з двох обмоток із осердями, мембрани.

В стані спокою, тобто при відсутності електричного струму в обмотках електромагніта, мембрана притягнута до осердей під дією потоку, який створюється постійним магнітом, і має невеличкий прогин, направлений в бік осердя, і нерухома. Поява змінного електричного струму в обмотках електромагніта створює в осердях додатковий змінний електромагнітний потік, що має направлення, яке або співпадає, або протилежне направленню потоку, котрий створюється постійним магнітом.

В результаті мембрана буде здійснювати коливальні рухи, які відповідають саме величині струму. Коливальні рухи мембрани періодично збільшують густину і розріджують навколишній шар повітря й тим самим створюють коливальні рухи частинок повітря, які поширюються і сприймаються вухом людини як звук.

До допоміжних пристроїв апаратури передавання мови відносяться викличні прилади: дзвоник, номеронабирач, індуктор та інше.

Номеронабирачем називається пристрій для передавання адресної інформації шляхом створення серії імпульсів, які відповідають номеру абонента, що викликається.

Індуктор – це генератор змінного струму з ручним приводом, який призначений для посилення сигналів виклику. Параметри індукторного викличного сигналу: частота 15 – 25 Гц, напруга 80 – 120 В.

Всі елементи апаратури передавання конструктивно з'єднані в прилад, який називається телефонним апаратом.

6.1.3. Телефонний сигнал. Основні параметри і характеристики телефонних сигналів.

Основним повідомленням у телефонному каналі зв'язку є мовне повідомлення.

Основними параметрами мовних сигналів є: частота основного тону F ; спектр частот мовного сигналу; параметр «тон-шум», який визначає характер спектра частот мовного сигналу; середня потужність мовного сигналу P ; широта спектра частот мовного сигналу F ; динамічний діапазон D .

Частота коливань голосових зв'язок визначає основний тон сигналу.

При частотах 80-350 Гц голос називається басом, 100-400 Гц – баритоном, 130-510 Гц – тенор, 170-680 Гц – альт, 250-1200 Гц – сопрано.

Частота основного тону F визначає вимову людиною оголосованих звуків – голосних і дзвінких приголосних.

В утворенні звука приймає участь не тільки основна частота, але й велика кількість її гармонік, які займають смугу частот 80-1200 Гц.

Лінія, яка з'єднує кінці ординат частотних складових називається обвідною спектра мовного сигналу.

Відомо, що звуки, які формуються голосовим трактом:

- оголосовані (голосні і дзвінкі приголосні) мають дискретний спектр;

- неоголосовані (шиплячі приголосні) – суцільний спектр.

Спектр звуків, які мають дискретний характер, включає до себе частоту основного тону і велику кількість її гармонік.

Суцільний спектр включає в себе всі частотні складові, тому що всі неоголосовані звуки в голосовому апараті утворюються за допомогою шуму, який виникає при видиханні повітря з легенів і терті повітря об вуста, зуби, небо й інше.

Заповнення спектра характеризується параметром «тон-шум» (тон відповідає дискретному спектру, шум - суцільному заповненню спектра).

Обвідна спектра звуку має ряд максимумів, які називаються формантами.

Кожному звуку відповідає визначене розташування формант в частотній області, яке відрізняється від інших звуків.

Окремі звуки можуть мати до 6 формант, з яких тільки одна або дві є основними. Вони обов'язково знаходяться у діапазоні 300-3400 Гц, який називається діапазоном тональних частот. Однак, саме вони надають голосу кожної людини тембр та індивідуальність, яка дозволяє впізнати, того, хто розмовляє. Слуховий апарат людини сприймає звуки з частотами, які мають значення 20-20000 Гц. Однак чутливість вуха до рівних за частотою коливань різна. Найбільшу чутливість вуха має щодо частот, які лежать в межах 1000-4000 Гц.

Динамічний діапазон телефонного сигналу – розкид потужностей сигналу в одній і тій же точці каналу – 26...35 дБ.

Для передавання смуги частот розмовного мовлення без переключень потрібна громіздка, складна, а тому коштвна апаратура.

Структура мовного сигналу визначається динамікою мовоутворення. Мовний процес виникає у результаті проходження якогось "несучого" процесу через резонатори, які створюються голосовим трактом. Голосовий тракт складає собою гортань та ротову порожнину. Характеристики мовних сигналів можна розбити на групи: часові, спектральні, статистичні, енергетичні.

Часові характеристики. Довжина звуків різна і знаходиться в межах 30...250 мс. Голосні звуки мають у середньому довжину десь 150 мс. Приголосні, десь 80 мс. Часовий графік (осцилограма) приголосного, голосного звуку та паузи наведений на рис.6.1.

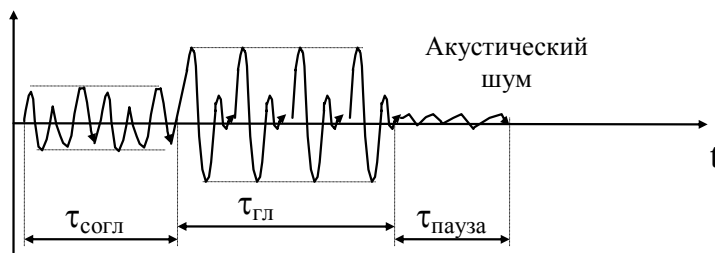


Рис.6.1.

Спектральні характеристики. Частотний діапазон мови знаходиться в межах 70...7000 Гц. В цьому діапазоні у процесі зміни звуків здійснюється зміна спектра. Усереднений за інтервал часу 20...30 с енергетичний спектр мови має вигляд, наведений на рис.6.2.

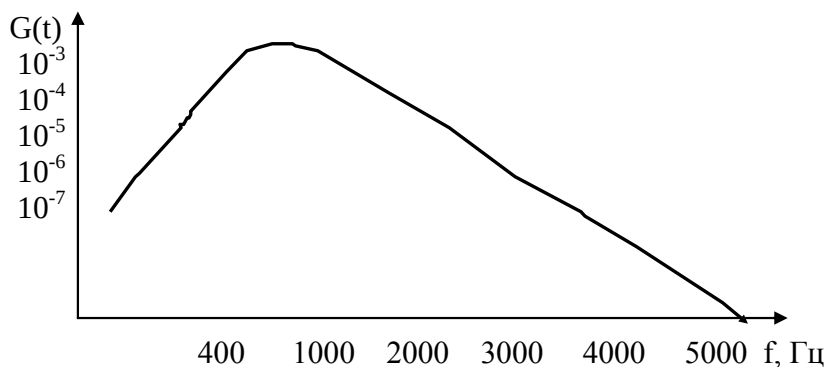


Рис.6.2.

Статистичні характеристики. Імовірність звуків $P_{\text{приг}} = P_{\text{гол}} = 0,4$. Імовірність пауз $P_{\text{приг}} = 0,2$. Математичне очікування $m_{\lambda} = 0$, так як постійна складова відсутня. Дисперсія мовного повідомлення змінюється при переході від приголосних до голосових звуків. Ефективне значення $G = \sqrt{G^2}$ приголосних звуків $G_{\text{приг}} = 0,1 G_{\text{мови}}$. $G_{\text{мови}}$ - усереднене за час ефективне значення мови. Таким чином, мова є нестационарним випадковим процесом з дисперсією, що змінюється $G_{\text{гол}}^2 = 200 G_{\text{приг}}^2$.

Густина імовірності апроксимується нормальним законом та із урахуванням зміни дисперсії має вигляд (рис.6.3):

$$P(\lambda) = P_{\text{гл}} \frac{1}{\sqrt{2\pi G_{\text{гл}}}} e^{-\frac{\lambda^2}{2G_{\text{гл}}^2}} + P_{\text{согл}} \frac{1}{\sqrt{2\pi G_{\text{согл}}}} e^{-\frac{\lambda^2}{2G_{\text{согл}}^2}}.$$

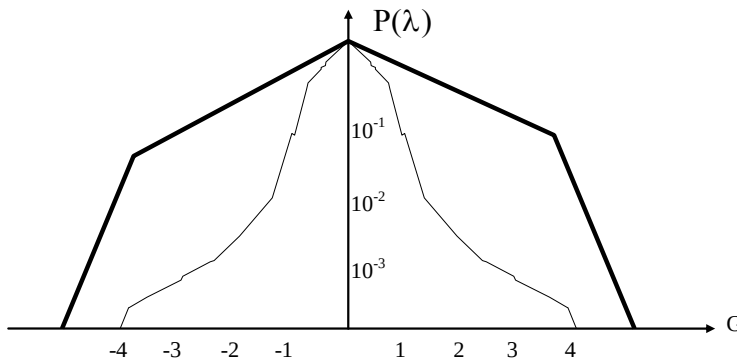


Рис.6.3

Енергетичні характеристики. Середня потужність мови при нормальному по гучності і темпу мовленні досягає 10 мкВт. Динамічний діапазон - це величина, яка характеризує зміну рівня середньої потужності мови при переході від приголосних до голосних звуків, а також при зміні рівня гучності мови

$$Д = 10 \lg \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{min}}}, \text{ дБ}.$$

Динамічний діапазон мови знаходиться у межах 35...45 дБ. При переході від шепоту до крику динамічний діапазон досягає 60 дБ.

Дослідження і практика показують, що для забезпечення достатньої зрозумілості мови можна використовувати смугу 300-3400 Гц.

Виключення низьких частот від 80 – до 300 Гц не впливає на зрозумілість мови, але при подальшому виключенні низьких частот також падає гучність.

Виключення верхніх частот від 3400 Гц і вище не впливає на зрозумілість мови, але при виключенні частот від 3400 Гц і нижче зменшується зрозумілість мови.

Для технічних розрахунків телефонних кіл є незручним завжди робити обчислення для великої кількості частот телефонного спектра, тому умовились для мети розрахунку вважати середньою телефонною частотою 800 Гц.

Таким чином для здобуття достатньої гучності передавання мовних сигналів прийнятий діапазон частот 800 Гц.

Якість телефонного зв'язку характеризується розбірливістю мови. Розрізняють розбірливість звуків, слів, фраз. Розбірливість може визначатись експериментально та розрахунковим методом. В основу покладено експериментальне визначення розбірливості мови.

Артикуляційні виміри можуть проводитись у лабораторних умовах та в реальних умовах застосування засобів зв'язку. У лабораторних умовах частіше вимірюється розбірливість звуків. Принцип вимірювання в тому, що по апаратурі зв'язку, яка досліджується, передаються таблиці словосполучень, що містять по 100 звуків у кожній таблиці. Вони можуть бути записані на стрічку магнітофона, або передаватись у процесі вимірювань.

Приймання та запис словосполучень здійснюється артикуляційною бригадою, що містять не менше трьох чоловік, які не мають дефектів слуху. Розбірливість звуків Z визначається у відсотках, як відношення кількості правильно прийнятих звуків до кількості переданих. Якщо необхідно, то визначається розбірливість слів W за відомою розбірливістю звуків z використанням графіків перерахунку.

Таблиця 6.1

Клас	Характеристики каналу	Z , %	W , %
I	Розуміння мови без будь якої напруги уваги	>91	>98
II	Розуміння мови без труднощів	85-90	94-97
III	Розуміння мови з напруженням уваги без перезапитувань та повторень	78-84	89-93
IV	Розуміння мови з великим напруженням уваги, перезапитуваннями та повтореннями	61-77	70-88
V	Зрив зв'язку	<60	<69

У вимогах щодо авіаційної апаратури зв'язку та її технічних даних вказується клас якості телефонного зв'язку, який повинен забезпечуватись у певних умовах. Характеристики класу якості телефонного зв'язку, які взяті з ГОСТу 16600 наведені у таблиці 6.1. Авіаційні системи телефонного зв'язку повинні забезпечувати якість телефонного зв'язку не нижче третього класу.

6.2. Основи телеграфії.

В наш час дискретні системи передавання інформації є найбільш перспективними, так як вони не мають тих недоліків, які мають аналогові

системи передавання повідомлень. Дискретні системи передавання повідомлень використовуються для передачі телеграфних, фототелеграфних повідомлень, передачі даних.

Далі будуть розглянуті повідомлення, які передаються у телеграфних системах зв'язку, основні характеристики та способи передавання телеграфних сигналів.

6.2.1. Основи телеграфного зв'язку, коди телеграфування.

В системах телеграфного (ТЛГ) зв'язку можуть передаватись буквені, цифрові та змінні (буквено-цифрові) повідомлення.

Буквені повідомлення являють собою послідовність букв. Значення імовірності букв у російських текстах різна. Найбільш імовірною є буква "о", а найменш імовірною "ф". У цифрових текстах цифри є рівноімовірними.

Телеграфний зв'язок розподіляється на два підвиди: слуховий телеграфний та букводрукуючий телеграфний зв'язок.

Слуховий телеграфний зв'язок заснований на прийманні слухом людини. Для кодування буквено-цифрової інформації при слуховому телеграфному зв'язку використовується код Морзе (див. табл.6.2). Комбінації цього коду складені з двох елементів, що легко розпізнаються при прослуховуванні: крапки (короткі імпульси) та тире (у три рази довші імпульси). Код Морзе - це нерівномірний код, довжина його кодових комбінацій встановлюється у відповідності з частотою букв англійського алфавіту: найчастішим буквам відповідають короткі кодові комбінації, а менш частішим - довгі. Нерівномірність коду Морзе ускладнює автоматичну обробку сигналів, але при слуховому прийомі полегшує розпізнавання букв.

Швидкість передавання знаків при слуховому ТЛГ зв'язку залежить від підготовки оператора та складає приблизно 100 знаків на хвилину. Передавання сигналів коду Морзе може здійснюватись радистом з допомогою спецключа, але при такому способі передавання супротивник має можливість слідкувати за переміщенням радіостанції, фіксуючи особливості щодо роботи радиста. Щоб це виключити спрямовуються до стандартизації сигналів. З цією метою застосовують так звані датчики коду Морзе (ДКМ). Це електронний прилад, що пов'язаний з клавіатурою друкуючої машинки. Радист з допомогою клавіатури набирає текст, а ДКМ формує стандартні комбінації коду Морзе, що відповідають клавішам, які тискаються. Не дивлячись на слабку автоматизацію процесу зв'язку та малу швидкість передавання повідомлень, слуховий телеграф продовжує засто-

совуватися до сьогодні, завдяки високій завадостійкості вуха людини.

Таблиця 6.2

Буква	Сигнал	Буква	Сигнал	Буква	Сигнал
А	. -	О	- - -	Ю	. . . -
Б	- . . .	П		Я	. . . -
В	. - -	Р	. . .	Э	
Г	- - -	С	. . .	1	
Д	- . .	Т	-	2	
Е	.	У	. . -	3	
Ж	. . . -	Ф		4	
З	- . . .	Х		5	
И	. .	Ц	- . . .	6	
Й	. . . -	Ч	- . . .	7	
К	- - -	Ш	- . . .	8	
Л		Щ	- . . .	9	
М	- -	Ъ,ь	- . . -	0	
Н	- .	Ы	- . . -		

Букводрукуючий телеграфний зв'язок здійснюється шляхом застосування телеграфних апаратів. З допомогою ТЛГ апарата оператор, тиснувши клавішу, вводить буквено-цифровий текст до каналу зв'язку, а у приймальному телеграфному апараті цей текст друкується на папері. Таким чином, при такому зв'язку моменти передавання знаків визначає оператор шляхом натискання клавіш. При цьому інтервали між знаками виявляються різними, що не дозволяє використовувати синхронний режим зв'язку.

Тому застосовується стартстопний режим зв'язку, принцип якого зводиться до наступного. У періоди між знаками до каналу зв'язку передається токовий стоповий сигнал. Цей сигнал виключає приймальний телеграфний апарат і система зв'язку знаходиться у стоповому стані скільки завгодно. Коли на боці, що передає, оператор, тискає клавішу, то поперед усе до каналу зв'язку передається стартовий безструмовий сигнал. На короткий час струм у каналі пропадає і при цьому проходить включення апарату, що приймає. Далі за стартовим сигналом передається п'ять інформаційних бітів кодової комбінації знаку, а після цього знову передається стоповий сигнал.

При телеграфному зв'язку використовується п'ятибітний міжнарод-

ний телеграфний код МТК-2 (ГОСТ-15607-70, табл.6.3).

Таблиця 6.3

Номер комбі- нації	Регістри			Посилки стартстопової комбінації						
	Лат.	Рос.	Циф.	Пус- кова	1	2	3	4	5	Сто- пова
1	A	A	–	0	1	1	0	0	0	1
2	B	Б	?	0	1	0	0	1	1	1
3	C	Ц	:	0	0	0	1	1	1	1
4	D	Д	Кто там?	0	1	0	0	1	0	1
5	E	Е	3	0	1	0	0	0	0	1
6	F	Ф	Э	0	1	0	1	1	0	1
7	G	Г	Ш	0	0	1	0	1	1	1
8	H	Х	Щ	0	0	0	1	0	1	1
9	I	И	8	0	0	1	1	0	0	1
10	J	Й	Ю	0	1	1	0	1	0	1
11	K	К	(	0	1	1	1	1	0	1
12	L	Л	)	0	0	1	0	0	1	1
13	M	М	.	0	0	0	1	1	1	1
14	N	Н	,	0	0	0	1	1	0	1
15	O	О	9	0	0	0	0	0	0	1
16	P	П	0	0	0	1	1	0	1	1
17	Q	Я	1	0	1	1	1	0	1	1
18	R	Р	4	0	0	1	0	1	0	1
19	S	С	'	0	1	0	1	0	0	1
20	T	Т	5	0	0	0	0	0	1	1
21	U	У	7	0	1	1	1	0	0	1
22	V	Ж	=	0	0	1	1	1	1	1
23	W	В	2	0	1	1	0	0	1	1
24	X	Ь	/	0	1	0	1	1	1	1
25	Y	Ы	6	0	1	0	1	0	1	1
26	Z	З	+	0	1	0	0	0	1	1
27	Возврат каретки			0	0	0	0	1	0	1
28	Перевод строки			0	0	1	0	0	0	1
29	Буквы латинские			0	1	1	1	1	1	1
30	Цифры			0	1	1	0	1	1	1
31	Пробел			0	0	0	1	0	0	1
32	Буквы русские			0	0	0	0	0	0	1

Цей код є трьохрегістровим. Це означає, що кожній п'ятибітній кодовій комбінації відповідає три знаки з таблиці, що відповідають російському, латинському та цифровому тексту. Переключення цих таблиць здійснюється спеціальними кодовими комбінаціями, що передаються при натисканні клавиши зміни регістрів "РУС", "ЛАТ", та "ЦИФ". У зв'язку з тим, що п'ятибітний код включає тільки 32 комбінації, а у кожному регістрі треба передавати крім тексту, службові знаки, російські букви "Ш", "Щ", "Э" та "Ю" розміщені у цифровому регістрі, а буква "Ч" суміщена з цифрою "4".

6.2.2. Основні способи передачі телеграфних сигналів та їх характеристики.

Як вже було згадано, у дискретних системах використовується кодовий метод перетворення, при якому знаки повідомлення перетворюються у комбінацію двійкових імпульсів. Це перетворення відбувається в три етапи: перший - кодування, другий - розподіл елементів комбінації в часі, третій - послідовне перетворення елементів комбінації в електричні імпульси (посилки) і передача їх до каналу. Процес перетворення знака повідомлення (букви Ф) у сигнал показаний на рис.6.4.

У передавачах кожен етап перетворення виконується спеціальним пристроєм, тому передавачі дискретних систем мають три основних і ряди допоміжних елементів(рис.6.5). Основними елементами передавачів є: пристрій, що кодує, розподільний і вихідний пристрої.

Пристрій, що кодує, забезпечує перетворення знаків повідомлень у кодові комбінації(1 етап). До нього вводиться знак, а з виходу знімається відповідна n-елементна комбінація (на рис.6.5 – n=5). Тому пристрій має n виходів. В апаратурі застосовуються механічні і електронно-механічні пристрої, що кодують, у залежності від типу двійкових елементів, які використовуються для формування кодових комбінацій.

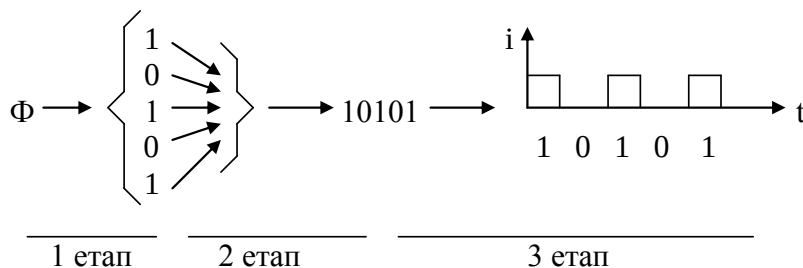


Рис.6.4

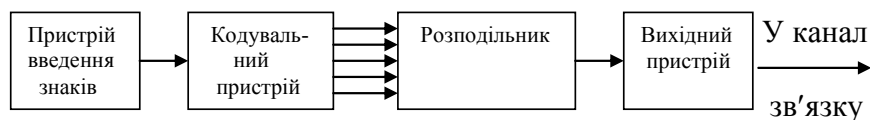


Рис.6.5

Елементи кодової комбінації одночасно (паралельно) подаються на входи розподільника, що забезпечує послідовну (почергову) подачу їх на вихідний пристрій (2 етап). Розподільники бувають механічні й електронні. У першому випадку розподіл здійснюється за допомогою кулачків, у другому – електронних пристроїв, реалізованих на безконтактних двійкових пристроях.

Вихідний пристрій виконує послідовне перетворення елементів комбінації в електричні імпульси (3 етап). Функції вихідних пристроїв часто виконують контакти, часом розмикання і замикання яких керує розподільник. В електронних передавачах вихідний пристрій являє собою електронне реле.

До допоміжних елементів передавачів відносяться пристрої: введення знаків, керування та інше. У сучасних передавачах застосовуються пристрої введення знаків з клавіатурою типу друкарських машинок. Пристрій, що задає, забезпечує роботу розподільника. В електромеханічних передавачах цю роль виконує рушійний механізм, що складається з електродвигуна і пристроїв передачі руху. Обертання ротора двигуна передається на розподільник через керуючий пристрій. В електронних передавачах розподільники працюють від генератора тактових імпульсів ГТІ, що й є пристроєм, який задає. Між ГТІ і розподільником мається керуючий пристрій, що визначає режим роботи і параметри передавача. Вид сигналу на виході передавача показаний на рис.6.4.

У прийомному пристрої виробляється перетворення сигналу в повідомлення. У дискретних системах зв'язку приймачі перетворюють комбінації двійкових імпульсів у знаки повідомлення. Це перетворення відбувається в чотири етапи. На першому етапі відбувається послідовний заелементний прийом сигналу, у результаті чого електричні імпульси перетворюються в елементи кодової комбінації. Другий етап зв'язаний із запам'ятовуванням і нагромадженням елементів комбінації на спеціальних двійкових пристроях. Далі, на третьому етапі, ця комбінація декодується, тобто визначається знак, що відповідає прийнятій комбінації. На четвертому етапі виробляється запис або друкування знака на папері.

Кожен етап перетворення виконується своїм спеціальним пристроєм, тому приймачі дискретних систем мають чотири основних і кілька допоміжних елементів. Основними елементами приймачів є пристрої: вхідний, складальний, декодувальний і записуючий. Допоміжними елементами є розподільник, що задає, керуючий і коригувальний пристрої. Розподільник виконує функцію, що полягає у визначенні моментів спрацьовування двійкових елементів складального пристрою, які запам'ятовують положення якоря електромагніта. Від того наскільки правильно обраний цей момент, залежить правильність прийому повідомлення і стійкість роботи всього приймача. Вибір і установка оптимального моменту спрацьовування здійснюється за допомогою спеціального коригувального пристрою, що дозволяє, зміщаючи в часі моменти спрацьовування щодо границь імпульсів, домогтися найбільш стійкої роботи складального пристрою. Швидкість роботи розподільника визначається пристроєм, що задає, а режим його роботи – керуючим пристроєм.

В електромеханічній апаратурі всі пристрої приймача реалізуються на механічних елементах. При цьому розподільник являє собою кулачкову муфту, а пристрій, що задає – рушійний механізм, що складається з електродвигуна і пристрою передачі руху від вала двигуна до кулачків розподільника.

В електронно-механічних апаратах складальні, декодувальні, коригувальні і керуючі пристрої та розподільники реалізуються на електронних елементах. Генератори тактових імпульсів виконують функції пристрою, що задає.

Передавач телеграфної апаратури формує і передає сигнал, що являє собою часову комбінацію електричних імпульсів – посилок визначеної тривалості. Приймач послідовно приймає посилки, накопичує і складає з них комбінації для подальшого перетворення в знак. Виконання подібних функцій вимагає погодженої роботи передавача і приймача за швидкістю, послідовністю і фазою виконання операцій, тобто синхронної і синфазної її роботи. Тривалість і послідовність передачі посилок комбінації визначаються розподільником передачі, а послідовність і швидкість роботи елементів приймача – розподільником прийому. За способом підтримки цих умов розрізняють апаратуру синхронну і стартстопну.

Синхронність і синфазність роботи розподільників синхронної апаратури підтримується за допомогою спеціальних коригувальних сигналів, які передаються разом з інформаційним сигналом. Таким способом відбувається постійне підстроювання роботи розподільника прийому під розподільник передачі.

У стартстопній апаратурі розподільники також працюють синхронно і синфазно. Вони можуть знаходитися в одному з двох станів: «Стоп» чи «Робота». У стані «Стоп» передача відсутня. У стані «Робота» розподільники працюють з однаковою швидкістю. Таким чином, швидкість і фаза роботи розподільників постійно збігаються. Для передачі кожного знака передавач переводиться в стан «Робота». Інформація про початок роботи розподільника передачі у вигляді спеціального імпульсу «Старт» передається на приймач і переводить його в стан «Робота». Після передачі усіх імпульсів комбінації передавач передає імпульс «Стоп» і зупиняється. Одержавши імпульс «Стоп», зупиняється і приймач.

Типи телеграфних апаратів. Найбільше поширення на телеграфних мережах одержав електромеханічний стартстопний літеродрукувальний стрічковий телеграфний апарат СТА-М67, що забезпечує передачу повідомлень п'ятиелементним двійковим кодом МТК-2 з швидкістю до 400 зн/хв.

На телеграфних мережах застосовуються електромеханічні рулонні апарати Т-63 і Т-100. Апарат Т-63 використовується в основному на мережі абонентського телеграфу і відомчих телеграфних зв'язків. Апарат забезпечує передачу повідомлень рівномірним п'ятиелементним кодом МТК-2 зі швидкістю модуляції 50 Бод і пропускну здатністю до 400 зн/хв. Усі параметри Т-63 є стандартними, що дозволяє йому входити в зв'язок з іншими апаратами, у тому числі і з СТА-М67. Він може передавати повідомлення знаками російського і латинського алфавітів.

Апарат Т-100 – стартстопний рулонний електромеханічний телеграфний апарат, що використовує код МТК-2 і має стандартні параметри. Швидкість модуляції 50 і 75 Бод при швидкості передачі повідомлень відповідно 400 і 600 зн/хв.

До електронних кінцевих телеграфних апаратів відноситься автоматизований рулонний телеграфний апарат РТА-80. В апараті РТА-80 що використовує п'ятиелементний код МТК-2 і працює з швидкістю модуляції 50 чи 100 Бод (відповідно 400 і 800 зн/хв), застосовується мозаїчний ударний спосіб друку. При цьому забезпечується висока якість друку.

Електронний стартстопний телеграфний апарат Е-2000 використовує міжнародний код МТК-2, але може бути налагоджений на будь-який п'ятиелементний код. Він розрахований на роботу з швидкостями модуляції 50, 75 і 100 Бод. В апараті застосований мозаїчний ударний спосіб запису знаків. Роботою всіх його елементів керують мікропроцесори. Передавач і приймач мають пам'ять відповідно на 8000 і 600 знаків. Апарат містить усі пристрої автоматики: автоматичний передавач (трансмітер), автоматичний приймач (реперфоратор), лічильник знаків і автостоп. Додатко-

вим пристроєм є датчик поточного часу (годинник). Поточний час може бути в будь-який момент віддруковано на папері чи передано до каналу шляхом натискання спеціальної кнопки. Апарат Е-2000 має блокову структуру побудови; при заміні блоків не вимагає юстування і настроювання.

У системах ТЛГ зв'язку можуть використовуватись для передавання сигналів канали постійного току, а також канали тональної частоти та радіочастот.

Канали постійного току утворюються у фізичних ланцюгах зв'язку. По лініях зв'язку, які зроблені з дротів, передається інформація на частотах близьких до 0. При ТЛГ зв'язку такі сигнали являють собою імпульси постійного току. Для утворення такого току у лінії з урахуванням затухання, послідовно з ТЛГ апаратом включається джерело постійного току та реостат для його регулювання. Напруга джерела до 160 В.

Канали тональної частоти складаються у смузі частот стандартного телефонного (ТЛФ) каналу, а радіоканали на частотах радіозв'язку. Сигнали у таких каналах являють собою гармонічні коливання з амплітудною, частотною та фазовою маніпуляціями.

Для створення потужних імпульсів струму, що перемикають вхідне реле ТЛГ апарата, на виході приймального пристрою каналу встановлюється реле, яке вмикає напругу місцевого джерела. Це реле перемикається прийнятими бітами.

6.2.3. Основні показники ефективності систем телеграфного зв'язку.

Продуктивність телеграфних апаратів характеризується кількістю переданих восьмизнакових слів за один час роботи. Розрізняють теоретичну, технічну та експлуатаційну продуктивність телеграфних апаратів.

Теоретична продуктивність визначається за умови безперервного передавання інформації. У апаратів сучасного типу ЛТА-8 вона дорівнює 3000 слів/годину.

Технічна продуктивність визначається з урахуванням того, що у відповідності з правилами ТЛГ зв'язку, крім інформації необхідно передавати різні довідки та службові знаки. На це витрачається 10% від загальної кількості слів. Тому технічна продуктивність складає 90% від теоретичної.

Експлуатаційна продуктивність визначається з урахуванням кваліфікації телеграфіста. Чим вище кваліфікація, тим менше виникає помилок та менше часу витрачається на їх виправлення. Крім того, у телеграфіста високої кваліфікації менше часу апарат стоїть "на стопі". Встановлено, що

для телеграфіста 1 класу продуктивність повинна бути не менше 1800 слів/год., 2 класу - 1600 слів/год., 3 класу - 1200 слів/год. З наведеного прикладу видно, що у телеграфіста середньої кваліфікації експлуатаційна продуктивність у 2 рази менше технічної. Це означає, що пропускна спроможність каналу використовується на половину. Для кращого використання каналу зв'язку здійснюють деяку автоматизацію передавання та приймання сигналів. З цією метою використовують додаткові прилади: перфатор, трансмітер та реперфатор, якими обладнані апарати всіх модифікацій.

За допомогою трансмітера здійснюється автоматичний ввід інформації у телеграфну систему зв'язку, систему передавання даних або ЦВМ. Для цього використовується проміжний носій інформації, в числі котрих найбільш часто використовується перфорована стрічка шириною 17,5 мм.

Оператор з допомогою ТЛГ апарату, що має перфатор, записує інформацію на стрічку. При цьому кожна комбінація записується поперек стрічки системою дірок: біту 1 – відповідає дірка, а біту 0 – її відсутність. Кодові комбінації розміщуються по довжині стрічки рівномірно. Стрічка з записаною інформацією вставляється у трансмітер ТЛГ апарата, що підключений до каналу зв'язку, і інформація передається. Якщо до набивки інформації підключити кілька операторів, то канал буде зайнято майже безперервно і експлуатаційна продуктивність стане близькою до технічної. Реперфатор дозволяє друкування прийнятої інформації на стрічці, записати її на перфострічку, і якщо потрібно – передати далі (при ретрансляції). У процесі передавання по радіоканалу зв'язку імпульси ТЛГ сигналів викривляються. Розрізняють кінцеві викривлення, які виявляються у зміщенні у часі фронтів імпульсів, та дроблення – зміну полярності сигналів на частині довжини імпульсу.

Спроможність ТЛГ апарата нормально працювати в умовах викривлених сигналів називається його виправляючою спроможністю. А кількісно вона характеризується долею довжини імпульсу, на якій можуть бути викривлення. При цьому вважається, що фіксація імпульса – не на виправленій частині. Якщо для фіксації імпульса необхідно час τ , а довжина імпульсу складає T , то при дробленні та одnobічних викривленнях виправляюча спроможність буде дорівнювати:

$$M_1 = |(T - \tau)/T| \cdot 100\%.$$

При двобічних кінцевих викривленнях з урахуванням зміщення імпульсу у 2 боки, виправляюча спроможність буде дорівнювати:

$$M_2 = |(T - \tau)/2T| \cdot 100\%.$$

Виправляюча спроможність ТЛГ апарату СТА-М67 – $M_1=35\%$.

6.3 Системи передачі даних.

Системами передачі даних (СПД) називаються системи зв'язку, які призначені для передачі особливого виду повідомлень – даних, під якими розуміють відомості, що є об'єктом обробки у людино-машинних системах. СПД можна класифікувати за різними ознаками. Однобічною називають СПД, у якій дані можуть передаватися тільки в одному напрямку, від одного відправника до одного одержувача. Двобічною називають СПД, в якій дані можуть передаватися у двох напрямках. Такі СПД часто називають системами обробки даних (СОД). Двобічні СПД у свою чергу поділяються на одночасні та почергові. В одночасних двобічних СПД сигнали одночасно передаються в обох напрямках, наприклад, з використанням чотирьохпроводної лінії зв'язку. Така СПД називається дуплексною. У двобічній почерговій СПД після передачі сигналів даних в одному напрямку є можливість переходу до передавання сигналів в другому напрямку. Такі системи мають назву напівдуплексних.

На рис.6.6 зображена структурна схема двобічної СПД. До системи входять відправник(В) та одержувач(О). Це можуть бути ЕОМ, людино-оператор, різні автоматичні датчики та індикатори. Далі до складу системи входить кінцеве обладнання (КО), яке являє собою у двобічній системі об'єднання пристрою вводу у тракці передачі та пристрою виводу у тракці прийому. Ці два пристрої необхідні для узгодження відправника та одержувача з каналом передачі даних. До їх складу входять АЦП і ЦАП, різні пристрої комутації, накопичування інформації та інші.

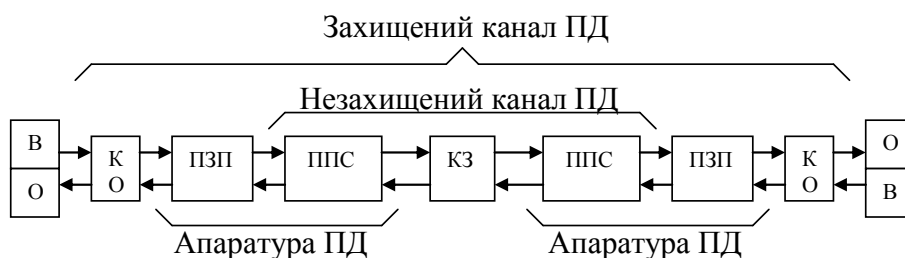


Рис.6.6

Пристрої захисту від помилок (ПЗП) призначені для зменшення імовірності помилкового прийому цифрових сигналів у системі зв'язку.

Пристрої перетворення сигналів (ППС) призначені для зміни характеру сигналів. У тракці передачі ППС перетворює цифрові символи в сигнали радіозв'язку, які можна передавати по каналу зв'язку, а у тракці прийому відбувається зворотне перетворення.

Канал зв'язку(КЗ) входить до складу системи зв'язку та призначений для передачі сигналів електрозв'язку. Незахищеним каналом передачі даних називають частину СПД, яка містить канал зв'язку та ППС. Захищеним каналом передачі даних називають частину СПД, яка містить канал зв'язку, ППС та ПЗП.

ПЗП та ППС разом створюють апаратуру передачі даних (АПД). АПД разом з кінцевим обладнанням створюють кінцеву установку даних. Крім них, до кінцевої установки можуть входити установки, які призначені для забезпечення безпеки передачі даних, що можуть вмикатися як до ПЗП так і після.

Для забезпечення необхідної імовірності передачі повідомлень застосовують різні методи, сукупність яких об'єднується в алгоритми передачі й захисту інформації від помилок. Під алгоритмом передачі й захисту інформації від помилок у СПД розуміється сукупність процедур, які забезпечують автоматичний обмін інформацією по каналах передачі даних при виконанні заданих імовірно-часових вимог. Основними компонентами цього алгоритму є:

- використання зворотного зв'язку;
- спосіб використовування каналів передачі даних;
- метод завадостійкого кодування інформації та спосіб виправлення в ній помилок, які виникають при передачі даних;
- процедура групової синхронізації;
- процедура тактової синхронізації;
- способи контролю стану каналів передачі даних.

За способами підвищення імовірності усі відомі СПД можна поділити на дві групи: системи без зворотного зв'язку та системи зі зворотним зв'язком.

6.3.1. Системи передачі даних без зворотного зв'язку

У цих СПД інформація передається тільки в одному напрямку та для здійснення передачі достатньо мати тільки симплексний канал зв'язку. В таких системах можливо використовувати як первісні так і надмірні коди. При передачі даних за допомогою первісних кодів її імовірність повністю визначається якістю каналу зв'язку та у багатьох випадках не відповідає вимогам споживачів. При використанні надмірних кодів можливе як виявлення так й виправлення помилок. Використання завадостійких кодів з виявленням помилок дозволяє досягти практично будь-якої імовірності передачі при відносно простому обладнанні. Однак, при цьому будь-яке вияв-

Примечание [1]: _PAGE \# ""Стр: '#'

Примечание [2]: _PAGE \# ""Стр: '#'

лення помилок призводить до втрати частини інформації, оскільки кодові комбінації з виявленою помилкою споживачу не видаються.

Найкращим засобом підвищення імовірності в системах без зворотного зв'язку є застосування виправляючих кодів. Однак, цей спосіб не отримав поки що широкого розповсюдження з огляду на те, що достатньо прості та ефективні процедури виправлення помилок не винайдені.

Одним із порівняно простих і легко реалізованих засобів підвищення імовірності передачі даних у СПД без зворотного зв'язку є багаторазове повторення повідомлень. При використанні даного способу за дійсне повідомлення приймається таке, яке прийняте однаково задану кількість разів. При передаванні повідомлень за допомогою простих кодів виняток невідзначеності при прийомі досягається передаванням кожної кодової комбінації не менше трьох разів. При триразовому передаванні кодова комбінація вважається прийнятою правильно, якщо дві з трьох комбінацій співпали між собою. Коли на прийомному боці фіксуються три різні кодові комбінації, інформація стирається.

Спосіб підвищення імовірності інформації шляхом одночасної її передачі за допомогою декількох паралельно працюючих каналів є, по суті, різновидом способу повторення, але забезпечує значно більшу пропускну здібність СПД та дозволяє підвищити ефективність використання надмірності, яка вводиться до інформації, що передається.

У СПД без 33 з багаторазовим повторенням повідомлень можуть використовуватися різні методи обробки інформації, яка приймається. Для найбільш простого з них у прийомному пристрої захисту від помилок (ПЗП) може виконуватися вибір з усіх повідомлень, які приймаються, одного, яке вважається прийнятим правильно. Схема імовірних переходів подій при використуванні даного методу зображена на рис.6.7. Стан 1 на цій схемі є початковим і відповідає початку передачі першого повідомлення. По-перше, це повідомлення з імовірністю $P_{\text{но}}$ може бути прийняте з помилкою, яка не виявлена надмірним кодом, що застосовано. Оскільки в обох випадках прийняті рішення вважаються дозволеними, то вони видаються ПЗП у наступні схеми для подальшої обробки. На рис.6.7 це зображено переходами системи, відповідно до стану “Пр” та “Ош”. По-третє, з імовірністю $P_{\text{оо}}$ перше повідомлення може бути прийнято з виявленою помилкою та забракується. На схемі ця обставина відображена переходом системи у стан 2, який відповідає початку аналізу іншого повідомлення, що надходить. В результаті аналізу іншого повідомлення також можливі випадки розглянуті вище. Якщо при прийомі взагалі не буде прийнято повідомлення без помилки, то на виході ПЗП формується сигнал “Стирання”,

за яким вся прийнята інформація знищується. На рис.6.7 ця обставина відображена переходом системи до стану “Ст”.

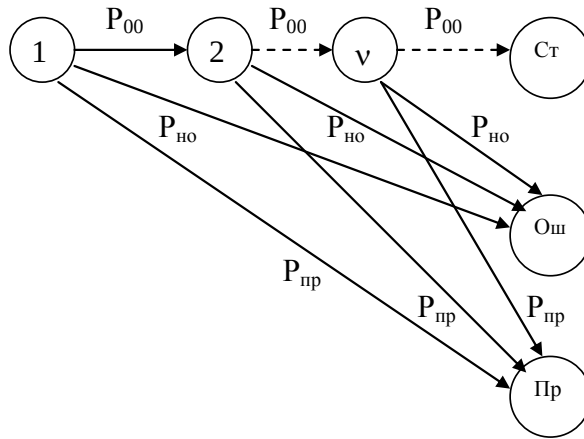


Рис.6.7

Як видно з приведеної схеми, вірний прийом повідомлень можливий з імовірністю $P_{пр}$ при прийомі першого повідомлення, з імовірністю $P_{пр}P_{00}$ при прийомі другого повідомлення та з імовірністю $P_{пр}P_{00}^{v-1}$ при прийомі v -того повідомлення. Тоді загальна імовірність правильного прийому одного повідомлення із всієї кількості повторюваних v раз повідомлень буде дорівнювати:

$$P_{пр}(v) = P_{пр} + P_{пр}P_{00} + \dots + P_{пр}P_{00}^{v-1} = P_{пр} \frac{1 - P_{00}^v}{1 - P_{00}}. \quad (6.1)$$

Аналогічно для імовірності виявленої помилки знаходимо:

$$P_{но}(v) = P_{но} \frac{1 - P_{00}^v}{1 - P_{00}}. \quad (6.2)$$

Як вже відмічалось, якщо всі повідомлення будуть прийняті з виявленою помилкою, то системою буде видано сигнал “Стирання”. Імовірність цієї події дорівнює:

$$P_{ст}(v) = P_{00}^v. \quad (6.3)$$

З виразу (6.3) витікає, що імовірність видавання сигналу стирання $P_{ст}(v)$ зменшується зі збільшенням числа v повторень передавання повідомлень. Значення імовірності $P_{пр}(v)$ та $P_{но}(v)$ залежать від v незначно та визначаються в основному імовірностями $P_{пр}$ та $P_{но}$, тобто властивостями надмірного коду, що використовується, з виявленням помилок.

Покращення характеристик СПД можливе шляхом застосування більш складних алгоритмів обробки повідомлень, що приймаються, наприклад, алгоритму у відповідності з яким при $v=3$ повідомлення вва-

жаються прийнятими вірно, якщо кодограми, в яких не виявлено помилок, співпали.

6.3.2. Системи передачі даних з вирішуючим зворотним зв'язком (ВЗЗ).

Підвищити імовірність передачі інформації без значного зниження пропускну здібності СПД можна, якщо надмірність або швидкість передачі інформації змінювати в залежності від стану каналу зв'язку. Інформація щодо поточного стану каналу може бути отримана різними способами, наприклад, шляхом оцінки числа помилок, що виявлені у повідомленнях на виході цього каналу. Ця інформація повинна бути передана на передавальний бік для гнучкої зміни умов передачі, а для цього необхідно мати у СПД зворотний канал. Такі системи отримали назву системи зі зворотним зв'язком і, по суті, є адаптивними, тому що їх характеристики та режими роботи змінюються у відповідності зміни стану каналу зв'язку та рівня завад у ньому. Створення системи зі ЗЗ у ряді випадків полегшується тим, що при побудові СПД звичайно між двома абонентами організовується двобічний зв'язок. Тому, використовуючи зворотний канал зв'язку з порівняно невеликою пропускну здібністю, можна суттєво підвищити якість роботи прямого каналу зв'язку, шляхом передачі необхідних даних про стан цього каналу.

У СПД з ВЗЗ рішення щодо правильності прийому з каналу зв'язку кодової комбінації, кодограми або блока кодограм приймається у приймальному пристрої. Результат рішення у вигляді підтвердження або перезапитання передається по зворотному каналу до передавального пристрою. В залежності від сигналу, прийнятого від приймача, передавальний пристрій або продовжує передачу поступаючої від відправника на його вхід інформації, або здійснює повторення кодової комбінації, кодограми, блоку частин, в яких при прийомі були виявлені помилки. У випадку прийому кодограми, кодової комбінації або блоку з виявленою помилкою інформація на приймальному боці стирається.

За видом алгоритмів роботи, що використовуються СПД із ВЗЗ поділяються на дві основні групи: системи з очікуванням вирішуючого сигналу та системи з безперервною передачею і повторенням груп кодових комбінацій, в яких виявлені помилки.

Принцип роботи СПД із ВЗЗ та очікуванням вирішуючого сигналу полягає у наступному. Інформація, що запроваджується до СПД, від відправника подається до кодувального пристрою, де відбувається її кодування завадостійким кодом. Одночасно ця ж інформація поступає для запису

до буферного запам'ятовуючого пристрою передавача. З виходу кодувального пристрою інформація поступає на вхід передавача, який формує сигнали здатні для передачі в канали зв'язку. Після передачі кодової послідовності по прямому каналу зв'язку вона подається до декодувального пристрою приймальної станції для визначення наявності помилок, а потім поступає для запису до приймального накопичувача. У випадку виявлення помилки, кодова послідовність, що записана у приймальному накопичувачі стирається, а по зворотному каналу на передавальну станцію передається сформований у спеціальному датчику сигнал перезапиту, у відповідності з яким передавачем по прямому каналу повторно передається невірною прийнята частина інформації.

Таким чином, у СПД із ВЗЗ та очікуванням вирішуючого сигналу передача нової кодової комбінації або раніше переданої відбувається тільки при надходженні на передавальний бік сигналів підтвердження чи перезапиту. Мінімальний час передачі однокодової комбінації у такій СПД:

$$T = t_k + 2t_p + t_{зз},$$

де T – мінімальний час передачі кодової комбінації; t_k – тривалість кодової комбінації; t_p – час поширення сигналу по каналу зв'язку між передавальною та приймальною станціями; $t_{зз}$ – тривалість сигналу зворотного зв'язку.

Серед усіх систем із ВЗЗ системи з очікуванням забезпечують найменшу при інших умовах швидкість передачі інформації. Однак, при $t_k \gg 2t_p + t_{зз}$ за швидкістю передачі корисної інформації системи з очікуванням не набагато поступаються більш складним системам з ВЗЗ, перевершуючи їх щодо простоти обладнання. Звичайно дана нерівність виконується при передаванні інформації між ЕОМ центрів комутації або великими масивами.

У системах з ВЗЗ та безперервною передачею інформації сигнал підтвердження не передається, а по прямому каналу ведеться безперервна передача повідомлень, кодованих надмірним кодом. Інформація, що передається, одночасно з видачею її у канал зв'язку записується до запам'ятовуючого пристрою передавача. На приймальному боці при виявленні помилок у переданій інформації формується та передається по зворотному каналу сигнал перезапиту, за яким передавач припиняє передавання поточної інформації та починає передавати кодові комбінації, починаючи із спотвореної.

Масова діаграма СПД із РЗЗ та безперервною передачею інформації зображена на рис.6.8. При відсутності помилок у кодових комбінаціях іде безперервна передача цифрової інформації в обох напрямках СПД.

При виявленні помилок у кодовій комбінації “в” видача нової інформації до каналу зв'язку припиняється, вона записується до буферного на-

копичувача, а до зворотного каналу іде сигнал перезапиту. Потім, за цим сигналом сліднують кодові комбінації, які записані у буферному накопичувачі. При отриманні сигналу перезапиту видача нових повідомлень припиняється, передається сигнал перезапиту, а потім повторюється передача інформації, що записана у буферному накопичувачі.

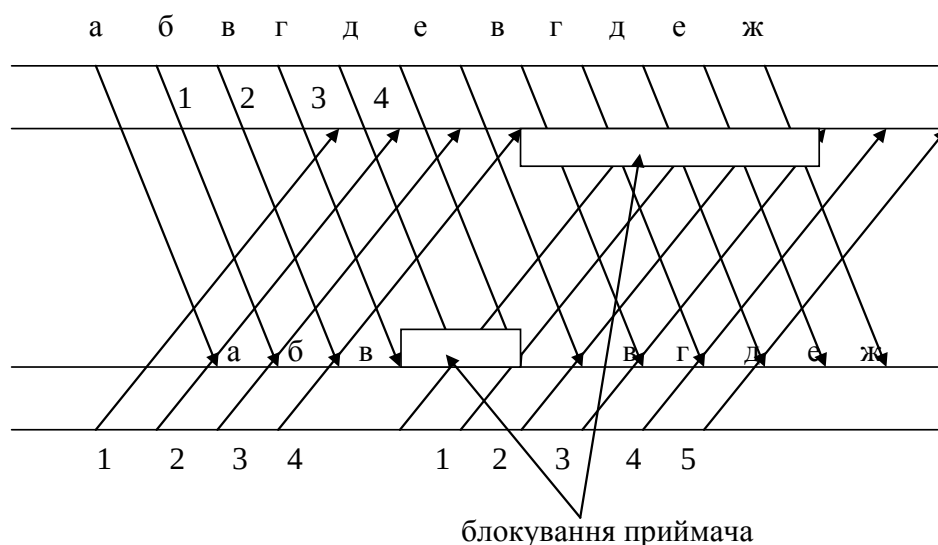


Рис.6.8

Дослідження систем із ВЗЗ та часовим перезапитом показують, що правильність прийому інформації в них залежить як від імовірності невиявленої помилки при прийомі, так і від правильності прийому попередніх кодових комбінацій.

Різновидом систем з ВЗЗ є також системи з адресним перезапитом. В цих СПД при перезапиті вказується адреса кодової комбінації та ведеться повторна передача тільки цієї комбінації. Такі системи забезпечують дещо більшу пропускну здібність ніж попередні системи, але вони мають і більш складну технічну реалізацію.

6.3.3. Системи передачі даних з інформаційним та комбінованим зворотними зв'язками (ІЗЗ та КЗЗ)

У СПД з ІЗЗ рішення стосовно правильності прийому інформації приймається на станції, що передає, за результатами порівняння інформації, яка передається та приймається по зворотному каналу. Приймальна станція лише інформує передаючу про те, яка інформація була прийнята.

Результати порівняння повідомляються приймальній станції за допомогою службових сигналів “Стирання” та “Підтвердження”.

СПД з ІЗЗ мають ряд суттєвих недоліків, які обмежують їх застосування:

1. Спотворення кодових комбінацій, які передаються по зворотному каналу, викликає необхідність повторення як спотворених так і вірно прийнятих комбінацій. Ця обставина змушує підвищувати завадостійкість зворотного каналу.
2. Трансформація дозволених кодових комбінацій у сигналі стирання, яка відбувається через завади у прямому каналі.
3. Спотворення сигналу стирання призводить до знищення великих масивів інформації у буферних накопичувачах.
4. Загальний обсяг інформації, що передається по зворотному каналу, потребує великої пропускної здібності.

Характерною особливістю СПД із КЗЗ є те, що у них з метою оптимальної зміни процедури прийняття рішення щодо правильності інформації, що приймається, максимально використовуються всі повідомлення, які надходять з прямого та зворотного каналів.

При використанні СПД із КЗЗ імовірність помилкового прийому кодової комбінації може бути приблизно оцінена наступним виразом:

$$P_{ном} = n \frac{P_e}{1 - P_{ст}}$$

де n – число одиничних елементів в кодовій комбінації; P_e – імовірність помилкового прийому одиничного елемента; $P_{ст}$ – імовірність стирання одиничного елемента; $(1 - P_{ст})$ – середнє число запитань для кожного одиничного елемента.

Ця формула може бути використана для інженерних розрахунків при умові, що $nP_e \ll 1$.

Треба відмітити, що в СПД із КЗЗ кількість додаткової інформації, яка потрібна для правильного декодування кодової комбінації з виявленими помилками, є випадкова величина, що залежить як від кратності помилок у кодовій комбінації, яка декодується, так і від імовірності вірного прийому кожного одиничного елемента цієї кодової комбінації. Розрахунками та експериментальними дослідженнями визначено, що потрібна кількість додаткової інформації буде менше в системі з КЗЗ ніж в системах з ВЗЗ та ІЗЗ. Ця обставина забезпечує перевагу у швидкості передачі інформації для систем з КЗЗ, що найбільш виявляється при використанні каналів зв'язку з інтенсивними завадами. Однак, обсяг та складність обладнання для таких систем різко зростає.

Список рекомендованой литературы

1. Электросвязь. Введение в специальность. Учебное пособие для вузов./ В.Г.Дурнев и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240с.
2. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.
3. Величкин А.И., Азаров О.С., Саютин О.В. Средства связи и системы передачи данных ВВС. Под ред. А.И.Величкина. – М.: ВВИА, 1985. – 324с.
4. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов/ А.В..Выходец, М.В.Гитлиц, Ю.А.Ковалгин и др.; Под ред. М.В.Гитлица. – М.: Радио и связь, 1989. – 432с.
5. Гордиенко Б.А. и др. Военная коммутационная техника и телефония. – Л.: ВАС, 1979. – 136с.
6. Системы радиосвязи: Учебник для вузов/ Н.И.Калашников, Э.И.Крупичкий, И.Л.Дороднов, В.И.Носов; Под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352с.
7. Аджемов А.С. и др. Многоканальная электросвязь и каналообразующая телеграфная аппаратура. – М.: Радио и связь, 1989. – 416с.

Розділ 7. ОСНОВИ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ.

Розвиток господарства, ускладнення систем і засобів керування ЗС призводить до інтенсивного зростання потоків переданої інформації. Отже, існує необхідність постійного збільшення числа каналів передачі та підвищення ефективності використання їхньої пропускну здатності.

Практика побудови сучасних мереж передачі інформації показує, що найбільш коштовними ланками каналів є лінії зв'язку (кабельні, хвилеводні і світловодні лінії, лінії радіорелейного й супутникового зв'язку та ін.). Оскільки економічно недоцільно використовувати кошовну лінію зв'язку для передачі інформації єдиної пари абонентів, то виникає задача побудови багатоканальних систем передачі, у яких по загальній лінії передається велике число сигналів індивідуальних каналів.

7.1. Принципи побудови багатоканальних систем передачі інформації.

7.1.1. Структурна схема багатоканальної системи передачі (БКСП) інформації. Основні поняття і визначення.

Багатоканальна передача інформації це використання кабельної пари, ланцюга повітряної лінії чи радіолінії для одночасної передачі декількох незалежних повідомлень.

БКСП дозволяє найбільш економічно і ефективно використовувати кошовні й досить складні лінійні спорудження шляхом організації на одній лінії великого числа одночасно діючих каналів зв'язку.

Структурна схема БКСП. Інформаційні первинні сигнали $C_1 \dots C_N$ від N джерел інформації, що надходять на вхід системи передачі обробляються перетворювачами $Пр1 \dots ПрN$, які формують відмітні ознаки індивідуальних каналів (див. рис.7.1).

Після цього каналні сигнали поєднуються в пристрої об'єднання ПО у груповий сигнал, який поступає до лінійного тракту СП.

У прийомній частині системи груповий сигнал на основі сформованих в передавальній частині відмітних ознак розділяється у пристрої поділу ПП на каналні сигнали, що після перетворювачів прийому приймають вид первинних інформаційних сигналів.

Апаратура пунктів підсилювання, які обслуговуються (ОПП), і пунктів підсилювання, які не обслуговуються (НПП), служить не тільки

для посилення сигналу, але і для корекції (вирівнювання) амплітудно-частотної (АЧХ) і фазочастотної характеристик (ФЧХ) лінійного тракту.

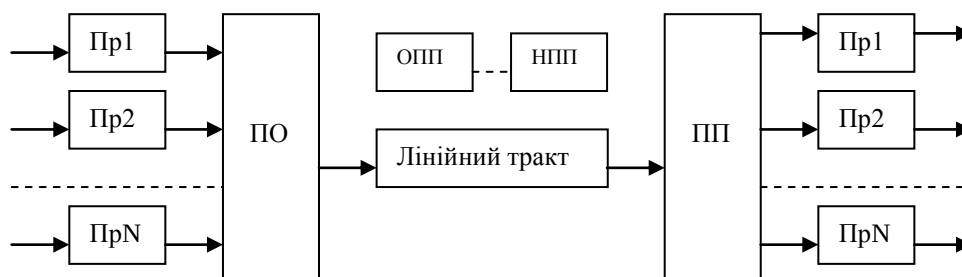


Рис.7.1

Частина каналу зв'язку між сусідніми проміжними підсилювачами має назву підсилювальна ділянка (ПД).

Відстань між НПП залежить від ємності системи. Чим більше ємність тим менша відстань між НПП. Наприклад, при ємності БКСП 60 каналів $L_{ПД}=19$ км, а при ємності 1920 – $L_{ПД}=6$ км.

При збільшенні числа ПД перешкоди в лінії зв'язку будуть накопичуватися. Для забезпечення необхідної захищеності каналу від завад приходить зменшувати $L_{ПД}$, для того, щоб відповідно збільшити захищеність від перешкод у кожному з них.

Апаратура ОПП розміщується в будинках, де постійно знаходиться персонал для її обслуговування.

НПП являє собою металеву камеру, у якій розміщується ввідно-комутаційне устаткування. Камера має герметичний вхід, який надійно зачиняється та ізолює від впливів атмосферних явищ.

7.1.2. Принципи багатоканального зв'язку.

Основне питання, що приходить вирішувати при побудові багатоканальних систем передачі, пов'язане з вибором методу поділу каналних сигналів. Широке застосування знайшли методи лінійного поділу.

При лінійних методах поділу груповий сигнал повинний являти собою лінійну функції каналних сигналів

$$f_{zp}(t) = \sum_{k=1}^N f_k(t) .$$

Канальні сигнали роздільні в тому випадку, якщо являють собою лінійні множини і не мають взаємних перетинань, тобто задовольняють на деякому інтервалі умови ортогональності:

$$\int_0^T f_c(f) \bullet f_k(t) dt = \begin{cases} 0, n_{pui} \neq k \\ \cos t \neq 0, n_{pui} = k. \end{cases}$$

Відомо багато класів функцій, що задовольняють ці умови. Наприклад, $\cos x$ і $\sin x$ ортогональні на інтервалі T , який включає ціле число періодів цих функцій. Ортогональними є будь-які коливання, частотні спектри яких не перекриваються. Умови ортогональності задовольняють також коливання, які не перекриваються в часі. Відомий широкий клас ортогональних коливань, що є поліноміальними функціями часу. Однак найбільше поширення одержали СП, у яких використовуються частотний чи часовий методи поділу каналів.

При частотному поділі спектри каналних сигналів розміщуються в частотних смугах, що не перекриваються. Для такого перетворення спектрів можна застосувати різні види модуляції струмів різних несучих частот у кожному каналі. Однак у сучасній каналоутворюючій апаратурі (КУА) майже виняткове застосування знаходить амплітудна модуляція як найбільш економічна, що забезпечує одержання максимальної кількості каналів у заданій смузі частот.

При часовому поділі каналні сигнали передаються по лінійному тракту по чергове (не перекриваючись у часі). Отже, первинні інформаційні сигнали повинні передаватися періодично короткочасними імпульсами, а каналні сигнали являють собою імпульсну послідовність, модульовану за якимись параметрами.

7.1.3. Уніфікація каналів передачі інформації. Канали тональної частоти, їх характеристики.

Апаратура повинна бути побудована так, щоб при передачі будь-яких сигналів була забезпечена необхідна якість зв'язку. При цьому не доцільно створювати спеціальні канали для передачі сигналів кожного типу. Доцільніше розробити багатоканальну апаратуру, що формує деякий набір уніфікованих стандартних каналів, придатних для передачі будь-яких сигналів.

В даний час телефонний зв'язок являє собою один з основних видів зв'язку. Тому, в якості основного стандартного каналу в сучасній багатоканальній апаратурі прийнятий канал з ефективною смугою частот від 300 до 3400 Гц, відповідної спектру телефонного сигналу. Характеристики цього каналу нормуються так, щоб його можна було використовувати також для факсимільного зв'язку, телеграфування, передачі даних - у всіх випадках, коли кількість інформації, що міститься в сигналі, не перевер-

шує пропускної здатності каналу. Канал такого типу називається каналом тональної частоти.

Апаратура аналогових систем передачі (АСП) дозволяє створювати канали з більш високою пропускною здатністю. Збільшення пропускної здатності досягається розширенням смуги частот за рахунок об'єднання декількох каналів ТЧ. В даний час у апаратурі аналогових систем передачі передбачається утворення наступних широкосмугових каналів;

- передгрупового замість трьох каналів ТЧ;
- первинного (ПШК) замість 12 каналів ТЧ;
- вторинного (ВШК) замість 60 каналів ТЧ;
- третинного (ТШК) замість 300 каналів ТЧ.

Існують норми на основні параметри і характеристики каналів ТЧ. Виконання цих норм гарантує необхідну якість телефонного зв'язку в Єдиній автоматизованій мережі зв'язку (ЄАМЗ) і при виході на міжнародну мережу зв'язку, а також можливість використання каналів ТЧ для передачі даних, телеграфування, факсимільного зв'язку, передачі сигналів телемеханіки і телекерування та ін.

Вхід і вихід каналу ТЧ повинні бути симетричними, номінальне значення вхідного і вихідного опорів дорівнює 600 Ом, коефіцієнт відбиття не повинний перевищувати 10%. Нормоване (номінальне) значення вимірювального рівня на вході каналу $P_{вх} = -13$ дБ, на виході $P_{вих} = +4$ дБ; частота вимірювального сигналу приймається рівній 800 Гц. Таким чином, номінальне залишкове загасання каналу ТЧ складає 17дБ, тобто канал вносить посилення, рівне 17дБ. Середньоквадратичне відхилення в часі залишкового загасання від його середнього значення на частоті 800 Гц не повинне перевищувати 1,0 дБ на одну транзитну ділянку довжиною 2500 км; різниця між середнім і номінальним значеннями згасання повинна бути не більше 0,5 дБ. Максимальне відхилення в часі залишкового загасання від номінального значення на одній транзитній ділянці повинне складати не більше 2,2 дБ з імовірністю 0,95.

Ефективно переданою смугою частот каналу ТЧ називається смуга, на крайніх частотах якої (0,3 і 3,4 кГц) залишкове загасання на 8,7 дБ перевищує залишкове загасання на частоті 800 Гц. Частотна характеристика відхилення залишкового загасання каналу ТЧ від номінального значення (– 17 дБ) повинна залишатися в межах шаблону. Щоб виконати цю норму, частотна характеристика відхилень залишкового загасання простого каналу ТЧ (при одній переприймальній ділянці) повинна укладатися в межах, що зазначені в табл.7.1.

Таблиця 7.1.

f , кГц	0,2-3,4	0,4-0,6	0,6-2,4	2,4-3,0	3,0-3,4
α , дБ	1,4	0,72	0,6	0,72	1,4

При передачі мови фазочастотні перекручування мало впливають на якість зв'язку. Але оскільки канали ТЧ використовуються також для передачі даних і факсимільного зв'язку, великі фазочастотні перекручування неприпустимі. Тому нормуються відхилення групового часу запізнення (ГЧЗ) τ від його значення на частоті 1900 Гц на одній транзитній ділянці довжиною 2500 км (табл.7.2). Для складеного каналу з n транзитними ділянками відхилення ГЧЗ будуть у n раз більше. Такі перекручування не дозволяють одержати необхідну швидкість передачі, у зв'язку з чим виникає задача їх корекції.

Таблиця 7.2.

f ,кГц	0,4	0,6	0,8	1,0	1,4	1,6	2,2	2,4	2,8	3,0	3,2	3,3
τ , мс	2,4	1,5	1,1	0,6	0,4	0,1	0,1	0,15	0,45	0,75	1,35	1,9

Коефіцієнт нелінійних перекручувань каналу ТЧ на одній транзитній ділянці не повинний перевищувати 1,5% (1% від третьої гармоніки) при номінальному рівні передачі струму частоти 800 Гц.

Амплітудна характеристика нормується таким способом. Залишкове загасання каналу на одній транзитній ділянці повинне залишатися постійним з точністю 0,3 дБ при зміні рівня вимірювального сигналу від –17,5 до + 3,5 дБ у точці з нульовим вимірювальним рівнем на будь-якій частоті в межах від 0,3 до 3,4 кГц. При підвищенні рівня вимірювального сигналу до 8,7 і 20 дБ залишкове загасання повинне збільшуватися не менше, ніж на 1,75 і 7,8 дБ відповідно.

Зміна частоти переданого сигналу погіршує якість зв'язку при передачі даних, факсимільного зв'язку, телеграфуванні. Тому допустимі зміни частоти сигналу в каналі не повинні перевищувати 1,5 Гц при максимальному числі транзитів.

Псофометрична потужність завад у точці з нульовим вимірювальним рівнем при максимальній довжині зв'язку і кількості транзитів не повинна перевищувати 50 000 пВт. Відповідне значення незваженої припустимої потужності завад складає 87 000 пВт.

Нормуються також припустимі значення середньої і пікової потужності сигналів у каналі. У точці з нульовим вимірювальним рівнем нормоване середнє значення потужності сигналу складає 32 мкВт, пікове –2220мкВт.

До широкосмугових, як уже відзначалося, відносяться передгруповий, первинний, вторинний і третинний канали. Для організації зв'язку на загальній мережі характеристики цих каналів повинні бути уніфікованими незалежно від типу апаратури. Основні норми на електричні характеристики широкосмугових каналів наведені в табл.7.3.

Таблиця 7.3.

Параметр	Канал			
	Перед-груповий	первинний	вторинний	третинний
Межі ефективної смуги частот, яка передається, кГц	12,3-23,4	60,6-107,7	312,3-551,4	812,3-2043,7
Вхідний та вихідний опір, Ом	600	150	75	75
Номінальний вимірювальний рівень сигналу на вході/виході, дБ	-36/-14	-36/-23	-36/-23	-36/-23
Залишкове згасання, дБ	-22	-13	-13	-13
Допустима нерівномірність частотної характеристики залишкового згасання	$\pm 0,87$	$\pm 0,87$	$\pm 0,87$	$\pm 0,5$
Допустимі відхилення ГЧЗ (за монотонною складовою), мкс	40 (13-23 кГц)	10 (65-103 кГц)	5 (330-530 кГц)	0,25 (900-1900 кГц)
Середня потужність сигналу у точці з нульовим вимірювальним рівнем, мкВт	96	348	1920	9600
Допустима потужність незважених завад на магістралі довжиною 25 000 км в точці з нульовим вимірювальним рівнем, мкВт	0,8	3,16	16	80
Перепускна спроможність на магістралі довжиною 25 000 км, біт/с	$82 \cdot 10^3$	330×10^3	165×10^4	$8,5 \cdot 10^6$

Номінальні вимірювальні рівні і залишкове згасання вимірюються частотами 18 кГц для передгрупового, 82 кГц – для первинного, 420кГц – для вторинного, 1545 кГц – для третинного каналів. Допустима нерівно-

мірність частотної характеристики залишкового згасання визначає межі ефективно переданої смуги частот; ця величина задається для однієї переприйомної ділянки. Для однієї переприйомної ділянки задається також припустиме відхилення ГЧЗ.

Порівнюємо основні характеристики первинних сигналів і уніфікованих каналів. Для зручності основні характеристики сигналів зведені в табл.7.4.

Таблиця 7.4.

Вид сигналу	$f_{\min}$, кГц	$f_{\max}$, кГц	D, дБ	$A_{сз}$, дБ	I, біт/с
Телефонний	0,3	3,4	40	21	$8 \cdot 10^3$
Віщання	0,05	10	65	48	$180 \cdot 10^3$
Факсимільний при швидкості передачі 120 стр/с: напівтоновий штриховий для передачі газетних смуг					
	0	1,465	24	35	$11,7 \cdot 10^3$
	0	1,465	-	35	$2,93 \cdot 10^3$
	0	180	-	35	$360 \cdot 10^3$
Телевізійний	0	6000	40	57	$80 \cdot 10^6$
Передачі даних	0	$0,5F_T$	-	20	F_T

У таблиці $f_{\min}$ і $f_{\max}$ — нижня і верхня межі енергетичного спектра, $A_{сз}$ — перевищення рівня сигналу над рівнем завад, при якому забезпечується необхідна якість зв'язку.

Для телефонного сигналу і сигналу віщання величина $A_{сз}$ являє собою перевищення середнього рівня сигналу над психофотометричним рівнем завад, для факсимільного й телевізійного сигналів - перевищення максимального рівня сигналу над рівнем незважених завад. Для двійкового сигналу передачі даних $A_{сз}$ обчислено при імовірності помилки $p_{ном} = 10^{-6}$. Дані для сигналу передачі газетних смуг відповідають часу передачі газетної смуги порядку 3 хв.

Порівняння даних, наведених у табл.7.4, з основними характеристиками уніфікованих каналів дозволяє зробити ряд важливих висновків.

Канал ТЧ може бути використаний для передачі телефонних і факсимільних сигналів та передачі даних. При передачі телефонних сигналів використовується приблизно 30% пропускної здатності каналу. Ця обставина відкриває можливості підвищення ефективності каналу ТЧ. Так, у

паузах мовних сигналів можна здійснювати додаткову передачу даних чи факсимільних сигналів. У цьому випадку канал ТЧ надається для передачі мови тільки в ті проміжки часу, коли на його вхід надходить мовний сигнал, тобто в проміжки активності мовного джерела. В інший час по каналу здійснюється передача даних. Для забезпечення функціонування такої системи необхідний пристрій, що фіксує проміжки активності мовного джерела і здійснює на передачі та прийомі переключення режимів «мова-дані». Розробляються декілька варіантів такої апаратури; за відомостями, що є в літературі, результативна швидкість передачі даних у паузах мови може сягати 2400 біт/с.

Численні дослідження показали, що телефонні сигнали мають велику надмірність, усунення якої дозволить передавати у каналі ТЧ кілька телефонних повідомлень. Рішенню цієї задачі присвячена велика кількість досліджень і розробок. Створено кілька різновидів пристроїв, що називаються вокодерами, які при передачі аналізують первинні мовні сигнали і виділяють з них відомості щодо основних параметрів мови, а при прийомі синтезують мовний сигнал. Такими параметрами можуть бути частота основного тону і характеристики мовостворюваного тракту абонента. Частота основного тону змінюється повільно, з частотою, що не перевищує 10 Гц. Отже, і сигнали, що переносять відомості про ці зміни (сигнал-параметри), будуть вузькосмуговими. Дослідження показали, що ширина спектра сигнал-параметрів складає 25—30 Гц, а для відновлення мови при прийомі їхнє число не повинне перевищувати 10-15.

Таким чином, для передачі усіх сигнал-параметрів потрібна смуга частот 250-500 Гц і в одному каналі ТЧ можна передавати до десяти телефонних повідомлень.

Ще більший ефект можуть дати фонемні вокодери, принцип роботи яких полягає в тому, що у передавальному пристрої в результаті аналізу первинного мовного сигналу розпізнаються фонemi. Кожній фонемі ставиться у відповідність деякий кодовий сигнал, що передається по каналу зв'язку; в прийомному пристрої фонemi синтезуються за прийнятими кодовими сигналами. Число фонем різне в різних мовах, але не перевищує 60. Тому для їхнього кодування достатньо 60 розрядного двійкового кода. Оскільки частота проголошення фонем не перевищує 10 Гц, швидкість передачі кодового сигналу фонемного вокодеру буде не більше 60 біт/с. Це значення отримане без обліку статистичних зв'язків між фонемами.

Якість мови, переданої за допомогою параметричних вокодерів, наближається до тієї, що має місце у звичайних каналах ТЧ. Однак апаратура виходить порівняно складною і громіздкою, тому параметричні вокоде-

ри застосовуються у даний час лише в деяких спеціальних системах телефонного зв'язку. Що стосується фонемних вокодерів, то їхнє створення являє собою надзвичайно важке науково-технічне завдання.

При факсимільному зв'язку пропускна здатність каналу використовується також не цілком (особливо при передачі штрихових зображень), – приблизно на 10% (у зв'язку з цим виникає проблема істотного підвищення швидкості передачі штрихових зображень). Треба, однак, мати на увазі, що при збільшенні швидкості розгорнення зростає верхня гранична частота енергетичного спектра сигналу (частота малюнка). Ця обставина призводить до серйозних технічних труднощів при узгодженні спектра сигналу з ефективно переданою смугою частот каналу ТЧ. Крім того, при факсимільному зв'язку істотну роль відіграють фазові перекручування каналу, що обмежують швидкість передачі. Наслідком цього є необхідність корекції частотної характеристики ГЧЗ каналу.

Широко смугові канали можуть бути використані для високошвидкісної передачі цифрових повідомлень. Однак досягнення швидкостей передачі, порівнянних із пропускною здатністю каналів, вимагає рішення ряду завдань, аналогічних вище згаданим.

Сигнали передачі газетних смуг передають по вторинних широко смугових каналах. Порівняння пропускної здатності вторинного каналу ($165 \cdot 10^4$ біт/с) та інформаційної змістовності сигналу ($360 \cdot 10^3$ біт/с) показує, що і у цьому випадку є можливості підвищення швидкості передачі. Усунення надмірності і оптимальне кодування сигналу дозволяють вести передачу газетних смуг по первинних широко смугових каналах без зниження швидкості.

Ефективно передана смуга частот передгрупового каналу (11,1 кГц) достатня для передачі сигналів віщання. Однак пропускна здатність передгрупового каналу ($82 \cdot 10^3$ біт/с) значно менша інформаційної змістовності сигналу віщання ($180 \cdot 10^3$ біт/с). При фіксованій смузі частот і середній потужності сигналу пропускна здатність каналу може бути збільшена тільки за рахунок зменшення потужності завад. Отже, до складу каналу, призначеного для передачі програм віщання, повинні бути включені пристрої, що знижують рівень завад. Необхідно також мати на увазі, що середня потужність сигналу віщання (923 мкВт) значно перевищує середню допустиму потужність передгрупового каналу (95 мкВт). Таким чином, для передачі сигналів віщання потрібен спеціальний канал.

Смуга частот і інформаційна змістовність телевізійного сигналу істотно перевищує значення відповідних параметрів третинного уніфікова-

ного каналу. Тому для передачі телевізійних сигналів необхідний спеціальний телевізійний канал.

Таким чином, необхідність використання БКСП викликана, у першу чергу, безперервним ростом потоків підлягаючій передачі інформації. БКСП дозволяє найбільш ефективно використовувати коштовні і складні лінійні спорудження шляхом організації по одній лінії великого числа одночасно діючих каналів зв'язку.

7.2. Багатоканальні системи передачі з частотним розподілом каналів (ЧРК).

Для забезпечення абонентів (споживачів) основними видами електрозв'язку необхідні телефонні і телеграфні мережі, мережі передачі даних, радіомовлення та ін. Сукупність таких мереж, експлуатованих незалежно, вийшла б дуже громіздкою. Єдино прийняте рішення, як це було показано вище, полягає у створенні загальної для усіх видів зв'язку мережі типових каналів (каналів тональної частоти, широкосмугових каналів, цифрових каналів) і групових трактів, що охоплюють усі пункти введення та виведення інформації. Тому основною проблемою є одержання необхідного числа каналів при мінімальних витратах. Така можливість ґрунтується на застосуванні БКСП із частотним і часовим поділом сигналів або іншими методами ущільнення каналів

7.2.1. Метод формування каналних сигналів у системах передачі з частотним розподілом каналів.

Сутність методу ЧРК полягає в тому, що спектри окремих каналних сигналів розміщуються у смугах лінійного спектра, які неперекриваються, тобто усі сигнали передаються одночасно, але кожен канал має окрему смугу частот, що не збігається зі смугами частот інших каналів.

Для переносу спектрів частот індивідуальних сигналів застосовується модуляція струмів несучих частот у кожному каналі. Несучі синусоїдальні коливання $U \sin(\omega t + \theta)$ можна модулювати за трьома параметрами: амплітудою, частотою і фазою.

У сучасній техніці багатоканального зв'язку майже винятково знайшла застосування амплітудна модуляція, як найбільш вигідна з погляду одержання максимальної кількості каналів у заданій смузі частот.

Якщо модулювати синусоїдальний сигнал за амплітудою, то одержимо несучу частоту і дві бічні смуги частот (БСЧ). Вся інформація сто-

совно сигналу закладена в кожну її БСЧ. Несуча частота інформації про сигнал не несе.

У системах передачі з ЧРК для передачі сигналів використовується односмуговий спосіб формування каналних сигналів. Сутність способу полягає в тому, що вихідний сигнал подається на перетворювач частоти (модулятор), після чого смуговим каналним фільтром здійснюється виділення однієї з бічних смуг і придушення іншої. Ступінь придушення другої БСЧ повинна бути не менше 65 дБ. Як смугові фільтри (СФ) застосовуються: фільтри LC – у апаратурі 3-го покоління, малогабаритні електромеханічні фільтри (ЕМФ) – у апаратурі 4-го покоління.

Вимоги щодо розміщення каналних сигналів у лінійному спектрі:

- інтервали між смугами сусідніх каналів приймаються рівними 900 Гц;
- на канал приділяється смуга 4 кГц;
- загасання каналних смугових фільтрів (СФ) – не менше 65 дБ.

Структурна схема, що пояснює роботу багатоканальної системи зв'язку з ЧРК, наведена на рис.7.2. Принцип формування групового сигналу можна пояснити за допомогою діаграм, наведених на рис.7.3.

Таким чином, СП із ЧРК – це системи, у яких для передачі сигналів електрозв'язку за кожним каналом передачі у діапазоні частот лінійного тракту (ЛТ) надається визначена смуга частот.

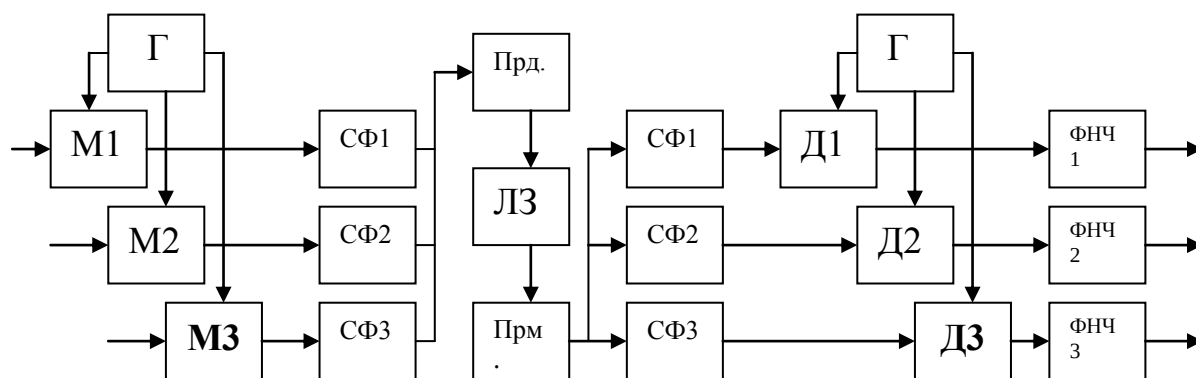


Рис.7.2

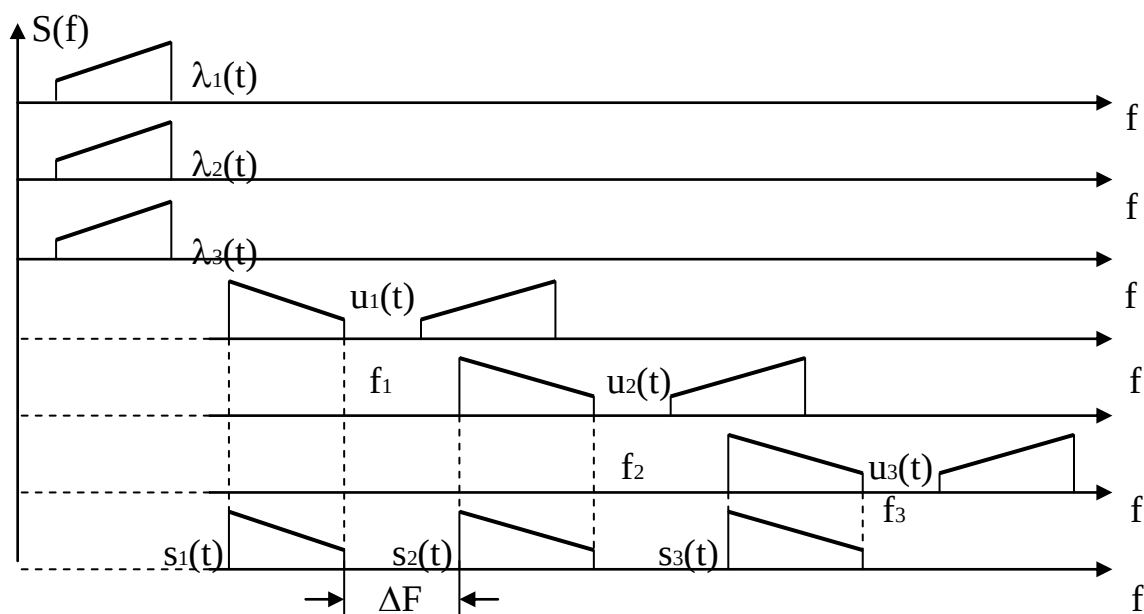


Рис.7.3

7.2.2. Способи формування стандартних груп сигналів у системах передачі з частотним розподілом каналів. Типові канали зв'язку.

Формування лінійного групового сигналу може здійснюватися двома способами:

- за допомогою одного ступеня перетворення;
- шляхом багаторазового перетворення.

Сутність одноступінчатого способу: лінійний груповий сигнал формується шляхом безпосереднього перетворення (переносу) інформаційних сигналів різних каналів у відведену кожному каналу частину спектра.

Недоліки способу:

- усі перетворювачі і СФ будуть різними за схемою та конструкцією;
- при великому числі каналів для різних ділянок лінійного спектра повинні використовуватися різні типи фільтрів: фільтри LC – до 80 кГц, кварцові і ЕМФ – у діапазоні 50-100 кГц (у каналоутворюючій апаратурі (КУА) 70% маси, габаритів й вартості займають фільтри);
- устаткування КУА виходить складним, громіздким і коштовним;
- виключається можливість утворення стандартних групових трактів і широкопосмугових каналів (ШК).

Технічні труднощі і недоліки принципу усуваються застосуванням багатоступінчастого способу формування лінійного сигналу.

Сутність багатоступінчастого способу полягає в тому, що спектри частот вихідних сигналів перетворюються у лінійний груповий сигнал не безпосередньо, а декількома ступенями перетворення.

На першому ступені (ступені індивідуального перетворення) однакові частотні смуги від N різних джерел перетворюються у каналні сигнали, розміщені в смугах частот, що неперекриваються, утворюючи N -канальний груповий сигнал. Другий і наступний ступені перетворення є груповими. На другому ступені K однакових групових сигналів, отриманих після першого ступеня перетворення, перетворюються у загальний груповий сигнал з числом каналів $K \times N$.

Третій ступінь перетворення поєднує визначене число групових сигналів, отриманих після другого ступеня перетворення.

При створенні КУА з великою кількістю каналів використовуються більш високі ступені перетворення.

Багатоступінчасте перетворення дозволяє:

1. Використовувати фільтри в оптимальному для реалізації необхідних характеристик діапазоні частот і скоротити їхню різнотипність.
2. Спрощується побудова мереж зв'язку, тому що забезпечується можливість здійснювати транзит і виділення каналних груп.

Принцип формування стандартних груп сигналів пояснює рис.7.4.

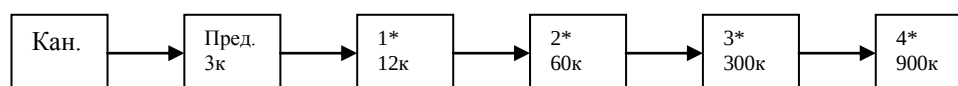


Рис.7.4

Таким чином, багатоступінчастий принцип формування лінійного сигналу дозволяє організувати наступні стандартні (типові) канали і групові тракти:

Канали: 1. Тональної частоти ТЧ – 0,3-3,4 кГц.

2. Широкосмуговий ШК-12 – 12-24 кГц.

3. Широкосмуговий ШК-48 – 60-108 кГц.

Тракти: 1. Передгруповий – 12-24 кГц.

2. Первинний груповий – 60-108 кГц.

3. Вторинний груповий – 312-552 кГц.

4. Третинний груповий – 812-2044 кГц.

5. Чотиричний груповий – 8516-12388 кГц.

У якості первинної стандартної групи в СП із ЧРК прийнята 12-канальна група зі смугою частот – 60-108 кГц.

Вимоги щодо вибору ширини спектра частот первинної групи: $F_{\max}/F_{\min} \leq 2$ – для того, щоб потужні гармоніки цього спектра і комбінаційні частоти другого порядку не попадали до смуги групи. Первинна група реалізується на кварцових СФ 50-150 кГц. Первинна група 60,6-107,7 кГц уперше реалізована в США в 1948 р., у СРСР – 1949 р.

7.2.3. Структура апаратури каналоутворення систем передачі з частотним розподілом каналів.

СП із ЧРК застосовуються на радіорелейних, тропосферних, провідних і супутникових лініях зв'язку в єдиній мережі зв'язку. Для цього необхідна уніфікація електричних параметрів каналів і групових трактів.

Усі БКСР із ЧРК будуються за єдиною структурною схемою, реалізованою МКТТ.

До складу апаратури СП із ЧРК входить: 1 – кінцеве устаткування, 2 – проміжне устаткування, 3 – устаткування виділення каналів.

Кінцеве устаткування призначене для перетворення вихідних сигналів у високочастотний багатоканальний сигнал, що передається по лінії передачі.

До складу кінцевої апаратури СП входить: устаткування індивідуального перетворення, устаткування утворення групових трактів, апаратура сполучення.

Устаткування індивідуального перетворення призначене для перетворення інформаційних первинних сигналів різних каналів у відведену кожному каналу частину спектра.

Устаткування сполучення призначене для перетворення спектра частот на виході у визначений для СП лінійний спектр.

Кінцева апаратура лінійного тракту (КАЛТ) – сукупність пристроїв, що забезпечують передачу сигналів у смузі частот лінійного тракту без поділу на групові тракти і канали, а також введення на передачу та придуснення на прийомі струмів комбінаційних частот.

Проміжне устаткування СП (устаткування ОПП і НПП) – призначене для посилення послабленого при проходженні в середовищі поширення сигналу і відновлення його форми.

Устаткування виділення каналів СП – призначене для забезпечення зв'язком населених пунктів, розташованих уздовж траси проходження лінії зв'язку.

Апаратура кінцевих станцій із ЧРК може будуватися за індивідуальним і груповим принципами.

При індивідуальному способі побудови перетворення, виділення і посилення сигналів на кінцевих та всіх проміжних станціях здійснюється визначеним для кожного каналу устаткуванням. Переваги: простота виділення необхідного числа каналів у будь-якому проміжному пункті, можливість нарощування числа каналів. Недоліки: громіздкість, неекономічність апаратури, мале число каналів, обмежена дальність дії, немає можливості створити груповий тракт і широкосмуговий канал. Спрощена схема побудови кінцевого устаткування за індивідуальним принципом наведена на рис.7.5.

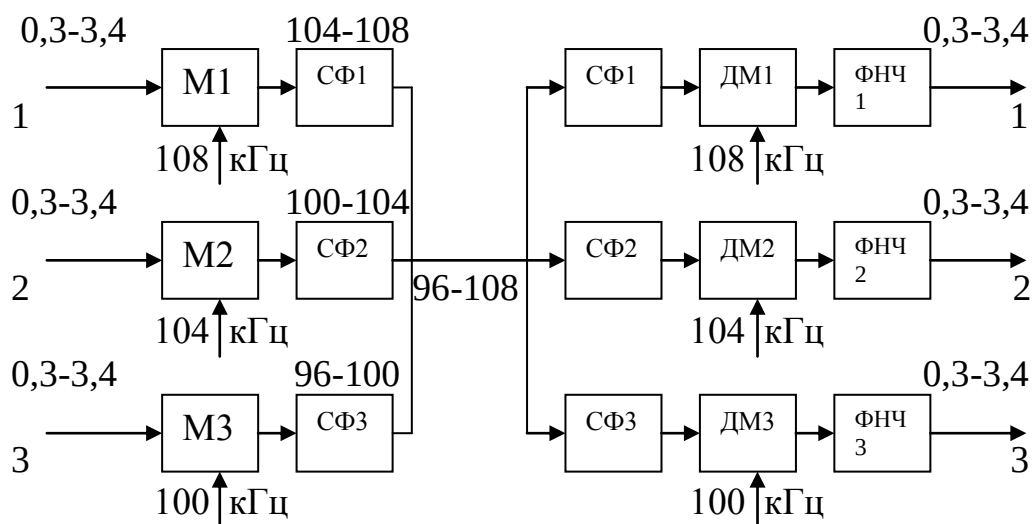


Рис.7.5

При груповому способі побудови в СП, окремої для кожного каналу, є тільки невелика частина устаткування, а інші пристрої кінцевої і всі пристрої проміжної апаратури є загальними для усіх каналів системи. Переваги: можливість побудови СП із необмеженим числом каналів, простота реалізації, скорочення числа різнотипних СФ. Недоліки: необхідність включення усього устаткування незалежно від необхідного числа каналів, на проміжних станціях необхідно встановлювати спеціальну апаратуру виділення каналів. Структурна схема, що пояснює принцип побудови СП із використанням багаторазового чи групового перетворення, наведена на рис.7.6.

Практично всі СП із ЧРК будуються за груповою ознакою. Деякі параметри й зона застосування типової апаратури кабельних СП із ЧРК наведені в табл.7.5.

Таким чином, одним з методів ущільнення каналів у СП є їхній частотний поділ, сутність якого полягає в тому, що спектри окремих каналів

них сигналів розміщуються в частотних смугах лінійного спектра, що не перекриваються.

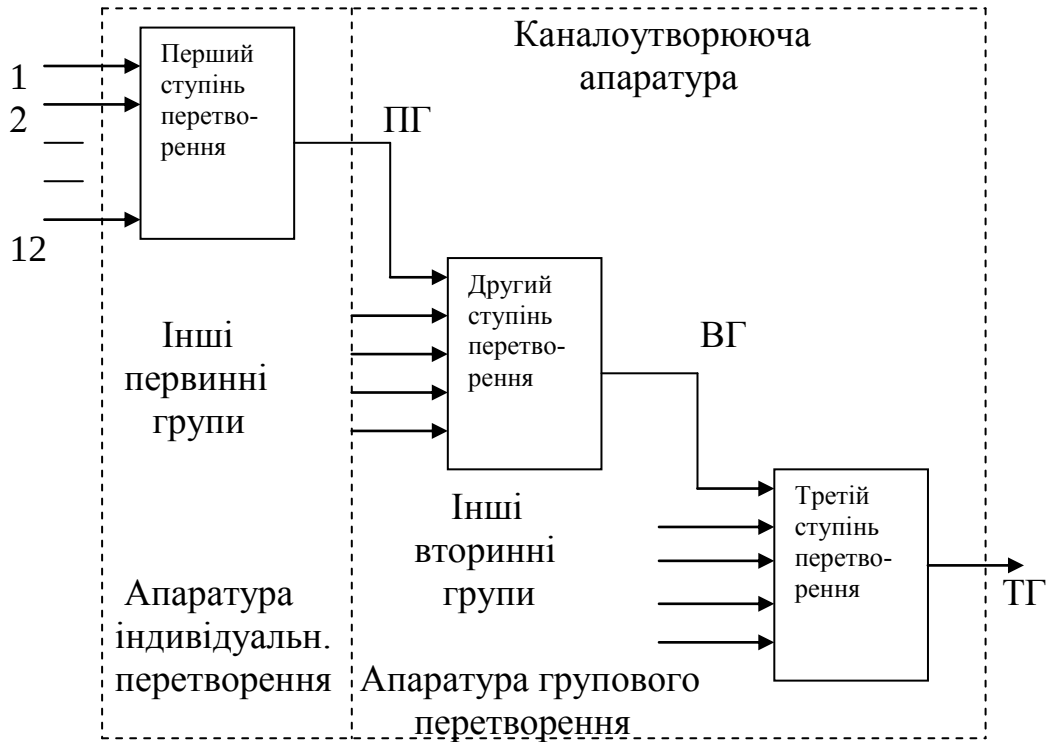


Рис.7.6

Таблиця 7.5

Система передачі	Зона застосування	Кабель	Число каналів	Довжина підсил. ділянки, км	Лінійний спектр, кГц
К-60П	Внутризон.	Симетр.	60	19	12-252
К-120	Теж.	Коакс.	120	10	60-552, 812-1301
К-300	Магістр. та зона	Теж.	300	6	60-1300
ВК-960-2	Магістр.	- " -	960	4	60-4028
К-1020Р	Теж.	- " -	1020	3	312-4636
К-1920П	- " -	- " -	1920	6	312-8544
К-3600	- " -	- " -	3600	3	812-17596
К-10 800	- " -	- " -	10800	1,5	4300-6000

7.3. Багатоканальні системи передачі з часовим розподілом каналів.

7.3.1. Часовий розподіл каналів. Структурна схема системи передачі з часовим розподілом каналів.

Часовий спосіб розподілу каналів заснований на почерговій передачі різних сигналів по одній лінії. Ідея способу ілюструється спрощеною схемою системи передачі, зображеної на рис.7.7.

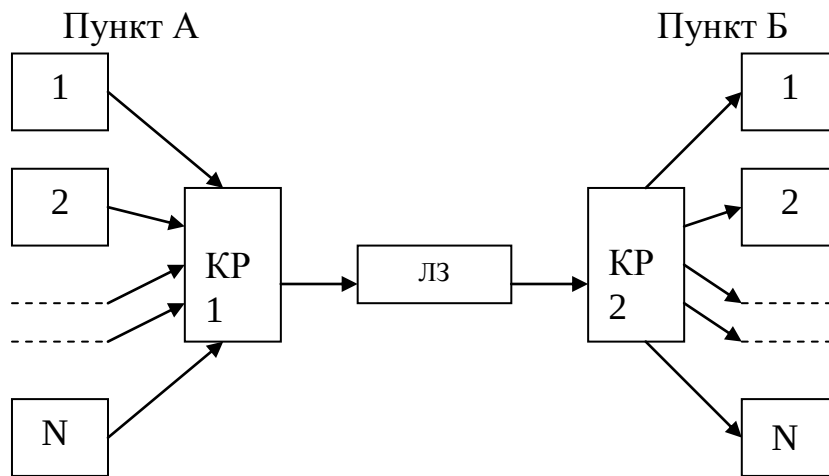


Рис.7.7

Система забезпечує передачу n сигналів по одній лінії, почергово з'єднуючи n пар апаратів. Відповідні пари апаратів підключаються до лінії (каналу) почергово за допомогою двох спеціальних комутаторів-розподільників, що працюють узгоджено - синхронно і синфазно. Комутатор-розподільник на початку підключає до лінії першу пару апаратів, потім другу, третю і т.д. до n -й пари. При цьому кожна з пар підключається до лінії на визначений короткий проміжок часу. Після підключення до лінії n -й пари апаратів процес повторюється, тобто знову підключається перша пара, друга і т.д. Отже, системи з ВРК працюють безупинно і циклічно. Переключення виробляється з такою швидкістю, щоб абоненти не зауважували перерву зв'язку.

На рис.7.8 наведені часові діаграми, що пояснюють принцип ЧРК. На малюнку дані графіки трьох неперервних сигналів $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$. Як видно з графіків, сигнали змінюються безупинно, приймаючи у кожен момент часу визначене значення. В цілому таких значень у визначеному інтервалі буде нескінченна безліч.

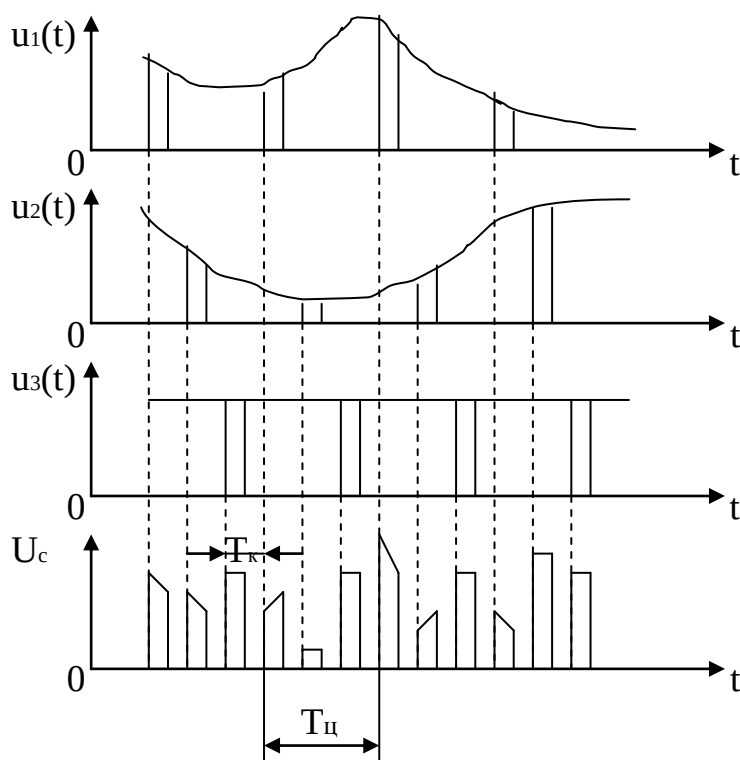


Рис.7.8

Стосовно теореми Котельникова неперервний сигнал можна передавати окремими значеннями через визначені і рівні проміжки часу у вигляді послідовності коротких імпульсів. При цьому частота проходження імпульсів повинна не менше чим у 2 рази перевищувати максимальну частоту складових спектра сигналу, а їх амплітуда (на малюнку висота) повинна дорівнювати відповідним миттєвим значенням сигналу. Отже, для передачі неперервний сигнал перетвориться в імпульсний з мінливою амплітудою (АІМ-сигнал). Інтервали часу між імпульсами індивідуальних сигналів дорівнюють T_d . Отже, частота дискретизації $f_d = 1/T_d$.

Як видно з діаграм, імпульси різних АІМ-сигналів зрушені відносно один одного за часом (за фазою). Зрушення імпульсів забезпечується комутатором-розподільником. При об'єднанні індивідуальних сигналів у лінії (каналі) передачі утвориться груповий сигнал з частотою проходження імпульсів у n раз (на рисунку в 3 рази) більшої частоти дискретизації f_d . Інтервал між найближчими імпульсами групового сигналу називається канальним інтервалом T_k . Проміжок часу між сусідніми імпульсами одного індивідуального сигналу називається циклом передачі T_c . Очевидно, що $T_c = T_d$. Таким чином, в кожному циклі у визначеній послідовності розміщається по одному імпульсу індивідуальних сигналів, які зміщені на час T_k .

Від співвідношення $T_{\text{ц}}$ і $T_{\text{к}}$ залежить число імпульсів, яке можна розмістити у циклі, тобто число часових каналів.

На приймальному пункті системи за допомогою аналогічного комутатора-розподільника імпульси розподіляються за відповідними апаратами. У кожного прийомного ланцюга індивідуальні АІМ-сигнали повинні бути перетворені назад у неперервні сигнали початкового виду. Ці функції виконують спеціальні пристрої.

Системи передачі, що використовують АІМ-сигнали, незважаючи на порівняльну простоту реалізації, не одержали широкого практичного застосування. Це пов'язано з тим, що АІМ-сигнали дуже чутливі щодо впливу завад, тому що будь-які завади в каналах зв'язку змінюють амплітуду імпульсів, що є інформаційним параметром сигналу.

7.3.2. Види модуляції сигналів в системах передачі з часовим розподілом каналів.

У лінійному тракті СП із часовим розподілом каналів для передачі каналних сигналів можуть бути використані, крім АІМ, інші види імпульсної модуляції: широтно-імпульсна (ШІМ), фазо-імпульсна (ФІМ), частотно-імпульсна (ЧІМ) (див. розділ 4).

При багатоканальному зв'язку сигнали формуються в два етапи: одержання багатоканального повідомлення (ущільнення каналів) і потім модуляція сигналу-переносника багатоканальним повідомленням.

У результаті утворюються сигнали з двоступінчастою модуляцією. У скороченому позначенні таких сигналів і відповідних їм систем спочатку дається вказівка щодо виду модуляції в першому ступені, а потім – у другому. Наприклад: АІМ-ЧМ, ШІМ-ЧМ, ВІМ-ЧМ – сигнали та системи з часовим ущільненням і частотною модуляцією. В другому ступені можлива й амплітудна модуляція. Однак вона застосовується рідко й в основному віддають перевагу частотній модуляції, як більш завадостійкої і менш крихкої щодо неідеальності характеристик систем.

Широке застосування на практиці знаходять системи передачі ЧРК з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ) (див. розділ 5). Спрощена структурна схема n -канальної системи передачі з ІКМ приведена на рис.7.9.

Основними елементами системи є два комутатори-розподільники на кінцевих пунктах А і Б. Вони являють собою електронні ключі (К), станом яких (замкнуте, розімкнуте) керують спеціальні пристрої (ПУ). Призначення і принцип роботи комутаторів-розподільників у даній схемі зовсім аналогічні призначенню і роботі відповідних елементів, описаних вище. Вони забезпечують дискретизацію неперервних індивідуальних сигналів і

почергову передачу елементів (імпульсів) групового сигналу до пристрою, що кодує (КП), на передавальному пункті А. Комутатор-розподільник приймального пункту Б забезпечує розподіл елементів групового сигналу, що надходить з декодувального пристрою (ДКП), по відповідних ланцюгах для зворотного перетворення АІМ-сигналів у неперервні. Комутатори-розподільники на передачі й прийомі повинні працювати синхронно і синфазне.

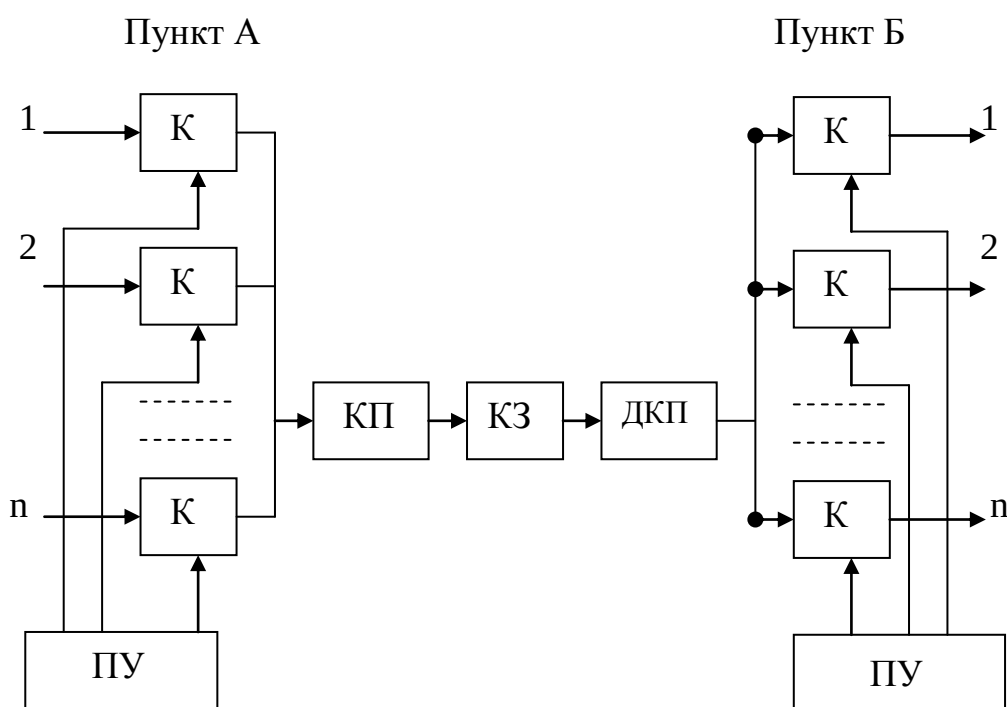


Рис.7.9

Додатковими елементами в системах з ІКМ є пристрої, що кодують і декодують. У пристрої, що кодує, груповий АІМ-сигнал піддається квантуванню й кодуванню, у результаті чого перетворюється у груповий ІКМ-сигнал. У декодувальному пристрої ІКМ-сигнал перетворюється назад у груповий АІМ-сигнал.

Зміст процесу квантування полягає у заміні реальних значень амплітуд імпульсів найближчими квантованими (дозволенними) значеннями. Квантування вносить визначені перекичування у переданий сигнал, які називаються погрішністю квантування. Погрішність квантування тим менша, чим менша різниця Δ між двома сусідніми дозволеними значеннями амплітуд, які називаються кроком квантування. Отже, число дозволених значень амплітуд повинне бути можливо великим. У сучасних системах ІКМ воно дорівнює 256. Це відповідає восьмибітньому двійковому коду ($256 = 2^n$, де $n = 8$).

Операція кодування полягає в заміні нових (квантованих) значень амплітуд відповідним двійковим числом – кодовою комбінацією. На виході пристрою, що кодує, кодові комбінації перетворюються в комбінації двійкових імпульсів. При цьому елементи комбінації 1 перетворюються звичайно у струмові імпульси, а 0 – у безструмові. У системах передачі з ІКМ за період дискретизації T_d виробляється за одним разі відлік значень усіх каналів, їхнє квантування та кодування і тим самим утворюється цикл. Тактова частота у залежності від розрядності коду n визначається формулою $f_T = n \times f_d \times m$ (m – число каналів). У результаті перетворення на виході пристрою, що кодує, виходить ІКМ сигнал. На приймальному пункті сигнали надходять до декодувального пристрою, що робить перетворення ІКМ-сигналу назад у груповий АІМ-сигнал. АІМ імпульси далі розподіляються за допомогою часових селекторів за своїми каналами і відновлюються у вихідний сигнал після фільтрації у ФНЧ.

Таким чином, передані по каналу зв'язку ІКМ-сигнали мають більш високу завадостійкість, тому що являють собою найпростіші двійкові сигнали, параметри яких легко відновлюються за допомогою спеціальних пристроїв – регенераторів, розташованих уздовж траси і на приймальному пункті.

Системи передачі, що використовують ІКМ-сигнали, називаються системами передачі ІКМ, чи цифровими. Цифрові системи передачі (ЦСП) володіють у порівнянні із системами з ЧРК перевагами, основними з яких є висока якість передачі сигналів й їх практично необмежена дальність передачі.

Для зменшення природної надмірності переданого сигналу до пристрою цифрової модуляції вводиться ланцюг зворотного зв'язку. За рахунок цього забезпечується квантування і кодування не фактичних значень відліків, а різниці між цими та передбачуваними значеннями сигналу. Такий метод називається диференціальною імпульсно-ковою модуляцією (ДІКМ) (див. параграф 5.3). Обмежений за спектром з допомогою ФНЧ сигнал, також як і в системах передачі з ІКМ, надходить на дискретизатор, на виході якого формується послідовність вибірок із частотою проходження f_d . Одночасно за допомогою схеми декодування і підсумовування робиться лінійна оцінка попередніх вибірок сигналу. Кожна з цих оцінок віднімається із відповідного значення вибірок і на виході схеми, що віднімає, формується різницєва послідовність. Ця послідовність піддається квантуванню, кодується і передається за цифровим трактом. Після декодування на прийомній станції вона використовується для відновлення вихідного сигналу.

Дельта-модуляція (ДМ) (див. параграф 5.4). Розглянута схема з ДІКМ може бути спрощена за рахунок того, що квантуючий пристрій вибирається дворівневим, а як провісник використовується інтегратор. Імпульсний модулятор генерує послідовність імпульсів $(+1, -1)$, знак яких визначається різницею між поточними значеннями сигналу і його апроксимацією, що сформована на виході ідеального інтегратора. Таким чином, при ДМ на прийомну станцію передається інформація лише про знак різниці між поточними і передбачуваними значеннями сигналу. На прийомній станції вихідний сигнал відновлюється за допомогою інтегратора і ФНЧ.

Оптимальна побудова систем передачі ДМ, також як і в системах з ІКМ і ДІКМ досягається зміною розміру кроку квантування у залежності від характеру переданого сигналу. Це дозволяє при цифровому перетворенні мовних сигналів зі швидкістю не більше 16-32 кбіт/с, забезпечити досить чітку якість телефонного зв'язку. При цьому на відміну від ІКМ і ДІКМ виключається необхідність ототожнення кодових груп цифрового сигналу з рівнями квантування.

7.3.3. Синхронізація в системах передачі з часовим розподілом каналів.

Із розглянутого вище принципу часового розподілу каналів випливає, що принципово необхідними елементами систем передачі з часовим розподілом каналів є пристрої тактової і циклової синхронізації. Призначення останніх складається у забезпеченні синхронності і синфазності роботи територіально рознесених частин системи передачі.

Синхронність, тобто постійна швидкість обробки сигналу у відповідних СП досягається за допомогою тактової синхронізації (ТС). У залежності від виду сигналу, який використовується для ТС, розрізняють пристрої синхронізації за спеціальним та інформаційним сигналом. У першому випадку сигнал ТС передається по визначеному каналу, для якого приділяється визначена смуга частот чи визначені часові інтервали. У другому випадку синхронізація здійснюється за інформаційним сигналом за рахунок виявлення яких-небудь його особливостей. Як правило, колювання тактової частоти виділяється зі спектра інформаційного сигналу.

Для забезпечення синхронного режиму при часовому ущільненні сигналів у пристрої ущільнення формується періодична послідовність синхроімпульсів з періодом $T_{\Pi} = 1/F_{\Pi}$. У кожному циклі (періоді T_{Π}) спочатку передається синхроімпульс тривалістю τ_{cx} , а потім почергово імпульси всіх N каналів. У залежності від виду імпульсної модуляції кожному кана-

лу в інтервалі T_{Π} приділяється визначений час ΔT_{ki} , що включає інтервал ΔT_i , займаний каналом з урахуванням модуляції і часовий захисний інтервал ΔT_{zi} , що вводиться для зменшення взаємного впливу сусідніх каналів та полегшення поділу каналів у прийомній частині системи зв'язку. Отже, $\Delta T_{ki} = \Delta T_i + \Delta T_{zi} = \Delta T_i (1 + \Delta T_{zi} / \Delta T_i) = \gamma_{zi} \Delta T_i$, де γ_{zi} – захисний коефіцієнт каналного проміжку. (Звичайно γ_{zi} вибирають у межах 1,5-2,0.) При АІМ $\Delta T_i = \tau$, при ШІМ $\Delta T_i = \tau + \Delta \tau_m$ і при ВІМ $\Delta T_i = \tau + 2\Delta \tau_m$ (τ – тривалість імпульсів піднесучої). Якщо $\Delta T_{ki} = \Delta T_k = \text{const}$, то число каналів, що може бути отримане при часовому ущільненні дорівнює $N_{\text{ВРК}} = (T_{\Pi} - \tau_{\text{сх}}) / \Delta T_k$.

Неважко показати, що при часовому ущільненні $N_{\text{ВРК}}$ пропорційно шпаруватості імпульсів Q . Тому що вибір T_{Π} визначається максимальною шириною спектра переданих повідомлень $F_{\text{в max}}$ і не може бути довільним ($T_{\Pi} \leq 1/2F_{\text{в max}}$), то збільшити число каналів можна лише укорочуючи тривалість імпульсів, тобто розширюючи смугу частот, займану багатоканальним повідомленням.

Багатоканальне повідомлення при часовому ущільненні являє собою послідовність синхроімпульсів і суму N модульованих імпульсних послідовностей, що не перекриваються у часі:

$$u_{\text{ми}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{\text{сх}} f_{\text{сх}}(t - t_{0k}) + \sum_{i=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_i(t) f_i(t - t_k - i\Delta T_k).$$

Тут перша сума описує послідовність синхроімпульсів з амплітудою $U_{\text{сх}}$ і одиничної обвідної окремого імпульсу $f_{\text{сх}}(t)$, а друга подвійна сума – інформаційні послідовності імпульсів N каналів, записані у припущенні, що інтервал часу ΔT_k , займаний окремим каналом, для всіх каналів однаковий.

Для надійної роботи канал синхронізації повинний володіти значно вищою завадостійкістю у порівнянні з інформаційними каналами. Це досягається тим, що енергія синхроімпульсу вибирається більше енергії інформаційного імпульсу. Звичайно енергію синхроімпульсу збільшують за рахунок збільшення його тривалості. У сучасних системах зв'язку синхроімпульси найчастіше формуються у вигляді деякої комбінації таких же імпульсів, що використовуються й в інформаційних каналах.

Канал синхронізації виконує службові функції, тому при записі багатоканального повідомлення його звичайно не враховують.

Щоб записати вираження для сигналу у системі з часовим ущільненням, необхідно представити багатоканальні повідомлення в нормованому вигляді. Неважко переконатися, що при використанні у першому ступені модуляції послідовностей ШІМ чи ВІМ таке повідомлення описується вираженням:

$$x_{MH}(t) = \frac{u_{MH}(t)}{U_0} = \sum_{i=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t - t_k - i\Delta T_k),$$

де U_0 – амплітуда імпульсів.

При використанні в першому ступені АІМ $u_{\max} = 2U_0$ (при $M_a = 1$) і

$$x_{MH}(t) = \frac{u_{MH}(t)}{2U_0} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 + M_i x_i(t)] f(t - t_{0k} - i\Delta T_k).$$

Знаючи вираження для $x_{MH}(t)$, нескладно записати сигнал для конкретного виду модуляції в другому ступені.

Рівність швидкостей обробки сигналів у всіх елементах СП є необхідною, але недостатньою умовою її нормальної роботи. Необхідно також виконати умови синфазності роботи її елементів, тобто визначити моменти формування імпульсної послідовності генератора прийомної станції. Це досягається за допомогою систем циклової синхронізації, що забезпечує правильне ототожнення кожної кодової комбінації сигналу з визначеним рівнем квантування (визначення початку циклу) і правильний розподіл за відповідними каналами.

7.4. Вторинне ущільнення ліній зв'язку.

Цифрові канали систем телеграфного зв'язку і передачі даних можуть створюватись у фізичних ланцюгах, телефонних каналах зв'язку (цифрові канали тональної частоти) і в групових трактах (широкопasmові канали). В короткохвильових радіолініях цифрові канали зв'язку можуть створюватись на високій частоті зв'язку. З цих варіантів найбільше поширення одержали способи формування цифрових каналів шляхом вторинного ущільнення ліній зв'язку на тональних частотах стандартного телефонного каналу і на групових частотах. Фізичні ланцюги, в яких цифрові сигнали мають вигляд струмових і безструмових посилянь, використовуються тільки для створення каналів малої довжини (внутрішньовузлових або місцевого зв'язку). Цифрові радіоканали застосовуються головним чином у повітряних системах зв'язку. Швидкості телеграфування та передачі даних не можуть обиратись довільно, встановлені їх стандартні значення. Швидкості телеграфування повинні обиратись з ряду значень: 50; 75 або 100 біт/с. Швидкості передачі даних по каналах ТЧ: 200; 600; 1200; 2400; 3600; 4800; 7200 або 9600 біт/с. Для широкопasmових передгрупових каналів зв'язку встановлені швидкості: 6000; 12000 або 24000 біт/с. Для широкопasmових каналів первинної групи: 24000; 48000 і 96000 біт/с. Для радіоканалів КХ: 50; 75; 100; 150; 200 і 300 біт/с.

Цифрові системи зв'язку, які створюються шляхом вторинного ущільнення ліній зв'язку, можуть бути одноканальними чи багатоканальними. До одноканальних відносяться системи, які дозволяють організувати один цифровий канал у груповому тракті або телефонному каналі, у тому числі з частковим збереженням телефонного каналу. Багатоканальні системи дозволяють створити в одному телефонному каналі велику кількість (до декількох десятків) цифрових каналів зв'язку.

Цифрові канали зв'язку можуть бути прямими і такими, що комутуються. Прямі канали, які не проходять через комутаційні пристрої і на визначений час закріплені за визначеними абонентами, бувають як двопровідними так і чотирьохпровідними. Канали, що комутуються, зазвичай бувають двопровідними. При роботі з двопровідними каналами, що комутуються рекомендується застосовувати ЧМн. У випадку дуплексної роботи телефонний канал за допомогою фільтрів поділяють на два однакових підканали, у кожному з яких працюють в одному напрямку зі швидкістю передачі $B = 200$ біт/с. При симплексній роботі рекомендується поділяти телефонний канал на два різних підканала: широкий – для передачі даних, і вузький – для передачі сигналів вирішуючого зворотного зв'язку, контрольної або службової інформації. Швидкість передачі у вузькому каналі дорівнює 75 біт/с, в широкому (інформаційному) – 600 або 1200 біт/с. Таки, порівняно невеликі, швидкості передачі по каналах, що комутуються, обумовлені поганими і нестабільними їх частотними характеристиками, а також великим рівнем шумів за рахунок комутаційного обладнання.

Для прямих каналів ТЧ рекомендується застосовувати дворазову відносну фазову маніпуляцію (ДВФМн) і швидкості передавання 2400 біт/с.

Високошвидкісні системи передачі даних створюються у передгрупових і групових смугах частот. При цьому може використовуватись ЧМн і ДВФМн. У випадку ДВФМн вдається одержати у 1,5-2 рази більшу швидкість передачі порівняно з ЧМн при однаковій смузі частот цифрового каналу.

Багатоканальні системи вторинного ущільнення використовують для телеграфії і низькошвидкісної передачі даних. Швидкості передачі сигналів при цьому складають 50, 100 або 200 біт/с. У таких каналах зв'язку, зазвичай, здійснюється частотна маніпуляція.

Цифрові канали зв'язку створюються в аналогових каналах за допомогою пристроїв перетворення сигналів (ППС). Така апаратура, як й апаратура первинного ущільнення, може містити тракти передачі і прийому, які складаються з каналоутворюючих пристроїв, пристроїв сполучення і кінцевих пристроїв. Каналоутворюючий пристрій містить модеми, які є

з'єднанням модулятора (у тракті передачі) і демодулятора (у тракті прийому). Кількість модемів дорівнює числу цифрових каналів. При великій кількості каналів у ППС здійснюється групування каналних частот. В тракті прийому каналоутворюючого пристрою виділяються сигнали тактової синхронізації, які потрібні для роботи демодуляторів і зовнішніх цифрових пристроїв.

У пристрої сполучення здійснюється перетворення частот цифрових каналів чи їх груп щодо тональних частот синхронного телефонного каналу або щодо групових частот апаратури первинного ущільнення. У прийомному тракті здійснюється автоматичне регулювання посилення. Важливим завданням, яка вирішується у пристрої сполучення, є корекція частотних характеристик аналогового каналу з метою поліпшення передачі цифрових сигналів. Така корекція може здійснюватись одночасно у трактах передачі і прийому.

В кінцевому пристрої здійснюється зчленування ППС з аналоговим каналом зв'язку. При чотирьохпровідному аналоговому каналі два його дроти підключаються до виходу тракту передачі, а два – до входу тракту прийому. У випадку двопровідного аналогового каналу тракти прийому і передачі підключаються до нього через диференціальну систему, яка подібна тій, що використовується в апаратурі первинного ущільнення.

В даний час активно освоюються інтегральні цифрові системи зв'язку з часовим розподілом каналів, в яких усі повідомлення (телефонні, телеграфні, факсимільні, телевізійні, дані АСУ) передаються у єдиній цифровій формі і це дозволяє об'єднати в одну систему підсистеми різного призначення.

Для введення в таку систему аналоговий сигнал стандартного телефонного каналу із шириною спектра $3,4 \text{ кГц} - 0,3 \text{ кГц} = 3,1 \text{ кГц}$ піддається дискретизації з частотою 8 кГц , квантуванню на 256 рівнів і кодуванню восьмибітним кодом. У такому каналі може передаватися різна інформація. Передбачається також можливість передачі у цифровій формі дванадцятиканального групового сигналу первинної групи, що займає смугу частот $60 - 108 \text{ кГц}$, і шестидесятиканального сигналу вторинної групи $312 - 552 \text{ кГц}$.

Інтегральна цифрова система зв'язку має свою ієрархію. На нижчому рівні у числі первинної прийнята тридцятиканальна система зі швидкістю передачі $2\,048 \text{ кбіт/с}$. Сигнали в такій системі передаються циклічно. Кожен цикл триває 125 мкс , що відповідає частоті дискретизації 8 кГц , і містить 256 біт. Цикл починається сигналом циклової синхронізації і службовою кодовою групою, а далі впливають сигнали 30 телефонних каналів

(по 8 біт на канал, що відповідає квантуванню на 256 рівнів). Передбачається передача групового сигналу первинної дванадцятиканальної групи.

Первинні системи призначаються для ущільнення симетричних кабелів місцевого зв'язку при довжині ділянки регенерації – 2-3 км.

Вторинна цифрова система зі швидкістю передачі 8448кбіт/с може бути утворена одним з наступних трьох способів:

- об'єднанням цифрових сигналів чотирьох первинних систем;
- безпосереднім кодуванням 120-128 телефонних сигналів;
- кодуванням групового шестидесятиканального сигналу вторинної групи.

У випадку об'єднання чотирьох первинних систем сигнали вторинної системи утворюють надцикли, тривалість яких дорівнює 125 мкс, у яких послідовно розташовуються сигнали надциклової синхронізації, службові сигнали і цикли чотирьох первинних систем.

Вторинні цифрові системи призначені для роботи із симетричними кабелями, радіорелейними і супутниковими лініями зв'язку.

Третинна система розрахована на об'єднання сигналів чотирьох вторинних груп чи цифрову передачу трьохсотканального сигналу третинної групи системи з ЧРК. Швидкість передачі даних у лініях зв'язку третинної системи складає близько 35 Мбіт/с. Використовуються коаксіальні кабелі і радіорелейні лінії зв'язку.

Ведеться розробка четверичних і пятиричних систем зв'язку на кілька тисяч каналів, у яких сигнали будуть передаватися по коаксіальних кабелях, хвилеводних і світловодних лініях зв'язку.

7.5. Асинхронно-адресні системи зв'язку (ААСЗ).

Розглянуті вище багатоканальні системи зв'язку забезпечують одночасну передачу декількох сигналів з використанням однієї лінії зв'язку, яка з'єднує два об'єкти. При організації авіаційного зв'язку часто виникає необхідність в одночасному і незалежному обміні інформацією між багатьма роззосередженими у просторі об'єктами (літаками, наземними пунктами і т. п.). Тому існує велика потреба у багатоканальних системах з вільним доступом до кожного кореспондента, який входить до даної мережі зв'язку, особливо при використанні автоматичних систем керування, які обслуговують велику кількість об'єктів, що у свою чергу, мають взаємний обмін інформацією. Однієї з таких систем є асинхронно-адресна система зв'язку (ААСЗ) з кодовим поділом каналів і загальним радіочастотним трактом.

Сутність кодового поділу каналів є у тому, що кожний інформаційний символ, наприклад 0 і 1 в бінарній системі, передається кодовою комбінацією, яка містить також й адресу відповідного абонента. Таким чином, кожний абонент здійснює передачу використовуючи визначений код, на який настроєна прийомна апаратура відповідного кореспондента. В цьому випадку можлива робота щодо зв'язку одночасно багатьох абонентів на одній несучій частоті без взаємної синхронізації. В якості прикладу можна навести ААСЗ з частотно-часовим кодуванням адреси. Система адрес у цьому випадку може бути подана у вигляді частотно-часової матриці, приклад якої зображений на рис.7.10. Інформація стосовно адреси є як у значеннях часових інтервалів між імпульсами τ_1, τ_2 , так і в частотах заповнення f_i цих імпульсів.

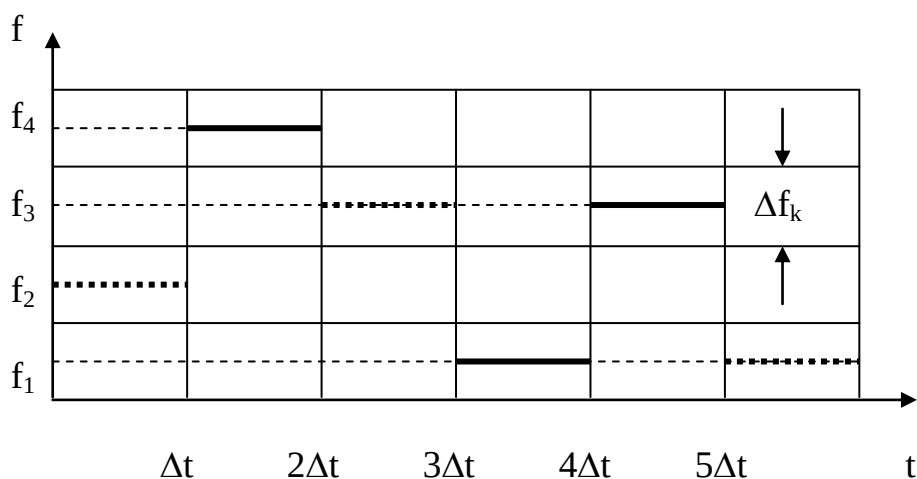


Рис.7.10

Коли відома розмірність матриці, а також кількість імпульсів, які входять до кодової комбінації, можна визначити загальну кількість можливих адрес. Однак для досягнення потрібної якості зв'язку із загальної кількості адрес використовується тільки визначена їх частина. Обмеження виникають за рахунок заборони збігу у часі двох або більше імпульсів й повторення частот заповнення однієї адресної комбінації. З урахуванням цих обмежень загальна кількість адрес може бути записана у вигляді:

$$N_0 = C_m^n n! C_{s-1}^{n-1} = \frac{m!(s-1)!}{(m-n)!(n-1)!(s-n)!},$$

де m – число різних частот заповнення; n – число імпульсів у кодовій групі; s – загальна кількість часових позицій. Ця формула справедлива при $m > n$.

Для зменшення імовірності створення неправдивих адрес часто використовують тільки адреси, які мають різні частотно-часові інтервали.

Передача цифрових сигналів, зазвичай, може здійснюватись за допомогою бінарного або багатопозиційного коду. При використанні бінарного коду з активною паузою застосовують дві різні адресні групи: одну для передачі одиниці, іншу для передачі нуля.

Важливою перевагою ААСЗ є те, що в них крім відповідних переключень у кодувальному і декодувальному пристроях не потрібні ніякі перестроювання радіочастотного тракту, тобто останній доступний будь-якому абоненту. Тому такі системи одержали назву системи з вільним доступом. Для забезпечення зв'язку з визначеним абонентом достатньо знати його кодову адресу для прийому і передачі, й у відповідності з цим настроювати шифратор та дешифратор власної станції на адресу абонента, що викликається. В ААСЗ легко здійснювати циркулярний зв'язок (для передачі сигналів тривоги, вказівок, сигналів оповіщення) шляхом виділення додаткової адреси в приймальних пристроях усіх абонентів.

Застосування ААСЗ забезпечує високу оперативність зв'язку у мережі із роззосередженими у просторі радіостанціями. Відсутність синхронізації (комутації) в системі підвищує її завадостійкість і забезпечує незалежність роботи кожного абонента.

До недоліків ААСЗ відносяться наступні: значний рівень внутрішньосистемних перешкод, особливо при великій кількості абонентів; високі вимоги щодо лінійності прийомного тракту у великому динамічному діапазоні; відсутність при перенавантаженні системи вільного від завад каналу і таке інше.

Внутрішньосистемні перешкоди в ААСЗ обумовлені головним чином тим, що у загальному випадку сигнали цієї системи не є ортогональними і відсутня синхронізація роботи системи у цілому. На вхід кожного приймача поступають сигнали усіх передавачів, і перекриття у часі адресних імпульсів при великій кількості каналів дуже імовірне. Основними видами внутрішньосистемних перешкод є неправдиве спрацювання і взаємне придушення кодових груп.

Неправдиве спрацювання трапляється внаслідок того, що адресні імпульси каналів, які заважають, можуть створити кодову комбінацію даного каналу. На вході дешифратора прийомного пристрою послідовність імпульсів має випадковий характер і має назву випадковий потік. Звичайно, імовірність створення неправдивої адреси залежить від характеру випадкового потоку. При зростанні густини потоку імовірність створення неправдивого спрацювання зростає.

Взаємне придушення адресних імпульсів веде до руйнування адресних груп і пропуску відповідних інформаційних сигналів. Може бути інтерференційне і нелінійне придушення.

Інтерференційне придушення має місце при збіганні імпульсів двох каналів у часі і рівності частот коливань, які заповнюють ці імпульси, а також при визначених фазових і амплітудних співвідношеннях цих коливань. Імовірність інтерференційного придушення двох імпульсів буде такою:

$$P_e = P_t P_\phi P_a P_f,$$

де P_t – імовірність повного або часткового збігання імпульсів у часі; P_ϕ , P_a – імовірність виконання фазових і амплітудних співвідношень між коливанням, які заповнюють імпульси, що призводять до їх взаємного придушення; P_f – імовірність збігання частот коливань, які заповнюють імпульси.

Придушення хоча б одного з імпульсів у кодовій групі веде до пропуску всієї адреси, тому імовірність придушення адреси (інформаційного символу) можна визначити за формулою

$$P_{en} = 1 - (1 - P_e)^n,$$

де n – кількість імпульсів в адресній групі.

Нелінійне придушення – це придушення слабкого за амплітудою сигналу більш сильним внаслідок нелінійності прийомного тракту. Такі завади часто з'являються у ААСЗ тому, що радіостанції розміщуються у просторі довільно, і сигнали на вході їх приймачів мають значний розкид за інтенсивністю. Придушення слабкого за амплітудою сигналу трапляється в інерційних ланках приймачів. Для послаблення цього виду внутрішньосистемних перешкод треба добиватись чіткої лінійності прийомного тракту і передбачати автоматичне регулювання потужності у передавачах.

Оскільки для передачі інформації використовуються широкосмугові (складні) сигнали, то розглянуті системи працюють в УКХ діапазоні і особливо перспективні при організації багатоканального зв'язку з літаками та іншими рухомими об'єктами. Вони можуть бути також використані для обладнання рухомих наземних і повітряних командних пунктів.

У даний час для підвищення завадостійкості, зменшення впливу внутрішньосистемних перешкод та інших видів завад в асинхронно-адресних системах зв'язку при формуванні кодових комбінацій частіше використовують спеціальні функції, які можуть забезпечити більш високу ортогональність індивідуальних сигналів (наприклад, функції Уолша, псевдовипадкові послідовності і таке інше).

Для систем електропровідного зв'язку більш перспективними з точки зору забезпечення багатоканальності є системи цифрового зв'язку з часо-

вим розподілом каналів і використанням імпульсно-кової (ІКМ) та дельта-модуляції (ДМ). Таки системи, по-перше, займають меншу смугу частот, ніж, наприклад асинхронно-адресні з кодовим поділом, а по-друге, кінцева апаратура цих систем менш громіздка ніж аналогічні пристрої у системах з частотним розподілом сигналів, завдяки тому, що вона може бути зроблена на базі використання цифрової техніки. Крім того, при цифрових методах передачі є можливість забезпечити достатньо високу завадостійкість багатоканальної системи.

Список рекомендованої літератури

1. Электросвязь. Введение в специальность. Учебное пособие для вузов. / В.Г.Дурнев и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240с.
2. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи: Учебное пособие для вузов связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 248с.
3. Пенин П.И., Филипов Л.И. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1984. – 256с.
4. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.
5. Величкин А.И., Азаров О.С., Саютин О.В. Средства связи и системы передачи данных ВВС. Под ред. А.И.Величкина. – М.: ВВИА, 1985. – 324с.
6. Зингеренко М.А., Баева Н.Н., Тверецкий М.С. Системы многоканальной связи: Учебное пособие для вузов связи. – М.: Связь, 1980. – 440с.
7. Аджемов А.С. и др. Многоканальная электросвязь и каналообразующая телеграфная аппаратура. – М.: Радио и связь, 1989. – 416с.

Розділ 8. ДРОТОВІ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ.

8.1. Класифікація дротових ліній зв'язку.

Лінією зв'язку називається фізичне середовище, що використовується для передачі електромагнітних сигналів від передавача до приймача. У залежності від середовища, в якому відбувається поширення електричних сигналів, лінії зв'язку можуть бути бездротовими і дротовими. До групи бездротових можна віднести радіо (РЛ), радіорелейні (РРЛ), тропосферні (ТРЛ), супутникові (СЛ) і лазерні (ЛЛ) лінії зв'язку. До групи дротових відносяться кабельні (КЛЗ), повітряні (ПЛЗ), хвилеводні (ХЛ) і світловодні (СЛ) лінії зв'язку.

Кабельні лінії зв'язку. Кабельні лінії зв'язку є основним видом електропровідних ліній на існуючих мережах зв'язку. Основними елементами кабельних ліній зв'язку є кабелі зв'язку, кабельне устаткування і кабельно-лінійні пристрої.

Кабелем зв'язку називається система, що складається з ізольованих проводів, скручених між собою за визначеним законом (сердечник кабеля) і ув'язнених у вологозахисну (вологонепроникну) оболонку.

За конструкцією, у залежності від взаємного розташування проводів, кабелі зв'язку поділяються на симетричні і коаксіальні (несиметричні). У симетричних кабелів ланцюги складаються з однакових, скручених між собою, ізольованих дротів. Коаксіальні кабелі містять коаксіальні пари, один дріт яких розташований концентрично усередині іншого. У залежності від спектра переданих частот кабелі зв'язку поділяються на низькочастотні і високочастотні. До низькочастотних відносяться кабелі, ланцюги яких використовуються, як правило, у тональному спектрі частот, а до високочастотних – кабелі, ланцюги яких ущільнюються багатоканальною високочастотною апаратурою.

До кабельного устаткування відносяться бокси, кабельні шухляди, розподільні коробки, шухляди з котушками індуктивності й ін.

До кабельних лінійних пристроїв належать:

- термоізоляційні камери підсилювальних пунктів, що не обслуговуються, (НПП), призначені для установки на кабельних магістралях підсилювачів й іншої апаратури;
- кабельна каналізація, яка застосовується для прокладки кабелів у населених пунктах;
- розподільні шафи, кіоски і будки, що використовуються для кросування і переключення кабельних ланцюгів.

Повітряні лінії зв'язку. Повітряними називаються лінії зв'язку, що складаються з металевих дротів, підвішених на опорах за допомогою ізоляторів й іншої спеціальної арматури.

Повітряні лінії зв'язку (ПЛЗ) мають велику механічну міцність, порівняно великий термін служби і допускають здійснення зв'язків на значні відстані із застосуванням високочастотної і підсилювальної апаратури. Крім того, первісні витрати сил, засобів і часу щодо спорудження постійних повітряних ліній зв'язку менші, ніж при прокладці підземних кабельних ліній. До недоліків повітряних ліній зв'язку варто віднести громіздкість матеріальної частини, труднощі маскуванню, залежність електричних характеристик ланцюгів і механічної стійкості лінії від атмосферно-кліматичних умов.

Повітряні лінії зв'язку за своїм призначенням поділяються на три класи.

До ліній I класу відносяться магістральні лінії, що зв'язують столицю з обласними центрами, а також ці центри між собою. До ліній II класу відносяться лінії, що зв'язують обласні центри з районними центрами, а також останні між собою. До ліній III класу відносяться лінії внутрішньорайонного зв'язку.

У відношенні механічної міцності кожен клас постійних ліній зв'язку поділяється на чотири основних типи: полегшений (Пл), нормальний (Н), посилений (Пс) і особливо посилений (ОП), у залежності від метеорологічних умов району, де будується лінія зв'язку.

Основним критерієм для визначення метеорологічних умов є товщина стінки ожеледі, тому що найбільші механічні навантаження повітряна лінія випробує при ожеледі, що збільшує вагу проводів, а також поверхню проводів, що піддається тиску вітру.

8.2. Електричні параметри ланцюгів дротових ліній зв'язку.

Передача електромагнітної енергії по дротових лініях зв'язку супроводжується поширенням її уздовж ланцюга і взаємними переходами з одного ланцюга в інші. Ці процеси підкоряються основним законам електродинаміки і характеризуються параметрами передачі та впливу ланцюгів.

Параметри передачі оцінюють процеси поширення електромагнітної енергії уздовж ланцюга зв'язку. Параметри впливу характеризують явища переходу енергії з одного ланцюга до іншого і ступінь захищеності від взаємних й зовнішніх перешкод.

До первинних параметрів передачі ланцюгів дротових ліній зв'язку відносяться їхній активний опір R , індуктивність L , ємність C і провідність ізоляції G .

До вторинних параметрів передачі відносяться коефіцієнт поширення γ і їхній хвильовий (характеристичний) опір Z_v .

До первинних параметрів впливу відносяться параметри, що характеризують електричний і магнітний зв'язок ланцюгів.

До вторинних параметрів впливу відносяться перехідне загасання на ближньому кінці A_0 , перехідне загасання на далекому кінці A_1 , захищеність ланцюгів A_3 .

Ці параметри цілком характеризують однорідну лінію електропровідного зв'язку з погодженими навантаженнями по кінцях.

У випадку неоднорідної лінії зв'язку і відмінності опорів по її кінцях від хвильового опору лінії приходить оперувати з вхідним опором $Z_{вх}$ і робочим загасанням лінії a_p .

В зоні низьких частот якості і дальність зв'язку визначаються в основному параметрами передачі (загасанням ланцюга). При високо-частотному використанні ланцюгів найважливішими характеристиками є параметри впливу (перехідне загасання і захищеність від перешкод).

8.2.1. Первинні і вторинні параметри ланцюгів дротових ліній зв'язку.

Електричні ланцюги, у яких кожна ділянка одночасно має електричний опір R , індуктивність L , ємність C і провідність ізоляції G , називаються ланцюгами з розподіленими параметрами. На практиці первинні параметри передачі ланцюга зв'язку вимірюються для одиничної ділянки довжиною в один кілометр і називаються кілометровими R_1 (Ом/км), L_1 (Гн/км), C_1 (Ф/км), G_1 (См/км).

Активний опір R являє собою опір, що випробовує перемінний струм, проходячи по ланцюзі, і характеризує втрати енергії в металевих частинах кабелю на вихрові струми.

Активний опір симетричного ланцюга дротової лінії зв'язку у загальному вигляді може бути представлений як

$$R_1 = R_0 + R_n + R_\sigma + R_m, \quad (8.1)$$

де R_0 – опір постійному струму; R_n – опір за рахунок поверхневого ефекта; R_σ – опір за рахунок ефекта близькості; R_m – опір за рахунок втрат у сусідніх ланцюгах і оболонці.

На практиці для визначення активного опору часто враховують тільки перші три складові правої частини вираження (8.1). У цьому випадку розрахунок активного опору ланцюга може бути зроблений за формулою:

$$R_1 = 2R_0\kappa \left[1 + F(kr) + \frac{pG(kr)(d/a^2)}{1 - H(kr)(d/a^2)} \right] \quad (8.2)$$

де $d = 2r$ – діаметр провідника (мм); a – відстань між осями провідників (мм).

Тут функція $F(kr)$ враховує вплив поверхневого ефекту, а весь третій член – вплив ефекту близькості. Значення функцій $F(kr)$, $G(kr)$ і $H(kr)$ звичайно розраховуються заздалегідь для різних значень kr і задаються у вигляді таблиць. Для обліку ефекту скрутки провідників вводиться параметр κ , що для кабельних ліній зв'язку коливається в межах 1,02...1,07 у залежності від діаметра кабеля. Значення поправочного коефіцієнта p визначається видом скрутки провідників і задається при парній скрутці $p = 1$, при зоряній скрутці – 5, при подвійній парній скрутці – 2. Коефіцієнт κ у вираженні (8.2) являє собою хвильове число середовища і визначається за формулою:

$$k = \omega \sqrt{\mu_a \varepsilon_a}, \quad (8.3)$$

де μ_a – магнітна проникність середовища; $\varepsilon_a = \varepsilon_a(1 - itg\delta)$ – комплексна діелектрична проникність середовища; $tg\delta = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_a}$ – тангенс кута діелектричних втрат; σ – провідність середовища.

У кабелях зв'язку, де є кілька четвірок, провідники сусідніх четвірок, вносячи додаткові втрати на вихрові струми, збільшують опір ланцюга. Крім того, опір ланцюга зростає за рахунок втрат у металевій оболонці. Це визначає необхідність включення у даному випадку у вираження (8.2), відповідно до (8.1), додаткового опору R_m , еквівалентного цим втратам. На практиці значення даного опору визначаються при $f = 200$ кГц (R_{MT}) і задаються у вигляді таблиць. Перерахування R_m для іншої частоти визначається за формулою:

$$R_m = R_{MT} \sqrt{f/200},$$

де R_{MT} – табличні дані; f – частота, кГц.

Для низькочастотних кабелів, у яких можна не урахувати ефект близькості, активний опір ланцюга може визначатися за спрощеною формулою:

$$R_1 = 2R_0\kappa [1 + F(kr)] \quad (8.4)$$

Аналогічною формулою користуються при розрахунку R_1 ланцюгів повітряних ліній зв'язку, приймаючи попередньо $\kappa=1$.

Індуктивність ланцюгів ліній зв'язку L_1 обумовлена магнітним потоком усередині проводів і магнітним потоком між проводами ланцюга. Через це індуктивність ланцюга у цілому визначається сумою зовнішньої $L_{вн}$ і внутрішньої $L_{в}$ індуктивностей:

$$L_1 = L_{вн} + L_{в} = \kappa \cdot 4 \cdot 10^{-4} \ln \frac{a-r}{r} + \kappa \mu 10^{-4} Q(kr), \quad (8.5)$$

де: $\mu = \frac{1}{4\pi} 10^7 \mu_a$; $Q(kr)$ – функція, що враховує частотну залежність внутрішньої індуктивності внаслідок дії поверхневого ефекту.

Для діелектрика, міді й алюмінію $\mu=1$. При визначенні L_1 для повітряних ліній зв'язку вираження (8.5) спрощується і записується так

$$L_1 = \left[4 \ln \frac{a-r}{r} + \mu Q(kr) \right] 10^{-4}. \quad (8.6)$$

Ємність ланцюга лінії зв'язку визначається за формулою

$$C_1 = \kappa \frac{\varepsilon 10^{-6}}{[36 \ln(a\psi/r)]}, \quad (8.7)$$

де ε – ефективна діелектрична проникність ізоляції; ψ – поправочний коефіцієнт, що характеризує близькість провідників щодо заземленої оболонки й інших провідників, обумовлений типом скрутки.

Формула для визначення ємності ланцюга повітряної лінії зв'язку на підставі (8.7) запишеться так

$$C_1 = \frac{10^{-6}}{36 \ln \frac{a}{r}}. \quad (8.8)$$

Провідність ізоляції ланцюгів ліній зв'язку залежить від опору ізоляції постійному струму і від діелектричних втрат у ізолюючому матеріалі при перемінному струмі. Відповідно до цього вираження для визначення провідності ізоляції може бути представлене у вигляді

$$G_1 = G_0 + G_f, \quad (8.9)$$

де $G_0 = 1/R_{i3}$ – провідність ізоляції при постійному струмі; R_{i3} – опір ізоляції; G_f – провідність ізоляції при перемінному струмі, обумовлений діелектричними втратами.

Через те, що опір ізоляції кабельних ліній зв'язку складає значну величину (для кабелів далекого зв'язку $R_{i3} \geq 10^{10}$ Ом/км), перший член правої частини вираження (9) у даному випадку не враховують. Відповідно до цього провідність ізоляції кабельних ланцюгів звичайно визначають за формулою:

$$G_1 = G_f = \omega C \operatorname{tg} \delta. \quad (8.10)$$

Для ланцюгів повітряних ліній зв'язку враховуються обидві складові провідності ізоляції. При цьому, для визначення провідності ізоляції ланцюгів повітряних ліній зв'язку користуються формулою:

$$G_1 = G_0 + n f, \quad (8.11)$$

де n – експериментальний коефіцієнт, що враховує втрати в діелектриці при перемінному струмі.

Провідність ізоляції ланцюгів повітряних ліній зв'язку у сильному ступені залежить від метеорологічних умов. Так, наприклад, провідність ізоляції на всіх частотах у сиру погоду в 5 разів, а при ожеледі у 15 разів більше, ніж у суху.

Аналіз залежностей первинних параметрів передачі R_1 , L_1 , C_1 і G_1 від частоти, відстані між осями провідників і радіуса провідника показує наступне.

Зі збільшенням частоти значення параметрів R_1 і G_1 зростають за рахунок втрат у провідниках на вихрові струми і в ізоляції на діелектричну поляризацію. Індуктивність L_1 зменшується, тому що через поверхневий ефект зменшується внутрішня індуктивність провідника. Ємність ланцюга C_1 від частоти практично не залежить.

При збільшенні відстані між провідниками R_1 зменшується за рахунок зниження втрат на ефект близькості. Індуктивність L_1 збільшується у зв'язку з ростом площі контуру, що пронизується магнітним потоком. Ємність C_1 зменшується, тому що провідники віддаляються один від одного.

Зміна активного опору при збільшенні радіуса провідника має складний характер. Це обумовлено тим, що зі збільшенням радіуса провідника опір постійному струму різко зменшується, а опір за рахунок поверхневого ефекту й ефекту близькості росте.

На підставі проведеного аналізу можна відзначити, що у кабельних лініях зв'язку превалюють параметри R_1 і C_1 за рахунок тонких провідників і близького їхнього розташування. Ємність ланцюга кабельної лінії зв'язку в 3-5 разів більше ємності повітряної лінії, а активний опір – у 5-10 разів. Індуктивність кабельної лінії, навпаки, менше в 2-3 рази. Порядок величин первинних параметрів передачі існуючих дротових ліній зв'язку наступний: $R_1 = 5 - 200$ Ом/км; $L_1 = 0,6 - 2$ мГн/км; $C_1 = 5 - 50$ пФ/км; $G_1 = 1 - 200$ См/км.

Електромагнітна хвиля, поширюючись уздовж ланцюга зменшується за амплітудою і змінюється за фазою. Ступінь даних змін на одному кілометрі ланцюга прийнято характеризувати коефіцієнтом поширення

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{(R_1 + i\omega L)(G + i\omega C)},$$

де α (Нп/км) – коефіцієнт загасання, що враховує зменшення енергії електромагнітної хвилі на довжині ланцюга 1 км; β (рад/км) – коефіцієнт фази, що характеризує зміну фази напруги і струму на довжині ланцюга 1 км.

У загальному вигляді коефіцієнт загасання визначається вираженням:

$$\alpha = \alpha_m + \alpha_d, \quad (8.13)$$

де α_m - коефіцієнт, що характеризує джоулеві втрати енергії у метали (дроті, оболонці); α_d - коефіцієнт, що враховує загасання за рахунок недосконалості ізоляції і за рахунок діелектричних втрат.

Важливе значення для характеристики дротових ліній зв'язку має хвильовий опір Z_v , тобто опір, що зустрічає електромагнітна хвиля при поширенні уздовж однорідного ланцюга без відбиття. Хвильовий опір у загальному вигляді визначається формулою:

$$Z_v = \sqrt{(R + i\omega L)/(G + i\omega C)}. \quad (8.14)$$

У визначених частотних зонах можна користатися спрощеними формулами розрахунку α , β , Z_v . Дані формули наведені в таблиці 8.1 для визначених частотних діапазонів і видів дротових ліній зв'язку (кабельних, повітряних).

Коефіцієнт загасання симетричного ланцюга з мідними провідниками визначається формулою:

$$\alpha = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

Кут хвильового опору дорівнює нулю при $f = 0$, а на частоті $f = 800$ Гц має максимальне значення - 45° . У кабельних лініях кут завжди негативний і за абсолютною величиною не перевищує 45° , що свідчить про перевагу ємнісної складової і ємнісного характеру хвильового опору кабельних ланцюгів.

Знання величини коефіцієнта загасання дозволяє досить просто визначити величину власного загасання ланцюга лінії зв'язку: $a = \alpha l$, де l – довжина ланцюга лінії зв'язку.

Як правило, у реальних умовах лінія є неоднорідною й опір Z_n на її кінцях відрізняються від хвильового опору лінії Z_v ($Z_n \neq Z_v$), тому при аналізі вторинних параметрів передачі необхідно урахувувати робоче загасання a_p і вхідний опір Z_{vx} лінії.

Робоче загасання a_p – це загасання кабельного ланцюга в реальних умовах, тобто при будь-яких навантаженнях на його кінцях

$$a_p = \alpha + \ln \left| \frac{Z_0 + Z_\epsilon}{2\sqrt{Z_0 Z_\epsilon}} \right| + \ln \left| \frac{Z_l + Z_\epsilon}{2\sqrt{Z_l Z_\epsilon}} \right| + \ln |1 - p_0 p_l e^{-2\gamma l}|, \quad (8.15)$$

де Z_0 і Z_l – навантаження на початку і на кінці ланцюга відповідні; p_0 і p_l – коефіцієнти відбиття відповідно на початку і кінці ланцюга; γ – коефіцієнт поширення.

Другий і третій доданок вираження (15) характеризують відповідно загасання непогодженості на початку і кінці ланцюга, четвертий доданок ураховує взаємодію даних непогодженостей.

У реальних умовах робоче загасання, як правило, більше власного ($a_p > a$).

Таблиця 8.1

Параметр	$f = 0$ Гц	$f = 800$ Гц $R_1 \geq \omega L_1$ $\omega C_1 \geq G_1$	$f \geq 2$ кГц для повітряних ЛЗ $f \geq 30$ кГц для кабельних ЛЗ $\omega L_1 \geq R_1, \omega C_1 \geq G_1$
Коефіцієнт загасання α , Нп/км	$\alpha = \sqrt{R_0 G_0}$	$\alpha = \sqrt{\omega R_1 C_1 / 2}$	$\alpha = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$
Коефіцієнт фази β , рад/км	$\beta = 0$	$\beta = \sqrt{\omega R_1 C_1 / 2}$	$\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1}$
Хвильовий опір Z_ϵ , Ом	$Z_\epsilon = \sqrt{R_0 / G_0}$	$Z_\epsilon = \sqrt{R_1 / i\omega C_1} = \sqrt{R_1 / \omega C_1} \cdot e^{-i45^\circ}$ $\sqrt{R_1 / \omega C_1} e^{-i45^\circ}$	$\sqrt{R_1 / \omega C_1} \cdot e^{-i45^\circ}$ $Z_\epsilon = \sqrt{L_1 / C_1}$

8.2.2. Взаємний вплив між ланцюгами дровових ліній зв'язку.

Вплив, що заважає, між ланцюгами зв'язку обумовлено дією електромагнітного поля ланцюга, що впливає, на ланцюг, підданий впливу. Ця дія враховується через параметри впливу, що названі електричним і магнітним зв'язком.

Електричний зв'язок визначається відношенням струму перешкод $\dot{I}_n$, що надходить до ланцюга, підданий впливу, до різниці потенціалів $\dot{U}_1$, у ланцюзі, що впливає:

$$\dot{K} = \dot{I}_n / \dot{U}_1 = g + j\omega k, \quad (8.16)$$

де g – активна складова, обумовлена асиметрією діелектричних втрат у ізоляції; k – ємнісний зв'язок, обумовлений асиметрією часткових ємностей між дротами, що впливає, і підданого впливу ланцюгів.

Величини активної складової для електричного зв'язку складають 5 – 15%. Електричний зв'язок звичайно подається в одиницях провідності.

Магнітний зв'язок визначається відношенням електрорушійної сили перешкод $\dot{E}_n$ у ланцюзі, підданого впливу, узятій зі зворотним знаком, до струму $\dot{I}_1$ в ланцюзі, що впливає:

$$\dot{M} = -\dot{E}_n / \dot{I}_1 = r + j\omega m, \quad (8.17)$$

де r – активна складова магнітного зв'язку, обумовлена асиметрією втрат у металі; m – індуктивний зв'язок, обумовлений асиметрією часткових індуктивностей між дротами, що впливає, і підданого впливу ланцюгів.

Магнітний зв'язок звичайно подається в одиницях опору. Величини активних складових у (8.17) коливаються в межах 20 – 40%.

Установлено, що на ближньому кінці лінії зв'язку діє сума струмів електричного і магнітного впливу

$$(g + j\omega k) + \left(\frac{r + j\omega m}{Z_g} \right),$$

а на далекому кінці – їхня різниця

$$(g + j\omega k) - \left(\frac{r + j\omega m}{Z_g} \right).$$

Величини g , k , r , m часто називають первинними параметрами впливу, їх відносять до визначеної довжини лінії, за якою на кабельних лініях приймається будівельна довжина кабеля, а на повітряних лініях – 1 км.

Співвідношення між електричними і магнітними зв'язками, їх активними і реактивними складовими залежить від типу кабеля і діапазонів переданих частот. У діапазоні низьких частот до 3 кГц переважне значення має ємнісний зв'язок k , і тому іншими складовими у даному спектрі частот звичайно не цікавляться.

В зоні високих частот необхідно ураховувати всі складові зв'язків, причому приблизно з 20 – 40 кГц магнітні зв'язки стають рівноцінними електричним.

Вторинними параметрами впливу є величини перехідних загасань, що характеризують загасання струмів при переході з одного ланцюга на інший, і величина захищеності ланцюгів.

Розрізняють перехідне загасання на ближньому кінці A_0 і перехідне загасання на далекому кінці A_l ланцюга. Перехідне загасання на ближньому кінці ланцюга при узгоджено навантажених ланцюгах визначається вираженням:

$$A_0 = 10 \lg \frac{P_{10}}{P_{20}}, \text{ дБ}, \quad A_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{10}}{P_{20}}, \text{ Нп},$$

де P_{10} – повна потужність на початку ланцюга, що впливає; P_{20} – повна потужність перешкод на ближньому кінці ланцюга, підданого впливу.

Перехідне загасання на далекому кінці визначається як

$$A_l = 10 \lg \frac{P_{10}}{P_{2l}}, \text{ дБ}, \quad A_l = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{10}}{P_{2l}}, \text{ Нп},$$

де P_{2l} – повна потужність перешкод на далекому кінці ланцюга, підданого впливу.

Поряд з A_0 і A_l у техніці зв'язку широко використовується параметр A_z – захищеність ланцюгів, що характеризує співвідношення між потужністю корисного сигналу в ланцюзі P_c і потужністю перешкод, що у ньому виникають P_n , і визначається як:

$$A_z = 10 \lg \frac{P_c}{P_n}, \text{ дБ}, \quad A_z = \frac{1}{2} \ln \frac{P_c}{P_n}, \text{ Нп}.$$

Перейшовши до рівнів, одержимо:

$$A_z = p_c - p_n,$$

де p_c і p_n – відповідні рівні корисного сигналу і перешкод у даній крапці ланцюга.

Вимір перехідних загасань можна робити приладами П-321, П-320М, П-322, КИПЗ-300 і ін.

8.3. Основні параметри дротових каналів і трактів систем зв'язку.

Польові та стаціонарні мережі зв'язку повинні забезпечувати високу якість зв'язку будь-якого виду і між будь-якими віддаленими пунктами мережі. Передача сигналів у мережах зв'язку ведеться головним чином по складних каналах, утворених шляхом кросовою чи оперативною автоматичною комутацією на вузлах мережі. Тому гарна якість зв'язку по каналу великої довжини з великим числом транзитів може бути забезпечена лише тоді, коли якість простих каналів на ділянках мережі також буде досить високою.

При експлуатації мереж зв'язку приходить постійно контролювати якість простих каналів на ділянці мережі, а також якість складених каналів

на вузлах зв'язку пунктів керування, що здаються в експлуатацію на кінцеву апаратуру того чи іншого виду.

Необхідність постійного контролю якості каналів обумовлена декількома причинами. Зокрема, при розгортанні польових і будівництві постійних ліній мережі ведеться їхнє настроювання. Воно виробляється з визначеними допусками, що впливають на чисельні значення параметрів багатоканальних ліній.

Процес зміни параметрів каналів у часі залежить від безлічі факторів, що впливають. Сюди відноситься вплив середовища, старіння апаратури і ліній, втручання обслуговуючого персоналу на лініях і вузлах у процес експлуатації, зміна структури складених каналів, обумовлена зміною оперативної обстановки і виходом з ладу окремих ділянок ліній, вплив радіоелектронних засобів супротивника і т.д.

Тому контроль якості каналів необхідний, як у ході розгортання мережі, тобто здачі каналів в експлуатацію, так і в ході експлуатації каналів мереж у цілому.

Для різних видів зв'язку використовуються вторинні мережі зв'язку (телефонної, телеграфної, передачі даних і т.д.). Якість окремих видів зв'язку визначається якістю каналів відповідних вторинних мереж. Однак, усі вторинні мережі базуються на каналах і трактах первинних мереж, які створені, головним чином багатоканальними лініями. Тому якість каналів вторинних мереж визначається якістю каналів первинної мережі.

Вимоги, пропоновані різними видами кінцевої апаратури вторинних мереж щодо каналів зв'язку, відмінні один від одного. В даний час поряд із традиційними телефонними і телеграфними пристроями маєсь велике число інших видів кінцевої апаратури зв'язку (АПД, факсимільна, телекерування і т.д.). Усі вони надають досить високі вимоги щодо каналу.

Різні види кінцевої апаратури неоднаково критичні щодо окремих параметрів каналу. Може случитися, що придатний для одного виду кінцевої апаратури канал виявиться непридатним для іншого виду апаратури. При здачі каналу в експлуатацію на кінцеву апаратуру визначеного виду варто звертати увагу лише на ті його параметри, що впливають на цю апаратуру. Однак канали первинних мереж є універсальними. При розгортанні польових ліній і будівництві стаціонарних магістралей, як правило, невідомо, для якого виду буде використаний той чи інший канал. Тому всеосяжна оцінка якості первинного каналу на ділянці мережі може бути проведена тільки на основі знання чисельних значень усієї сукупності параметрів сигналу.

8.3.1. Загальні положення про нормування електричних параметрів каналів систем зв'язку.

Чисельні значення величин параметрів каналів залежать від довжини каналу і його структури. Під структурою каналу, утвореного системами передачі з ЧРК, варто розуміти кількість і розміщення транзитних пунктів по ТЧ і групових трактах.

Чисельні значення окремих параметрів каналів залежать тільки від числа транзитів, інші ж параметри визначаються і довжиною каналу, і числом транзитів. Тому норми на окремі параметри задаються на простий канал визначеної довжини з визначеним числом транзитів кожного виду (по ТЧ, первинному груповому тракту і т.д.). При нормуванні параметрів у всіх випадках вказуються закони підсумовування.

В ЄАМЗ загальні норми на канал у цілому задаються для каналу номінального (еталонного) ланцюга. Номінальним ланцюгом називають модель тракту зв'язку визначеної довжини з визначеним числом ступіней перетворення, включених на прикінцевих і транзитних пунктах цього тракту.

Номінальний ланцюг каналу ТЧ ЄАМЗ має загальну довжину 13 900 км і включає дві ділянки місцевої мережі максимальною довжиною по 100 км, дві ділянки внутрішньозонової мережі по 600 км і ділянку магістральної мережі максимальною довжиною в 12500 км. Максимальне число транзитів ТЧ у ланцюзі повинне бути не більш 10, з них 4 на ділянці магістральної мережі, 2 – на ділянці внутрішньозонової мережі і 4 на ділянках місцевих мереж. На ділянці магістральної мережі може бути до 45 групових транзитів (по 15 транзитів на первинних, вторинних і третинних групах), а на ділянці внутрішньозонової мережі – до 4 транзитів на первинній чи вторинній групах. Замість транзитів по ТЧ можуть бути організовані транзити з передгрупи.

Номінальні ланцюги ЄАМЗ задаються також окремо для каналів ТЧ магістральної, внутрішньозонової і місцевої мереж.

Номінальні ланцюги є основою для розрахунку систем передачі з ЧРК. Загальна допустима норма по кожному з параметрів розподіляється по елементах номінального ланцюга так, щоб при максимальній дальності зв'язку, обумовленою довжиною і структурою номінального ланцюга, зберігалася гарна якість зв'язку будь-якого виду по каналу.. З економічних і експлуатаційних розумінь у системах передачі, застосованих на місцевих мережах, доцільно допускати менш жорсткі вимоги щодо параметрів. Таке ж положення існує і на воєнно-польових мережах, де апаратура низових ланок керування забезпечує одержання каналів з більш низькою якістю.

В даний час нормування каналів на польових опорних мережах у цілому не проведено. Для різних видів багатоканальних ліній (дротових, радіорелейних, тропосферних) у чисельних значеннях параметрів є істотні розходження. Разом з тим апаратура останніх випусків забезпечує параметри, близькі до норм параметрів каналів ЄАМЗ.

Польові і стаціонарні системи передачі розробляються відповідно до встановлених норм параметрів каналів. Ці норми повинні виконуватися при будівництві стаціонарних магістралей і у процесі розгортання польових ліній: вони містяться в технічних описах апаратури і називаються настановними.

Однак процес зміни параметрів є випадковим. Тому навіть при повній справності усіх елементів тракту каналу обмірювані через якийсь час величини параметрів відрізняються від настановних. При здачі стаціонарних магістралей в експлуатацію після настроювання, що може продовжуватися значний час, застосовуються менш жорсткі норми, які називаються настроювальними.

Згодом, внаслідок старіння апаратури, знову з'являється зміна параметрів. Якість зв'язку по каналах поступово погіршується. У процесі експлуатації параметри періодично контролюються на відповідність менш жорстким нормам третього виду – експлуатаційним. При їхньому виконанні гарантується задовільна якість зв'язку. Експлуатаційні норми встановлюються за даними статистичних спостережень за параметрами каналів ліній кожного типу. Для воєнно-польових систем передачі встановлюється два види норм: настановні й експлуатаційні.

Якість каналів первинних мереж оцінюється декількома частковими параметрами, які можна об'єктивно виміряти за допомогою відповідних вимірювальних приладів. Перелік часткових параметрів досить великий і приводиться нижче. Уся сукупність часткових параметрів дозволяє оцінити придатність каналу для будь-якого виду зв'язку. Поряд з частковими існують узагальнені параметри, які застосовуються при оцінці каналу для того чи іншого виду зв'язку. Оцінка каналу за узагальненим параметром більш оперативна і її доцільно застосовувати в пунктах, де канал здається у експлуатацію на кінцеву апаратуру.

Застосування контролю якості каналу на ділянці мережі за узагальненими параметрами важко з наступних причин. По-перше, для таких параметрів часто невідомі закони підсумовування, їхня залежність від довжини і структури каналу. По-друге, на мережних (опорних) вузлах невідомо для якого виду зв'язку буде використовуватися той чи інший канал, а узагальнені параметри дозволяють оцінювати канал для одного чи декількох родинних видів зв'язку. По-третє, узагальнені параметри

затрудняють діагностику відмовлень, тобто не дозволяють визначити, які ж вузли апаратури у першу чергу мають потребу в перевірці і регулюванні: що дуже важливо при експлуатації багатоканальних засобів на мережі зв'язку.

8.3.2. Часткові параметри лінійних трактів систем передачі.

Залишкове загасання каналу. Будь який канал являє собою чотиріполюсник. Залишковим загасанням каналу a_r називається його робоче загасання, обмірюване при номінальних навантаженнях. Для каналу ТЧ номінальним навантаженням є 600 Ом.

Крім того, приблизно залишкове загасання визначається наступними співвідношеннями:

$$a_r = P_{ex} - P_{вих} \quad \text{і} \quad a_r = \sum a_i - \sum s_i ,$$

де $P_{вх}$ і $P_{вих}$ – рівні на вході і виході каналу; a_i і s_i – загасання і посилення окремих елементів тракту передачі каналу.

Перше вираження справедливе лише при точній відповідності вхідного і вихідного опору номіналу, наприклад, для каналу ТЧ при $R_{вх} = R_{вих} = 600$ Ом, друге – при погодженому включенні усіх елементів тракту.

Залишкове загасання каналу характеризує співвідношення між потужностями сигналу на його вході і виході.

У каналі ТЧ залишкове загасання нормується і вимірюється при частоті 800 Гц.

У вітчизняних системах передачі для каналів ТЧ із 4-дротовим закінченням залишкове загасання прийняте рівним – 17 дБ (–2 Нп), тобто в каналі мається залишкове посилення у 17 дБ. При 2-дротовому виході каналу залишкове загасання береться рівним 7 дБ (0,8 Нп). Ці норми повинні виконуватися поза залежністю від довжини каналу і числа транзитів у ньому.

Погрішність установки залишкового загасання за нормами ЄАМЗ повинна складати не більше 0,5 дБ, для існуючих систем – не більше 1 дБ.

Коливання залишкового загасання у часі позначаються на якості передачі сигналів усіх видів зв'язку. Ці коливання обумовлені погрішностями роботи систем автоматичного регулювання посилення (АРП) і коректування в апаратурі. Стабільність залишкового загасання нормується.

Відхилення величини a_r від номіналу у часі повинні лежати в межах $\Delta a_r(t) \leq 1,75$ дБ (0,2 Нп) для простого каналу довжиною до 2500 км.

В ЄАМЗ стабільність залишкового загасання на стаціонарних мережах нормується статистично. У простому каналі ТЧ різниця між

середньою і номінальною величинами a_r повинна бути не більше 0,5 дБ, а середньоквадратичне відхилення – не більше 1 дБ для систем із груповим АРП і не більше 1,5 дБ – без групових АРП. Статистичні виміри вимагають тривалого часу і для польових систем передачі мало придатні.

У складному каналі, що складається з n простих каналів ТЧ, усі норми на стабільність збільшуються в $\sqrt{n}$ раз.

Виміри залишкового загасання виробляються методом різниці рівнів з використанням відомого генератора, при цьому можуть бути використані вбудовані в апаратуру прилади чи прилади польових апаратних П-321, П-322 і ін.

При вимірах на вхід каналу подається рівень на 10 дБ (1 Нп) нижче відносного. Це виключає перевантаження трактів багатоканальних систем.

Частотна характеристика залишкового загасання – це залежність $a_r = f(f)$. Вона визначає величину амплітудно-частотних перекручувань у каналі, що негативно позначаються на передачі усіх видів сигналів. Природа цих перекручувань обумовлена, головним чином, якістю фільтруючих пристроїв в апаратурі і сильно залежить від числа транзитів у каналі.

Характеристика нормується в ефективно переданій смузі частот каналу, у межах якої при повній дальності зв'язку залишкове загасання перевищує своє значення на частоті 800 Гц не більше, ніж на 8,7 дБ (1 Нп). У сучасних системах смуга каналу ТЧ обмежена частотами 0,3 – 3,4 кГц.

Норми задаються у вигляді залежності $\Delta a_r = a_{rf} - a_{r0,8}$. При цих координатах у всіх каналах частотна характеристика проходить через нуль на частоті 0,8 кГц (рис.8.1).

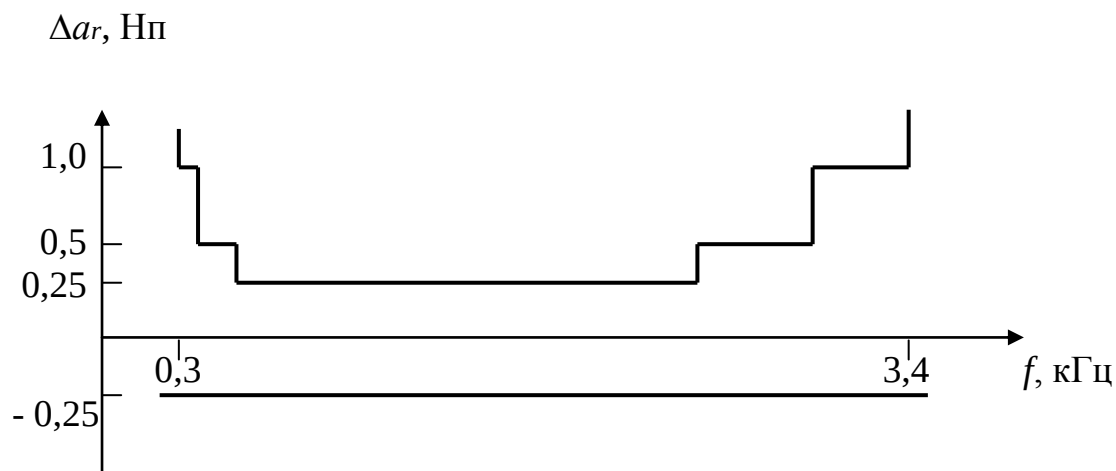


Рис.8.1

Відповідно до рекомендацій МККТТ існує єдина норма на частотну характеристику каналу повної дальності. Ця ж норма застосовується для каналів польових систем передачі.

За рекомендацією ЄАМЗ виконання загальної норми гарантується у каналі з 11 транзитами по ТЧ, тобто в складному каналі, що включає 12 простих. Існуючі системи гарантують виконання норми при меншому числі транзитів.

Підсумовування амплітудно-частотних перекручувань у залежності від числа n простих каналів виробляється за формулою:

$$\Delta a_{rn} = k_1 n + k_2 \sqrt{n}.$$

Перший член враховує регулярну, а другий – випадкову складову.

У технічних описах апаратури даються норми Δa_{r1} на один простий канал і вказується припустиме число простих каналів $n_{\max}$ при максимальній дальності зв'язку. При цьому для кожної зони частот можна скласти систему рівнянь

$$\begin{aligned} \Delta a_{r1} &= k_1 + k_2 \sqrt{1}; \\ \Delta a_{roob.} &= k_1 n_{\max} + k_2 \sqrt{n_{\max}}. \end{aligned}$$

Вона визначає величини k_1 і k_2 .

Виміри частотної характеристики зводяться до вимірів залишкового згасання на окремих частотах. Можуть використовуватися й автоматичні прилади (П-323-ИЗВЗ і ін.).

Груповий час проходження в каналі (ГЧП). Цей параметр є похідною частоти від коефіцієнта фази в каналі, тобто

$$t_{gp} = \frac{db}{df}, \quad \text{де } b = \varphi(f).$$

Фазова характеристика каналу визначається, в основному, фільтрами каналів каналоутворюючої апаратури з ЧРК і має вигляд, наведений на рис.8.2.

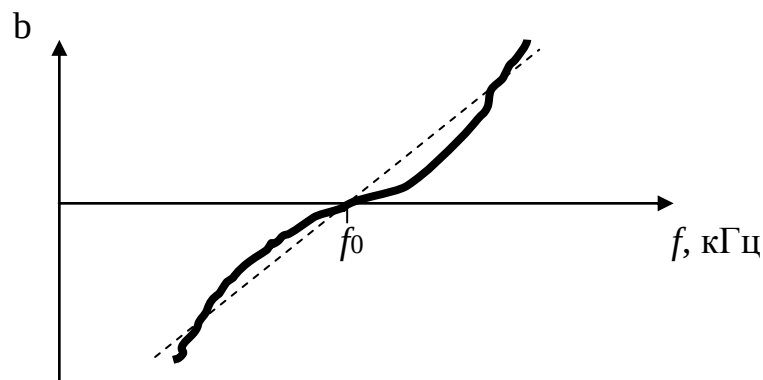


Рис.8.2

Тому частотна характеристика групового часу проходження має увігнуту форму. Нестійкість $t_{гр}$ у смузі каналу, обумовлена нелінійністю фазової характеристики, призводить до того, що на прийомний кінець каналу окремі складові сигналу приходять з різним уповільненням. Це явище не дає практичного впливу на якість телефонної передачі, однак сильно впливає на передачу сигналів імпульсної форми (АПД, факсимільна апаратура, деякі види телефонної апаратури засекречування і т.д.). Чим більше $\Delta t_{гр}$, тим сильніше спотворюється імпульс. У свою чергу, величина t_0 впливає тільки на телефонний зв'язок і передачу дискретних сигналів у реальному масштабі часу. Для телефонного зв'язку при великому t_0 затрудняється ведення швидкої розмови і порушується контакт між абонентами, які розмовляють по каналу.

У простому каналі відхилення $t_{гр}$ від його значення на частоті 1900 Гц повинне знаходитися в межах $\Delta t_{гр} \leq 2$ мс. При n простих каналах у складному каналі $t_{гр\ n} = n t_{гр}$.

Для полегшення умов коректування фазових перекручувань у каналі нормується вид частотної характеристики щодо групового часу $\Delta t_{гр}$. У каналах ТЧ максимальної довжини повинна виконуватися умова $t_0 \leq 100$ мс, а на космічних зв'язках $t_0 \leq 400$ мс, причому 300 мс приділяється на космічну ділянку каналу.

Вимір $\Delta t_{гр}$ виробляється спеціалізованими приладами, зокрема приладом П-323-ИЗВЗ.

Амплітудна характеристика і коефіцієнт нелінійних перекручувань. Обидва параметри характеризують нелінійні перекручування у каналі. Амплітудна характеристика – це залежність $a_r = f(P_{вх})$. У каналі ТЧ вона вимірюється на частоті 800 Гц.

Для виключення перевантаження групових пристроїв канали ТЧ забезпечуються обмежниками амплітуд. До порога обмеження амплітудна характеристика повинна бути по можливості лінійною. Відхилення від лінійності визначається на цій ділянці, головним чином, порушеннями режимів у вузлах індивідуального устаткування (ПНЧ, перетворювачі). Нелінійні перекручування несуттєво впливають на якість мови. Однак при передачі сигналів інших видів, особливо при передачі сигналів ТЛГ і ПД, вплив нелінійності в каналі позначається сильно.

Норми на амплітудну характеристику задаються на простий канал. Норма формується так: у простому каналі ТЧ при підвищенні рівня на вході каналу стосовно номінального на 3,5 дБ залишкове загасання не повинне збільшуватися більше, ніж на 0,3 дБ, а при підвищенні рівня на 10 і 20 дБ залишкове загасання повинне збільшуватися не менше, ніж на 2 і

8дБ відповідно. Останні дві крапки характеризують якість роботи обмежника амплітуд.

Величиною коефіцієнта нелінійних перекручувань

$$K_{\text{общ}} = \frac{\sqrt{U_{1r}^2 + U_{2r}^2 + U_{3r}^2 + \dots}}{U_{1r}^2}$$

оцінюються нелінійні перекручування при номінальному рівні на вході каналу, тобто нелінійній ділянці амплітудної характеристики. Додатково задаються норми на коефіцієнт третьої гармоніки k_{3r} при тому ж рівні. У простому каналі ТЧ повинні бути виконані норми $k_{\text{общ}} < 1,5 \%$ і $k_{3r} < 1 \%$. При n простих каналах у складному каналі норми збільшуються в $\sqrt{n}$ раз.

Вимір коефіцієнтів нелінійних перекручувань виробляється шляхом виміру рівнів окремих гармонік селективним приладом (наприклад, П-322) і наступним розрахунком. Між генератором і входом каналу повинен установлюватися фільтр для придушення гармонік генератора.

Зміна частоти сигналу. Нестабільність генераторного устаткування кінцевих і транзитних станцій систем передачі викликає зміни частоти сигналу. Зрушення частот сигналу на 20-30 Гц дуже слабо позначається на якості переданої мови. Однак навіть невелика зміна частоти викликає помітний вплив у каналах ТЛГ з ЧМ, тому що девіація частоти в каналах ТЛГ з ЧМ відносно невелика.

В даний час у каналі повної дальності допускається зміна частоти в межах ± 2 Гц. У простих каналах існуючих систем передачі ця норма складає 1 Гц, а за нормами ЄАМЗ 0,5 Гц. У складному каналі, що складається з n простих, норми збільшуються в $\sqrt{n}$ раз.

Для виконання загальної норми практикується взаємна синхронізація генераторів несучих на транзитних станціях.

Для виміру зрушення частот у каналі використовуються частотоміри із числовим відліком з погрішністю не більше 0,1 Гц. У польових умовах використовуються частотоміри приладу П-322. Однак його погрішність складає 1 Гц.

Потужність (напруга) шуму в каналі. Шуми в каналі є основним видом перешкод.

Вплив шуму, що заважає, оцінюють величиною потужності чи напруги шуму на виході каналу, віднесеної до точки з визначеним значенням відносного рівня. Така оцінка власне кажучи є оцінкою співвідношення сигнал/шум. Найчастіше потужність чи напругу відносять до точки з нульовим відносним рівнем і позначають пВт0 чи мВ0 . Для телефонної передачі вплив окремих складових шуму, що заважає,

неоднаковий через частотну залежність чутливості вуха і телефона. Для обліку цього явища користуються поняттям псофометричного (зваженого) шуму (який вимірюється з урахуванням частотної залежності чутливості вуха і мікрофона). Псофометрична напруга шуму вимірюється псофометром. Це вольтметр із квадратичним детектором і контуром, що зважає, на вході. Загасання контура при 800 Гц дорівнює 0. З віддаленням від цієї частоти воно збільшується відповідно до зменшення чутливості вуха і телефона. Для оцінки впливу шуму на передачу сигналів інших видів псофометричні одиниці мало придатні. Тому вводяться норми на незважену потужність (напругу) шуму. Це діюче значення шуму в смузі каналу. Для обмеження смуги при вимірах на вхід вольтметра включається фільтр зі смугою 0,3 – 3,4 кГц.

Рекомендаціями МККТТ допускається шум на виході каналу довжиною в 2500 км у 10000 пВт0 псоф. Для номінального ланцюга ЄАМЗ довжиною в 13900 км псофометрична потужність шуму нормується на магістральну ділянку каналу в 12500 км, на внутрішньозоновій і місцевій – у 600 і 100 км.

При експлуатації кабельних ліній вимірюються шуми в каналах будь-якої довжини і структури. Норма на псофометричну потужність шуму обчислюється за формулою: $P = 3L + 500(n+1) + 300m$ пВт0 псоф., де n і m – число транзитів по ТЧ і групових трактах відповідно.

У каналах систем передачі повітряних ліній шуми, в основному, визначаються атмосферними перешкодами і норми залежать від атмосферних умов. При довжині каналу $L = 2000$ км норма визначається множенням наведених величин на $\sqrt{L/2000}$.

Норми на потужність чи напругу незваженого шуму обчислюються розподілом приведених величин на псофометричний коефіцієнт 0,75 (для напруги) чи $0,75^2$ (для потужності).

Реально шуми вимірюються на виході каналу в точці з рівнем $P_{вих} = -4$ дБ у 4-дротових чи -7 дБ у 2-дротових каналах.

Тому норма, задана для точки з рівнем 0 дБ, повинна бути перелічена за формулою:

$$P(\text{пВт}) = P(\text{пВт0}) \cdot 10^{0,1P_{вих}}.$$

Вимірювальні прилади вимірюють напругу, а не потужність шуму. Тому необхідно обчислити норму в мВ.

Тому що $P = U^2/R$, а R для каналу ТЧ 800 Ом, то

$$U = \sqrt{P_{нВм} \cdot 600 \cdot 10^{-6}}, \text{ мВ.}$$

При вимірах шуму вхід каналу ТЧ навантажується на 600 Ом. Виміри виробляються в обох напрямках каналу протягом 5 с. Окремі викиди стрілки приладу не враховуються.

Як прилад для виміру шуму звичайно використовується прилад П-323 ИШ, що дозволяє вимірити психофотометричний і незважений шум.

У каналах ТЧ, утворених на цифрових лініях з імпульсно-кодовою модуляцією маються особливості нормування і виміру шуму. Цифровий лінійний тракт, якщо він справний, практично не робить впливу на величину шуму в каналі ТЧ. Таким чином, величина шуму в каналі ТЧ не залежить від його довжини і цілком визначається якістю роботи квантуючого пристрою. Квантуючий пристрій у каналі ТЧ, який утворений методом ІКМ, має східчасту характеристику, що є причиною своєрідних мультиплікативних перешкод, які називаються шумами квантування.

Мірою оцінки шумів квантування є виражене в дБ відношення потужності сигналу на виході каналу щодо потужності шумів квантування. Для виміру цього відношення в канал подається шумовий сигнал з обмеженою смугою частот. У вітчизняних приладах сигнал подається у смузі частот 450-550 Гц. На прийомному кінці рівень цього сигналу порівнюється з рівнем шумів квантування у вільній від сигналу смузі каналу і обчислюється відношення сигнал/шум квантування. Норми на величину цього відношення залежать від рівня сигналу.

Захищеність від виразних розмовних перехідних перешкод між каналами – це різниця між рівнем сигналу і перешкоди $az = P_c - P_n$. Виразні перешкоди особливо небезпечні при відкритій телефонній передачі, тому що в цьому випадку прослуховується стороння розмова. Причинами виразних перешкод є перехід між ланцюгами паралельних ліній (у кабелі чи на повітряних лініях) і нелінійності групових трактів систем передачі.

За нормою в кабельних лініях захищеність між каналами паралельних ланцюгів довжиною в 2500 км повинна бути не менше 58 дБ (6,7 Нп) для 90 % комбінацій каналів і не менше 52 дБ (6 Нп) для всіх комбінацій. На повітряних лініях довжиною 2000 км захищеність повинна бути не менше 50 дБ (5,8 Нп).

В існуючих системах захищеність між різними каналами однієї системи повинна бути не менше 65 дБ (7,5 Нп), а по ЄАМЗ – не менше 70 дБ (8 Нп) при $L_{ном} = 2500$ км. Якщо паралельний пробіг каналів складає L км, то до норми додається виправлення $10 \lg(L_{ном}/L)$.

Захищеність вимірюється при 4-дротовому виході каналу. На вхід каналу, що впливає, включається генератор з $R_r = 600$ Ом, частотою 800 Гц і рівнем – 13 дБ. Рівень перешкоди селективно вимірюється на виході

(наприклад, приладом П-322). Вхід підданого впливу каналу і вихід каналу, що впливає, навантажують на 600 Ом.

Захищеність між напрямками передачі і прийому каналу. Перехідна перешкода з тракту передачі в тракт прийому того ж каналу виникає, головним чином, в однокабельних односмугових системах передачі (П-302, П-301, П-304, П-303 і ін.). Основна причина її появи – перехідний вплив між парами кабелю на ближньому кінці підсилювальної ділянки. У стаціонарних і 2-кабельних системах така перешкода обумовлена декількома причинами, у тому числі і монтажними переходами.

Вплив такої перешкоди при відкритій телефонній передачі несуттєвий, тому що вона веде лише до посилення місцевого ефекту. При інших видах зв'язку, коли передачі в обох напрямках каналу незалежні, така перешкода може вплинути.

У стаціонарній і 2-кабельній польовій системах передачі захищеність між передачею і прийомом каналу довжиною 2500 км повинна бути не менше 52 дБ (6 Нп), а за нормами ЄАМЗ – не менше 55 дБ (6,3 Нп). В односмугових однокабельних системах норми задаються на лінію 1000 км і для різних ліній лежать у межах від 35 до 22 дБ (4-2,2 Нп).

8.3.3. Узагальнені параметри лінійних трактів систем передачі.

Методика оцінки якості каналів зв'язку.

Всеосяжна перевірка якості каналів за всіма частковими параметрами вимагає великих витрат часу, що викликає значні труднощі при налаштуванні польових ліній, і може бути застосована тільки у стаціонарних системах в процесі їхнього налаштування та паспортизації, а також при прийманні каналів в експлуатацію.

Скорочення часу на перевірку каналів польових ліній при достатній глибині контролю є дуже важливою проблемою. Одним зі шляхів економії часу є скорочення переліку контрольованих параметрів. При визначенні скороченого переліку необхідно враховувати: схильність параметра часовим змінам, повноту виконання регламентних робіт перед розгортанням польових ліній, ступінь впливу параметра на якість передачі сигналів, наявність вимірювальної техніки в апаратних.

Деякі параметри найчастіше виходять за межі допуску після розгортання ліній через невиконання інструкцій з налаштування і розгортання ліній та помилок обслуговуючого персоналу. До таких параметрів відносяться величина a_r , шум у каналі, захищеність між трактами передачі і прийому, частотна характеристика залишкового загасання. Ці параметри повинні перевірятися в першу чергу.

Частина інших параметрів (ГЧП, зміна частоти й ін.) може бути перевірена при регламентних роботах до розгортання лінії. Якщо апаратура пройшла регламенти №5 і №6, то вихід цих параметрів за межі допуску мало імовірний.

В кінцевих пунктах, де канал здається на кінцеву апаратуру, перелік контрольованих параметрів може бути скорочений за рахунок обліку властивостей кінцевої апаратури. До економії часу веде і вибірковий метод контролю. Він має застосування на ділянках мережі завдяки наявності кореляційних чи функціональних зв'язків між каналами однієї системи за даним параметром. До таких параметрів можна віднести зміну частоти, шуми в каналах, захищеність з передачі на прийом.

На вузлах зв'язку пунктів керування (ПК), у зв'язку з впровадженням апаратури, що використовує імпульсну форму сигналу, зросла потреба швидкої перевірки придатності каналу для такої апаратури. Для цієї мети робляться спроби застосувати оцінку каналу за узагальненим параметром.

Найбільш розповсюдженим для оцінки за узагальненим параметром є метод вічкової діаграми, метод парних імпульсів, метод PAR, кореляційні методи.

При використанні методу вічкової діаграми до каналу вводиться випадкова послідовність заповнених імпульсів із косинусквадратною формою обвідної. На прийомному кінці після детектора імпульси подаються на осцилограф. При відсутності перекручувань на екрані будуть чіткі контури обвідних, що утворюють “вічок” з розкритом А. При впливі перекручувань, обумовлених низькою якістю каналу, контури “вічка” розпливаються і його розкриття зменшується до А₁. Канал можна вважати придатним до експлуатації при $A_1/A > 0,45$. У методі парних імпульсів до каналу передається періодична послідовність пар заповнених прямокутних імпульсів. На прийомному кінці імпульси розпливаються. При $A_{\min}/A_{\max} \leq 0,3$ канал можна вважати задовільним. У методі PAR (відношення пікового значення до середнього) до каналу передаються заповнені імпульси спеціальної форми з визначеною шпаруватістю. На прийомі відносна величина пікових значень сигналу зменшується, а середнє значення може навіть збільшуватися (під впливом шуму). Спеціальним приладом вимірюється PAR – відношення в %

$$PAR = \left(k \frac{U_{пик}}{U_{cp}} - 1 \right) \cdot 100\%.$$

Величина k залежить від шпаруватості і форми сигналу. При відсутності перекручувань $PAR = 100\%$. Припустимим вважається $PAR \geq 70\%$.

Кореляційні способи оцінки каналу засновані на застосуванні критерію середньоквадратичної помилки. На вхід каналу вводиться шумоподібний сигнал. На прийомному кінці прийнятий сигнал порівнюється із сигналом, у точності співпадаючим з переданим. Якщо сигнал не спотворюється, то коефіцієнт взаємної кореляції дорівнює 1. При великих перекручуваннях він прагне до 0. Кореляційні методи не знайшли широкого застосування через складність устаткування і труднощі забезпечення синхронної й синфазної роботи генераторів сигналу на прийомному і передавальному кінці.

У цілому узагальнені методи мають обмежене застосування. Вони придатні для оцінки каналів, призначених для передачі сигналів імпульсної форми на вузлах зв'язку ПК.

На польових опорних мережах (ПОМЗ) застосовуються багатоканальні лінії, параметри каналів яких у сильному ступені залежать від типу лінії. У свою чергу різні типи кінцевої апаратури висувають різні вимоги щодо якості каналів. Зустрічаються випадки, коли утворені в ПОМЗ складні канали великої довжини, отримані на добре налагоджених багатоканальних лініях зі справною апаратурою, виявляються непридатними для того чи іншого типу кінцевої апаратури, тобто не забезпечують необхідної достовірності при передачі інформації. Для зменшення імовірності появи складних каналів низької якості доцільно канали великої довжини, а також канали, призначені для особливо важливих зв'язків, перевіряти на кондиційність у ході рішення задачі розподілу каналів, тобто при плануванні польової опорної мережі.

Канал ТЧ характеризується багатьма частковими параметрами. Однак перевіряти його кондиційність за всіма параметрами не має змісту, оскільки вихід за межі допуску в частини параметрів малоімовірний, кінцева апаратура неоднаково критична до різних параметрів і, крім того, перевірка за всіма параметрами зажадала б невиправдано великого часу. Аналіз показує, що для існуючої апаратури в першому наближенні якість каналу ТЧ можна оцінити тільки за двома параметрами: величиною шумової захищеності і частотною характеристикою залишкового загасання.

Очевидно, що дійсні значення цих параметрів для каналів на ділянках опорної мережі (між ОПП) у момент рішення задачі розподілу каналів невідомі, оскільки сама мережа в цей момент часу не існує. Тому приходится користуватися апріорними даними про середні значення зазначених параметрів для різних типів ліній.

Існують експлуатаційні норми на параметри польових багатоканальних ліній різного типу (тропосферних, радіорелейних, кабельних)

для простих каналів визначеної довжини. Ці експлуатаційні норми отримані за статистичними даними і їх можна розглядати як апріорні дані про очікуване значення параметрів каналів відповідних ліній. Наприклад, для простого каналу довжиною 100 км, утвореного на лінії П-300, потужність незваженого шуму складає 3700 пВт₀, а частотна характеристика укладається в 0,076 норми МККТТ.

Загальна потужність шуму і частотна характеристика залишкового загасання складного каналу визначаються сумами потужностей шуму й амплітудно-частотних перекручувань у простих каналах, що утворюють складний канал.

Для визначення придатності складного каналу до включення заданої кінцевої апаратури необхідно знати кількість простих каналів кожного типу, що входять до складного каналу, і апріорні величини параметрів простих каналів відповідних типів багатоканальних ліній. Після визначення маршруту складеного каналу в ПОМЗ у ході рішення задачі розподілу каналів ці дані стають невідомими.

8.3.4. Параметри цифрових каналів зв'язку.

Ці параметри визначають якість передачі сигналів у цифрових каналах і встановлюють норми на стик між каналами. Якщо тип каналу у системах передачі з ЧРК визначається смугою ефективно переданих частот, то тип цифрового каналу визначається його номінальною швидкістю передачі.

В ЄАМЗ розрізняють наступні типи цифрових каналів первинної мережі:

- основний цифровий канал (ОЦК) з номінальною швидкістю передачі 64 кбіт/с;
- субпервинний, первинний, вторинний, третинний і четверинний цифрові канали з номінальними швидкостями передачі 480, 2048, 8448, 34368, 139264 кбіт/с відповідно.

В основному цифровому каналі ЄАМЗ швидкість передачі може відхилятися від номінальної величини 64 кбіт/с у межах $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

В асинхронних каналах нормується припустиме відхилення швидкості джерела інформації (кінцевої апаратури) від номінальної швидкості каналу. Для субпервинного і первинного цифрових каналів ЄАМЗ ці відхилення складають $\pm 5 \cdot 10^{-5}$, а для вторинного, третинного і четверинного - $\pm 3 \cdot 10^{-5}$ і $\pm 1,5 \cdot 10^{-5}$ відповідно.

Асинхронні канали польових систем передачі зі швидкістю від 1,2 до 2048 кбіт/с допускають відхилення швидкостей джерел інформації від номінальних швидкостей відповідних каналів у межах від $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ до $\pm 2 \cdot 10^{-5}$, причому великі нестабільності джерел інформації допускаються в низькошвидкісних каналах.

Коефіцієнт помилок – це імовірність появи помилок при передачі символів по цифровому каналу.

Основною причиною появи помилок у цифрових каналах є помилки регенерації цифрових сигналів у лінійному тракті, хоча визначена частка помилок може виникати й у трактах обробки сигналів в каналоутворюючій апаратурі. У цілому варто вважати, що величина коефіцієнта помилок пропорційна дальності зв'язку.

Норми на коефіцієнт помилок остаточно не встановлені. Однак вважається достатнім при максимальній дальності зв'язку мати коефіцієнт помилок не більше 10^{-4} . При цьому в телефонному каналі, утвореному методом ІКМ при восьмирозрядному кодуванні, буде не більше одного щиглика за хвилину.

Вимір коефіцієнта помилок виробляється спеціалізованими приладами. Для виміру до каналу вводиться псевдовипадкова послідовність символів, що на прийомному кінці порівнюється з еталоном. У приладі фіксується кількість помилково прийнятих символів. Необхідний час виміру визначається у залежності від швидкості передачі і норми на коефіцієнт помилок.

Час проходження сигналу в каналі. На відміну від систем передачі з ЧРК, де величина часу проходження обумовлена в основному швидкістю поширення енергії в середовищі передачі, у цифрових каналах приходится враховувати також затримки в кожному регенераторі лінійного тракту й затримки в схемах сполучення каналів і трактів.

В ЄАМЗ час проходження у цифровому каналі первинної мережі не повинний бути більше 400 мс. Помітимо, що час проходження в цифрових каналах зворотнопропорційний швидкості передачі. Тому в низькошвидкісних каналах час проходження збільшується.

Фазове тремтіння цифрового сигналу в каналі характеризує відхилення значущих моментів цифрового сигналу від їхнього ідеального положення у часі.

Джерелами фазових тремтінь у каналах цифрової системи передачі є пристрої формування тактової частоти в схемах регенераторів, а також схеми асинхронного сполучення в каналоутворюючій апаратурі.

При телефонній передачі фазові тремтіння призводять до часових флуктуацій відліків сигналу на виході цифроаналогового перетворювача, що подається у вигляді шуму в каналі ТЧ. Дослідження показують, що у системах з часовим розподілом каналів (ІКМ, ДМ) збільшення шуму в каналі ТЧ за рахунок фазових тремтінь незначне. Однак у системах ІКМ-ЧД шуми в каналах ТЧ за рахунок цієї причини зростають дуже сильно.

Фазові тремтіння в каналі, особливо швидкі (високочастотні), можуть значно впливати на якість роботи комутаційної апаратури. При цифровій синхронній комутації часові флуктуації не повинні перевищувати величини, рівної періоду тактової частоти каналів, що комутуються. Обмеження вводяться також на фазові тремтіння цифрового сигналу на вході каналу.

Параметри мережного стику цифрових каналів. Нормалізація цифрового стику визначає параметри на вході і на виході цифрового каналу з метою забезпечення транзитів каналів на первинній мережі та підключення споживачів до цифрового каналу. Мережні стики повинні забезпечувати передачу інформаційного сигналу, сигналу тактової синхронізації, а також, у ряді випадків, і сигналу синхронізації за байтами й октетами. Усі ці сигнали повинні передаватися одночасно по одному і тому ж дводротовому ланцюгу.

На виході цифрових каналів усіх типів застосовується прямокутна форма імпульсу. Амплітуда імпульсу в каналах ЕАМЗ повинна мати величину $2,37 \text{ В} \pm 5 \%$. Відношення амплітуд імпульсів різної полярності повинне лежати в межах $0,95 - 1,05$. Для коду КВП-3 у високошвидкісних каналах максимальна напруга протягом пробілу не повинна перевершувати десятої частки амплітуди імпульсу. На виході цифрових каналів польової апаратури зі швидкостями 1,2; 2,4; 4,8 кбіт/с амплітуда імпульсу повинна бути $2 \text{ В} \pm 15 \%$, а в каналах 48 кбіт/с і 480 кбіт/с – $1 \text{ В} \pm 15 \%$. Усі напруги повинні вимірятися в каналах зі швидкостями до 2048 кбіт/с на навантаженні 120 Ом (150 Ом для каналів польової апаратури), а в каналах з більш високими швидкостями – на навантаженні 75 Ом.

Як сполучні лінії для каналів зі швидкостями 2048 кбіт/с повинні використовуватися симетричні кабелі, а для високошвидкісних – коаксіальні. Довжина сполучних ліній визначається припустимим загасанням, що не повинне перевершувати 6 дБ. Загасання розраховується для ОЦК на тактовій, а для інших каналів ЕАМЗ – на напівтактовій частоті. Для каналів польової апаратури довжина сполучних ліній визначається мінімально припустимим піковим значенням імпульсу на вході каналу, що складає $0,2 \text{ В}$.

Норми на параметри стику цифрових каналів однаковою мірою відносяться і до апаратури вторинних мереж, що своїм лінійним входом підключаються до цифрового каналу первинної мережі.

Задані показники якості зв'язку в каналах великої довжини з великим числом транзитних з'єднань можуть бути забезпечені за умови, що якість простих каналів на ділянках мережі також буде досить високою.

Тому постійний контроль якості каналів необхідний як у ході розгортання мережі, тобто при здачі каналів в експлуатацію, так і в ході експлуатації каналів мереж у цілому. У свою чергу, всеосяжна оцінка якості первинного каналу на ділянці мережі може бути проведена тільки на основі знання чисельних значень усієї сукупності параметрів каналу.

8.4. Методи збільшення дальності електропровідного зв'язку.

Однієї з актуальних проблем кабельної техніки є збільшення дальності зв'язку без додаткової витрати кольорових металів. Для вирішення цієї проблеми удосконалюють апаратуру зв'язку і зменшують загасання кабельної лінії. Електричні властивості кабелю зв'язку будь-якого типу цілком характеризуються чотирма первинними параметрами – R_1 , L_1 , C_1 , G_1 . Коефіцієнт загасання зв'язаний з цими параметрами вираженням

$$\alpha = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (8.18)$$

Створити лінію, у якій $R_1 = G_1 = 0$ неможливо. Можна лише підібрати таке співвідношення між параметрами ланцюга, щоб загасання її було найменшим.

Умовно вводячи у вираження (8.18) величину $x = \sqrt{R_1 C_1 / L_1 G_1}$, одержимо

$$\alpha = \frac{\sqrt{R_1 G_1}}{2} \left(x + \frac{1}{x} \right) = \frac{\alpha_0}{2} \left(x + \frac{1}{x} \right),$$

де $\alpha_0 = \sqrt{R_1 G_1}$.

Звідси неважко довести, що загасання ланцюга має мінімальне значення, коли $x = 1$, тобто коли співвідношення її первинних параметрів характеризується умовою Хевисайда

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{G_1}{C_1}. \quad (8.19)$$

Таке співвідношення є оптимальним, і до нього, звичайно, прагнуть при конструюванні кабелів зв'язку. Найменше загасання ланцюга буде при цьому дорівнювати

$$\alpha_{\min} = \frac{\alpha_0}{2} x + \frac{\alpha_0}{2} \frac{1}{x} = \alpha_0 = \sqrt{R_1 G_1}.$$

У кабельних лініях зв'язку існуючих типів $x > 1$, тому що R_1 і C_1 перевершують за величинами L_1 і G_1 .

Таким чином, загасання ланцюга може бути знижено або зменшенням R_1 , що вкрай важко, тому що величина R_1 регламентована витратою міді (діаметр жили), або зменшенням ємності ланцюга C_1 , або збільшенням її індуктивності L_1 . Для зниження ємності необхідно збільшити відстань між жилами кабелю, тобто збільшити його габарити, що явно недоцільно.

Єдиним реальним шляхом зменшення загасання кабельних ліній зв'язку є штучне збільшення індуктивності.

Оптимальна величина індуктивності у даному випадку на підставі (8.19) буде визначатися вираженням:

$$L_{\text{опт}} = \frac{R_1 C_1}{G_1}.$$

Штучне збільшення індуктивності ланцюгів може бути виконано двома способами: періодичним включенням до ланцюга котушок індуктивності через рівні ділянки довжини кабелю і покриттям струмопровідних жил шаром феромагнітного матеріалу. Найбільш широке застосування одержав перший спосіб, що називається пупинізацією.

Пупинізація кабелів зв'язку. Спосіб збільшення дальності за рахунок включення до кабельного ланцюга котушок індуктивності був запропонований у 1900 році М.Пупіном (США) і одержав порівняно велике поширення в кабельній техніці. Спосіб полягає в тому, що через визначені відстані, які названі кроком пупинізації S , у кабель включаються котушки індуктивності L_s (пупинівські котушки).

В існуючих системах пупинізації кабелів далекого зв'язку $S \approx 0,285$ км, а $L_s \approx 1,0$ мГн. Ланкою пупинізації називається ділянка лінії довжиною в один крок і з однією котушкою L_s . В електричному відношенні пупинізована лінія аналогічна фільтру НЧ. Ця особливість є великим недоліком пупинізованих кабелів.

Пупинізація в 2 – 2 рази знижує загасання в досить широкому діапазоні частот. Однак на частотах, близьких до деякої граничної і вище, загасання пупинізованого ланцюга різко зростає.

Відомо, що гранична дальність ланцюга між абонентами з урахуванням норм МККТТ визначається вираженням:

$$l = 10^{-1} / \sqrt{L_1 C_1}, \text{ км.}$$

Звідси випливає, що збільшення індуктивності і ємності ланцюга кабельної лінії зв'язку приводить до зменшення дальності зв'язку.

У результаті можна відзначити, що недоліком пупинізованих кабелів є обмежена дальність зв'язку і порівняно вузький частотний діапазон їхнього використання. У той же час, зниження в 2 – 3 рази загасання у досить широкій смузі залишається перевагою пупинізованих кабелів.

Метод пупинізації застосовується в основному у воєнно-польових системах зв'язку, де велике значення мають такі параметри, як її мобільність і простота обслуговування.

Збільшити індуктивність кабельних ланцюгів і відповідно знизити коефіцієнт загасання можна також шляхом застосування феромагнітної обмотки на струмопровідній жилі, або біметалічних озалізненних жил. Перший спосіб був запропонований М.Крарупом у 1902 році й одержав назву “крарупізація”. Він полягає в тому, що на струмопровідну жилу наносять тонкий шар чи стрічку зі сталі, пермалою чи іншого сплаву з великою магнітною проникністю. За другим способом на мідну струмопровідну жилу наноситься електролітичним шляхом тонкий шар заліза (10 – 20мкм). Завдяки цьому навколо мідної жили утворюються магнітопровідне середовище, збільшується магнітний потік і відповідно зростає індуктивність кабелю (метод І.А.Кощєєва, 1936 р.)

Такий же ефект може бути досягнутий шляхом використання магнітодіелектрика (поліетилен з наповненням феритом чи альсифером).

8.5. Постійні та польові кабелі зв'язку.

Постійні (стаціонарні) кабелі зв'язку призначені для тривалої служби і мають стабільні електричні характеристики. У залежності від зони їхнього застосування вони розділяються на кабелі місцевих телефонних мереж, далекого зв'язку, внутрішньорайонного зв'язку і радіофікації, морські кабелі, кабелі для сигналізації й блокування, станційні кабелі.

Польові кабелі зв'язку призначені для швидкої і багаторазової побудови польових ліній зв'язку, що повинні забезпечувати стійкий зв'язок на необхідній відстані в різних атмосферно-кліматичних умовах. Польові кабелі зв'язку поділяються на легкі кабелі, кабелі далекого зв'язку, внутрішньовузлові і річкові кабелі.

Воєнно-польові кабелі. Відповідно до призначення і специфіки експлуатації військами зв'язку і РТО ВПС до польових кабелів зв'язку пред'являються наступні основні вимоги:

- мала вага і габарити за умови забезпечення необхідного числа каналів зв'язку на необхідні відстані;

- достатня механічна міцність та гнучкість, що дозволяють багаторазово використовувати кабель і застосовувати засоби механізації при його прокладці й знятті;
- стійкість у роботі при різних умовах прокладки й експлуатації;
- економічність і можливо велика стабільність електричних й механічних характеристик при тривалому збереженні.

Найбільше широко в системі вузлів зв'язку і РТО ВПС у даний час використовуються:

- легкий польовий кабель П-274М, призначений для організації зв'язку на порівняно невеликі відстані (у межах аеродрому і на пунктах керування);
- польові кабелі далекого зв'язку П-270, П-296, призначені для забезпечення зв'язку на значні відстані (між аеродромами і пунктами керування);
- внутрішньовузлові польові кабелі ТТВК-5×2, ТСКВ, ПТРК, ВСК в/ч і ін., призначені для здійснення введень повітряних і польових кабельних ліній у вузли зв'язку й контрольно-іспитові пункти та з'єднання їхніх елементів між собою, а також для побудови розподільної мережі внутрішнього зв'язку на пунктах керування.

Легкі польові кабелі. Легкий дводротовий польовий модернізований кабель П-274М застосовується при забезпеченні зв'язку між пунктами керування авіаційного полку, для побудови абонентських ліній мережі внутрішнього зв'язку на пунктах керування, а також для дистанційного керування радіостанціями малої і середньої потужності. Конструктивно даний кабель складається з двох звитих між собою проводів чорного кольору. Кожен провід складається з жили, скрученої з 4 мідних і 3 сталевих дротів діаметром по 0,3 мм і покритою одинарною ізоляційно-захисною оболонкою з високоякісного поліетилену низького тиску номінальною радіальною товщиною 0,6 мм. Крок скрутки проводів 80 – 100 мм. Переріз кабелю П-274М показаний на рис.8.3.

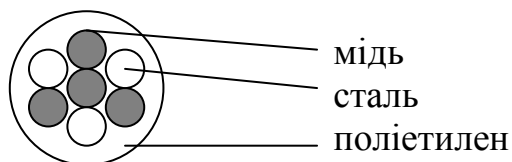


Рис.8.3

За основними техніко-експлуатаційними даними модернізований кабель П-274М трохи краще кабелю П-274, а за стійкістю і так названим природним старінням (під впливом, головним чином, сонячної радіації) значно перевершує його.

Дальність зв'язку щодо кабелю істотно залежить від умов погоди (“сиро”, ”сухо”) і способів прокладки кабельних ліній. На практиці при визначенні дальності зв'язку, крім обліку електричних характеристик кабелю, виходять з наступного. Визначається дальність зв'язку по кабелю за умови, що прокладка його здійснюється по землі в умовах “сиро” (тривалі дощі, розтаванні снігу і т.п.). Дану величину називають середнім значенням дальності зв'язку і приймають за 100 %. Дальність зв'язку для інших умов прокладки визначається обліком наступних виправлень:

- при прокладці кабелю в землі дальність зв'язку зменшується на 15-20%;

- при прокладці кабельної лінії, що складає з двох поруч лежачих кабелів П-274М, у землі дальність зв'язку зменшується на 25-35 %;

- при підвісці кабелю дальність зв'язку збільшується на 10 %.

Максимальна дальність телефонного зв'язку по кабелю П-274М у тональному спектрі частот досягає 40-42 км (між двома телефонними апаратами системи МБ). Довжина підсилювальної ділянки для високочастотних (ВЧ) каналів, утворених апаратурою П-309-І (3,3-8,7 кГц) складає 16-20 км, а для ВЧ каналів, утворених апаратурою П-309-ІІ (10,3-15,7 кГц) – до 10 км.

Кабель П-274М може використовуватися для побудови ліній дистанційного керування радіостанціями на відстані 5-7 км.

Даний кабель широко застосовується також для побудови абонентських ліній мережі внутрішнього зв'язку. При цьому довжина абонентських ліній ЦБ від комутаторів типу П-194М1, П-198М може досягати 8-10 км, а абонентських ліній МБ – 15-20 км.

Польові кабелі далекого зв'язку. На відміну від легких польових кабелів польовим кабелям далекого зв'язку належать наступні особливості:

- конструктивно вони виконані у виді чотирьох звитих і ізольованих один від одного струмопровідних жил, що утворюють два ланцюги, укладені до загального шлангу;
- для збільшення дальності зв'язку вони мають, як правило, штучно збільшену індуктивність ланцюгів, тобто, як правило, дані кабелі є пупинізованими, при цьому крок пупинізації відповідає будівельній довжині кабелю;
- для забезпечення швидкого з'єднання при прокладці кожна будівельна довжина закінчується на кінцях спеціальними муфтами, у яких монтуються котушки індуктивності.

Крім свого основного призначення розглянуті кабелі використовуються для устаткування введень ліній на вузли зв'язку й організації сполучних ліній між їхніми елементами.

Польові кабелі далекого зв'язку звичайно поставляються скомплектованими в лінії по кілька кілометрів. До комплекту крім самого кабелю, будівельні довжини якого намотані на спеціальні металеві барабани, входять кінцеві кабелі, контрольні шнури, контрольні муфти і шматки лінійного кабелю по кілька метрів довжиною для потреб експлуатації та ремонту.

Польовий кабель далекого зв'язку П-270. Призначений для використання в спектрі частот до 60 кГц. Система пупінізації, яка застосовується в даному кабелі, припускає включення котушок індуктивності з кроком $S = 250$ м, при цьому індуктивність котушки вибирається рівної $L_s = 1,3$ мГн.

Кабель складається з чотирьох струмопровідних жил, ізольованих поліетиленом радіальною товщиною 1 мм і звитих зоряною скруткою з кроком 80 мм. Кожна жила складається із семи звитих відпалених мідних дротів діаметром 0,49 мм кожна. Розташовані напроти в скрутці жили ізольовані поліетиленом одного кольору й утворюють відповідно два ланцюги кабелю. Скручені жили спресовані шаром поліетилену, поверх якого накладені екран з алюмінієвої фольги, каркасна оплетка чи обмотка з 24 сталевих оцинкованих (луджених) дротів діаметром 0,25 мм і захисний шланг із поліхлорвінілхлориду. Переріз кабелю П-270 наведений на рис.8.4.

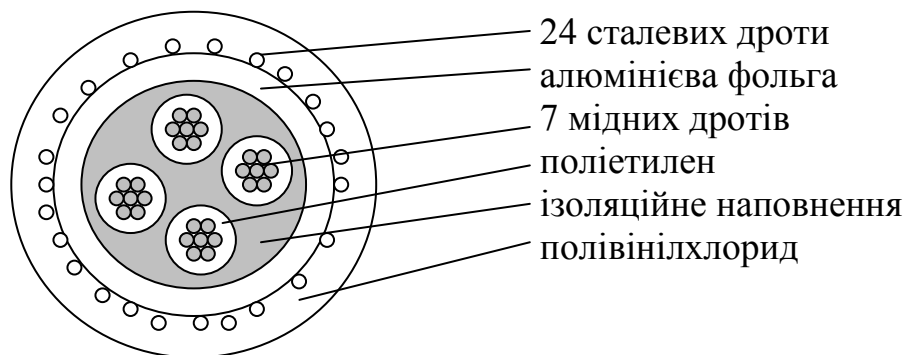


Рис.8.4

Кабель виготовляється будівельними довжинами 250 ± 3 м, що закінчуються сполучними напівмуфтами. Вага однієї будівельної довжини кабелю без барабана порядку 60 кг, а з барабаном і захисною доріжкою не більш 85 кг. Міцність кабелю щодо розриву не менше 250 кг.

Кабель П-270 може використовуватися для організації ВЧ системи передачі разом з апаратурою П-303. У даному випадку організовуються тільки підсилювальні пункти, що обслуговуються (ОПП), при довжині

підсилювальної ділянки до 40 км. Максимальна дальність зв'язку складає 300 км при двох переприйомних ділянках. При використанні даного кабелю разом з апаратурою П-309 дальність зв'язку без підсилювальних і переприйомних пунктів може досягати 100 км.

Кабель П-270 комплектується лініями по 100 км. Кожна лінія містить: 40 будівельних довжин лінійного кабелю, кожна з яких закінчується взаємозамінними сполучними муфтами; 41 металевий барабан, з них 40 для будівельних довжин і один для відрізків неармованого кабелю; 41 брезентове захисне огородження; 2 контрольні муфти; 2 кінцевих кабелі довжиною 5м; 5 муфт схрещування; 4 контрольних шнури; 2 армовані вставки довжиною 6м; 250м неармованого лінійного кабелю у відрізках не менше 25м, що використовується для потреб експлуатації і ремонту.

Полевой кабель далекого зв'язку П-296. Призначений для будівництва магістральних ліній далекого зв'язку з використанням ВЧ апаратури у спектрі частот до 252 кГц. Система пупинізації в даному кабелі не застосовується.

Кабель складається з чотирьох струмопровідних жил, звитих у зоряну скрутку навколо полівінілхлоридного керну кроком 70-80 мм.

Кожна жила складається з 7 звитих мідних дротів діаметром 0,35 мм. Протилежні в скрутці жили ізольовані поліетиленом одного кольору (білого чи жовтого) і утворюють два ланцюги кабелю. На скрутку жил накладений екран з 92 мідних дротів діаметром 0,25мм і 36 сталевих дротів діаметром 0,25мм і захисний шланг із полівінілхлориду. Кабель виготовляється будівельними довжинами 500 ± 5 м. Вага однієї будівельної довжини з барабанами і захисними огородженнями не більше 118 кг. Опір ланцюга постійному струму $53 \pm 2,5$ Ом/км, опір ізоляції не менше 5000 Ом/км.

Відсутність пупинізації дозволяє використовувати кабель у більш широкому діапазоні частот у порівнянні з П-270. Разом з апаратурою П-303 кабель П-296 може утворювати чотирьохдротову односмугову шести-чи трьохканальну ВЧ систему передачі. Магістраль даної ВЧ системи передачі розбивається на підсилювальні ділянки довжиною 14 км із припустимим відхиленням ± 2 км. На стиках підсилювальних ділянок обладнуються підсилювальні пункти, при цьому між підсилювальними пунктами, які обслуговуються, допускається установка двох, що не обслуговуються (НПП). Ділянка магістралі між двома ОПП (секція регулювання) не повинна перевищувати 46 км. Переприйомна ділянка (відстань між двома кінцевими станціями) не перевищує восьми секцій регулювання і складає до 350 км. Подальше збільшення дальності зв'язку

досягається з'єднанням двох чи трьох переприйомних ділянок (переприйоми по НЧ). Максимальна дальність зв'язку на такій магістралі досягає 1000 км.

Кабель П-296 комплектується лініями по 10 км. Кожна лінія містить: 20 будівельних довжин кабелю; 21 металевий барабан, з них 20 для будівельних довжин і один для відрізків неармованого кабелю; 2 кінцевих кабелі; 3 муфти схрещування; 1 контрольний шнур довжиною 1,5 м; 500 м неармованого лінійного кабелю у відрізках, що використовується для ремонту й експлуатації.

Внутрішньовузлові польові кабелі. Для маскування вузлів зв'язку й упорядкування внутрішньовузлових ліній зв'язку, що забезпечують введення ущільнених і не ущільнених ланцюгів, а також побудови розподільної мережі внутрішнього зв'язку і з'єднання між собою окремих елементів вузлів військами зв'язку та РТО ВПС використовуються спеціальні багатожильні внутрішньовузлові кабелі ТТВК-5×2, ПТРК-5×2, ПТРК-10×2, ПТРК-20×2, ТСКВ-5×2, ТСКВ-10×2, ВСК в/ч -5×2, ВСКП-5×2, СЭК-5×2.

Телефонно-телеграфний ввідний кабель ТТВК-5×2. – це низькочастотний кабель і використовується для здійснення введень не ущільнених ланцюгів і для устаткування розподільної мережі внутрішнього зв'язку на пунктах керування.

Кабель ТТВК-5×2 конструктивно включає п'ять пар жил, кожна з яких скручена із 7 мідних дротів діаметром 0,25 мм. Жили ізольовані гумою РТИ-1 і скручені в пари з кроком 65-75 мм. Пари жил скручені навколо сталевих тросів, розташованих в центрі кабелю і призначеного для збільшення механічної міцності кабелю на розрив. Трос скручений із семи сталевих дротів діаметром по 0,3мм і покритий бавовняною оплеткою. Скручені пари жил покриті прогумованою міткалевою стрічкою і потім спресовані оболонкою зі шлангової гуми типу РШ-1 товщиною 1,5 мм. Переріз кабелю наведений на рис.8.5.



Рис.8.5

Кабель виготовляється будівельними довжинами 50 і 100 м. Вага однієї будівельної довжини кабелю відповідно складає 10 і 20 кг. Міцність кабелю на розрив не менше 120 кг.

Будівельні довжини кабелю закінчуються сполучними напівмуфтами. Напівмуфта складається з пластмасової колодки із контактними штирками і гніздами, силуминового корпусу, гумового конусу, силуминового замка і заглушки. Герметичність з'єднання двох напівмуфт забезпечується гумовими кільцями, щільність з'єднання яких досягається за допомогою замка.

Польові телефонні розподільні кабелі ПТРК-5×2, ПТРК-10×2, ПТРК-20×2. Дані кабелі використовуються для тих же цілей, що і кабель ТТВК-5×2, однак при устаткуванні розподільної мережі є більш ефективними. Крім того, ланцюги кабелів ПТРК можна ущільнити апаратурою ВЧ телефонування за дводровою системою (до 16 кГц) і при необхідності ці кабелі можуть бути використані для ВЧ телефонного зв'язку на відстані до 10-15 км.

Кабелі ПТРК-5×2, ПТРК-10×2, ПТРК-20×2 мають відповідно 5, 10 і 20 пар жил. Жили ізольовані поліетиленом. У кабелі ПТРК-5×2 застосована парна, а в інших – зоряна скрутка жил. Сердечник кабелів обмотаний вологостійким синтетичним матеріалом (перфолева стрічка). Поверх обмотки накладений захисний шланг із полівінілхлориду.

Кабелі ПТРК виготовляються будівельними довжинами: 200±5 м (вага будівельної довжини 26 кг), 100(3 м (13 кг) і 50±2 м (6,5 кг) для кабелю ПТРК-5×2; 40±2 м (15 кг) для кабелю ПТРК-202.

Міцність кабелів ПТРК-5×2, ПТРК-10×2, ПТРК-20×2 на розрив відповідно дорівнює 60, 120 і 120 кг.

Будівельні довжини кабелів ПТРК закінчуються сполучними напівмуфтами. З'єднання кабелю ПТРК-5×2 з іншими ввідно-сполучними кабелями виробляється за допомогою перехідної муфти ПМ-5. Крім того, до комплекту кабелів ПТРК входять розгалужельні муфти РМ-20 і РМ-10, перша з яких забезпечує перехід з кабелю ПТРК-20×2 на кабелі ПТРК-10×2, а друга – з кабелю ПТРК-10×2 на два кабелі ПТРК-5×2.

Телефонні сполучні кабелі у полівінілхлоридній оболонці ТСКВ-5×2, ТСКВ-10×2. Призначені для створення сполучних ліній між телефонними комутаторами та лінійними (вступними) щитками і кросом.

Кабелі ТСКВ-5×2 і ТСКВ-10×2 складаються відповідно з 5 і 10 пар жил, ізольованих полівінілхлоридним пластиком, скручених разом й покритих прогумованою міткалевою стрічкою і шланговою оболонкою з полівінілхлоридного пластику синього кольору. Струмопровідна жила

скручена з 7 луджених мідних дротів діаметром $0,25 \pm 0,005$ мм кожна з кроком скрутки 13-15 мм. Пари звиті в кабель з кроком скрутки 140 мм. Переріз кабелю ТСКВ-10×2 показаний на рис.8.6.

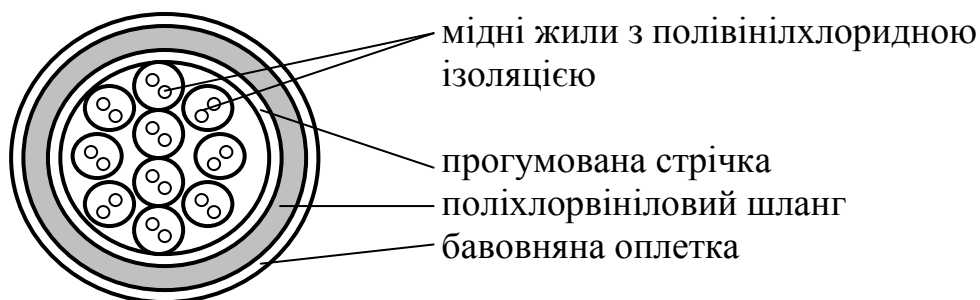


Рис.8.6

Кабелі ТСКВ-5×2 і ТСКВ-10×2 виготовляються будівельними довжинами 50 ± 2 м і 25 м. Вага однієї будівельної довжини складає 7 кг і 3 кг для кабелю ТСКВ-5×2 і 10 кг і 5 кг – для кабелю ТСКВ-10×2. Міцність кабелів ТСКВ-5×2 і ТСКВ-10×2 на розрив складає відповідно 50 і 80 кг.

Відно-сполучний кабель височастотний ВСК в/ч-5×2. Призначений для здійснення височастотних введень і сполучних ліній на вузлах зв'язку в спектрі частот до 30-60 кГц і вище при погоджених напрямках передачі. За своєю конструкцією даний кабель аналогічний кабелю ТТВК-5×2. Розходження полягає в тому, що кожна пара кабелю має екран у вигляді оплетки з мідних луджених дротів, а центральний сталевий трос покритий шланговою гумою. Переріз кабелю ВСК в/ч-5×2 показаний на рис.8.7.

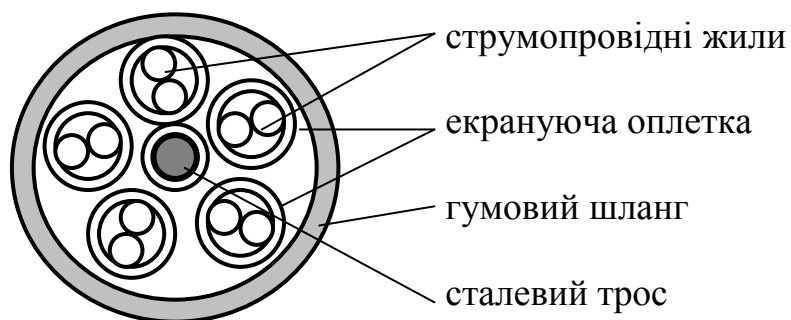


Рис.8.7

Кабель ВСК в/ч-5×2 виготовляється будівельними довжинами 85 ± 5 м. Вага однієї будівельної довжини складає 34-37 кг. Міцність кабелю на розрив 120 кг.

Кабель ВСКП-5×2 іменується також ввідно-сполучним екранованим кабелем ВСК-5×2 і призначений для пристрою височастотних введень та сполучних ліній на вузлах зв'язку в спектрі частот до 150 кГц і вище при погоджених напрямках передачі. Кабель має таку ж конструкцію, як і кабель ВСК в/ч-5×2. Однак, на відміну від останнього, ізоляція жил і обпресування центрального сталевого троса виконана з поліетилену, а захисний шланг – з полівінілхлориду. Крім того, для обмотки п'яти скручених у кабель пар застосована поліетиленова стрічка.

Кабель ВСКП-5×2 виготовляється будівельними довжинами 100±5м, вагою 27-29 кг кожна. Міцність кабелю на розрив 120 кг.

Сполучні екрановані кабелі СЭК-5×2 і СЭК-10×2. Використовуються для монтажу апаратних. Містять 5 чи 10 пар і за конструкцією аналогічні кабелю ВСКП-5×2. Різниця є у відсутності центрального сталевого троса. Виготовляється будівельними довжинами по 30 м. Вага однієї будівельної довжини 8,4 кг для кабелю СЭК-5×2 і 14,7 кг для кабелю СЭК-10×2.

Можливості використання внутрішньовузлових польових кабелів визначаються ступенем захищеності їхніх ланцюгів від взаємних перешкод, а також величиною загасання ланцюгів. Кабелі ВСК в/ч-5×2, ВСКП-5×2, СЭК, у яких кожна пара має екран, забезпечують кращу захищеність між ланцюгами, чим кабелі ТТВК, ПТРК і ТСКВ. Для багатьох сполучних ліній на військових вузлах зв'язку може також використовуватися кабель далекого зв'язку П-270.

Зведені дані за електричними параметрами кабелів далекого зв'язку наведені в таблиці 8.2, а за іншими, які були розглянуті вище – у таблиці 8.3.

Таблиця 8.2

Тип кабелю	f, кГц	R ₁ , Ом/км	L ₁ , мГн/км	C ₁ , мкФ/км	G ₁ , мкСм/км	α, Нп/км	β, рад/км
П-270	0,8	28,28	0,7330	0,0435	0,0804	35	0,08
	3,0	29,14	0,7628	0,0435	0,302	44,5	0,25
	10	33,80	0,7620	0,0435	1,004	54,3	0,60
	16	36,16	0,7610	0,0435	1,610	61,4	0,72
	60	45,77	0,7410	0,0435	6,030	92,6	3,81
П-296 (Δf = 0–252 кГц)	1	53			0,0002	0,08	
	2					0,11	
	6					0,165	
	12					0,2	
	30					0,24	
	60					0,252	

Таблица 8.3

Тип кабелю	f, кГц	R ₁ , Ом/км	L ₁ , мГн/км	C ₁ , нФ/км	G ₁ , мкСм/км	α, Нп/км	β, рад/км
П-274М	0,3	115,6	3,50	36,3	0,45	0,062	0,058
	0,8	116,0	2,35	36,2	1,1	0,085	0,102
	3,0	117,0	1,23	35,1		0,182	0,213
	16	122,6	1,06	32,6	12,0	0,301	0,667
ТТВК- 5×2	0,3	90				0,080	0,080
	1,0		0,72	78	16	0,160	0,180
	3,0					0,270	0,320
	15	105				0,430	0,740
ПТРК	1,0	90	0,7	45	1,5	0,117	0,12
	2,0					0,165	0,17
	5,0					0,243	0,27
	15	100				0,329	0,50
ТСКВ	0,3	90				0,085	
	1,0		0,6	138	22	0,190	0,18
	3,0					0,322	
	15	105				0,510	
ВСК в/ч	0,8	45	0,65	135	27	0,110	0,120
	3,0					0,190	0,251
	30					0,453	1,70
	50	50				0,525	2,10
ВСКП	0,8	70	0,65	169	0,76	0,135	0,05
	3,0					0,195	0,17
	30					0,360	1,40
	60	75				0,402	2,69

Список рекомендованої літератури

1. Астраханцев Л.Н. и др. Военные системы многоканальной электросвязи. – Л.: ВАС, 1973. – 476с.
2. Котенко В.В. Проводные линии связи. – ХВВАУС, 1981. – 60с.

З М І С Т

Передмова.....	3
Введення.....	5
Розділ 1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ.....	7
1.1. Принцип передачі повідомлень на відстань. Узагальнена структурна схема системи електрозв'язку... 7	
1.2. Класифікація систем і ліній передачі інформації.....	9
1.3. Показники ефективності систем електрозв'язку. Основні види систем передачі інформації.....	12
<i>Список рекомендованої літератури.....</i>	<i>17</i>
Розділ 2. КАНАЛИ ЗВ'ЯЗКУ З АНАЛОГОВИМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦІЇ.....	18
2.1. Канали зв'язку з лінійною модуляцією сигналів.....	18
2.1.1. Канали зв'язку з амплітудною модуляцією сигналів(АМ).....	18
2.1.2. Канали зв'язку з одnobічним передаванням повідомлень(ОБП).....	20
2.1.3. Компресія мовних сигналів.....	23
2.2. Канали зв'язку з нелінійною модуляцією сигналів.....	26
2.3. Завадостійкість каналів зв'язку з аналоговою модуляцією сигналів.....	30
2.4. Порівняльна характеристика та області застосування різних видів модуляцій.....	32
<i>Список рекомендованої літератури.....</i>	<i>33</i>
Розділ 3. ЦИФРОВІ КАНАЛИ ЗВ'ЯЗКУ.....	34
3.1. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку.....	34
3.1.1. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку при амплітудній маніпуляції сигналів.....	36
3.1.2. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку при частотній маніпуляції сигналів.....	39
3.1.3. Когерентні та квазікогерентні канали зв'язку при фазовій та відносній фазовій маніпуляції сигналів.....	44
3.2. Некогерентні цифрові канали зв'язку при амплітудній, частотній та фазовій маніпуляції сигналів.....	50
<i>Список рекомендованої літератури.....</i>	<i>55</i>
Розділ 4. СПОСОБИ ІМПУЛЬСНОЇ ПЕРЕДАЧІ БЕЗПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ.....	56

4.1. Види модуляції в системах імпульсної передачі безперервних повідомлень.....	56
4.2. Дискретизація сигналів за часом.....	57
4.3. Амплітудно-імпульсна, широтно-імпульсна, фазо-імпульсна і частотно-імпульсна модуляції сигналів.....	60
<i>Список рекомендованої літератури.....</i>	<i>68</i>
Розділ 5. СПОСОБИ ЦИФРОВОЇ ПЕРЕДАЧІ БЕЗПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ.....	69
5.1. Квантування повідомлень за рівнями.....	69
5.2. Системи зв'язку з імпульсно-ковою модуляцією(ІКМ)..	71
5.3. Системи зв'язку з диференціальною імпульсно-ковою модуляцією(ДІКМ).....	74
5.4. Системи зв'язку з дельта-модуляцією(ДМ).....	76
5.5. Порівняльна характеристика цифрових систем передачі безперервних повідомлень.....	78
<i>Список рекомендованої літератури.....</i>	<i>80</i>
Розділ 6. СИСТЕМИ ТЕЛЕФОННОГО, ТЕЛЕГРАФНОГО ЗВ'ЯЗКУ ТА ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ.....	81
6.1. Основи телефонії.....	81
6.1.1. Акустичний сигнал, його характеристики.....	81
6.1.2. Принцип передачі мови на відстань. Перетворення акустичного сигналу в електричний та зворотне перетворення.....	83
6.1.3. Телефонний сигнал. Основні параметри та характеристики телефонних сигналів.....	86
6.2. Основи телеграфії.....	90
6.2.1. Основи телеграфного зв'язку. Коди телеграфування.....	91
6.2.2. Основні способи передачі телеграфних сигналів та їх характеристики.....	94
6.2.3. Основні показники ефективності систем телеграфного зв'язку.....	98
6.3. Системи передачі даних.....	100
6.3.1. Системи передачі даних без зворотного зв'язку.....	101
6.3.2. Системи передачі даних з вирішуючим зворотнім зв'язком (ВЗЗ).....	104
6.3.3. Системи передачі даних з інформаційним та комбінованим зворотними зв'язками (ІЗЗ та КЗЗ)...	106

Список рекомендованої літератури	108
Розділ 7. ОСНОВИ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ..	109
7.1. Принципи побудови багатоканальних систем передачі інформації.....	109
7.1.1. Структурна схема багатоканальної системи передачі (БКСП) інформації. Основні поняття та визначення.....	109
7.1.2. Принципи багатоканального електрозв'язку.....	110
7.1.3. Уніфікація каналів передачі інформації. Канали тональної частоти, їх характеристики.....	111
7.2. Багатоканальні системи передачі з частотним розподілом каналів (ЧРК).....	118
7.2.1. Метод формування каналних сигналів у системах передачі з частотним розподілом каналів.....	118
7.2.2. Способи формування стандартних груп сигналів у системах передачі з частотним розподілом каналів. Типові канали зв'язку.....	120
7.2.3. Структура апаратури каналоутворення систем передачі з частотним розподілом каналів.....	122
7.3. Багатоканальні системи передачі з часовим розподілом каналів.....	125
7.3.1. Часовий розподіл каналів. Структурна схема системи передачі з часовим розподілом каналів.....	125
7.3.2. Види модуляції сигналів в системах передачі з часовим розподілом каналів.....	127
7.3.3. Синхронізація в системах передачі з часовим розподілом каналів.....	130
7.4. Вторинне ущільнення ліній зв'язку.....	132
7.5. Асинхронно-адресні системи зв'язку (ААСЗ).....	135
Список рекомендованої літератури	139
Розділ 8. ДРОТОВІ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ	140
8.1. Класифікація дротових ліній зв'язку.....	140
8.2. Електричні параметри ланцюгів дротових ліній зв'язку... ..	141
8.2.1. Первинні і вторинні параметри ланцюгів дротових ліній зв'язку.....	142
8.2.2. Взаємний вплив між ланцюгами дротових ліній зв'язку.....	147
8.3. Основні параметри дротових каналів і трактів систем	

зв'язку.....	149
8.3.1. Загальні положення про нормування електричних параметрів каналів систем зв'язку.....	151
8.3.2. Часткові параметри лінійних трактів систем передачі.....	153
8.3.3. Узагальнені параметри лінійних трактів систем передачі. Методика оцінки якості каналів зв'язку...	160
8.3.4. Параметри цифрових каналів зв'язку.....	163
8.4. Методи збільшення дальності електропровідного зв'язку.....	166
8.5. Постійні та польові кабелі зв'язку.....	168
<i>Список рекомендованої літератури.....</i>	<i>177</i>

Редактор Тріфонова Л.Д.
Обсяг ум. друк. арк. 11,4.
Друк. XI ВПС Зам. _____