

ХАРКІВСЬКИЙ ІНСТИТУТ ВПС

БОНДАРЕНКО І.М.

СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Книга 2, частина 1
РАДІОЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ

Навчальний посібник

Харків
2003

УДК 621.396.2

Бондаренко І.М.

Системи радіозв'язку. Кн.2, ч.1. Радіолінії зв'язку: Навч. посібник. – Харків.: ХІ ВПС, 2003. – 162с.

У посібнику розглянуто основні питання, які пов'язані з побудовою та функціонуванням систем радіозв'язку. Описано основні принципи побудови систем УКХ та КХ зв'язку, радіорелейних і тропосферних ліній зв'язку, супутникових систем зв'язку, розглянуто методи підвищення ефективності засобів зв'язку.

Ілюстрацій – 63. Таблиць – 3.

Передмова.

Даний посібник є другою книгою навчального посібника “Системи радіозв’язку”, який базується на матеріалах, передбачених для вивчення з дисципліни “Системи радіозв’язку”.

У книзі 1 – “Системи електрозв’язку” були розглянуті загальні питання, які пов’язані з побудовою та функціонуванням систем електропровідного й радіозв’язку: основні визначення стосовно систем передачі інформації, методи модуляції і маніпуляції сигналів, способи аналогової, імпульсної та цифрової передачі повідомлень, принципи побудови і характеристики систем телефонного й телеграфного зв’язку та передачі даних, принципи побудови систем багатоканального зв’язку, характеристики дротових і кабельних ліній зв’язку. Основна увага при цьому приділялася системам електропровідного зв’язку.

Книга 2 присвячена в основному розгляду питань, які пов’язані з побудовою і функціонуванням систем та мереж радіозв’язку. Вона складається з двох частин.

Перша частина (даний посібник) присвячена розгляду систем радіозв’язку і містить шість розділів. У перших двох розглянуті питання щодо класифікації систем радіозв’язку та особливостей побудови систем УКХ і КХ зв’язку. Три наступних розділи присвячені розгляду особливостей побудови радіорелейних, тропосферних та супутникових систем зв’язку відповідно. В останньому, шостому, розділі першої частини обговорюються можливі методи підвищення ефективності засобів радіозв’язку.

У другій частині розглядаються основні принципи побудови і функціонування мереж зв’язку.

У випадку, коли в даному посібнику виникає необхідність згадати питання, які вже були розглянуті у книзі 1 (тобто у попередньому посібнику “Системи електрозв’язку”), детальний їх опис не проводиться і даються посилання на відповідні розділи книги 1.

При створенні посібника малось на меті не тільки допомогти курсантам при вивченні питань курсу “Системи радіозв’язку”, а також дати можливість усім бажаючим, хто цікавиться питаннями, які розглядаються у цьому посібнику, придбати початковий рівень знань для подальшого їх детального вивчення.

Посібник також може бути корисним при вивченні питань, які розглядаються в дисциплінах: “Авіаційні системи радіозв’язку”, “Системи

передачі інформації по авіаційних каналах радіозв'язку”, “Військова техніка авіаційного радіозв'язку”.

Посібник не претендує на всеосяжний розгляд питань електрозв'язку, радіозв'язку та систем передачі інформації взагалі. У випадку необхідності більш повного ознайомлення з питаннями, які 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

Система радіозв'язку призначена для передачі інформації на відстань за допомогою радіосигналів.

Інформація, висловлена у визначеній формі і являє собою повідомлення, що підлягає передачі на відстань. Для надання інформації використовується яка-небудь мова, яка характеризується сукупністю знаків і правилами їхнього застосування. Сукупність знаків, що містять деяку інформацію, і є повідомленням. Повідомлення може бути безперервним (аналоговим) і дискретним.

Для передачі інформації в системі радіозв'язку повідомлення необхідно перетворити у первинний електричний сигнал. Наприклад, звуковий тиск при передачі мовних повідомлень перетвориться мікрофоном в електричну напругу.

Перетворення дискретних первинних електричних сигналів у комбінації елементарних сигналів називається кодуванням.

Первинний електричний сигнал є, як правило, низькочастотним і його неможливо ефективно випромінювати в середовищі поширення радіохвиль. Тому він повинен бути перетворений у високочастотний сигнал, який називається радіосигналом.

Перетворення первинного електричного сигналу в радіосигнал здійснюється шляхом зміни одного чи декількох параметрів несучої радіочастоти. Процес зміни одного чи декількох параметрів несучої частоти відповідно до змін параметрів переданого первинного електричного сигналу (повідомлення) називається модуляцією. Якщо модуляція здійснюється дискретними сигналами, то її, як правило, називають маніпуляцією.

Таким чином, при передачі повідомлень на передавальній стороні здійснюється сукупність операцій: первинне перетворення, кодування, модуляція, посилення і випромінювання.

На прийомній стороні здійснюються зворотні операції: прийом радіохвиль, посилення і фільтрація ВЧ коливань, демодуляція, декодування й перетворення сигналу у повідомлення.

Джерело й одержувач повідомлення, технічні пристрої, що забезпечують передачу повідомлень (сигналів), а також середовище поширення радіохвиль складають систему радіозв'язку.

Характерною рисою системи радіозв'язку є переключування сигналів за рахунок перешкод. Внаслідок цього до одержувача надходить повідомлення, яке у загальному випадку відрізняється від переданого і є лише його оцінкою.

Розділ 1. ЗАГАЛЬНІ ВИЗНАЧЕННЯ

1.1. Системи зв'язку, їх класифікація. Особливості систем радіозв'язку різних діапазонів довжин хвиль

Середовище поширення радіохвиль між передавальною і приймальною антенами називається лінією радіозв'язку.

Лінія радіозв'язку і сукупність технічних засобів, що забезпечують передачу сигналів від джерела повідомлень до одержувача, називається каналом радіозв'язку.

Таким чином, структурна схема системи радіозв'язку буде мати вигляд, показаний на рис.1.1.

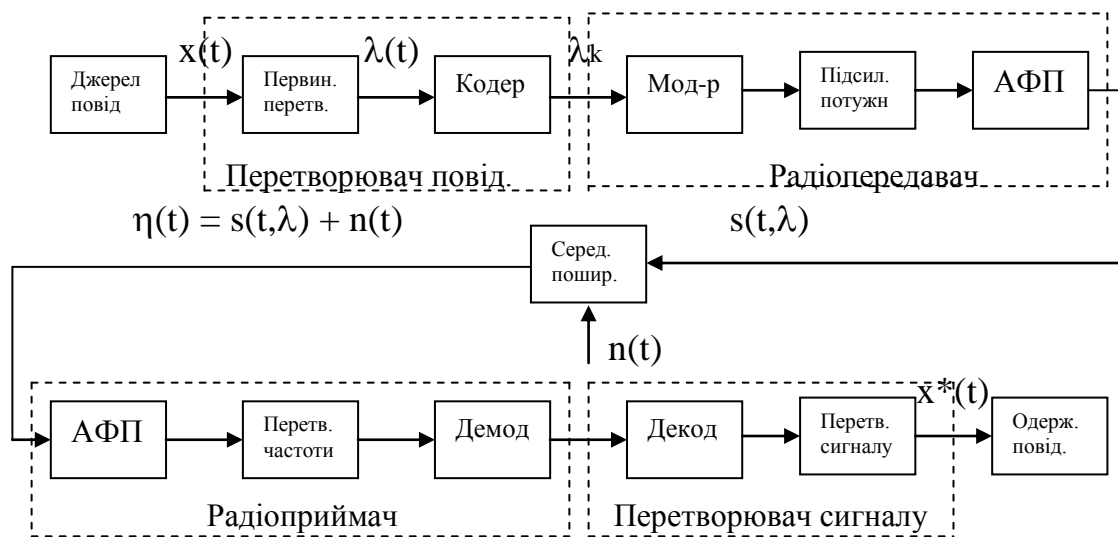


Рис.1.1

Класифікація систем радіозв'язку проводиться за різними параметрами і характеристиками.

За діапазоном робочих частот (радіохвиль):

- кілометрові (довгохвильові) 1...10 км (30...300 кГц);
- гектаметрові (середньохвильові) 100...1000 м (300 кГц...3 МГц);
- декаметрові (короткохвильові) 10...100 м (3...30 МГц);
- метрові 1...10 м (30...300 МГц);

- дециметрові 10...100 см (300 МГц...3 ГГц);
- сантиметрові 1...10 см (3...30 ГГц);
- міліметрові 1...10 мм (30...300 ГГц);
- дециміліметрові 0,1...1 мм (300... 3000 ГГц).

Радіохвилі діапазонів дециметрових, сантиметрових, міліметрових і дециміліметрових хвиль часто називають діапазоном ультракоротких хвиль (УКХ).

За видом радіоліній зв'язку, що використовуються:

- системи радіозв'язку прямої видимості;
- тропосферні системи радіозв'язку;
- іоносферні системи радіозв'язку;
- космічні (супутникові) системи радіозв'язку;
- системи радіорелейного зв'язку.

За видом переданих повідомлень:

- телефонного зв'язку;
- телеграфного зв'язку;
- телевізійного і факсимільного зв'язку;
- системи передачі даних.

За видом радіосигналів:

- аналогові системи радіозв'язку;
- цифрові системи радіозв'язку;
- імпульсні системи радіозв'язку.

Розрізняють аналогові, цифрові й імпульсні системи радіозв'язку і за видом модуляції (класами випромінювань):

- A0 – немодульована несуча;
- A1 – амплітудна маніпуляція;
- A2 – амплітудна тональна маніпуляція;
- A3 – амплітудна модуляція;
- A3A – однобічна модуляція з ослабленою несучою;
- A3H – однобічна модуляція з повною несучою;
- A3J – однобічна модуляція з подавленою несучою;
- F1 – частотна маніпуляція;
- F2 – частотна тональна маніпуляція;
- F3 – частотна модуляція;
- F6 – подвійна частотна маніпуляція;
- F9 – відносна фазова маніпуляція;
- P0 – імпульси з ВЧ заповненням без модуляції;
- P3D – амплітудно-імпульсна модуляція;
- P3E – широтно-імпульсна модуляція;

P3F – фазоімпульсна модуляція;

P3G – імпульсно-кодова модуляція.

За значенням бази радіосигналу:

– вузькосмугові системи радіозв'язку;

– широкосмугові системи радіозв'язку.

Базою радіосигналу називається відношення ширини спектра модульованого радіосигналу щодо ширини спектра сигналу, що модулює, (чи до мінімально необхідної смуги частот для передачі сигналу, який модулює).

Широкасмуговою називається система радіозв'язку, база радіосигналу якої істотно більше одиниці.

За кількістю одночасно переданих повідомлень:

– одноканальні;

– багатоканальні.

За характером обміну повідомленнями:

– симплексні;

– дуплексні.

За ступенем захисту переданої інформації:

– системи відкритого зв'язку;

– системи закритого (засекреченого) зв'язку.

За ступенем автоматизації обміну інформацією:

– автоматичні;

– автоматизовані;

– неавтоматизовані.

Наведена класифікація не є вичерпною і не враховує, наприклад, ряд тактичних ознак, покладених в основу організації зв'язку (мобільність, дальність зв'язку і т.п.).

1.2. Вимоги до систем радіозв'язку і критерії їх оцінювання

Кількісною мірою якості системи радіозв'язку, як складної системи, є критерій ефективності.

Ефективність системи радіозв'язку оцінюється ступенем її технічної досконалості з урахуванням економічних показників.

Складна система описується сукупністю показників (часткових критеріїв ефективності).

На практиці порівняння системи виконують за одним найбільш істотним критерієм, а на інші накладаються обмеження.

Основними з часткових критеріїв ефективності (вимог) щодо систем радіозв'язку є достовірність, оперативність, завадостійкість і надійність зв'язку.

Достовірність зв'язку характеризує здатність системи зв'язку забезпечити відтворення переданих повідомлень у пунктах прийому із заданою точністю. Критерії оцінки достовірності зв'язку визначаються видом переданих повідомлень. Достовірність передачі мовних повідомлень кількісно оцінюється показником артикуляції (розбірливості), що являє собою виражену у відсотках частку правильно прийнятих елементів мови (фраз, слів, звуків) від загального числа переданих. Достовірність передачі цифрових повідомлень може оцінюватися ймовірністю правильного прийому (чи, навпаки, ймовірністю помилки) кодових комбінацій первинного коду. У сучасних автоматизованих системах керування припустима ймовірність помилки знаходиться в межах від 10^{-5} до 10^{-9} , системах телеграфного зв'язку $10^{-3} \dots 10^{-4}$.

Оперативність (своєчасність) зв'язку визначає здатність системи зв'язку забезпечити прийом і доставку повідомлень чи ведення переговорів у терміни, обумовлені потребами керування. Оперативність зв'язку може оцінюватися ймовірністю того, що повідомлення буде цілком доставлено адресату протягом часу не більше заданого.

Завадостійкість зв'язку – це властивість системи зв'язку виконувати поставлені завдання щодо передачі повідомлень в умовах впливу усіх видів перешкод. Для кількісної оцінки завадостійкості дуже часто використовують критерії достовірності передачі повідомлень.

Під надійністю зв'язку розуміємо властивість системи зв'язку виконувати поставлені завдання щодо передачі повідомлень, зберігаючи протягом заданого проміжку часу значення основних характеристик (наприклад, достовірності передачі) в заданих межах. Найпростішими оцінками апаратурної надійності є ймовірність відмови за обговорений інтервал часу, середній час наробітку на відмову і т.п.

1.3. Загальні відомості про системи ультракороткохвильового зв'язку (УКХ)

Відповідно до наведеної вище класифікації до систем УКХ радіозв'язку відносяться зв'язні системи, що працюють у діапазонах довжин хвиль від дециміліметрового до дециметрового. У цьому діапазоні працюють системи радіорелейного, тропосферного, космічного зв'язку, а також командного авіаційного радіозв'язку.

Особливістю УКХ діапазону є те, що його хвилі мають незначну дифракцію навколо Землі й основних неоднорідностей земної поверхні і атмосфери. Тому передача радіосигналів у цьому діапазоні можлива тільки в межах прямої видимості.

На поширення дециметрових, сантиметрових, міліметрових хвиль істотно впливають нижні шари атмосфери. Дощ, хмари і туман поглинають та розсіюють радіохвилі коротше 10 см. Сантиметрові й більш короткі хвилі поглинаються молекулами газів, що входять до складу повітря, і парами води на визначених дискретних частотах. Загальна залежність умов поширення електромагнітних хвиль від довжини хвилі в земних умовах характерна тим, що найменше поглинаються хвилі від 10 см до 5 м. Більш короткі сантиметрові й міліметрові хвилі сильно поглинаються тропосферою, а більш довгі – іоносферою і поверхнею Землі. Для збільшення дальності прямої видимості широко застосовуються штучні супутники Землі.

1.4. Особливості побудови систем радіозв'язку прямої видимості

Системи радіозв'язку прямої видимості забезпечують ближній зв'язок (у межах прямої видимості) літаків з наземними пунктами керування, зв'язок між літаками, які знаходяться в повітрі, а також зв'язок між наземними радіостанціями. Вони працюють, як правило, у метровому і дециметровому діапазонах хвиль.

Дальність прямої видимості з урахуванням сферичності Землі визначається за формулою:

$$D = 3,75(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1.1)$$

де D – дальність прямої видимості в км; h_1 і h_2 – висота підйому антен передавальної і приймальної радіостанцій у метрах.

У розглянутих системах зв'язок здійснюється наземним променем, що внаслідок тропосферної рефракції деякою мірою обгинає земну поверхню. Тому дальність зв'язку досягається трохи більше дальності прямої видимості і визначається за формулою:

$$D_{\text{макс}} = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (1.2)$$

Вхідні в цю формулу величини мають такий же зміст і розмірність, що й у випадку (1.1).

Таким чином, для забезпечення зв'язку на задану дальність необхідно певним чином вибрати висоту приймальної і передавальної антен, а також розрахувати потужність передавача й інші параметри системи так, щоб забезпечити задане відношення сигнал/шум на вході

приймача. Якщо здійснюється зв'язок літака з наземною станцією, то максимальна дальність зв'язку визначається висотою польоту літака і висотою підйому наземної антени. У випадку зв'язку між літаками, що знаходяться у повітрі, h_1 і h_2 мають значення висот польоту літаків, які беруть участь у зв'язку.

Дальність наземного радіозв'язку для антенних систем, які використовуються на практиці, не перевищує 40...50 км. Для збільшення дальності, особливо наземного зв'язку, радіостанції, як правило, розміщують на височинах, штучних пагорбах і т.п.

Потужність літакових передавачів вибирається за умови забезпечення дальності зв'язку до 500...600 км. На літаках далекої і військово-транспортної авіації, крім радіостанцій ближнього зв'язку, встановлюються радіостанції далекого зв'язку, які забезпечують радіозв'язок на повний радіус дії літака.

В авіаційних системах зв'язку прямої видимості використовуються, як правило, підняті над Землею антени. У наземних радіостанціях для досягнення необхідної дальності зв'язку антени розміщуються на щоглах на висоті від десяти метрів і більше, антени літакових УКХ радіостанцій у принципі відносяться до групи піднятих антен. Практично висота підйому антен у кілька разів більша довжини робочої хвилі. У цьому випадку напруженість електричного поля в місці розташування прийомної антени можна знайти методом геометричної оптики як результат інтерференції прямого променя і променя, відбитого від земної поверхні. Діюче значення результуючої напруженості поля буде при цьому визначатися формулою:

$$E = \frac{173\sqrt{PG}}{r} \sqrt{1 + 2R \cos\left(\Theta + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right) + R^2}, \quad (1.3)$$

де P – потужність у кВт, випромінювана передавальною антеною; G – коефіцієнт спрямованості передавальної антени; r – відстань у км між проекціями передавальної і приймальної антен на земну поверхню; Δr – різниця ходу прямого і відбитого променів; R – модуль коефіцієнта відображення; Θ – кут втрати фази при відображенні; λ – довжина робочої хвилі.

Різниця ходу променів визначається вираженням $\Delta r \approx 2h_1h_2/r$, у якому h_1 і h_2 – висоти підйому передавальної і приймальної антен. Для обчислення R і Θ можна скористатися наявними в літературі графіками $R = f_1(\gamma)$ і $\Theta = f_2(\gamma)$, складеними для сухого і вологого ґрунту, морської води, горизонтальної та вертикальної поляризації хвилі. Кут ковзання відбитого променя щодо поверхні землі визначається за вираженням $\text{tg}\gamma = (h_1 + h_2)/r$.

Необхідно відзначити наступні особливості систем радіозв'язку прямої видимості, обумовлені в основному використанням метрового і дециметрового діапазонів радіохвиль. Вони забезпечують високу стійкість зв'язку, оскільки характер поширення радіохвиль слабо залежить від часу доби і року, метеорологічних умов, особливо при роботі на частотах не вищих 3 ГГц. Поглинання в атмосфері, як показує практика, порівняно невелике. Значні поглинання в опадах, а також молекулярні поглинання спостерігаються лише в сантиметровому й у більш короткохвильових діапазонах. Основним видом перешкод радіозв'язку в метровому і дециметровому діапазонах є космічні шуми і внутрішні шуми апаратури, а також перешкоди, що створені іншими радіостанціями. Порівняно слабка схильність щодо перешкод порозумівається ще й тим, що на таку систему діють тільки перешкоди, джерела яких знаходяться в межах прямої видимості прийомним пристроєм даної системи. За цією ж причиною також мають місце визначені труднощі в створенні до таких систем навмисних перешкод. Перешкодозахищеність може бути поліпшена також тим, що в розглянутих системах можливе застосування антен спрямованої дії, особливо в системах наземного зв'язку. У системах зв'язку прямої видимості слабо виявляється мультиплікативна перешкода, оскільки зв'язок ведеться в основному прямим променем, хоча при зв'язку між літаками цей вид перешкоди впливає на якість зв'язку, оскільки на вхід приймача діє, крім прямого променя, відбитий від земної поверхні сигнал.

Важливою особливістю цих систем зв'язку є також і те, що вони забезпечують досить надійну передачу інформації з великою швидкістю (до декількох тисяч біт/с), що дуже важливо для здійснення швидкодіючого цифрового зв'язку. Також можливе використання в цих системах ширококутових сигналів, багатоканальних способів передачі інформації, а також перестроювання приймально-передавальної апаратури в широкому діапазоні частот.

Порівняно малі габарити і маса УКХ апаратури, можливість застосування антен з невеликим аеродинамічним опором та малими розмірами забезпечили широке використання цих систем для повітряного радіозв'язку. До складу бортового радіозв'язкового устаткування будь-якого літака і вертольота, як правило, входить радіостанція метрового чи дециметрового діапазону, що забезпечує ближній зв'язок літака з наземними пунктами і між літаками. Основним недоліком систем радіозв'язку прямої видимості є обмежена дальність дії. Тому на лініях великої довжини виникає необхідність робити ретрансляцію сигналів. Класичним прикладом системи зв'язку з ретрансляцією є система радіорелейного

зв'язку, яка використовується в авіації для організації наземного радіозв'язку на дециметрових і більш коротких хвилях.

Ретрансляція сигналів широко використовується також у мережах повітряного радіозв'язку з метою збільшення дальності зв'язку за межі прямої видимості, забезпечення зв'язку низьколітаючих літаків між собою і з наземними пунктами керування. У цьому випадку ретранслятор, як правило, встановлюється на борту літального апарата, який здійснює політ у заданому районі. Ретрансляційна апаратура забезпечує прийом, перетворення, посилення і наступну передачу радіосигналів при симплексному й дуплексному двосторонньому радіозв'язку між кінцевими пунктами радіолінії. Керування бортовою апаратурою ретрансляторів виробляється дистанційно з наземних пунктів чи оператором на борту літака.

У даний час широко використовуються для організації далекого зв'язку на метрових і більш коротких хвилях системи, робота яких заснована на ефекті далекого поширення радіохвиль за рахунок тропосферного й іоносферного розсіювання чи відбиття від іонізованих слідів метеорів.

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. Электросвязь. Введение в специальность. Учебное пособие для вузов./ В.Г.Дурнев и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240с.
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.

Розділ 2. ВУЗЬКОСМУГОВІ СИСТЕМИ ДАЛЬНЬОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ ДІАПАЗОНУ КОРОТКИХ ХВИЛЬ (КХ)

Для зв'язку між наземними пунктами управління, а також з літаками на великі відстані (до декількох тис. кілометрів) застосовуються авіаційні системи радіозв'язку короткохвильового (декаметрового) діапазона.

2.1. Особливості поширення радіохвиль декаметрового діапазону

На висотах більше 60 км під дією ультрафіолетового і рентгенівського випромінювання Сонця спостерігається дисоціація та іонізація молекул повітря, тобто спостерігається частковий розклад молекул азоту, кисню й інших на атоми, а також розщеплення нейтральних молекул і атомів на позитивно заряджені іони й негативно заряджені вільні електрони. Число вільних електронів в одиниці об'єму повітря на різних висотах різне. На малих висотах (до 60 км) воно мале, тобто сюди надходять більш ослаблені ультрафіолетові й рентгенівські промені, а на великих (більше 400 км) воно мале за рахунок малої густини газу. Тому найбільша концентрація вільних електронів спостерігається у шарах атмосфери на висотах від 60 до 300...400 км. Ці шари атмосфери називають іоносферою. Вище 400 км пролягає зовнішня атмосфера – екзосфера.

Практично виявляють не один, а декілька максимумів іонізації, які прийнято називати шарами іоносфери. У день в атмосфері утворюється чотири шари іонізації: D, E, F₁ і F₂. Кожен з них, в залежності від часу й інших параметрів, має власну критичну частоту, яка визначає особливості поширення й відбиття електромагнітних хвиль декаметрового діапазона.

Шар D розташований на висоті 60 – 80 км і є самим низьким шаром іоносфери. Він існує тільки удень, а уночі зникає. Критична частота цього шару складає 0,1 – 0,7 МГц.

Шар E розташований на висоті 100 – 130 км, причому його висота мало залежить від часу доби і року. Критична частота шару E змінюється від 3 – 4 МГц удень до 0,6 МГц уночі.

Шар F розташований на висоті 250 – 400 км. У денний час він розпадається на два шари: F₁ на висоті 200 – 230 км та F₂ на висоті 300 – 400 км. Шар F₁ за своїми властивостями схожий на шар E. Критична частота шару F₂ складає 4 – 6 МГц. У нічний час існує тільки єдиний шар F, критична частота якого складає біля 4,5 МГц. Тобто у нічні часи шар F₁ зникає, а у інших шарах концентрація електронів знижується. Концентрація вільних електронів у іоносфері залежить від часу і сезону,

а також і від сонячної активності. Підвищення сонячної активності супроводжується стрибкоподібною зміною ступеня іонізації, а також появою іоносферних магнітних бур, які призводять до порушення радіозв'язку, особливо в полярних районах Землі.

Електромагнітна хвиля при своєму поширенні в іонізованому середовищі призводить до руху вільні електрони. Електрони, які рухаються, перевипромінюють ЕМП. Це поле, яке взаємодіє з полем хвилі, змінює фазову швидкість її поширення в іоносфері. Таким чином, коефіцієнт заломлення іоносфери відрізняється від коефіцієнта заломлення повітря. Вільні електрони, які виконують коливальний рух, зустрічаються з іншими частками, що збільшують їх повну енергію. Таким чином, частина енергії радіохвилі розподіляється на підігрів іоносфери.

Якщо знехтувати зустрічами вільних електронів з нейтральними молекулами, тобто тепловими втратами в іоносфері, то коефіцієнти заломлення іоносфери можна визначити за формулою:

$$n(h) = \sqrt{1 - \frac{80,8N_e(h)}{f^2}}, \quad (2.1)$$

де $N_e(h)$ – число вільних електронів, f - частота електромагнітних коливань.

Коефіцієнт заломлення залежить від електронної концентрації, яка в свою чергу залежить від висоти та частоти електромагнітних коливань. Чим більше $N_e(h)$ і чим менше f , тим ближче величина $n(h)$ до нуля. Для заданої концентрації електронів можна вказати таку частоту $f_{кр}$, при якій коефіцієнт заломлення доходить до нуля. Цю частоту називають критичною частотою іонізованого шару:

$$f_{кр} = \sqrt{80,8N_e(h)}, \quad (2.2)$$

і вона часто використовується для характеристики іонізованого шару замість електронної концентрації.

Коефіцієнт заломлення іоносфери менше одиниці. Таким чином, іоносфера є оптично меншим щільним середовищем, ніж повітря. При паданні променя із оптично більшої густини середовища в оптично меншу густину, починаючи з деякого межового кута, починається явище повного внутрішнього відбиття. Якщо прийняти коефіцієнт заломлення повітря рівним одиниці, то коефіцієнт заломлення іоносфери рівний відношенню синуса кута падіння φ до синуса кута заломлення θ :

$$n = \sin \varphi / \sin \theta$$

Значення межового кута падіння визначається за умовою, що кут заломлення $\theta = \pi/2$, тобто

$$\sin \varphi_M = n, \quad (2.3)$$

де φ_M – межовий кут падіння.

Для всіх кутів падіння $\varphi > \varphi_M$ промені відбиваються від іоносфери.

Використовуючи (2.1), (2.3) знаходимо:

$$\sin \varphi_M = \sqrt{1 - \frac{80,8N_e}{f^2}},$$

або

$$\sin \varphi_M = \sqrt{1 - f_{кр}^2 / f^2}.$$

Це показує, що від іонізованого шару з критичною частотою $f_{кр}$ відбиваються ЕМХ частотами f , які менше, ніж $f_{кр}$, якщо вони падають на іонізований шар під кутом φ_M . Радіохвилі частоти f , яка більша частоти, що дорівнює $f_{кр}$, проходять крізь іонізований шар, падаючи на нього під тим самим кутом φ_M .

Хвилі, які відбиваються від іоносфери й повертаються до Землі називають просторовими хвилями. Принцип зв'язку з урахуванням властивостей іоносфери можна з'ясувати за допомогою рис.2.1.

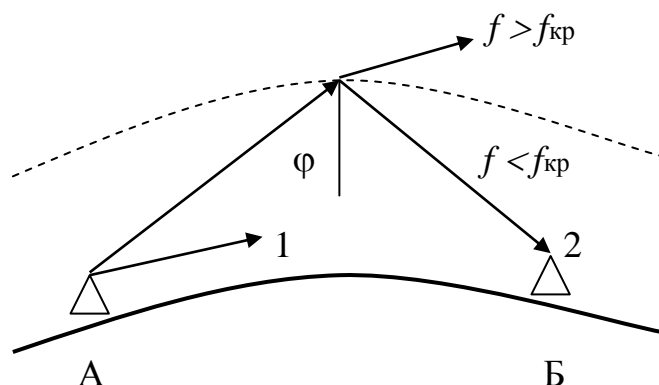


Рис.2.1

Відмічені властивості земної поверхні та іоносфери по-різному впливають на поширення радіохвиль різних діапазонів.

Наддовгі і довгі хвилі ($\lambda > 1000$ м) можуть огинати земну кулю, поверхня якої для цих хвиль є хорошим провідником. Однак на цих хвилях зв'язок між пунктами, які знаходяться за кордонами прямої видимості, можливий не тільки за рахунок дифракції, але і дякуючи відбиттям хвиль від шарів Е або Д у денні часи. Концентрація вільних електронів у шарі Е (у денні часи і у шарі Д) є достатньою для того, щоб цей шар відбивав довгі хвилі. Тому ДХ поширюються шляхом багаторазових відбивань від шару Е й від поверхні Землі на великі відстані за кордони прямої

видимості. Таким чином, ДХ використовуються в системах дальньої навігації й міжконтинентальних лініях телеграфного зв'язку, забезпечуючи стійкий, надійний зв'язок.

Довгі й особливо наддовгі хвилі можуть проникнути на декілька метрів у глибину моря або сухої поверхні. У межах ближнього щодо поверхні шару вони мало поглинаються, тому використовуються для зв'язку з підводними човнами, які знаходяться під водою, а також для підземного радіозв'язку.

Короткі хвилі можуть поширюватися у вигляді поверхневих та просторових хвиль. У діапазоні КХ зелена поверхня є поганим провідником, тому поверхнева хвиля на відстанях більше 150...200км настільки затухає, що прийом неможливий. Поглинання просторових хвиль у іоносфері зі збільшенням частоти зменшується, тому в КХ діапазоні вони широко використовуються для передачі сигналів на дуже великі відстані. КХ відбиваються шаром Д, у шарі Е вони слабо поглинаються. Властивості шару різко залежать від часу. Тому передача інформації на КХ характеризується у пункті прийому впродовж доби і року. Зв'язок між далекими пунктами виконується на хвилях різної довжини, в залежності від часу доби.

Удень для дальнього зв'язку застосовуються найбільш короткі хвилі КХ діапазона від 10 до 25м. При великих кутах падіння вони ще можуть відбиватись від шару Д й забезпечувати максимальну дальність передачі від 4000 км за одне відбиття від іоносфери (один “стрибок”). Можливі радіозв'язкові лінії, в яких використовується декілька “стрибків”. Хвилі, які мають довжину більше ніж 25 м, у денні часи сильно поглинаються у шарі Е, що вимагає збільшення потужності передавачів. Схема поширення КХ наведена на рис.2.2.

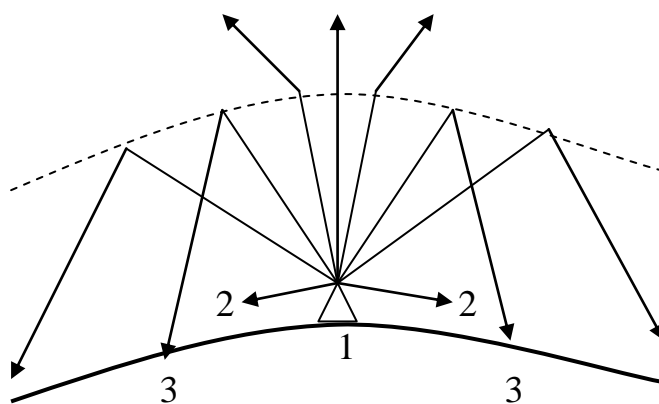


Рис.2.2

Уночі для дальнього зв'язку використовуються хвилі від 35 до 100м. Більш короткі хвилі у нічні години проходять через іоносферу навіть при пологому падінні на пласт F. Втрати у шарі E зменшуються, а шар D зникає.

У часи сходу та заходу Сонця для зв'язку використовуються проміжні хвилі від 25 до 35м. Різкого розмежування хвиль КХ діапазона на “денні” та “нічні” не існує. Для забезпечення цілодобового зв'язку між далекими пунктами на КХ використовуються графіки зміни хвиль. Умови зв'язку командних пунктів із сучасними літаками на КХ змінюються за час одного польоту.

Таким чином для безперервного зв'язку необхідно виконувати зміну робочих довжин хвиль у польоті за раніше складеним графіком.

Крім цього, при забезпеченні безперебійного радіозв'язку на КХ слід урахувати такі заважаючі явища, як завмирання сигналів, кругосвітня луна, а також наявність мертвих зон.

Завмирання сигналів, як вже відмічалось, пояснюється інтерференцією (накладенням) двох, або багатьох просторових хвиль, які надходять до пункту прийому від одного передавача, але різними шляхами, тому що вони відбиваються від різних ділянок шару F. Якщо хвилі додаються у фазі, виникає підсилення сигналу, проти фазі – гасіння (див. рис.2.3). Для боротьби із завмиранням застосовують одночасний прийом на декілька рознесених антен, передача та прийом сигналів одночасно на двох або більше робочих хвилях, на хвилях різної поляризації й т.п.

Явище кругосвітної радіолуни виникає за рахунок того, що КХ, коли мають слабе поглинання, можуть один або декілька разів огинати земну кулю, багаторазово відбиваючись від іоносфери і земної поверхні. Радіолуна створює завади у лініях зв'язку протягом більше 10 тис. км.

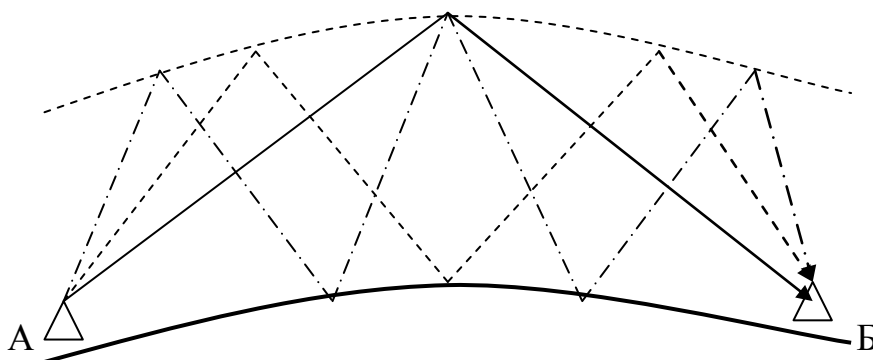


Рис.2.3

Мертвою зоною називається область простору, що розташована навколо передавача, де прийом сигналів неможливий. Поверхнева хвиля в цій зоні не з'являється із-за сильного поглинання у землі, а просторова хвиля, відбиваючись від шару F, падає на значно більшій відстані від передавача, ніж дальність поширення поверхневої хвилі. Просторові промені, падаючи на іоносферу під кутами, меншими ніж критичний кут падіння φ_m , не потерпають повного внутрішнього відбивання й відходять у космічний простір. Ширина мертвої зони змінюється від десятків до тисяч кілометрів.

Зв'язок на КХ піддається сильними порушенням через іоносферні завади, обумовлені явищами, що мають місце на Сонці. Активність Сонця періодично змінюється, причому тривалість циклу дорівнює 11 рокам.

2.2. Принципи побудови систем короткохвильового зв'язку

Характерною рисою КВ систем є те, що вони у значній мірі піддані шкідливому впливу мультиплікативної перешкоди, яка виникає в процесі поширення радіохвиль у іоносфері і виявляється у виді флуктуацій амплітуди і фази прийнятого сигналу. Спостерігаються швидкі й повільні завмирання.

Швидкі завмирання виникають переважно за рахунок інтерференції безлічі променів, що надходять у точку прийому, фаза яких внаслідок мінливості іонізованих шарів безперервно і випадковим чином змінюється. Амплітуда сигналу при цьому змінюється в десятки і навіть у сотні разів. Період завмирань коливається від десятих часток секунд до декількох секунд.

Повільні завмирання сигналу з періодом у кілька хвилин і більше зв'язані зі зміною поглинання радіохвиль у середовищі поширення, зміною неоднорідності іоносфери, а також обумовлені інтерференцією звичайного і незвичайного компонентів сигналу. Повільні зміни рівнів сигналу можуть перевищувати відповідні флуктуації при швидких завмираннях. Годинні, добові, сезонні періоди змін рівня сигналу найчастіше залежать від зміни освітленості іоносфери і поглинання в середовищі поширення.

При швидких завмираннях у точці прийому прийнятий сигнал можна представити у вигляді суми регулярної складової сигналу і безлічі розсіяних складових з випадковими амплітудами та фазами.

Наявність у каналах зв'язку завмирань, що прийнято називати мультиплікативною перешкодою, істотно знижує вірогідність передачі інформації у зв'язку з такими обставинами.

1. Під час сильного ослаблення сигналу якість зв'язку виходить неприпустимо низькою внаслідок малого відношення сигнал/шум. При цьому збільшення потужності передавача не дає помітного ефекту, оскільки окремі промені в точці прийому практично цілком придушують один одного, енергетичні втрати доходять до 20...30 дБ.

2. При фіксованих параметрах системи зв'язку, що включає канал з мультиплікативною перешкодою, бажана вірогідність передачі може бути досягнута з визначеною імовірністю. Ця імовірність P_d характеризує надійність зв'язку щодо вірогідності i , наприклад, для передачі цифрових сигналів визначає відносний час роботи системи, протягом якого імовірність помилки P_e знаходиться нижче якоїсь наперед заданої величини P_0 , тобто

$$P_d = P(P_e \leq P_0) \int_{A_0}^{\infty} P(V) dV, \quad (2.4)$$

де A_0 – значення амплітуди сигналу, якому відповідає імовірність помилки P_0 під час відсутності замирань. При такому способі для найбільш повної характеристики якості роботи КХ системи зв'язку вводиться коефіцієнт надійності P_d з вірогідності.

3. У КХ каналах дія мультиплікативної перешкоди призводить до інтенсивного групування помилок. Ця обставина знижує ефективність застосування коригувальних кодів, якщо попередньо не виконується декореляція символів у переданій послідовності.

4. Випадкові зміни початкової фази переданого сигналу практично затрудняють застосування в КХ системах фазової модуляції, а також когерентних способів обробки прийнятих сигналів.

5. Багатопроменеве поширення сигналів обмежує швидкість передачі цифрових сигналів. Особливо це виявляється у каналах зв'язку зі значними затримками променів відносно один одного. Якщо ці запізнювання порівняні з тривалістю робочого імпульсу, то останній у точці прийому перетворюється або в серію окремих імпульсів при дискретній багатопроменевості, або розтягнутий за часом імпульс – при дифузійній багатопроменевості. Швидкість передачі цифрових сигналів у КВ лініях зв'язку з цієї причини практично не перевищує 500...750 біт/с.

Відомо порівняно багато методів зниження впливу мультиплікативної перешкоди на якість роботи систем КХ радіозв'язку, починаючи від застосування традиційних схем автоматичного регулювання посилення в прийомних пристроях і закінчуючи реалізацією дуже складних алгоритмів адаптивної передачі й обробки сигналів.

Ефективним засобом підвищення завадостійкості КХ каналів із завмираннями є рознесений прийом. Принцип рознесеного прийому полягає в тому, що передане повідомлення на прийомній стороні відтворюється не за одним, а за двома чи декількома сигналами, що несуть однакову інформацію. Цими сигналами можуть бути сигнали різних передавачів, що працюють на різних частотах, чи сигнали одного передавача, прийняті на різні антени, рознесені у просторі чи за поляризацією. Можна рознести прийом за часом чи за кутом надходження променів. Необхідно підібрати такий ступінь рознесення, при якому завмирання рознесених сигналів будуть практично взаємно незалежними, і тому імовірність їхнього одночасного ослаблення буде значно менше імовірності ослаблення одного сигналу.

Найбільше поширення в практиці наземного авіаційного зв'язку одержав прийом на рознесені у просторі антени. Установлено, що при рознесенні антен на 10λ нормована кореляційна функція між сигналами не перевищує 0,6, а при рознесенні на 50λ - не перевищує 0,3. Частіше застосовується прийом на дві антени. Очевидно, просторове рознесення важко реалізувати при зв'язку з літальними апаратами через їхні обмежені розміри. У цьому випадку можна здійснити прийом на дві антени електромагнітних хвиль, поляризованих у взаємно перпендикулярних площинах. Коефіцієнт взаємної кореляції між такими сигналами лежить у межах 0,1...0,5, що дозволяє з досить високою ефективністю використовувати поляризаційне рознесення.

Частотне рознесення з ряду причин у авіаційних КХ системах зв'язку широкого поширення не одержало. У цьому випадку кожна гілка рознесення являє собою окремий канал зв'язку, обладнаний повним комплектом приймально-передавальної апаратури. Крім того, збільшується витрата частот, що у КХ зв'язку суворо лімітоване.

Часовий поділ знайшов практичне застосування у вигляді повторення переданих повідомлень з інтервалами часу, що перевищують час кореляції завмирання. При досить великому числі повторень цей метод значно підвищує завадостійкість систем не тільки стосовно мультиплікативної перешкоди, але і щодо адитивних шумів.

Завадостійкість систем з рознесеним прийомом істотно залежить від способу додавання й обробки сигналів, що надходять від гілок рознесення. При будь-якому способі рознесення виконується додавання коливаних з виходу кожного каналу і результативний сигнал буде дорівнювати:

$$\xi(t) = c_1\xi_1(t) + c_2\xi_2(t) + \dots + c_n\xi_n(t) = \sum_{i=1}^n c_i\xi_i(t), \quad (2.5)$$

де c_i – вагарний коефіцієнт i -го каналу; n – кратність рознесення; $\xi_i(t)$ – сигнал, прийнятий по i -му каналі рознесення. Коефіцієнти c_i можуть приймати різні значення в залежності від способу утворення сумарного сигналу.

Найбільше практичне використання одержали наступні способи додавання сигналів при рознесеному прийомі: автовибір найбільшого сигналу, лінійне та оптимальне додавання.

1. Автовибір полягає в тому, що в будь-який момент прийому з усіх сигналів, що надходять, використовується найбільший. Основна ідея, яка покладена в основу такої обробки сигналів, полягає в тому, що при завмираннях найбільш правильне рішення може бути отримане в тій гілці, у якій коефіцієнт передачі лінії зв'язку буде на даний час найбільшим. Оскільки визначити цей параметр складно, то вимірюється ефективна напруга чи потужність прийнятих коливань $\xi_i(t)$.

Принцип реалізації автовибору наступний. У пристрої порівняння виробляється оцінка коливання, що надійшло по кожній гілці, і порівняння прийнятих оцінок. У результаті цього виробляється сигнал керування, що підключає гілку з найбільшим сигналом до основного каналу прийому. При просторовому рознесенні пристрій вибору гілки може комутувати, наприклад, виходи рознесених антен (якщо використовується загальний приймач) чи виходи приймачів (якщо в кожній гілці використовується свій приймач). Очевидно, завадостійкість прийому залежить від способу обробки сигналу в основному прийомному каналі.

2. Лінійне додавання здійснюється за правилом (2.5), у якому вагові коефіцієнти приймаються однаковими ($c_1=c_2=\dots=c_n$), а сигнали – когерентними. Для забезпечення когерентності в гілках рознесення маються спеціальні пристрої автопідстроювання за фазою. Якщо виконується умова когерентності сигналів і некорельованості перешкод у гілках рознесення, то при додаванні коливань $\xi_i(t)$ корисні сигнали складаються за законом підсумовування напруженості, а корельовані перешкоди складаються за потужністю. У цьому і є зміст енергетичного виграшу. На відміну від автовибору у прийнятті рішень вносять вклад усі сигнали, і завадостійкість такої системи мало відрізняється від потенційної.

3. Оптимальне додавання сигналів так само, як і лінійне додавання, припускає когерентне підсумовування прийнятих по різних гілках рознесення коливань $\xi_i(t)$. Однак вагові коефіцієнти c_i обираються так, щоб вони були пропорційні ефективному значенню сигналу і зворотно пропорційні середньоквадратичному значенню перешкоди в даній гілці

рознесення. За цією умовою відношення сигнал/шум для сумарного сигналу буде максимальним і дорівнювати сумі відносин сигнал/шум в окремих каналах. Схема оптимального додавання відрізняється від схеми лінійного додавання тим, що в кожній гілці містяться спеціальні пристрої безперервного виміру відносин сигнал/шум, а також використанням АРП у кожному каналі. Коефіцієнти підсилення в кожному каналі змінюються пропорційно змінам відносин сигнал/шум.

За величиною енергетичного виграшу кращі результати виходять при оптимальному додаванні, хоча лінійне додавання за цим параметром уступає незначно (приблизно на 1 дБ). Крім того, схема лінійного додавання реалізується значно легше. Тому з цих двох способів найбільше застосування на практиці одержав спосіб лінійного додавання сигналів. При малій кратності рознесення ($n \leq 3$) різниця у величині виграшу для всіх способів додавання залишається невеликою. Схема автовибору істотно уступає при великому числі рознесених каналів. Оскільки на практиці в основному застосовується дворазове, рідше триразове рознесення, то перевага віддається схемі автовибору, як найбільш простій у реалізації. Більш детальніше методи обробки сигналів при рознесеному прийомі розглянуті у розділі 4.

У цілому рознесений прийом дає істотний енергетичний виграш (до 20...30 дБ), особливо при високих вимогах щодо вірогідності передачі сигналів. Усі розглянуті методи рознесеного прийому істотно збільшують надійність зв'язку за вірогідністю до величини $P_d = 0,9$ і більше. З усіх методів рознесеного прийому тільки часовий поділ призводить до втрати швидкості передачі.

За останні десятиліття активно здійснюється впровадження адаптивних методів передачі і прийому сигналів по радіоканалах з перемінними параметрами, типовим представником яких є КХ канал. У залежності від стану лінії зв'язку можна змінювати в часі цілий ряд параметрів системи зв'язку: потужність передавача і чутливість приймача, швидкість передачі сигналів та способи їхньої обробки при прийомі, робочу частоту і т.п. Таке узгодження дозволяє забезпечити передачу інформації з високою швидкістю і вірогідністю. Рішення цієї задачі зв'язано з необхідністю оцінки і прогнозування стану іоносфери, введенні структурної надмірності в існуючі КХ системи зв'язку.

Можливості бойового використання КХ радіостанцій витікають із особливостей поширення радіохвиль КХ діапазону. Основна властивість радіохвиль КХ діапазону – можливість відбиватися від шарів іоносфери й поширюватися на великі відстані. Це визначає такі переваги системи зв'язку КХ діапазону як:

- можливість отримання зв'язку з будь-якою точкою земної кулі;
- відносно мала вартість каналу у порівнянні з іншими системами дальнього радіозв'язку.

Переваги систем КХ радіозв'язку стали причиною їх широкого використання у військових і комерційних цілях. Однак, поширення хвиль у діапазоні КХ має ряд особливостей, які слід враховувати при проектуванні, організації й експлуатації систем КХ радіозв'язку:

1. Значна зміна потужності сигналу, який приймається, в залежності від часу доби і року, активності Сонця, географічного місця розташування лінії радіозв'язку.
2. Багатопроменеве поширення радіохвиль, яке веде до завмирання сигналів на вході радіоприймача, а також непостійний рівень завад, який відчуває добові та сезонні зміни.
3. Велика завантаженість КХ діапазону діючими радіостанціями веде до появи взаємних завад між ними.

Існує цілий ряд організаційних і технічних заходів, спрямованих на боротьбу з вказаними недоліками. Це:

- збільшення потужності передавача (при цьому різко зростає вартість системи);
- застосування високочутливих приймачів з АРП;
- вибір робочих частот і маніпуляція ними;
- використання адаптивних систем радіозв'язку, завадостійких методів прийому й обробки сигналів;
- використання засобів рознесеного прийому;
- використання методів передачі з малою смугою частот;
- придушення побічних випромінювань;
- підвищення стабільності частот передавача і приймача.

Умовно до радіостанцій середньої потужності можна віднести радіостанції з потужністю передавача від 100 до 1000 Вт.

Вони в переважній більшості є радіостанціями КХ діапазону й призначені для ведення радіозв'язку на відстанях до декількох сотень, а іноді і до декількох тисяч кілометрів.

Радіостанції середньої потужності можуть бути стаціонарними і рухомими. Вони, як правило, припускають роботу як в симплексному, так і в дуплексному режимах. При цьому радіостанції забезпечують ТГ слухові й букводрукувальні, а також ТФ слухові види роботи.

У радіостанціях, призначених в основному для ведення зв'язку у русі або на зупинках, передавач і приймач розміщені спільно (в крайньому разі у межах площини рухомого об'єкта).

Радіостанції середньої потужності можуть використовуватися як автономно, так і у системі вузла зв'язку, що передбачає наявність можливості дистанційного керування передавачем.

Виходячи із загальних принципів формування, випромінювання і прийому радіосигналів з метою передачі інформації, радіостанція повинна містити в собі радіопередавальний пристрій (РПДП), радіоприймальний пристрій (РПП), систему електроживлення та систему керування.

Розглянемо призначення і склад кожної з частин радіостанції.

Радіопередавальний пристрій – сукупність технічних засобів, розташованих між джерелом первісного електричного сигналу і середовищем поширення радіохвиль. РПДП містить у собі радіопередавач (РПД) та антенно-фідерну систему.

РПД вирішує такі завдання:

1. Формування і стабілізація дискретної сітки частот сигналів у діапазоні частот роботи радіостанції.

2. Формування радіосигналів заданих видів роботи та перенос їх у діапазон частот роботи радіостанції.

3. Посилення сформованого радіосигналу, заданого видом роботи, щодо значення потужності, яка забезпечує задану дальність зв'язку.

РПД складається з таких основних елементів:

1. Збудник. Як частина РПД забезпечує рішення завдань 1 та 2.

2. Підсилювач потужності (ПП). Забезпечує рішення завдання 3.

Високі вимоги, які пред'являються зараз до радіостанцій, особливо вимоги щодо рівня побічних випромінювань, можливо задовольнити лише у випадку їх формування з малими значеннями напруги та потужності.

Наприклад, збудник ВО-71(Р-140М) має характеристики вихідного сигналу:

1. Діапазон частот – 1,5 – 29,999 МГц з дискретністю сітки 100 Гц і відносною нестабільністю частоти опорного кварцового генератора – $1,2 \cdot 10^{-7}$.

2. Види роботи – телефонні та телеграфні (різні види модуляції й маніпуляції).

3. Значення напруги на виході – 1,2...3,0 В (при відключеному АРН); 0,9-1,1 В (при роботі АРН). Рівень вихідного сигналу збудника дискретно регулюється (при відключеному АРН) в межах від 0,3 В до максимального значення з градаціями – не більше 0,15 В при 100% потужності передавача і не більше 0,075 В при 10% потужності.

Для забезпечення необхідної дальності радіозв'язку потужність радіосигналів повинна бути відповідно підвищена до 1000 Вт (радіостанція Р-140М).

При цьому ПП повинен забезпечити необхідну потужність РПД при заданій величині спотворень радіосигналів та заданому рівні побічних випромінювань. Придушення побічних коливань на виході РПД повинно бути не гірше 80 дБ.

Пристрій узгодження та симетризування (ПУС) забезпечує узгодження вхідного опору антени і вихідного опору ПП з метою передачі в антену максимуму високочастотної енергії від ПП.

Враховуючи широкий діапазон значень дальності зв'язку, який змушує працювати з іоносферними та земними хвилями, а також необхідність ведення зв'язку у русі і на зупинках необхідно мати в комплекті радіостанції різноманітні за призначенням антени. Їх комутація і підключення до РПД виконується за допомогою антенного комутатора (АК).

Радіоприймальний пристрій (РПП) – сукупність технічних пристроїв, розташованих між середовищем розповсюдження радіохвиль та приймачем первісного електричного сигналу. РПП призначений для рішення завдань прийому, селекції та підсилення корисного сигналу щодо значення, яке забезпечує нормальну роботу приймачів первісних сигналів. До РПП входить антенно-фідерна система та радіоприймач (РП).

Антенно-фідерна система вміщує в собі антени для прийому земних та іоносферних радіохвиль, а також комутатор прийомних антен.

Сучасні РП будуються за супергетеродинним принципом. Як правило, у РП виділяють загальний тракт прийому, виконуючий підсилення і перетворення усіх видів сигналів, та часткові тракти прийому, кожен з яких розрахований на прийом лише одного виду сигналу.

Найбільш складною та відповідальною функцією РПП є виділення корисного сигналу із суміші корисного сигналу й різноманітного виду перешкод. Виділення корисного сигналу із суміші його з перешкодами виконується в першу чергу за рахунок частотної вибірконості.

У комплексі радіостанції може бути як основний універсальний РП, так і резервний, працюючий в основному у режимі гербового прийому, при слухових видах роботи.

Система електроживлення радіостанції призначена для забезпечення приймачів напругою живлення. Первісними джерелами струму, як правило, є: промислова трьохфазова мережа частотою 50 Гц та напругою 380/220 В, бензоелектричний агрегат, наприклад, АБ-4-Т-230 МІ та система відбору потужності, ТАБ-8 або уніфікована електроустановка змінного струму (УЕЗС), акумуляторні батареї.

Другорядними джерелами струму є різні стабілізатори, випрямлячі та перетворювачі.

Пульт управління радіостанції (ПУР) забезпечує можливість оператора впливати на її роботу. Система управління дозволяє виконувати ряд операцій:

1. Вмикати і вимикати електроживлення, обирати вид та режими роботи.

2. Комутувати ТГ та ТФ канали на кінцеві пристрої, підключені до радіостанції.

3. Будувати й регулювати побудовані канали.

Для забезпечення автономної роботи до складу системи управління повинні входити такі кінцеві пристрої як мікрофон, телефон, телеграфний ключ. При використанні радіостанції у системі вузла зв'язку та РТО передбачена можливість підключення до радіостанції кінцевих пристроїв, які знаходяться в апаратних вузлах зв'язку, а також системи управління радіостанцією, що дозволяє організувати індивідуальну лінію дистанційного управління.

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. Системы радиосвязи: Учебник для вузов/ Н.И.Калашников, Э.И.Крупницкий, И.Л.Дороднов, В.И.Носов; Под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352с.

ХАРКІВСЬКИЙ ІНСТИТУТ ВПС

БОНДАРЕНКО І.М.

СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Книга 2, частина 1
РАДІОЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ

Харків
2003

Розділ 3. РАДІОРЕЛЕЙНІ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ

3.1. Загальні принципи побудови радіорелейних ліній

Радіорелейним зв'язком називається спосіб забезпечення далекого багатоканального зв'язку на ультракоротких хвилях, що використовує багаторазову ретрансляцію переданого сигналу.

Принцип радіорелейного зв'язку полягає в послідовній передачі інформації від однієї кінцевої станції до іншої. Особливостями радіорелейного зв'язку є:

- використання УКХ-діапазону;
- можливість організації багатоканального зв'язку та передачі ширококутових сигналів;
- забезпечення двостороннього (дуплексного) зв'язку;
- можливість утворення чотирьохдротових та дводротових виходів каналів ТЧ;
- широке використання ретрансляції сигналів.

Ці особливості впливають із властивостей УКХ-діапазону частот, для якого характерні: велика частотна ємність, практична відсутність атмосферних та промислових перешкод, мала дифракційна спроможність, можливості створення антенних пристроїв з вузькими діаграмами спрямованості та великими коефіцієнтами посилення.

Для радіорелейного зв'язку може використовуватися діапазон від 60 МГц до 30 ГГц. У цьому діапазоні можливо задіяти широкі смуги частот (до декількох МГц) та забезпечити багатоканальний зв'язок. Крім цього велика частотна ємність дозволяє виділити на одному інтервалі радіорелейної лінії дві частоти і організувати, завдяки цьому, дуплексний зв'язок.

Велика частотна ємність діапазону дає можливість також використовувати ширококутові види модуляції, що забезпечують завадостійкий прийом та сталість залишкового згасання в каналі ТЧ.

Основним джерелом шумів на радіорелейних лініях є внутрішні флуктуаційні шуми прийомних пристроїв. Рівень внутрішніх шумів легко враховується при проектуванні станцій та розрахунку якості зв'язку. Цей рівень може бути зменшений при застосуванні спеціальних слабкошумних підсилювачів. Це сприяє істотному підвищенню якості зв'язку на лінії.

Дифракційна спроможність тим менша, ніж менша довжина хвилі. Хвилі УКХ діапазону поширюються в межах прямої видимості на відстань, яка обумовлена вираженням: $R = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$, км, де – h_1 и h_2 - висоти

підняття антенних систем у м. Наприклад, при висотах підйому антени $h_1 = h_2 = 30$ м - ця відстань не перевищує 50 км.

Це стало основною причиною застосування проміжних станцій для організації зв'язку на великі відстані. Крім того, слабка дифракційна спроможність викликає сильну залежність дальності та якості зв'язку від рельєфу.

Загальні закономірності, які характеризують радіорелейний зв'язок, впливають з багаторазового застосування ретрансляції переданого сигналу.

Ретрансляція переданого каналу призводить:

- до накопичення шумів (перешкод) у каналах та зниження усталеності зв'язку;
- до накопичення перекручувань сигналів, що виникають при їх проходженні через апаратуру станцій;
- до збільшення нестабільності середньої частоти коливань які впливають на приймач кінцевої станції;
- до зниження надійності роботи радіорелейної лінії.

Радіорелейний зв'язок організовується шляхом будівництва ліній радіорелейного зв'язку (РРЛ). РРЛ це є група станцій, які здійснюють прийомо-передачу сигналів і розташовані в місцевості на відстані прямої геометричної видимості їхніх антенних систем, через котрі послідовно проходять сигнали, що несуть передану абонентам інформацію(див. рис.3.1).

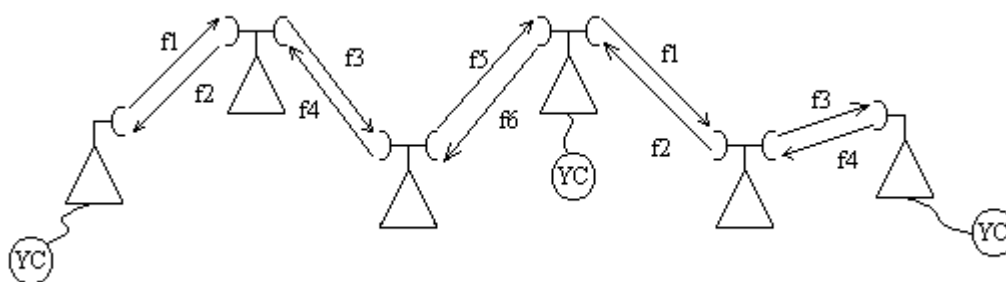


Рис.3.1

Із цієї групи станцій дві станції є кінцевими, а інші проміжними. Відстань між сусідніми станціями називається інтервалом зв'язку. Кінцеві станції розташовуються на вузлах зв'язку. Проміжні станції розташовуються більш чи менш рівномірно (у залежності від рельєфу місцевості) поміж кінцевими радіорелейними станціями. Проміжні станції здійснюють ретрансляцію сигналів з напрямку А в напрямок Б і навпаки.

При цьому розрізняють: режим наскрізної ретрансляції; режим вузлової ретрансляції.

Кількість проміжних станцій на лінії обмежена накопиченням шумів у каналах ТЧ.

3.2. Радіорелейні лінії з частотним розподілом каналів (ЧРК)

Структура радіорелейних станцій та методи ретрансляції на лініях з ЧРК-ЧМ. Завдання кінцевих станцій - формування багатоканальних групових сигналів, їхнє перетворення в радіосигнал та передача його на найближчу проміжну станцію, а також прийом радіосигналу від цієї станції, перетворення його у груповий багатоканальний сигнал та демодуляція цього сигналу.

Відповідно з цим кінцеві станції містять: апаратуру ЧРК, УКХ передавач і приймач, антенно-фідерну систему, систему електроживлення (див. рис.3.2).

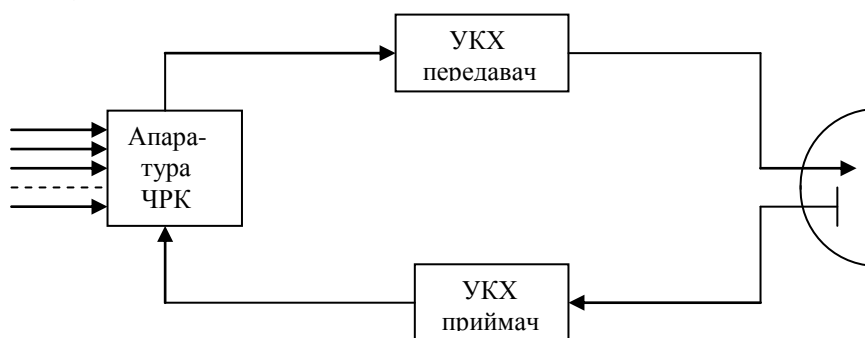


Рис.3.2

На кінцевій станції при ЧРК-ЧМ здійснюється два етапи модуляції та демодуляції сигналів.

Перший етап модуляції - формування групового багатоканального сигналу, здійснюється в апаратурі ЧРК.

Другий етап модуляції здійснюється в УКХ передавачі та полягає в частотній модуляції коливача передавача спектром багатоканального сигналу, сформованого у апаратурі ЧРК.

Перший етап демодуляції - перетворення прийнятого антеною радіосигналу з ЧМ у груповий спектр багатоканального сигналу відбувається в УКХ - приймачі.

Другий етап демодуляції здійснюється в приймальній частині апаратури ЧРК. Груповий сигнал перетворюється в індивідуальні сигнали, які після посилення щодо визначеного рівня, передаються абонентам.

Структура проміжних станцій залежить від методу ретрансляції сигналів. Ретрансляція сигналів може проводитись на високій або проміжній частоті - ретрансляція без демодуляції сигналів; за груповим спектром частот - з одним шаблоном демодуляції сигналів; за спектром індивідуальних каналів - з двома шаблонами демодуляції сигналів. На лінії великої протяжності, як правило, використовуються всі три види ретрансляції сигналів.

При такому способі на проміжній станції необхідно два однотипних комплекти апаратури, що забезпечують зв'язок у двох незалежних напрямках і здійснюють ретрансляцію сигналів з напрямку А в напрямку Б і навпаки. Крім цього, до складу кінцевих та проміжних станцій входять: контрольно-вимірювальна апаратура, що забезпечує контроль переданих та прийнятих сигналів на виході всіх елементів станції; допоміжна апаратура; запасне майно.

Особливості високочастотного устаткування радіорелейної станції з частотною модуляцією. Для забезпечення двостороннього багатоканального зв'язку по радіорелейній лінії з ЧРК - ЧМ треба на кожній радіорелейній станції зробити другий етап модуляції та перший етап демодуляції сигналів, тобто:

– здійснити модуляцію коливань УКХ генератора напругою спектра багатоканального сигналу і передати отриманий радіосигнал у антену, для випромінювання до наступної станції;

– прийняти від сусідньої станції радіосигнал, перетворити його в напругу групового спектра частот та передати цю напругу в апаратуру ЧРК.

Всі зазначені операції виконуються у високочастотному устаткуванні. Це устаткування включає до себе: НВЧ-передавач, НВЧ-приймач, антено-фідерний пристрій, узгоджуючі та фільтруючі пристрої, пристрій частотної розв'язки.

До основних елементів високочастотного устаткування відносяться НВЧ передавачі та приймачі. Розглянемо особливості цих елементів.

Устаткування радіорелейних станцій, що використовується для передачі, призначене для генерування напруги надвисокої частоти, його частотної модуляції та посиленню щодо заданої величини потужності.

Найбільш важливі вимоги, що пред'являються до НВЧ-передавачів, це забезпечення високої стабільності робочих частот та лінійної залежності зміни (девіації) їхньої частоти від розміру напруги, що модулює, яка надходить від апаратури ЧРК.

Перша вимога виконується шляхом використання діапазонної кварцової стабілізації робочих частот передавача.

Введення інформації, яку варто передати, здійснюється частотною модуляцією коливань передавача напругою багатоканального сигналу від апаратури ЧРК. Цей процес може виконуватися або безпосередньою модуляцією генератора плавного діапазону (ГПД), або модуляцією спеціального генератора фіксованої частоти, частота коливань якого підсумовується із стабілізованими частотами ГПД.

Типова схема передавача ЧМ наведена на рис.3.3.

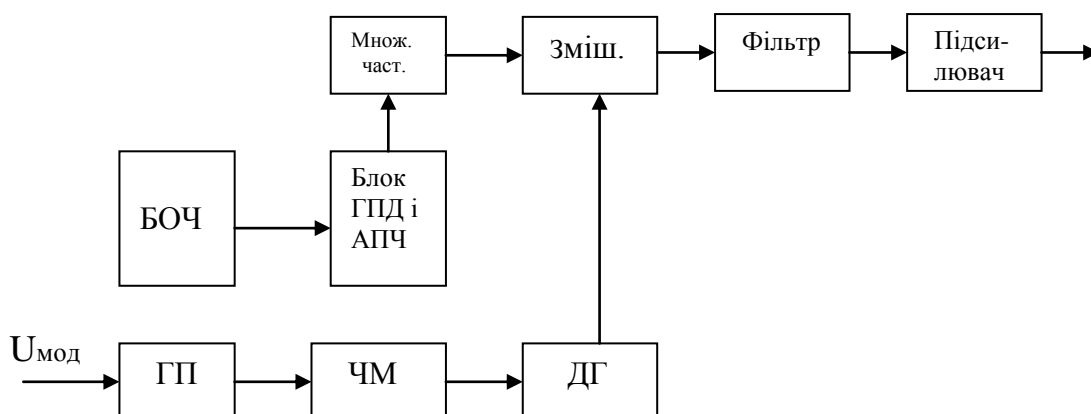


Рис.3.3

У цій схемі високостабільна сітка робочих частот створюється блоками опорних частот ГПД та АПЧ. Введення інформації забезпечується частотною модуляцією генератора однієї фіксованої (допоміжної) частоти. Ця напруга подається на змішувач, де вона складається (або відраховується) з напругою стабільної сітки частот. Смуговим фільтром Ф виділяється напруга сумарної (або різницевої) частоти, що після посилення (або множення та посилення) надходить до антенної системи станції. Тракт модуляції належний забезпечувати одержання лінійної модуляційної характеристики і разом не погіршувати стабільність частоти сигналу, що випромінюється станцією. На РРЛ, що працюють у діапазоні дециметрових та сантиметрових хвиль, як правило, $f_{\text{доп}} = 40 \div 100 \text{ МГц}$.

Основним завданням прийомного устаткування радіорелейних станцій є посилення прийнятого антеною сигналу, що модулюється за частотою, виділення напруги спектра, що модулює (демодуляція), його посилення та передача на апаратуру ЧРК.

Приймач визначає розмір мінімального сигналу, при якому забезпечується нормальний зв'язок по радіорелейній лінії.

У загальному випадку необхідна потужність корисного сигналу на вході приймача $P_{\text{свх}}$ може бути визначена у вигляді:

$$P_{свх} = kTn_{ш}(\Delta f_{мод} + \Delta f_H)\gamma ,$$

де $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ дж/град – стала Больцмана; T – температура джерел шуму в градусах Кельвіна; $n_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача; $\Delta f_{мод}$ – спектр частот, що займає модульований за частотою сигнал; Δf_H – сумарна нестабільність частоти передавача та приймача; γ – коефіцієнт, що визначає перевагу корисного сигналу над шумом, при якій забезпечується задана якість та усталеність зв'язку (значення цього коефіцієнта визначається параметрами частотної модуляції сигналу, що надходить, а також необхідною якістю зв'язку).

З наведеного вираження випливає, що зменшення $P_{свх}$ повинно здійснюватися перш за все за рахунок використання високочутливих приймальних пристроїв та стабільних збудників передавачів й гетеродинів приймачів. Висока чутливість забезпечується вибором схеми каскадів, що мають малий коефіцієнт шуму, або застосуванням на вході приймача (чи безпосередньо на виході антени) спеціальних підсилювачів. Такі підсилювачі можуть бути виконані на транзисторах, тунельних діодах, лампах бігучої хвилі.

Прийомні пристрої радіорелейних станцій, як правило, виконуються за супергетеродинною схемою з одним або двома перетвореннями частоти. За своєю структурою вони не відрізняються від звичайних приймачів ЧМ сигналу (рис.3.4).

Елементи приймачів багатоканальних станцій мають деякі особливості, порівняно з приймачами одноканальних станцій. Ці особливості є наслідком двох чинників: по-перше, приймачі працюють у діапазоні НВЧ і, по-друге, вони призначені для прийому багатоканальних сигналів.

У першому випадку потрібні спеціальні НВЧ коливальні системи (об'ємні резонатори та різні НВЧ фільтри), електронні прилади і, як правило, діодні напівпровідникові змішувачі.

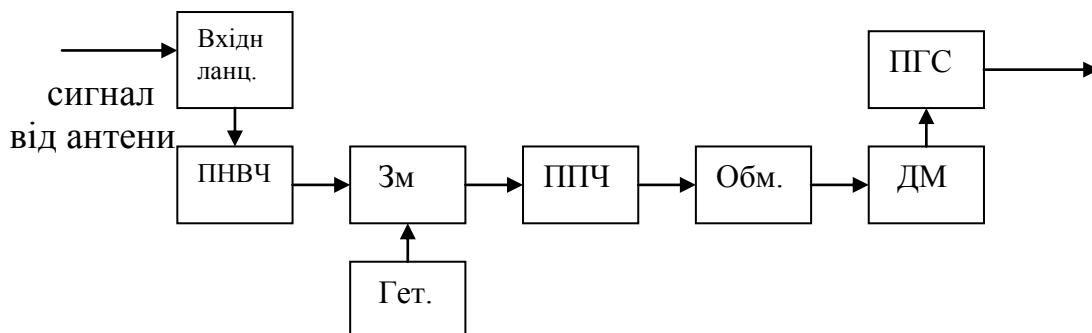


Рис.3.4

У другому випадку потрібне створення приймачів, які мало перекручують прийняті сигнали. Для цього необхідно, щоб залежності між вхідним та вихідним параметрами, які характеризують тракти перетворення та посилення сигналів, мало відрізнялися від лінійних. Це стосується перш за все фазочастотних характеристик посилення проміжної частоти, характеристик частотних демодуляторів і амплітудних характеристик групових підсилювачів.

Припустима нелінійність характеристик тоді менша, коли вища чисельність каналів, прийнятих на одній несучій частоті.

Для зменшення перекручувань, внесених приймачами, застосовують фазокорегуючі ланцюги у підсилювачах проміжної частоти, які спрямляють їхні фазочастотні характеристики, спеціальні схеми ЧМ демодуляторів та обмежників амплітуд, а також підсилювачів групових сигналів.

Додатково до цих основних елементів приймальні пристрої можуть містити ще інші елементи, які поліпшують їхні характеристики і забезпечують зручність експлуатації.

3.3. Радіорелейні лінії з часовим розподілом каналів і аналоговими методами передачі інформації

У радіорелейних системах зв'язку для ефективного ущільнення каналів широко застосовується метод часового розподілу каналів. Однак, для реалізації його потрібно здійснювати перетворення безперервних повідомлень в дискретні (імпульсні), тобто потрібно використовувати різні види імпульсної модуляції. Для цього необхідно визначити вимоги щодо потрібного обладнання, його склад, основні характеристики. Важливим питанням при цьому є також визначення впливу внутрішніх, зовнішніх та взаємних завад у таких системах зв'язку.

3.3.1. Передача безперервних повідомлень за допомогою імпульсних сигналів

Радіорелейні лінії з часовим поділом каналів припускають використання імпульсних методів модуляції. Принципова можливість застосування імпульсних методів для передачі інформації при часовому розподілі впливає з теореми відліків Котельникова.

Етапи модуляції та демодуляції на радіорелейних лініях з часовим поділом каналів. Передача та прийом інформації по РРЛ за допомогою імпульсних методів модуляції проводяться з допомогою двох етапів модуляції і двох етапів демодуляції сигналу.

Перший етап модуляції полягає у формуванні періодичних послідовностей відеоімпульсів, що модульовані сигналами, які поступають від споживачів (абонентів). Цей етап здійснюється в передаючій частині імпульсного обладнання (устаткування) радіорелейної станції (РРС). Другий етап модуляції полягає в модуляції (маніпуляції) коливань УКХ генератора за амплітудою, частотою або фазою відеоімпульсами усіх каналів. У результаті утворюються радіоімпульси, які антенною системою випромінюються в напрямку наступної РРС.

Перший етап демодуляції сигналів полягає в перетворенні радіоімпульсів у відеоімпульси. Він створюється в УКХ приймачах РРС.

Другий етап демодуляції – відокремлення корисної інформації з періодичної послідовності відеоімпульсів кожного каналу. Цей етап здійснюється у прийомній частині імпульсного обладнання (устаткування) РРС.

Принцип часового розподілу каналів. Як було зазначено вище теоретичною основою імпульсного зв'язку є теорема Котельникова, яка була сформульована раніше (це питання більш докладно розглянуто у розділі 4 кн.1 даного посібника).

Будь-яку безперервну функцію обмежену за спектром частотою F_{\max} можна передати рядом дискретних значень цієї функції, узятих через інтервал часу:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2F_{\max}}.$$

Цей інтервал часу має назву тактового і позначається T_i . Звідси випливає, що частота проходження дискретних значень повідомлення, обмеженого частотою F_{\max} , повинна бути:

$$F_i = \frac{1}{T_i} \geq 2F_{\max}.$$

Ця нерівність основна в теорії імпульсного зв'язку. Вона є необхідною і достатньою умовою передачі інформації по каналах зв'язку.

Заміна безперервного повідомлення послідовністю дискретних значень цього повідомлення називається процесом дискретизації сигналу або квантуванням сигналу за часом.

Теорема Котельникова припускає використання дельта-імпульсів, кожний з яких відображає значення модулюючої напруги за один фіксований момент часу. Це означає, що для імпульсного зв'язку можна використовувати імпульс дуже малої тривалості τ , значно меншого періоду їхнього проходження T_i , при цьому інтервал T_i може бути розбитий на N_k підінтервалів, у кожному з яких буде переданий відлік тільки одного каналу.

Для спектра каналу ТЧ, обмеженого частотою 3400 Гц, частота проходження відліків повинна бути більше 6800 Гц. Зважаючи на повільність зміни частотної характеристики фільтра, що обмежує смугу переданого повідомлення, частоту проходження відліків одного каналу, як правило, приймають 8 кГц. Тоді період проходження відліків буде $T_i = 125$ мксек.

Якщо для передачі повідомлення використовувати відліки тривалістю порядку 1 мксек, тоді, природно, що між відліками одного каналу можна передавати відліки інших каналів (рис.3.5).

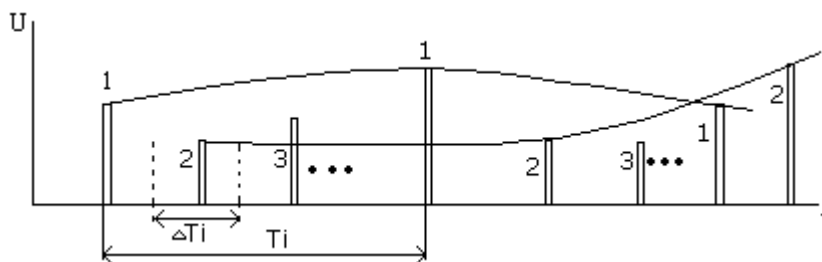


Рис.3.5

Якщо система розрахована на передачу N_k каналів, то у тактовому інтервалі $T_i = 125$ мксек повинні бути рівномірно розміщені імпульси для усіх N_k каналів. Тому інтервал часу для передачі одного каналу складе:

$$\Delta T_i = \frac{T_i}{N_k}.$$

Наприклад, при $N_k = 24$ – $\Delta T_i = 5,2$ мксек.

Розмір ΔT_i називається канальним інтервалом. Цей інтервал часу використовується для передачі інформації по одному каналу і для захисту каналів від взаємного впливу один на одного. При цьому вимагається дотримувати сувору черговість проходження відліків різних каналів, для чого необхідно забезпечити сувору синхронність і синфазність роботи розподільних пристроїв, які підключають в один і той же момент часу на кінцевих станціях відповідні модуляційні і демодуляційні пристрої.

Послідовність відеоімпульсів характеризується наступними параметрами:

- амплітудою U_0 ;
- тривалістю τ ;
- фазовим розташуванням на вісі часу;
- частотою проходження.

Ця послідовність є переносником повідомлення.

Процес модуляції полягає в зміні будь-якого параметра переносника повідомлення. Тому існує: амплітудна-імпульсна модуляція (АІМ), модуляція імпульсу за тривалістю (ТІМ), модуляція імпульсів за фазою (часовому положенню) (ФІМ) відносно тактової точки.

Можлива модуляція імпульсів за частотою проходження (ЧІМ).

Найкращу перешкодозахищеність має фазо-імпульсна модуляція. Вона найчастіше використовується на першому етапі модуляції сигналів.

3.3.2. Особливості високочастотного обладнання радіорелейних станцій з часовим розподілом каналів

Із розглянутого вище випливає, що до складу радіорелейних станцій з часовим поділом каналів повинні входити: імпульсне устаткування (апаратура каналоутворення); високочастотне устаткування; антенно-фідерний пристрій; система електроживлення.

Крім цього до складу РРС входить контрольна-вимірювальна апаратура та допоміжне майно.

Високочастотне устаткування РРС, що використовують часовий поділ каналів призначене для передачі і прийому імпульсних сигналів, сформованих імпульсною апаратурою каналоутворення. Склад цього устаткування аналогічний складу високочастотного устаткування в РРЛ з частотним розподілом каналів та частотною модуляцією. Тому розглянемо лише особливості НВЧ передавачів та приймачів, призначених для передачі імпульсних сигналів і їхнього прийому.

Загальні особливості передавачів і приймачів імпульсних сигналів. При цьому здійснюється передача та прийом коротких сигналів, тривалість яких десяті частки мікросекунди. Тому ці пристрої, не залежно від числа каналів у системі зв'язку, повинні бути широкосмуговими і працювати тільки в діапазонах дециметрових та сантиметрових хвиль.

Передача та прийом імпульсних сигналів є по суті передачею дискретних сигналів. Усі висновки теорії передачі цих сигналів повністю застосовні до апаратури радіорелейних станцій.

Головним є те, що НВЧ-передавач і НВЧ-приймач вирішують одне завдання – забезпечення високої достовірності передачі інформації. Виявляється це у тісному зв'язку вибору методу маніпуляції коливання в передавачі і методі їхнього прийому та обробки у приймачі.

Особливості передавачів імпульсних сигналів. Передавачі імпульсних сигналів призначені для перетворення відеоімпульсів, що надходять від апаратури часового поділу, у радіоімпульси, модульовані (маніпульовані) за амплітудою, частотою або фазою(другий етап модуляції).

Передавачі імпульсних сигналів, як правило, повинні працювати у діапазоні частот, допускати швидке перестроювання з однієї хвилі на іншу, забезпечувати необхідну потужність коливань, які випромінюються, і високу стабільність частоти.

Потужність передавача і спосіб керування його коливаннями визначають у процесі ескізного проектування радіорелейної лінії, виходячи з вимог щодо завадостійкості зв'язку на лінії і припустимої величини загасання, що перекривається станцією.

Нестабільність частоти збудника передавача та гетеродина приймача допускається такою, щоб викликане ними зменшення енергії прийнятого сигналу призводило до збільшення імовірності помилкового прийому не більше, чим у 3-4 рази. Це має місце, якщо загальний відхід частоти складає приблизно 0,2-0,3 від спектра частот, зайнятого сигналом, тобто розмір порядку $\Delta f_H \approx \frac{0.3}{\tau}$, що справедливо для передавачів, маніпульованих за амплітудою і частотою. Для передавачів, маніпульованих за фазою, вимоги до стабільності частоти значно вищі.

Структура передавачів і параметри, які їх характеризують, визначаються способом маніпуляції створених коливань.

УКХ передавачі, які маніпулюються за частотою або фазою працюють у безперервному режимі, що відповідає режиму максимальної потужності. Ці передавачі повинні забезпечувати високу стабільність частоти, постійне, незалежне від частоти випромінювання, зрушення частот при частотній маніпуляції і зрушення фази при фазовій маніпуляції. При чому: $\Delta F_{\text{одв}} \geq \Delta F + \Delta f_H$, де Δf_H - сумарна нестабільність передавача та гетеродина приймача; ΔF - спектр частот керуючих імпульсів.

Структура передавачів при частотній та фазовій маніпуляції аналогічна структурі передавачів з ЧМ:

- сітка частот і їхня стабільність визначається синтезатором частот;
- введення інформації від апаратури каналоутворення проводиться керуванням частотою або фазою напруги допоміжної частоти, яка формується окремим генератором або одержана від синтезатора частот.

При амплітудній маніпуляції УКХ генератор передавача працює тільки під час дії імпульсів.

У інтервалах між імпульсами коливання не виробляються. Тому такі передавачі характеризуються середньою потужністю і потужністю сигналів у імпульсі, які зв'язані між собою співвідношенням:

$$P = P_{cp} \frac{T_i}{N_K \tau}.$$

У такому передавачі застосовують спеціальні засоби для вилучення паразитної фазової маніпуляції імпульсів.

При використанні багатокаскадних УКХ передавачів амплітудна маніпуляція здійснюється, як правило, в одному з останніх каскадів. Перші каскади повинні забезпечити високу стабільність частоти та амплітуди безперервних коливань, переданих на керований УКХ генератор. Ці каскади по суті є синтезатором частоти.

Особливості приймачів імпульсних сигналів. Приймачі імпульсних сигналів відіграють головну роль у забезпеченні високої завадостійкості зв'язку. Вони визначають рівень мінімального сигналу, при якому можливий зв'язок на радіорелейній лінії, у значному ступені - розмір напруги шуму на виходах каналів зв'язку.

Основна особливість приймачів імпульсних сигналів полягає в такій їхній побудові, при якій забезпечується мінімальна імовірність помилкового прийому імпульсів і в ряді випадків точне відтворення їхньої форми.

Напруга завад, що діють у приймачах, призводить до паразитної модуляції імпульсних сигналів, які надходять на їхні входи, і до помилкового прийому цих сигналів, тобто до реєстрації імпульсів у моменти часу, коли сигналу на вході нема (виникнення помилкового імпульсу), і до реєстрації паузи при наявності імпульсу на вході приймача (придушення завадами імпульсів сигналу).

Як правило, обидва ці явища завжди спостерігаються в будь-якому імпульсному приймачі. Однак при малому рівні завад (або великому рівні корисних сигналів) імовірність помилкового прийому імпульсів мала і основний вплив завад виявляється у перекручуванні форми сигналів, тоді як при великому рівні завад (або малій величині корисних сигналів) перешкоджаюча дія помилково прийнятих імпульсів настільки велика, що завади, викликані перекручуваннями форми імпульсів, можна не урахувати.

З цього випливає, що основна задача приймача - забезпечити малу імовірність помилкового прийому імпульсних сигналів. Імовірність помилкового прийому імпульсних сигналів залежить від виду маніпуляції сигналу, та способу його прийому.

3.3.3. Взаємні перешкоди між каналами в системах з часовим розподілом каналів

Взаємні перешкоди між каналами в системах з часовим розподілом виникають у пристроях, що здійснюють посилення та перетворення усіх

або частини каналів зв'язку. До таких пристроїв відносяться: приймачі НВЧ; групові пристрої модуляторів і демодуляторів РРС.

Причиною виникнення взаємних перешкод є лінійні перекручування, такі як частотні і фазові перекручування у високочастотній та відео-частинах зазначених вище пристроїв. Ці перекручування виявляються в зміні форми та тривалості імпульсів, що підсилюються. Наприклад, обмеження чи завал частотної характеристики верхніх частот призводить до збільшення часу спадання і зростання імпульсів, завал чи обмеження частотної характеристики в зоні нижніх частот - до перекручування плоскої вершини імпульсів і до утворення імпульсів зворотної полярності («хвостів»).

Якщо до моменту дії чергового імпульсу буде існувати будь-яка залишкова напруга від попередніх імпульсів сигналу, то це призведе до зміни форми та до зсуву сигналу, який огинає імпульси. У результаті цього виявляється паразитна модуляція імпульсів за амплітудою, фазою та тривалістю. На виході каналу ТЧ паразитна модуляція виявляється у вигляді зовнішніх або невиразних перехідних розмов.

Перехідні перешкоди між каналами в системах з часовим розподілом прийнято поділяти на два роди.

Перешкоди першого роду виникають за рахунок обмеження смуги пропускання ППЧ, відеотрактів приймачів та групових підсилювачів у зоні верхніх частот.

Перешкоди другого роду виникають за рахунок нелінійності фазочастотної та амплітудно-частотної характеристик відеопідсилювачів.

Однак, якщо смуга пропускання ППЧ забезпечує відтворення форми імпульсів з дуже малими перекручуваннями (наприклад, якщо $\Delta f \geq \frac{2}{\tau}$), то взаємними перешкодами, що виникають в ППЧ, можна зневажати. При використанні в ППЧ погодженого фільтра перехідні перешкоди не виникають.

Ступінь взаємного перешкоджання каналів зв'язку оцінюється одним із наступних параметрів:

– коефіцієнтом взаємних перешкод

$$K_B = \frac{\Delta U_{\text{меш}}}{U_C} ,$$

де $\Delta U_{\text{меш}}$ - амплітуда напруги перехідної розмови; U_C - амплітуда напруги сигналу;

– захищеністю від взаємних перешкод

$$K_3 = \frac{1}{K_B} = \frac{U_C}{\Delta U_{\text{меи}}} ;$$

– загасанням перехідних розмов

$$a_3 = 20 \lg K_3 = 20 \lg \frac{U_C}{\Delta U_{\text{меи}}} .$$

Аналіз показує, що ступінь взаємного перешкодження при ТІМ і ФІМ значно менший, ніж при АІМ.

Загальним способом зменшення перехідних перешкод є збільшення постійної часу ланцюгів опрацювання імпульсних сигналів та збільшення інтервалу часу між імпульсами сусідніх каналів.

3.4. Радіорелейні лінії з часовим розподілом каналів і цифровими методами передачі

Характерною рисою РРЛ, що використовують методи дискретної передачі повідомлень є подвійне квантування: спочатку сигнали, які відображають ці повідомлення, квантуються за часом, а потім – за амплітудою. Це означає, що повідомлення по окремих каналах передаються в окремі моменти часу, причому їх розмір може приймати лише суворо визначені дискретні значення. Така передача відбувається при використанні імпульсно-кодової модуляції (ІКМ) та дельта-модуляції (ДМ). При цьому сигнали, що передаються по РРЛ, як правило, є бінарними (мають два значення амплітуди), однакові за формою та тривалістю і діють у суворо зазначених точках вісі часу.

3.4.1. Радіорелейні лінії з імпульсно-ковою і дельта-модуляцією сигналів

Радіорелейні лінії з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ). Спотворення сигналів при ІКМ виникають у процесі аналого-цифрового перетворення (шуми квантування), а також внаслідок помилкового прийому символів цифрового потоку, що викликаний шумами радіотракту.

Шуми квантування виникають внаслідок помилок у апроксимації аналогового сигналу в процесі його квантування за рівнем та дискретизацією у часі. Їх розмір залежить від кроку квантування, кількості рівнів, методу розбивання шкали рівнів, статистики вхідного сигналу, тощо.

При квантуванні сигналів з однаковим, рівномірним кроком ε , відношення сигнал/завада на виході каналу визначається виразом:

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш.кв}}\right)_{вих} = \frac{3(N-1)^2 F_i}{2C^2 \Delta F_k (M_{тч} + 1)}$$

де F_i – частота дискретизації; ΔF_k – смуга частот, що ефективно передається по каналу; N – кількість рівнів квантування; $M_{тч}$ – кількість переприйомів на ТЧ у РРЛ; $C = U_m/U_{эф}$ – відношення максимально можливої амплітуди вибірки U_m на вході квантуючого пристрою до ефективної напруги вибірки $U_{эф}$ (для синусоїдного сигналу $C_0=1,41$, для мови $C_0=4,5$).

$$\alpha_{мкв} = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_{шкв}} \right).$$

Для гарної якості зв'язку $a_{мкв} \geq 24,7$ дБ, а для задовільної - $a_{мкв} \geq 20$ дБ, тобто мінімальна кількість рівнів квантування повинна бути: $N \geq 32$.

Недоліки лінійної ІКМ.

1. Велика залежність $a_{мкв}$ від рівня вхідного сигналу. При зменшенні рівня вхідного сигналу нижче номінального, параметр C збільшується, внаслідок чого зменшується $a_{мкв}$. Останнє пред'являє високі вимоги щодо згасання абонентних ліній.

2. Лінійна ІКМ не забезпечує потрібної якості квантування аналогових сигналів, у яких імовірність появи малих амплітуд більша ніж великих, що можна побачити в сигналах мови.

Спотворення квантуванням малих амплітуд призводить до погіршення розбірливості мови, особливо шиплячих звуків. Збільшення розрядності коду призводить до збільшення швидкості цифрового потоку на виході кодера.

Щоб не зменшувати загальної кількості рівнів квантування, використовують змінний крок квантування, при якому малі сигнали квантування квантуються з малим кроком, а великі – з більшим. При цьому відношення сигнал/шум квантування для малих амплітуд збільшується, а для великих залишається задовільним (компандоване квантування). При логарифмічному компандуванні:

$$\left(\frac{P_c}{P_{шкв}}\right)_{вих} = \frac{3(N-1)^2 F_i}{2C^2 \Delta F_k (M_{тч} + 1)} \times \frac{\mu^2}{\ln^2(1+\mu)},$$

де μ - коефіцієнт компресії;

$$y = \frac{\lg(1+\mu_x)}{\lg(1+\mu)} \text{ при } 0 \leq x \leq 1 \text{ і } y = \left(\frac{\lg(1-\mu_x)}{\lg(1+\mu)} \right) \text{ при } -1 \leq x \leq 0.$$

Помилка в інформаційних символах у кодових групах або поява невірних символів призводить до додаткових завад на каналі $P_{ш пом}$.

Відношення сигнал/шум, обумовлене помилковим прийомом інформаційних символів в кодових групах, характеризується відношенням:

$$\left(\frac{P_c}{P_{шпом}} \right)_{вих} = \frac{3F_i (2^n - 1)^2}{8\Delta F_k (2^n + 1) P_{пом}},$$

де n – кількість імпульсів у кодовій групі; $P_{пом}$ – імовірність помилкового прийому символів.

Даний вираз дає можливість сформулювати вимоги стосовно відношення сигнал/шум на вході приймача h^2 за заданим співвідношенням сигнал/шум на виході каналу.

Радіорелейні лінії з дельта-модуляцією (ДМ). В цьому випадку повідомлення, що надходять, квантуються як за часом, так і за амплітудою. Тому сигнал, що передається на лінію, являє собою імпульси однакової форми, які слідують у суворо визначених точках вісі часу.

Але при дельта-модуляції дискретні значення функції повідомлення не кодуються і на канал зв'язку ці значення взагалі не передаються. Сигнал, що надходить на лінію, характеризує лише зміни, які відбуваються з функцією повідомлення – її зростання або зменшення. Вказані зміни передаються імпульсами однакової форми та тривалості.

1. Передача інформації за допомогою лінійної дельта-модуляції. Під час лінійної дельта – модуляції вхідний сигнал являє собою випадкову послідовність двійкових імпульсів, які поступають рівномірно з частотою f_i у суворо визначених точках вісі часу. Кожний імпульс цієї послідовності вказує на зміни функції повідомлення за час $t_i = 1/f_i$, на величину $+\Delta U_0$, якщо на виході модулятора з'явиться імпульс позитивної полярності («1»), та на величину $-\Delta U_0$, якщо на виході модулятора з'явиться імпульс негативної полярності або («0»).

Принцип лінійної дельта – модуляції розглянемо, використовуючи структурну схему модулятора (рис.3.6) та часові діаграми процесів, які у ньому відбуваються (рис.3.7).

Як і при ІКМ, при ДМ характерні шуми квантування. Відношення сигналу до шуму дорівнює:

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш.кв}} \right)_{вих} = \frac{2}{3\pi^2} \times \frac{f_i}{F_{мод}^2 \Delta F_{тч}}.$$

Цей вираз показує, що відношення сигналу до шуму квантування на виході каналу зв'язку дуже критичне по відношенню до величини частоти слідування імпульсів. Для отримання задовільної якості зв'язку, що відповідає $P_c/P_{ш.кв} = 400$ при $F_{мод} = \Delta F_{тч} = 3,0 \cdot 10^3$ Гц, необхідно, щоб $f_i = 36,6$ кГц. Крім того, відношення сигналу до шуму квантування суттєво

залежить від частоти сигналу, яка передається: чим вище $F_{\text{мод}}$, тим менше буде відношення. З цього витікає, що більш високі частоти відтворюються гірше ніж більш низькі. Це є першим недоліком лінійної ДМ.

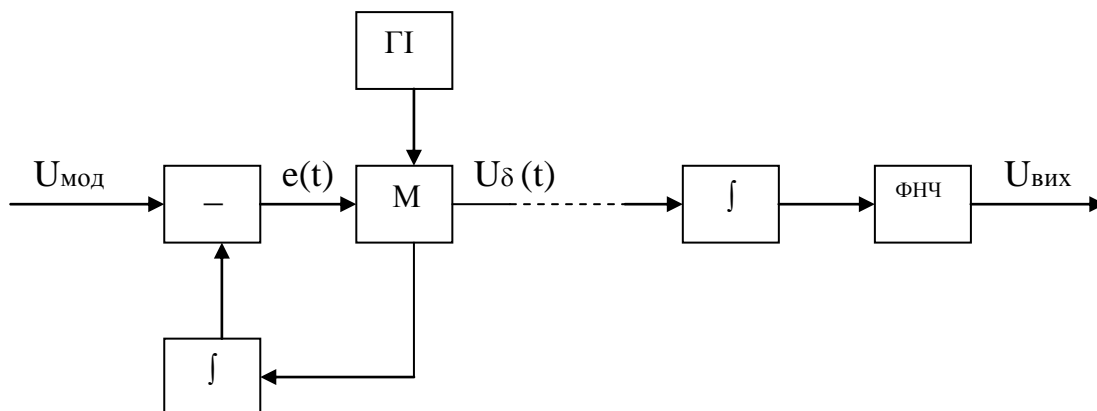


Рис.3.6

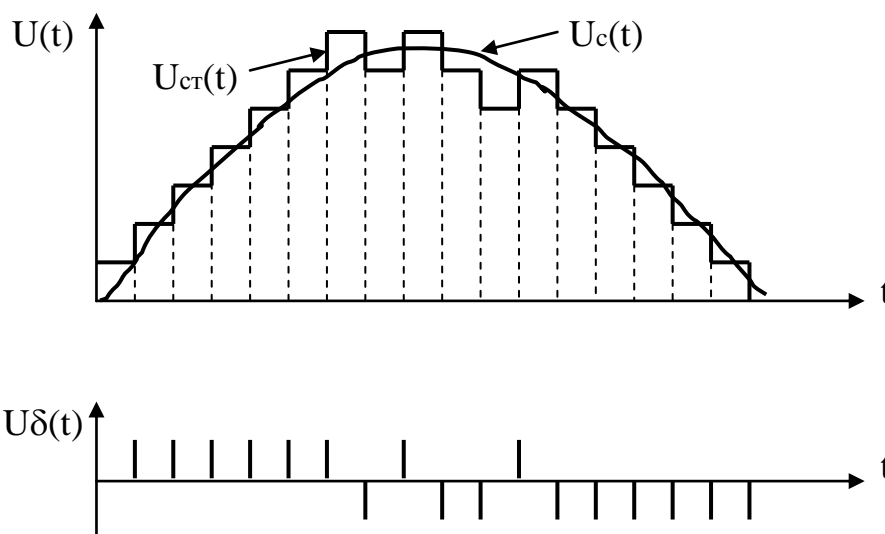


Рис.3.7

Другий недолік – мала величина діапазону сигналів, що передаються. Динамічний діапазон обмежується максимальною величиною амплітуди сигналу, що передається. Якщо U_c більше ніж U_m , при фіксованому значенні ΔU_0 , то у каналі зв'язку все одно буде переданий сигнал з амплітудою U_m , але в каналі зв'язку виникнуть додаткові шуми, які називають шумами перевантаження.

Щоб зменшити ці завади, на вході застосовують компресію сигналу (подібно до компресії в системах зв'язку з ІКМ), а на виході каналу прилад розширювання діапазону. Цей засіб дозволяє дещо зменшити шуми

перевантаження та постійної складової – і в тому та в іншому випадку передається знакозмінна послідовність імпульсів.

2. Завадостійкість зв'язку при лінійній ДМ. Шуми, що діють у каналі зв'язку, впливають на передачу інформації при ДМ у випадку, якщо напруга шумів подавляє імпульси сигналу або шуми створюють невірні імпульси в тактових точках вісі часу. При спотворенні форми імпульсів шуми в каналі зв'язку не виникають, оскільки всі імпульси мають однакові параметри й при вірному знаходженні можуть бути повністю відновлені за амплітудою, формою та тривалістю.

Відношення сигнал/шум на виході каналу залежить від параметрів модуляції, але визначається головним чином імовірністю помилкового прийому імпульсів. Тому, щоб забезпечити малу імовірність помилкового прийому сигналу, треба отримати необхідне відношення сигнал/шум:

$$\left(\frac{P_c}{P_{шм}} \right)_{вих} = \frac{1}{4\pi^2} \times \frac{f_i^3}{F_{мод}^2 \Delta F_{тч}} \times \frac{1}{\rho}$$

де ρ - потрібна імовірність помилки.

Підставляючи в цей вираз значення ρ для різних методів передачі й прийому імпульсів можна знайти залежність відношення потужності сигналу до теплового шуму від параметрів сигналу на вході приймача. Так, наприклад, для некогерентного прийому імпульсів будемо мати:

$$\left(\frac{P_c}{P_{шм}} \right)_{вих} = \frac{1}{2\pi^2} \times \frac{f_i^3}{F_{мод}^2 \Delta F_{тч}} \times e^{a \left(\frac{P_c}{P_{шм}} \right)_{ex}}$$

де $a = 1/8$ – при неоптимальному прийомі амплітудно-маніпульованого сигналу; $a = 1/4$ – при оптимальному прийомі АМ та неоптимальному прийомі ЧМ; $a = 1/2$ – при оптимальному прийомі ЧМ.

Зрівнювання завадостійкості зв'язку з ДМ та ІКМ показує, що стійкість ДМ вище завадостійкості ІКМ, якщо значність коду ІКМ < 5. При $n > 5$ завадостійкість ІКМ вище завадостійкості ДМ. Зазначені недоліки лінійної ДМ можуть бути значно зменшені застосуванням адаптивних систем ДМ. Ідея адаптивних систем ДМ полягає в автоматичному змінюванні кроку квантування у відповідності до змінювання крутизни сигналу, що передається. Велике значення крутизни сигналу, що передається, може бути передане як за рахунок збільшення ΔU_0 , так і за рахунок збільшення f_i . В адаптивних системах використовується перший спосіб. При адаптивній ДМ кроки квантування обирають нерівної величини: вони збільшуються по мірі того, як збільшується номер кроку. Закон зростання обирається виходячи з характеру повідомлення, що передається.

3.4.2. Системи синхронізації в радіорелейних лініях з часовим розподілом каналів

Як зазначалося вище, однією із основних умов нормальної роботи ліній зв'язку з часовим розподілом каналів є вірне розподілення імпульсів групової послідовності, що приймається, за відповідним каналним вузлом (КВ). Режим у лінії, при якому забезпечується така відповідність, називається синхронним, а сукупність пристроїв (та заходів), що забезпечують синхронізм, - системою синхронізації.

На практиці синхронізм у лінії означає, що кожний каналний вузол приймача відкривається лише на час свого каналного відрізка часу та зачиняється протягом усього іншого часу тактового інтервалу (рис.3.8).

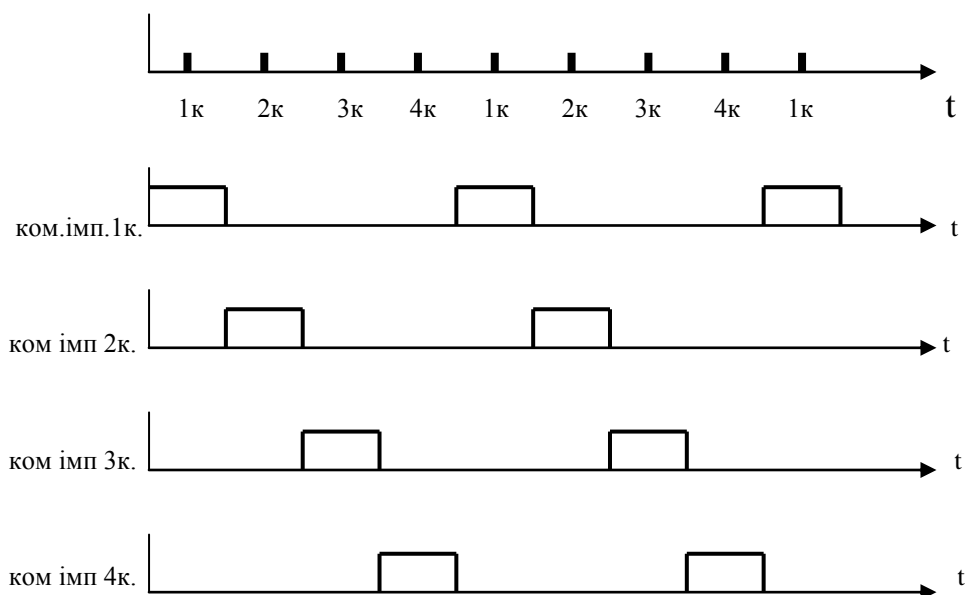


Рис.3.8

Під таким правилом функціонування розуміють, що система синхронізації здатна вирішувати два основних завдання. Перше з них полягає в тому, щоб створити в приймачі керуючі напруги (імпульси), які видаються розподілювачем системи синхронізації в каналні вузли з частотою, що дорівнює частоті передавача f_i (рис.3.9).

Друге завдання полягає в точному збігу комутуючих імпульсів даного каналного вузла з часом приходу імпульсів цього каналу в груповому сигналі, тобто завдання зводиться до пошуку синхронного стану (пошуку синхронізму) та його утримання після знаходження.

Ці завдання вирішуються за допомогою спеціальних пристроїв, які називаються, відповідно, пристроями, що виділяють тактову послідовність, та пристроями каналного пошуку. Таке розподілення є достатньо відносним, оскільки між цими пристроями часто існує взаємодія.

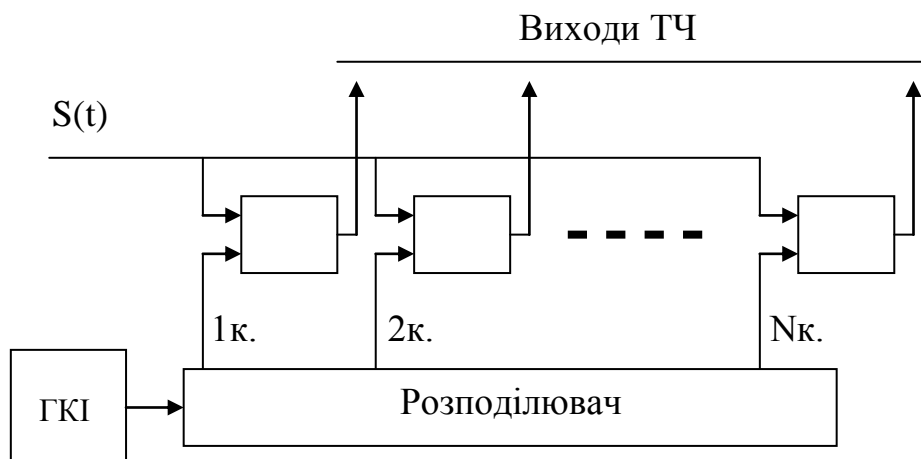


Рис.3.9

Способи формування тактових послідовностей. Керуючі імпульсні напруги, що отримують у прийомному імпульсному обладнанні, використовуються для синхронізації імпульсних пристроїв, демодуляції сигналів, регенерації імпульсів, які приймаються, декодування кодових груп імпульсів в системах ІКМ і таке інше.

У зв'язку з цим до тактовій послідовності, що створюється (регенерується), висовуються такі вимоги:

1. Частота тактової послідовності в приймачі повинна співпадати з частотою тактової послідовності в передавачі;

2. Точність часового положення імпульсів послідовності, що регенеруються, повинна бути високою, щоб практично не виявлялися повільні зрушення фази імпульсів тактової послідовності, ані швидкі часові флуктуації цих імпульсів.

Під повільним виходом фази розуміють зміщення комутуючих імпульсів відносно імпульсів, що приймаються, з частотою, яка складає лічені відсотки Гц та ще менше. Ці зміщення пов'язані або з температурними змінами в апаратурі, або з повільними завмираннями групового часу поширення на інтервалах лінії (особливо тропосферних). Повільні зрушення фази можуть призвести до такого часового розходження комутуючих імпульсів з імпульсами, які приймаються, що в даному каналному вузлі можлива поява імпульсів попереднього, або наступного каналів, можливий також збій власних імпульсів.

Під швидкими часовими флуктуаціями розуміють зміщення імпульсів тактової послідовності відносно тактових точок з частотою, яка лежить у спектрі сигналів, що передаються.

Така паразитна модуляція з'являється через дію завад приймача та сигналів, що передаються по каналах лінії. Паразитна модуляція проявляє себе у вигляді завад на каналі зв'язку. Ці завади називаються завадами синхронізації.

Вимоги до точності з повільним та швидким фазовим зміщенням залежать від виду модуляції та кодування, які прийняті в лінії, від кількості каналів та їх захищеності від завад і таке інше. Так, наприклад, для каналів ТЧ з ФІМ необхідно, щоб повільні часові зміщення тактової послідовності не перевищували половини захищеного проміжку між каналами, а завади синхронізації складали не більше ніж 10-20% від загального рівня завад.

Тактові послідовності можна отримати різними способами: виділення тактових послідовностей за допомогою різноманітних фільтрів; виділення тактових послідовностей за допомогою генераторів, що синхронізуються; виділення тактових послідовностей за допомогою імпульсно-фазового автоматичного підстроювання генераторів (ІФАП).

Канальна синхронізація. Канальна синхронізація, тобто розподілення імпульсів групової послідовності за своїми канальними вузлами, можлива, якщо сигнал одного з каналів має свою ознаку, яка відрізняє його від решти каналів. У синхронних системах досить часто такі ознаки відзнаки присвоюються тільки одному каналу, який називають маркерним або каналом синхронізації. Інші канали визначаються відліком від маркерного. Ознаками відзнаки можуть бути: додаткова модуляція імпульсів синхроканалу сигналом синусоїдної форми; інша тривалість синхроімпульсів; форма синхроімпульсів.

В числі синхросигналів можуть застосовуватися групи імпульсів, які використовують спеціальні коди. Вибір ознаки залежить від структури групового сигналу, від вимог до швидкості реагування системи на вихід із синхронізму, від умов узгодження приймача з формою синхросигналу тощо.

Критерієм вибору є, як правило, мала імовірність формування такої ознаки в сигналах інших каналів або у груповому сигналі в процесі модуляції та дії завад.

Система синхронізації будується так, щоб реагувати на наявність або відсутність відзнак різниці. Відсутність у контрольному пристрої (системі канального пошуку) синхросигналу з відомими ознаками трансформуються у системі синхронізації в пошук цього сигналу. Пошук закінчується при знахідці синхросигналу.

Зрозуміло, спотворення маркерних сигналів, або помилки в тракті регенерації ТЧ можуть призвести до зриву синхронізму. До аналогічного ефекту призводить і формування помилкових синхросигналів.

Типи систем синхронізації. Системи синхронізації за способом реагування на синхросигнали можуть бути умовно поділені на декілька типів.

Перший тип систем реалізує результат знаходження синхросигналу для фазування розподільвача на кожному тактовому інтервалі (рис.3.10). Розподільвач системи розімкнутий. Синхронізм порушується завжди, коли є спотворення синхросигналу або формується помилковий синхросигнал.

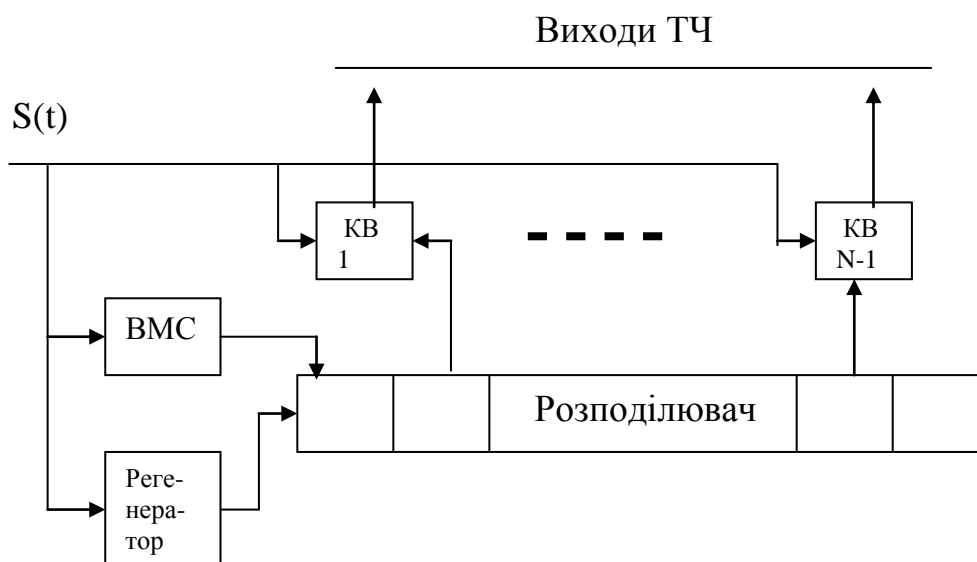


Рис.3.10

Скорочення ВМС – це визнавач маркерного сигналу, KB – канальний вузол.

Параметри системи визначаються співвідношенням:

$$T_{cp} = \frac{T}{P_c + Np_d - p_c p_d N};$$

$$t_{cp} = \frac{T}{1 - p_d}$$

де T_{cp} – середній час утримання системи в синхронізмі; t_{cp} – час входження в синхронізм після його порушення; T – тривалість тактового інтервалу; N – кількість імпульсів на тактовому інтервалі; P_c – імовірність помилки при

прийомі синхросигналу; $P_{л}$ – імовірність формування помилкового синхросигналу.

Перевага таких систем в їх простоті та малому часі відновлення синхронізму.

Системи другого типу будуються на основі порівняння даного синхросигналу з маркерним. Якщо ці сигнали співпадають за часом та тотожні, то система знаходиться в покої. Неузгодження сигналів трансформується в пошук синхронного стану: на розподільвач з контрольного пристрою надається сигнал фазування (рис.3.11). Перевага системи – відсутність реагування на сигнали інформаційної частини тактового інтервалу.

Параметри системи :

$$T_{cp} = \frac{1 - p_c}{p_c} T;$$

$$t_{cp} = T \left[1 + \frac{N p_{л}}{1 - p_{л}} \right]$$

Ці системи мають високу завадостійкість, але більш складні й потребують для отримання кращих значень ретельного вибору структури синхросигналів.

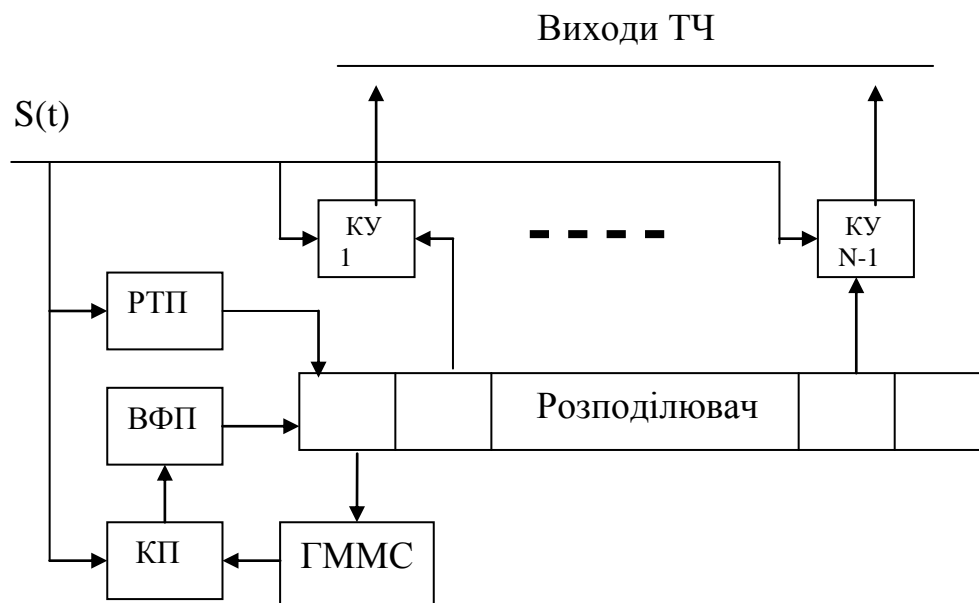


Рис.3.11

Скорочення РТП означає регенератор тактової послідовності, ВФП – виконуючий фазуючий пристрій, КУ – контрольний пристрій (система каналного пошуку), ГММС – генератор місцевого маркерного сигналу.

Асинхронно-адресні системи розмежування каналів. Особливістю асинхронно-адресних систем розмежування каналів є відсутність загальної для всіх каналів системи синхронізації. Вірне розподілення сигналів на прийомні станції забезпечується за рахунок того, що сигнал кожного каналу у закодованому вигляді має в собі інформацію про присвоєний йому номер (адресу).

Розглянемо принцип асинхронно-адресного розмежування за допомогою рис.3.12, 3.13 і 3.14.

На першому (рис.3.12) зображена передаюча частина системи. Вона складається з N_k пристроїв, що забезпечують передачу сигналів від N_k абонентів. Всі ці пристрої однакові, працюють незалежно один від одного, тому достатньо проаналізувати роботу лише одного з них.

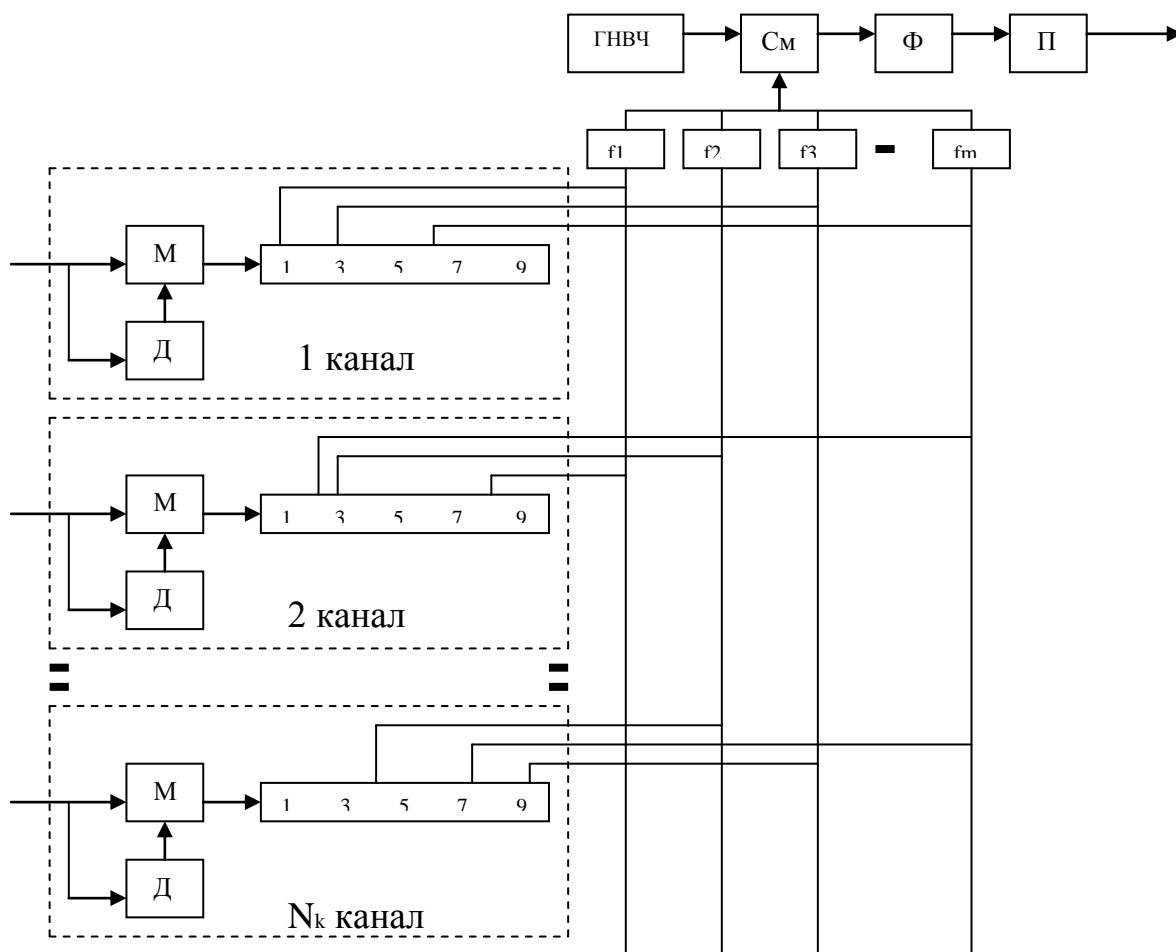


Рис.3.12

Кожний модулятор такого пристрою забезпечує отримання імпульсів одного каналів, що модулюються повідомленням, яке поступає на вхід цього каналу. Будемо для визначеності виходити з того, що модулятор створює імпульси, які модулюються за фазою. Кожний імпульс з виходу

модулятора поступає на лінію часової затримки, яка має S відводів. Час проходження імпульсу між сусідніми відводами дорівнює Δt мікросекунд. Саме тому імпульс з виходу модулятора під час проходження лінії часової затримки послідовно з'явиться на всіх його відводах, але знімається для кожного каналу тільки з $n < S$ різних виводів: наприклад, для першого каналу – тільки з першого, третього та шостого відводів, для другого – з другого, третього та восьмого і так далі.

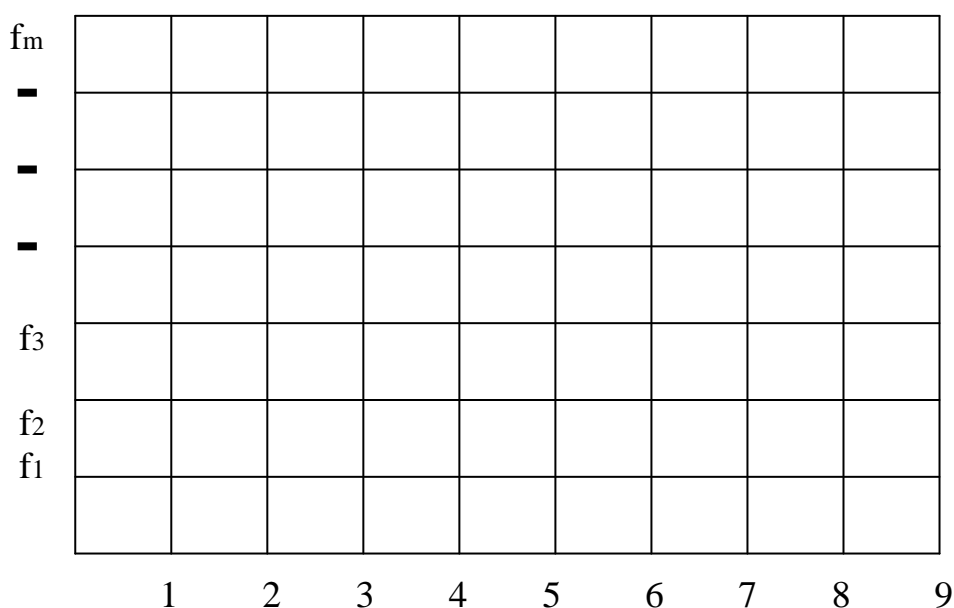


Рис.3.13

У результаті такого процесу кожний імпульс на виході модулятора перетворюється в групу однакових імпульсів, але по різному розташованих на вісі часу для різних каналів.

Далі, кожний з n імпульсів кодової групи перетворюється на радіоімпульс однієї з m піднесучих частот. Це перетворення здійснюється керуванням коливаних m генераторів, які діють на них імпульсами. Як правило, кількість частот (генераторів) m більше ніж кількість відводів n , які використовуються в лінії часової затримки. Тому завжди є можливість обрати будь-яку комбінацію частот n із загальної кількості m . З цього ми бачимо, що в результаті використання лінії часової затримки та групи генераторів піднесучих частот утворюється більша кількість адрес каналів, які відрізняються один від одного або розташуванням імпульсів у кодовій групі або комбінацією частот, за допомогою якої ця група передається. Після цього колювання n частот за допомогою НВЧ генератора та змішувача зміщуються в діапазон НВЧ та випромінюються наступною

PPC. Утворені таким чином адреси записуються у вигляді частотно-часової матриці (див. рис.3.13). На цій матриці адреса першого каналу вказана (●), а адреса другого – (◆). Такий запис номерів називається частотно-часовим кодуванням.

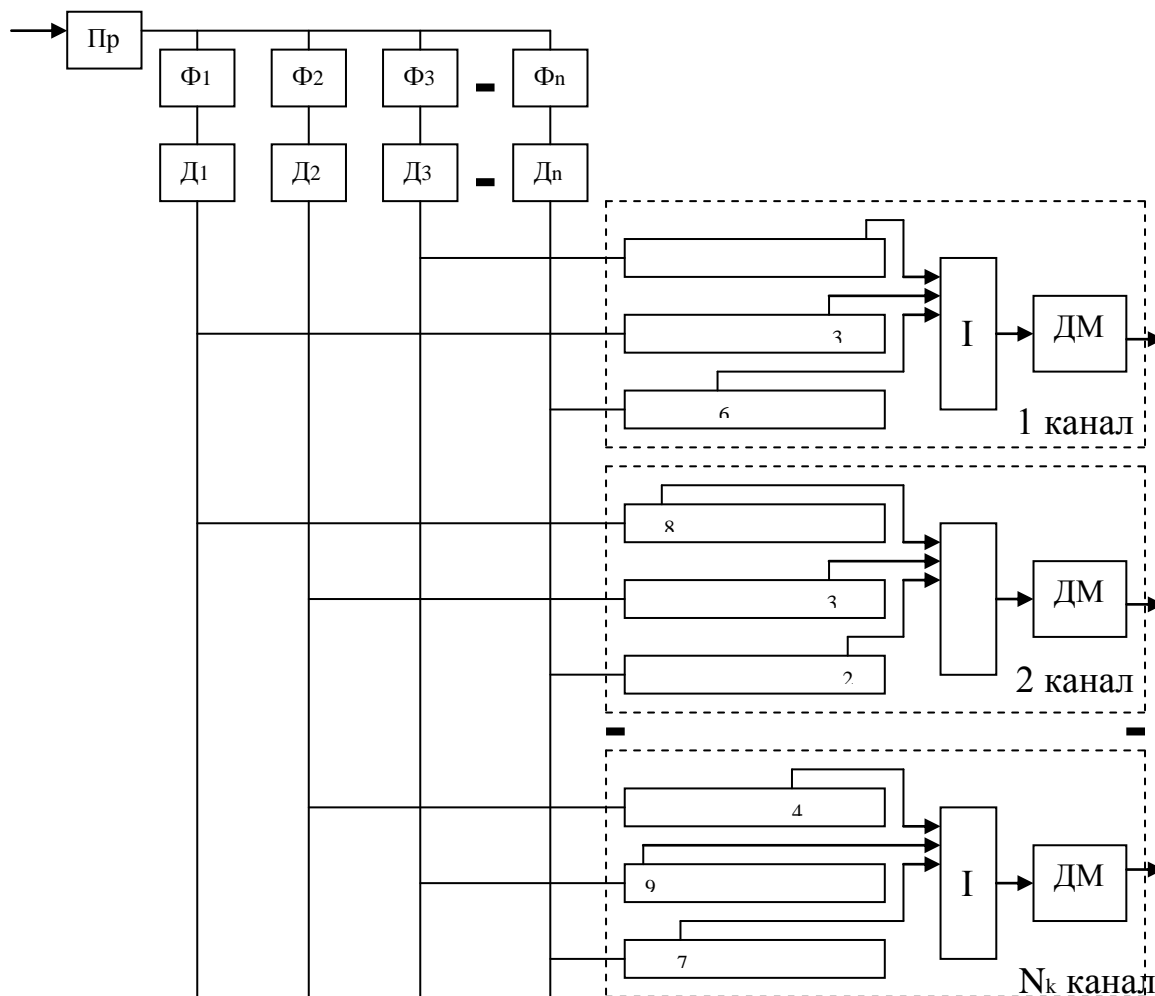


Рис.3.14

Оскільки всі канали передаються з окремими частотно-часовими ознаками на приймаючій станції вони автоматично розподіляються між відповідними демодуляційними пристроями. Структурна схема приймаючої частини PPC зображена на рис.3.14. Приймач НВЧ перетворює радіоімпульси, що приймаються, в радіоімпульси m піднесучих частот. Напруга всіх частот за допомогою фільтрів розмежовуються по m колах, в яких проводиться їх детектування, тобто формування відеоімпульсів. Відеоімпульси з виходу амплітудних детекторів поступають на каналні демодуляційні пристрої. Кількість

імпульсів, що поступають на каналний демодуляційний вузол дорівнює кількості використаних для передачі адреси частот зв'язку.

У кожному демодуляційному вузлі імпульси проходять через лінію часової затримки (ЛЗ). Розмір затримки обирається таким, щоб на виході всіх ліній затримки даного каналного вузла імпульси з'явилися одночасно. У цьому випадку імпульси всієї кодової групи об'єднуються в один імпульс, який відокремлюється на виході логічного елемента «І», та демодулюється в демодуляційному пристрої.

Таким чином, за допомогою фільтрів $\Phi_1 - \Phi_m$, детекторів $D_1 - D_m$, ліній затримки та елементів «І» у кожному демодуляційному пристрої проводиться автоматичне (тобто без спеціальної системи синхронізації) виділення імпульсів, які призначалися даному каналу.

3.5. Особливості розрахунку радіорелейних ліній.

Найважливіший показник роботи радіорелейної лінії – якість зв'язку, що забезпечується, і його стійкість – визначається правильністю розрахунку і будівництва лінії зв'язку. Розрахунок радіорелейної лінії виробляється на всіх стадіях її створення, починаючи від періоду розробки окремих станцій і закінчуючи періодом будівництва ліній з табельних станцій, що випускаються промисловістю.

Основи теорії поширення ультракоротких хвиль (основні розрахункові співвідношення). Розрахунковими співвідношеннями теорії поширення радіохвиль є співвідношення, що визначають напруженість поля і потужність корисного сигналу у місці прийому.

Якщо через $P_{пер}$ позначити потужність на виході передавача, яка подається до ненаправленої антени, то густина потоку енергії складе:

$$S = \frac{P_{пер}}{4\pi r^2}, \quad (3.1)$$

де r – відстань (радіус), на якому визначається S .

З іншого боку відомо, що S у практичній раціоналізованій системі дорівнює

$$S = E_m H_m = \frac{E_m^2}{120\pi}, \text{ Вт/м}^2, \quad (3.2)$$

де E_m і H_m – амплітуди напруженості електричного і магнітного поля відповідно.

Прирівнюючи вираження (3.1) і (3.2) і переходячи до діючого значення напруженості поля, одержуємо

$$E = \sqrt{30P_{пер}} / r \text{ В/м.} \quad (3.3)$$

Якщо при передачі використовується спрямована антена з коефіцієнтом передачі G_1 і к.к.д. фідера, що з'єднує вихід передавача із антеною, дорівнює η_1 , то в цьому випадку напруженість поля в місці прийому буде

$$E = \sqrt{30P_{nep}G_1\eta_1} / r, \text{ В/м.} \quad (3.4)$$

Знайдемо тепер потужність корисного сигналу на вході приймача.

Якщо прийом виробляється на антену з коефіцієнтом підсилення G_2 , а к.к.д. фідера дорівнює η_2 і λ - довжина хвилі прийнятих електромагнітних коливань, то діюча площа антени дорівнює $\lambda^2/4\pi$, а потужність, що віддається антеною приймачу, буде

$$P_{ex} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_2 \eta_2 S. \quad (3.5)$$

Підставивши сюди вираження (3.2), одержимо

$$P_{ex} = \frac{\lambda^2}{120\pi^2} G_2 \eta_2 E^2. \quad (3.6)$$

З урахуванням (3.4)

$$P_{ex} = P_{nep} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1 G_2 \eta_1 \eta_2. \quad (3.7)$$

Величина

$$V_{св} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (3.8)$$

дорівнює ослабленню радіохвиль при їхньому поширенні у вільному просторі.

Визначимо залежність напруженості поля в місці прийому від величини сигналу на вході приймача. При узгодженні вхідного опору антени (опору випромінювання) із вхідним опором приймача

$$P_{ex} = \frac{U_{свс}^2}{4R_{ex}}. \quad (3.9)$$

Прирівнюючи вираження (3.9) і (3.6), знаходимо

$$E = \frac{1}{\lambda_m} \sqrt{\left(\frac{120\pi}{R_{ex}} \right) \frac{\pi}{G_2 \eta_2}} U_{свс}, \text{ В/м,} \quad (3.10)$$

чи обернену залежність

$$U_{свс} = \frac{\lambda_m}{\pi} \sqrt{\frac{R_{ex} G_2 \eta_2}{120}} E = h_d E, \quad (3.11)$$

де

$$h_0 = \frac{\lambda_M}{\pi} \sqrt{\frac{R_{св} G_2 \eta_2}{120}} \quad (3.12)$$

є «діюча» висота антени.

Всі отримані формули відносяться до випадку поширення радіохвиль в умовах вільного простору, коли можна не враховувати впливу землі і тропосфери на величину сигналу у місці прийому. Тому формули (3.4) і (3.7) називаються формулами ідеальної радіопередачі.

У реальних умовах зв'язку поверхня землі і середовище, в якій поширюються радіохвилі, істотно впливають на рівень сигналу в місці прийому. Їхній вплив враховується множником ослаблення V , що показує, наскільки реальна напруженість поля в місці прийому відрізняється від напруженості поля $E_{св}$:

$$E = E_{св} V.$$

Формули для розрахунку напруженості поля і потужності корисного сигналу на вході приймача мають вигляд:

$$E = \frac{\sqrt{30 P_{неп} G_1 \eta_1}}{r} V; \quad (3.13)$$

$$P_{свх} = P_{неп} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 V^2. \quad (3.14)$$

Звідси випливає, що напруженість поля E в місці прийому і потужність $P_{свх}$ визначаються при заданих параметрах станцій довжиною інтервалу r і ослабленням радіохвиль на інтервалі зв'язку.

Коефіцієнт ослаблення V при відсутності впливу землі і середовища поширення дорівнює одиниці. У реальних умовах він може бути як більше, так і менше одиниці. Останній випадок є найбільш частим і практично важливим, тому що при цьому може спостерігатися істотне зниження (якщо $V \ll 1$) рівня прийнятого сигналу. Завдання правильного вибору трас радіорелейних ліній полягає в тому, щоб на обраних трасах забезпечити можливо більше значення коефіцієнта ослаблення.

Потужність шуму, внесеного радіоприймачами радіорелейних станцій, обернено пропорційна потужності корисного сигналу на їхніх входах.

З огляду на вираження (3.14) можна одержати співвідношення для оцінки потужності шумів на виході приймача при різних видах модуляції.

При частотній модуляції:

$$P_{швих} = P_{свих} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{k T \eta_{ш} \Delta F_{шч}}{P_{неп} G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 K_n^2} \right) \left(\frac{F_i}{\Delta f_0} \right)^2 \frac{r^2}{V^2} = A_{шМ} \frac{r^2}{V^2}; \quad (3.15)$$

при імпульсно-фазовій модуляції:

$$P_{швix} = P_{свix} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{P_{шex}}{P_{nep} G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 K_n^2} \right) \left(\frac{\Delta\tau_\phi}{\Delta t_c} \right)^2 \frac{2\Delta F_{нч}}{F_i} \frac{r^2}{V^2} = A_{ФIM} \frac{r^2}{V^2}, \quad (3.16)$$

де $A_{ЧМ}$ і $A_{ФIM}$ – постійні коефіцієнти, обумовлені тільки параметрами станцій; k – стала Больцмана; $n_{ш}$ – коефіцієнт шуму; T – температура, К; $\Delta F_{нч}$ – смуга каналу тональної частоти; K_n – психофотетричний коефіцієнт; F_i – середня частота i -го каналу; Δf_0 – девіація частоти; $P_{шex} = kTn_{ш}\Delta F_{нч}$ – потужність теплового шуму на вході приймача; $\Delta\tau_\phi$ – тривалість переднього фронту імпульсу, що дорівнює часу встановлення його амплітуди; Δt_c – максимальна величина зрушення імпульсів, яка ще називається девіацією імпульсів; F_i – частота проходження імпульсів одного каналу.

Таким чином, потужність шуму, внесена однією станцією, прямо пропорційна квадрату довжини інтервалу зв'язку і обернено пропорційна квадрату коефіцієнта ослаблення. Тому в правильно обраних інтервалах зв'язку коефіцієнт ослаблення повинний мати, по можливості, більше значення, бажано близьке чи рівне одиниці.

Облік впливу тропосфери і землі на поширення радіохвиль можна здійснити, якщо представити загальний коефіцієнт ослаблення радіохвиль на інтервалі зв'язку у виді добутку: $V = V_p \cdot V_m$, де V_p – коефіцієнт ослаблення, викликаний тільки впливом рельєфу місцевості на інтервалі зв'язку; V_m – коефіцієнт ослаблення, що враховує вплив тропосфери на поширення радіохвиль.

Вираження (3.14) дозволяє також визначити припустиме для конкретних станцій ослаблення радіохвиль на інтервалі зв'язку і їхній енергетичний потенціал.

Припустиме згасання дорівнює

$$W = 10 \lg \frac{P_{свx}}{P_{nep} G_1 G_2 \eta_1 \eta_2} = 20 \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right) + 20 \lg V, \text{ дБ.} \quad (3.17)$$

Відповідно енергетичний потенціал

$$L = 10 \lg \frac{P_{nep} G_1 G_2 \eta_1 \eta_2}{P_{свx}} = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) - 20 \lg V, \text{ дБ.} \quad (3.18)$$

Вираження (3.17) і (3.18) визначають верхню межу для припустимого коефіцієнта ослаблення радіохвиль на інтервалі зв'язку.

Вибір і розрахунок технічних характеристик апаратури станцій, що визначають якість зв'язку на радіорелейній лінії. Загальна потужність шуму радіорелейної лінії може мати такий вигляд:

$$P_{ш\Sigma} = \sum_{i=1}^M P_{шii}.$$

Прийmemo, що в середньому у часі всі станції лінії вносять ту саму потужність шуму $P_{шi}$. Тоді при відомій величині $P_{ш\Sigma доп}$ припустима потужність шуму, що внесена однією станцією, буде

$$P_{ш1 доп} = P_{ш\Sigma} / M. \quad (3.19)$$

Рівність (3.19) з погляду заданої якості зв'язку означає перехід від M -інтервальної лінії до одноінтервальної лінії зв'язку. Якщо енергетичні параметри станцій обрані так, що на всіх інтервалах $P_{шi}$ менше чи дорівнює $P_{ш1 доп}$, то якість зв'язку на всій лінії буде відповідати нормам технічних умов.

Отже, енергетичний потенціал станцій повинний бути таким, щоб завжди забезпечувалася нерівність $P_{ш1} \leq P_{ш1 доп}$.

Як відомо, шуми, внесені кожною станцією, поділяються на апаратурні і теплові (флуктуаційні). Тому, що величина теплових шумів визначається енергетичним потенціалом станцій, то зазначену умову можна подати у вигляді: $P_{шт1} \leq P_{шт1 доп}$. Ця умова є основним критерієм оцінки правильності вибору і розрахунку параметрів окремих радіорелейних станцій, що визначають якість зв'язку на радіорелейній лінії.

До параметрів, що визначають якість зв'язку, відносяться: величина необхідної потужності передавачів, коефіцієнти підсилення антенних систем, коефіцієнти корисної дії фідерних систем, припустимі значення коефіцієнтів ослаблення радіохвиль на інтервалі зв'язку, коефіцієнт шуму приймача і параметри, які характеризують модуляцію випромінюваного сигналу. Як правило, при енергетичному розрахунку станцій, що здійснюється в процесі ескізного проектування, кінцевою метою є визначення потужності передавача, що забезпечує задану якість і стійкість зв'язку при різних методах модуляції.

При розрахунку потужності передавача виходять з наступних міркувань. Оскільки потужність теплового шуму, що внесена однією радіорелейною станцією, при всіх методах модуляції залежить від величини корисного сигналу, яка надходить на вхід приймача, то за припустимою величиною шуму $P_{шт1 доп}$ однозначно визначають мінімально необхідну величину корисного сигналу $P_{свхмін}$ і потім за цією величиною знаходять енергетичні параметри радіорелейних станцій.

З вираження (3.14) випливає, що

$$P_{пермін} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{V_p^2 V_M^2} \frac{1}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2} P_{свхмін}, \quad (3.20)$$

де до величин $P_{пер}$ і $P_{свх}$ доданий індекс «мін», тому що мінімальна потужність сигналу на вході приймача повинна забезпечуватися при мінімальній потужності передавачів.

Для визначення потужності передавачів станцій мобільних ліній, відповідно до вираження (3.20), необхідно спочатку вибрати метод модуляції сигналу, потім параметри, які визначають величину згасання, що перекривається, (τ , V , G_1 , G_2 , η_1 , η_2 і λ), і після цього розрахувати $P_{вх\ вх\ мін.}$ При розрахунку потужності передавачів станцій стаціонарних ліній параметри, які визначають згасання, що перекривається, можуть бути обрані в останню чергу, оскільки для цих станцій немає особливих обмежень на вибір коефіцієнтів підсилення антен і к.к.д. фідерних ліній.

При виборі методу модуляції для проектованої лінії виходять з можливості забезпечення високої завадостійкості зв'язку, простоти реалізації модуляційних й демодуляційних пристроїв і зручності сполучення з різними джерелами інформації.

З боку забезпечення високої завадостійкості найбільше поширення одержали системи зв'язку із частотним ущільненням і частотною модуляцією, а також системи, що використовують часове ущільнення при імпульсно-фазовій, імпульсно-кодovій і дельта-модуляції.

Проведемо порівняльну оцінку цих систем.

Насамперед відзначимо, що в радіорелейних лініях внаслідок багаторазової ретрансляції сигналу і нагромадження теплових шумів необхідна потужність передавачів M -інтервальної лінії повинна в M раз перевершувати потужність передавача одноінтервальної лінії. Дійсно, оскільки потужність теплового шуму, що внесена однією станцією, обернено пропорційна потужності корисного сигналу на вході приймача, а величина останньої прямо пропорційна потужності відповідного передавача, то фізично цілком очевидно, що для одержання в M раз меншої потужності шуму, внесеної на одному інтервалі радіорелейної лінії, варто збільшити в M раз потужність корисного сигналу на вході приймача станції. Це досягається при незмінній довжині інтервалів збільшенням потужності передавачів станції.

Звідси випливає, що чим більша довжина лінії зв'язку (більше число станцій на лінії), тим більшу потужність повинні мати передавачі всіх станцій. Це положення, в принципі, справедливе при всіх методах модуляції. Однак у випадку імпульсно-кодovої і дельта-модуляції при правильному плануванні лінії потужності внесених теплових шумів настільки малі, що для їхньої компенсації потрібне незначне збільшення потужності передавачів M -інтервальної лінії зв'язку.

Разом з тим радіорелейні лінії з частотним ущільненням й частотною модуляцією і лінії з імпульсно-фазовою модуляцією дозволяють одержати високої завадостійкості при великому числі проміжних станцій, що забезпечується відповідним вибором індексу частотної модуляції (при ЧМ) та малою тривалістю фронтів імпульсів при ФІМ.

Великою перевагою радіорелейних ліній з частотним ущільненням і частотною модуляцією є можливість формування багатоканальних ($N_k=3...12$) радіосигналів із порівняно вузьким спектром частот. Це дозволяє застосувати частотну модуляцію в діапазоні метрових і нижній частини дециметрових хвиль, де внаслідок відносно малої частотної ємності не вдається використовувати широкосмугові сигнали (зокрема, імпульсні).

Інша перевага ліній з частотною модуляцією – можливість передачі широкосмугових повідомлень, наприклад, телевізійних, не тільки по стаціонарних, але і по мобільних лініях зв'язку.

У мобільних радіорелейних лініях з числом каналів 12 – 60, що працюють у діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль, можуть бути використані будь-які з зазначених вище методів модуляції. Однак лінії з часовим ущільненням дозволяють забезпечувати зв'язок із однаковою для всіх каналів якістю. При використанні ІКМ і ДМ можна будувати лінії з якістю зв'язку, що практично не залежить від довжини магістралі зв'язку.

Із запропонованих тактико-технічних вимог на радіорелейну лінію повинні бути відомі наступні вихідні дані: призначення і тип радіорелейної лінії (стаціонарна чи мобільна), максимальна довжина магістралі, число каналів зв'язку, вид переданої інформації, якість і стійкість зв'язку, припустимий час розгортання станцій і будівництва магістралі зв'язку (для мобільних ліній), умови її роботи й особливості експлуатації.

На підставі цих даних, насамперед, вибирають висоту підняття антенних систем і середню довжину інтервалів зв'язку. Як правило, висота підняття антен мобільних ліній складає 20 – 30 м, а стаціонарних від 30 до 80 м і більше. Відповідно середня довжина інтервалів при установці станцій на пануючих висотах місцевості дорівнює 30 – 40 км для мобільних ліній і 40 – 60 км для стаціонарних радіорелейних ліній.

Значення коефіцієнтів підсилення антен також залежать від типу ліній: на стаціонарних лініях, що працюють у діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль, $G = 35...45$ дБ; на мобільних лініях, у залежності від діапазону частот, що використовуються, $G = 6...30$ дБ.

К.к.д. фідерних систем залежить від конкретного типу і довжини ліній передачі, що використовуються, НВЧ коливань і ступеня узгодження фідерних ліній з антеною і НВЧ апаратурою:

$$\eta_{1,2} = \frac{4k}{(1+k)^2} e^{-\beta\phi l},$$

де k – коефіцієнт хвилі, що біжить, у фідері; $\beta\phi$ - загасання одного метра фідера, Нп; l - довжина фідера, м.

Коефіцієнт ослаблення радіохвиль визначає стійкість зв'язку і вплив рельєфу місцевості на інтервалі зв'язку.

Середнє значення V_p для стаціонарних ліній приймається рівним одиниці. Для мобільних ліній, з огляду на труднощі забезпечення оптимальних умов зв'язку, доцільно прийняти $V_p = 0,5 \dots 0,7$. Що стосується V_m , то при розрахунку потужності передавачів варто розраховувати середнє еквівалентне значення, обумовлене як

$$V_{me} = \sqrt{\frac{M}{M - n + \frac{n}{V_{m\min}}}}.$$

Це забезпечить виконання вимог технічних умов за величиною внесеного станцією теплового шуму в заданий відсоток часу її роботи. Тут $V_{m\min}$ визначається за відповідною кривою стійкості зв'язку в залежності від припустимого відсотка часу завмирань сигналу на одному інтервалі зв'язку. Значення n для стаціонарних ліній приймають рівним 1 – 3; для мобільних ліній, з огляду на необхідність забезпечення великого запасу по загасанню, що перекривається, доцільно прийняти $n = (0,5 - 1)M$.

Діапазон частот роботи радіорелейної лінії вибирають виходячи з установленого стандартом розподілу діапазонів, числа каналів зв'язку і методу модуляції.

1. Розрахунок мінімальної потужності передавача станцій з частотним ущільненням і частотною модуляцією. Попередньою умовою розрахунку потужності УКХ передавача в лініях з частотною модуляцією є вибір девіації частоти на канал, граничних частот лінійного спектра напруги, яким модулюється передавач і величини коефіцієнта шуму приймача. Значення перших двох величин приймаються відповідно до заданого числа каналів і типу апаратури ущільнення, на яку розрахована лінія.

У мобільних радіорелейних лініях при малому числі каналів, що працюють у діапазоні метрових чи нижній частини дециметрових хвиль, девіацію частоти вибирають виходячи із ширини відведеного діапазону частот і необхідного числа фіксованих частот, що повинні мати станції.

Величину коефіцієнта шуму приймача вибирають по можливості мінімальної, з урахуванням простоти реалізації вхідного ланцюга

приймача, радіодеталей і електронних приладів, з яких вона може бути виконана.

Потужність шуму, внесена приймачем на одному інтервалі, визначається вираженням:

$$P_{ум1} = P_{свих} \left(\frac{F_i}{\Delta f_k} \right)^2 \frac{kTn_{ш}}{P_{свх}} \Delta F_{нч} K_n^2.$$

Величини $P_{свих}$ і $\Delta F_{нч}$ вибираються за міжвідомчими нормальми на канали зв'язку чи за рекомендаціями МККТТ.

Тому що $P_{шт} = \xi P_{ш\Sigma}$, те знаходимо, що

$$P_{свх\min} = P_{свих} \left(\frac{F_i}{\Delta f_k} \right)^2 \frac{kTn_{ш}}{\xi P_{ш\Sigma}} M \Delta F_{нч} K_n^2.$$

Підставивши це значення у формулу (3.20), одержимо

$$P_{пер\min} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda V_p V_{me}} \right)^2 \left(\frac{P_c}{P_{ш\Sigma}} \right)_{свих} \left(\frac{F_i}{\Delta f_k} \right)^2 \frac{kTn_{ш} \Delta F_{нч} M}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \xi} K_n^2, \quad (3.21)$$

де $(P_c/P_{ш\Sigma})_{свих}$ - відношення сигнал/шум на виході каналів радіорелейної лінії повної довжини.

Розрахунок $P_{пер\min}$ повинний вироблятися для каналу, якому відповідає максимальна середня частота каналу в лінійному спектрі $(F_i)_{\max}$.

2. Розрахунок мінімальної потужності передавачів станцій з імпульсно-фазовою модуляцією. При імпульсно-фазовій модуляції потужність теплового (флуктуаційного) шуму, що виникає на одному інтервалі лінії, визначається вираженням:

$$P_{ум1} = P_{свих} \left(\frac{P_{ш}}{P_c} \right)_{свх} \frac{\Delta \tau_{\phi}^2}{\Delta t_m^2} \frac{2\Delta F_{нч}}{F_i} K_n^2.$$

Тому що $P_{ум1} = \xi P_{ш\Sigma}/M$, де $\xi = 0,5 \dots 0,7$, то необхідна величина мінімальної потужності сигналу на вході приймача буде

$$P_{свх\min} = \left(\frac{P_c}{P_{ш\Sigma}} \right)_{свих} \left(\frac{\Delta \tau_{\phi}}{\Delta t_m} \right)^2 \frac{2\Delta F_{нч}}{F_i} \frac{M}{\xi} P_{шсвх} K_n^2.$$

Підставивши це значення у вираження (3.20), одержимо

$$P_{пер\min} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda V_p V_{me}} \right)^2 \left(\frac{P_c}{P_{ш\Sigma}} \right)_{свих} \left(\frac{\Delta \tau_{\phi}}{\Delta t_m} \right)^2 \frac{P_{шсвх}}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2} \frac{M}{\xi} \frac{2\Delta F_{нч}}{F_i} K_n^2. \quad (3.22)$$

Для розрахунку $P_{пер\min}$ за формулою (3.22) необхідно вибрати тривалість фронтів наростання імпульсів, що використовуються для зв'язку, і зв'язати $\Delta \tau_{\phi}$ з величиною девіації Δt_c .

Як правило, для зв'язку використовуються імпульси трапецеїдальної форми, які мають однакові тривалості фронтів наростання і спадання, причому $\Delta\tau_\phi$ менше половини тривалості імпульсів τ , відліченої на рівні $0,5U_m$.

Інтервал між імпульсами сусідніх каналів дорівнює $\Delta T_i = T_i / N_k$.

З рис.3.15 випливає, що $\Delta T_i = 2\Delta t_m + \Delta t_z$, де Δt_z – тривалість захисного інтервалу.

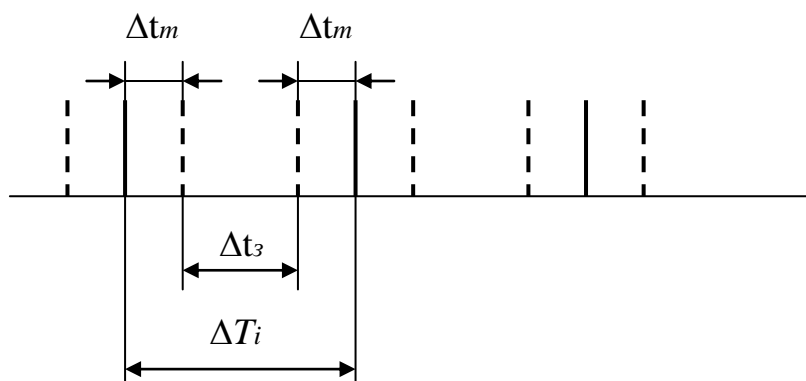


Рис.3.15

Оскільки заданий рівень взаємної захищеності забезпечується при $\Delta t_z \geq 5\tau$, де τ - тривалість імпульсів на рівні $0,5U_c$, те $\Delta t_m = 0,5(\Delta T_i - 5\tau)$.
Маючи на увазі $\Delta\tau_\phi = k\tau$, одержуємо

$$\frac{\Delta\tau_\phi}{\Delta t_m} = \frac{2k\tau}{\Delta T_i - 5\tau}.$$

Як правило, у радіорелейних лініях $\tau \geq 0,2 \dots 0,4$ мксек, а $k = 1/2 \dots 1/3$.

Потужність шуму на вході приймача станції визначається вираженням: $P_{шкх} = kTn_{ш}\Delta f$, де Δf – смуга пропускання ППЧ приймача.

При досить високій стабільності частоти приймача і передавача Δf дорівнює спектру частот, який займає радіоімпульсний сигнал. Так $\Delta f = 2/\tau$ - при узгодженні частотної характеристики ППЧ зі спектром обвідної трапецеїдального імпульсу і $\Delta f = 2/k\tau$ - при узгодженні ППЧ зі спектром похідної трапецеїдального імпульсу. Перший випадок відповідає меншій граничній потужності сигналу на вході приймача і меншій його завадостійкості; другий випадок – більшій завадостійкості, але вимагає більш високого значення потужності сигналу на вході приймача.

3.Розрахунок мінімальної потужності передавачів станцій з імпульсно-ковою і дельта-модуляцією. При імпульсно-кодовій модуляції якість зв'язку визначається головним чином величиною шуму квантування.

Тому при нормальній величині сигналу на вході приймача теплові шуми в каналах зв'язку повинні бути багато менше шумів квантування. Припустимо, що при мінімальному сигналі на вході приймача повна потужність теплових шумів дорівнює потужності шумів квантування. Тому і відношення сигнал/шум на виході для цих видів шумів теж буде однаковим:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{шум}}}\right)_{\text{вихМ}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{шкв}}}\right)_{\text{вих}} = N^2 - 1, \quad (3.23)$$

де N – максимальне число рівнів, за допомогою яких передається сигнал.

З урахуванням нагромадження теплових шумів на радіорелейній лінії, можна написати

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{шум}}}\right)_{\text{вих1}} = (1,5\dots 2,0) \left(\frac{P_c}{P_{\text{шум}}}\right)_{\text{вихМ}}. \quad (3.24)$$

Величина $(P_c/P_{\text{шум}})_{\text{вих1}}$ може бути визначена наступним вираженням:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}} = \frac{1}{\alpha} \ln 2 \left(\frac{P_c}{P_{\text{шум}}}\right)_{\text{вих}},$$

де $\alpha = 1/8$ – при неоптимальному прийомі АМ; $1/4$ – при оптимальному прийомі АМ і неоптимальному прийомі ЧМ; $1/2$ – при оптимальному прийомі ЧМ; 1 – при ОФМ з прийомом за методом порівняння фаз.

Беручи до уваги (3.23) і (3.24), одержуємо

$$P_{\text{свхмін}} = \frac{P_{\text{шкв}}}{\alpha} \ln 4(N^2 - 1) \cong \frac{2P_{\text{шкв}}}{\alpha} \ln 2N.$$

Підставивши це вираження у формулу (3.20), будемо мати:

$$P_{\text{пермін}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda V_p V_{me}}\right)^2 \frac{2P_{\text{шкв}}}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \alpha} \ln 2N. \quad (3.25)$$

Аналогічно можна показати, що при дельта-імпульсній модуляції (лінійній)

$$P_{\text{свхмін}} = \frac{2P_{\text{шкв}}}{\alpha} \ln \left[\frac{F_M^2 \Delta F_{\text{нч}}}{f_i^3} \left(\frac{P_c}{P_{\text{шум}}}\right)_{\text{вих}} \right],$$

і мінімальна потужність передавача дорівнює

$$P_{\text{пермін}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda V_p V_{me}}\right)^2 \frac{2P_{\text{шкв}}}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \alpha} \ln \left[\frac{F_M^2 \Delta F_{\text{нч}}}{f_i^3} \left(\frac{P_c}{P_{\text{шум}}}\right)_{\text{вих}} \right]. \quad (3.26)$$

Вираження (3.25) і (3.26) показують, що першим етапом розрахунку $P_{\text{пермін}}$ при ІКМ і ДМ є вибір числа рівнів квантування N при ІКМ й частоти проходження імпульсів f_i при ДМ, що визначаються виходячи із

заданої якості зв'язку. У цих вираженнях $P_{\text{ввх}} = kTn_{\text{ш}}\Delta f$, де $\Delta f = (1,37\dots 2,0)/\tau$.

Тривалість імпульсів при імпульсно-кодівій модуляції залежить від значності обраного коду n , числа каналів зв'язку N_k , шпаруватості Q (періоду проходження імпульсів) і визначається вираженням: $\tau = T_i / nN_k Q$.

Відповідно, тривалість імпульсів при дельта-модуляції дорівнює $\tau = 1/N_k f_i Q$.

Номінальне значення потужності передавачів повинне бути більше мінімального на величину експлуатаційного запасу, а цей запас повинен бути тоді більше, коли більше число станцій на проектуваній лінії зв'язку. Якщо прийняти, що зміна потужності одного передавача складає k_1 раз, то необхідний запас для лінії з $N_{\text{ст}}$ приблизно буде дорівнювати $k_N = k_1 \sqrt{N_{\text{ст}}}$.
 $\Delta f = (1,37\dots 2,0)/\tau$.

Список рекомендованої літератури

1. Ошерович Л.Г., Куликов В.В., Волков Е.В. Радиорелейная и тропосферная связь. – Л.: ВАС, 1972. – 471с.
2. Мордухович Л.Г., Степанов А.П. Системы радиосвязи. Курсовое проектирование: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 192с.
3. 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.

Розділ 4. РАДІОЛІНІЇ ТРОПОСФЕРНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Особливості поширення радіохвиль УКХ діапазону у тропосфері дають деякі можливості в побудові ліній зв'язку на далекі відстані. Нижче будуть розглянуті основні принципи тропосферного зв'язку, а також вимоги до структурних схем ліній тропосферного зв'язку і загальні принципи їх побудови.

4.1. Принципи та особливості тропосферного зв'язку

4.1.1. Принципи тропосферного зв'язку

Земна атмосфера, як правило, поділяється на три шари: тропосфера – до висот 10...15 км, стратосфера – від 10...15 до 50...60 км, іоносфера – від 50...60 до $(15...20) \cdot 10^3$ км (для радіохвиль – до 1000...1500 км). Перші дві ще мають назву – нейтросфера.

Тропосферний зв'язок – вид дуплексного багатоканального радіозв'язку на УКХ, що здійснюється у відсутності прямої видимості за рахунок далекого тропосферного поширення (ДТП) радіохвиль УКХ діапазону. Це явище полягає в розсіюванні радіохвиль неоднорідностями діелектричної проникності тропосфери в об'ємі, що перевипромінює, утвореному у тропосфері тілесними кутами діаграми спрямованості антен в місці їх перетинання. Ці неоднорідності обумовлені неоднорідностями метеорологічних параметрів повітря: температури, вологості, тиску. Такі неоднорідності турбулентного (вихривого і шаруватого) характеру існують у тропосфері регулярно у всій її товщині, від поверхні землі до верхньої межі ($h_T = 10 \div 15$ км). Отже, тропосферний радіозв'язок може здійснюватися незалежно від часу року та доби. Схематично принцип ДТП зображений на рис.4.1. (На рис.4.1 – a_3 - еквівалентний радіус Землі).

Енергія коливань потужного УКХ передавача станції А концентрується у вигляді вузького радіопромменя в тілесному куті антени, що передає, спрямованої практично по лінії обрїю в сторону приймальної станції Б. Потік енергії високої щільності $W_{\text{пад}}$ пронизує тропосферу і навіть повністю втрачається за її межами. На шляху потоку зустрічаються неоднорідності тропосфери з різними значеннями діелектричної проникності повітря, що мають вигляд протяжних шарів та невеликих замкнутих локальних об'ємів. Ці неоднорідності частково відбивають і розсіюють енергію падаючої хвилі в сторони, у т.ч. і в напрямку на

приймну станцію Б. У перетинанні тілесних кутів діаграм спрямованості антен утворюється об'єм Q, що перевипромінює.

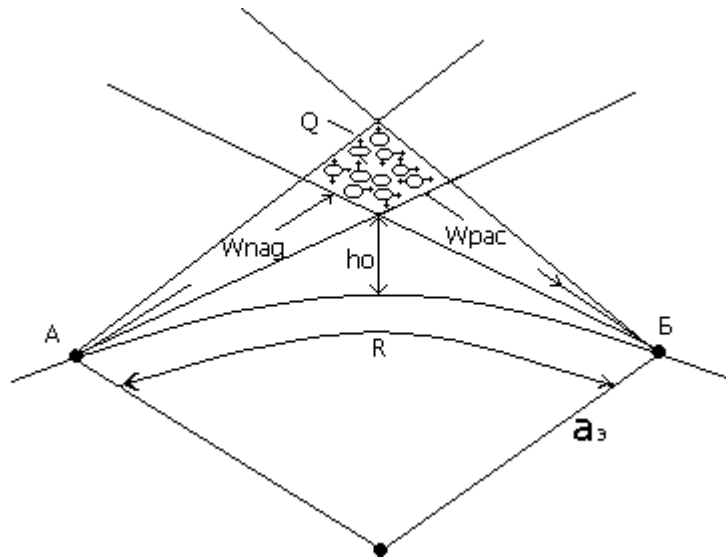


Рис.4.1

Явище ДТП УКХ характеризується гострою спрямованістю потоку енергії, що перевипромінюється. Тому, для забезпечення максимального рівня сигналу на виході прийомної антени, недостатньо просто схрестити в тропосфері діаграми спрямованості антен. Їх необхідно схрестити на мінімальній висоті h_0 , при цьому у вертикальній площині, яка проходить через точки А і Б розміщення передавальної і приймальної антен. Висота h_0 визначається вираженням:

$$h_0 \cong \frac{R^2}{8a_e}.$$

Звідси випливає, що прямий тропосферний радіозв'язок можна забезпечити на відстані:

$$R_{\max} \cong \sqrt{8a_e h_T}.$$

Для $a_e = 8500$ км і $h_T = 15$ км одержуємо практично граничну дальність тропосферою зв'язку без ретрансляції $R_{\max} = 1000$ км. Така дальність досягнута на окремих унікальних лініях, але частіше всього розмір $R = 150-500$ км.

4.1.2. Особливості тропосферного зв'язку

Характерними властивостями неоднорідностей у тропосфері є їхня рухливість, просторова випадковість та мінливість параметрів у часі, що

призводять до істотної зміни коефіцієнта передачі (згасання W) ділянки поширення та специфічним особливостям електромагнітного поля точки прийому.

До цих особливостей відносяться:

- велике додаткове (у порівнянні з випадком поширення радіохвиль у вільному просторі) згасання радіохвиль, що для інтервалів військових тропосферних радіоліній (ТРЛ) довжиною 150-200 км може складати 60-80 дБ. Додаткове ослаблення істотно збільшується з ростом R (1-1,5 дБ на 10 км зв'язку);
- істотна нестаціонарність поля в точці прийому, що зв'язана:
 - а) з багатопроменевістю сигналу у сполученні з рухливістю неоднорідностей;
 - б) зі зміною метеоумов в об'ємі перевипромінювання Q .

Перша група особливостей обумовлює:

- появу так званих "швидких" завмирань, глибина їх складає 20-30 дБ, квазіперіод завмирань порядку доль одиниць секунд, що підкоряються частіше всього релеєвському закону

$$W[E] = \frac{E}{\sigma^2} e^{-E^2/2\sigma^2}.$$

При цьому відстань (розмитість) сигналу у часі, що характеризується часом багатопроменевості, максимальний розмір якого залежить від дальності зв'язку, коефіцієнтів посилення антен для військових тропосферних радіостанцій (ТРС) складає частки мікросекунд.

- флуктуацію часу багатопроменевості, яка призводить до перемінних впливів між сусідніми імпульсами та інтерференції символів, що при швидкостях передачі, порівнянних з часом багатопроменевості, різко знижує достовірність прийому у дискретних системах, а також до виникнення перехідних шумів у багатоканальних системах з ЧРК.
- флуктуацію часу приходу сигналу (часу групового запізнювання сигналів), що призводить до істотних утруднень у реалізації когерентних методів прийому дискретних сигналів.

Багатопроменевість призводить до частотної селективності завмирань, і отже, до перекручувань широкосмугових спектрів сигналу. У цьому аспекті можна говорити про обмеженість смуги пропускання тропосферних трактів.

Багатопроменевість призводить також до просторової селективності завмирань.

Друга група особливостей (за рахунок зміни метеоумов у об'ємі перевипромінювання) призводить до загальних повільних завмирань, глибина яких складає 20-30 дБ, квазіперіод – одиниці хвилин (годин). Для компенсації повільних завмирань передбачений енергетичний запас, так як апаратура ТРС розрахована на умову самого гіршого місяця.

При ДТП спостерігається ефект "втрати посилення" антен, зв'язаний у першу чергу з декореляцією сигналів на апертурі антени за рахунок просторової селекції. Антени при ДТП УКХ не реалізують повністю свого посилення, яким вони володіють в умовах вільного простору.

Електромагнітне поле точки прийому залежить від кліматичних і географічних умов на трасі ТРЛ та від рельєфу, що прилягає до станцій (від ступеня закриття обрію для антен за рахунок перешкод).

Таким чином загальне згасання радіосигналу на ділянці ДТП визначається вираженням:

$$W_{\text{заг}} (\text{дБ}) = W_{\text{вп}} (\text{дБ}) + W_{\text{дтп}} (\text{дБ}),$$

де $W_{\text{вп}}$ - згасання радіохвиль у вільному просторі:

$$W_{\text{ен}} [\text{дБ}] = 122 + 22 \lg \frac{R(\text{км})}{\lambda(\text{см})};$$

$W_{\text{дтп}}$ - додаткові складові загасання при ДТП визначаються вираженням:

$$W_{\text{дтп}}(\text{дБ}) = W_{\text{ст}}(\text{дБ}) + W_{\text{кл}}(\text{дБ}) + W_{\text{р}}(\text{дБ}) + W_{\text{н}}(\text{дБ}) + \Delta G_{\text{а}}(\text{дБ}) + \Delta W_{\text{пз}}(\text{дБ}) + \Delta W_{\text{шз}}(\text{дБ}).$$

У цьому вираженні $W_{\text{ст}}$, так зване стандартне згасання тропосфери, яке залежить від відстані R і довжини хвилі, розраховується для ближньої та далекої зони; $W_{\text{р}}$ - поправка на рельєф (на кут закриття антен); $W_{\text{кл}}$ - поправка на кліматичні умови; $W_{\text{н}}$ - поправка на висоту підйому антен над рівнем моря; $\Delta G_{\text{а}}$ - втрати посилення антен; $\Delta W_{\text{пз}}$ - глибина повільних завмирань; $\Delta W_{\text{шз}}$ - глибина швидких завмирань.

Звідси видно, що тропосферний радіозв'язок забезпечується ціною великих енергетичних витрат, застосуванням потужних передавачів, високочутливих приймачів, громіздких антен з великим коефіцієнтом підсилення.

4.1.3. Принципи побудови тропосферних станцій і ліній

Принцип побудови тропосферних станцій. На тропосферних лініях зв'язку (ТРЛ) також як і на радіорелейних лініях прямої видимості (РРЛ) застосовуються два етапи модуляції і два етапи демодуляції сигналів.

Перший етап модуляції – одержання групового багатоканального сигналу здійснюється в апаратурі каналоутворення. Другий етап модуляції здійснюється в НВЧ-передавачі ТРС.

Перший етап демодуляції, такий як перетворення радіосигналу у груповий сигнал, здійснюється в НВЧ прийомному пристрої. Другий етап демодуляції - виділення корисної інформації з групового сигналу, здійснюється в апаратурі каналоутворення. Таким способом структура ТРС містить в собі наступні елементи:

- апаратуру каналоутворення (КУА);
- НВЧ устаткування, що включає в себе: НВЧ-передавач, НВЧ-приймач, пристрої, що погоджують та фільтрують, пристрої частотної розв'язки;
- антенно-фідерний пристрій;
- систему електроживлення;
- контрольно-вимірвальну апаратуру;
- допоміжне та запасне майно.

Отже, в цілому структура ТРС аналогічна структурі РРС прямої видимості.

Проте при побудові тропосферних станцій необхідно враховувати особливості, зв'язані з ДТП.

Характерна особливість тропосферної станції, яка різко відрізняє її від структури радіорелейної станції, є в обов'язковій наявності комплексу елементів, які забезпечують рознесений прийом за тим чи іншим методом і з тією чи іншою кратністю рознесення, що необхідно для боротьби з швидкими замираннями. Перелік методів рознесення та їхня характеристика були подані раніше (див. розділ 2).

Для перекриття великого згасання на ділянці ТРЛ застосовуються потужні передавачі, потужність яких сягає від одиниць до десятків кВт.

Антенні системи повинні бути низько розташованими, мати великий коефіцієнт посилення G_a і вузьку діаграму спрямованості. Для рухомих ТРС діаметр дзеркала антени складає розмір – 2...10 м, діаграма спрямованості – 1...5°, коефіцієнт посилення – 25...40 дБ. Це робить антенні системи досить громіздкими та дорогими.

Коефіцієнт шуму прийомних пристроїв складає – 5...10 дБ.

З цього випливає, що весь комплекс апаратури для зв'язку у одному напрямку, утворюється складним. При цьому зараз устаткування мобільних (рухомих) ТРС містить один напівкомплект апаратури.

Особливості побудови тропосферних ліній зв'язку. Принцип побудови тропосферних ліній зв'язку у цілому подібний з принципом

побудови радіорелейних ліній зв'язку прямої видимості. У той же час є ряд особливостей:

1. Число ділянок (прольотів) на ТРЛ може досягати десятків і більше. Але часто зустрічаються лінії з однією ділянкою.

2. Тропосферні лінії зв'язку на відміну від радіорелейних, рідко бувають багатоствольними. Як правило, всі ці лінії забезпечують один ствол, ширина якого за відеотрактом не перевищує декілька мГц і, як правило, складає десятки або сотні кілогерц.

3. Для здійснення ретрансляції сигналів у пункті ретрансляції використовуються дві ТРС. На відміну від ретрансляційних станцій РРЛ прямої видимості, у цьому випадку здійснюється демодуляція сигналу до групового спектра в телефонних стволах. Тобто ретрансляція здійснюється або за груповим спектром каналів, або за спектрами індивідуальних каналів (рис.4.2, рис.4.3).

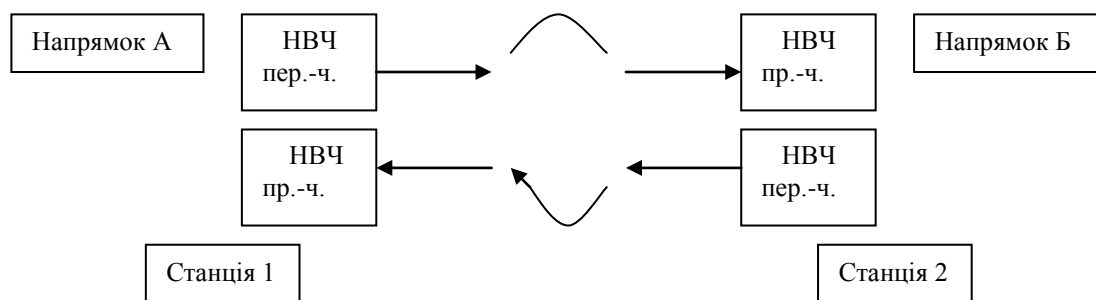


Рис.4.2

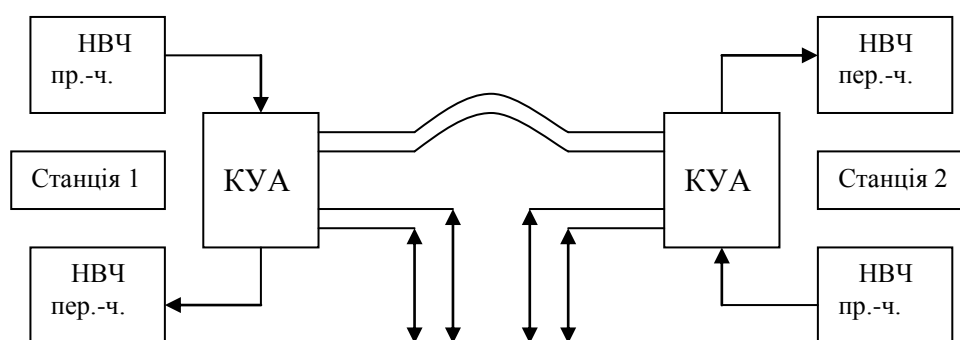


Рис.4.3

Розподіл робочих частот проводиться з урахуванням робочого діапазону частот, технічних можливостей апаратури та електромагнітної сумісності з іншими засобами зв'язку, наприклад, із супутниковими. На

рухомих ТРЛ повторення робочих частот можливе не менше, чим після трьох прольотів. Конфігурація ТРЛ на місцевості повинна бути по можливості зигзагоподібної, для винятку взаємного впливу ТРС попередніх прольотів. Отже, структурна схема ТРЛ буде мати наступний вигляд (див. рис.4.4).

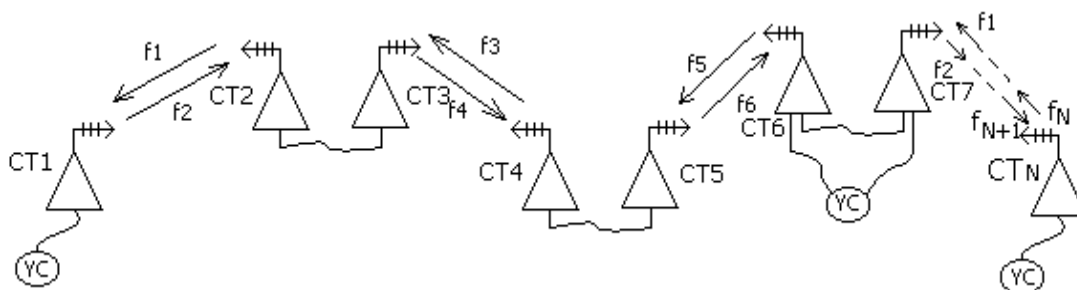


Рис.4.4.

4.2. Рознесений прийом на тропосферних лініях зв'язку

4.2.1. Методи рознесеного прийому сигналів

Рознесений прийом застосовується на тропосферних лініях зв'язку для боротьби з швидкими завмираннями, які виникають внаслідок багатопроменевості сигналу ДТП.

Завдяки рознесеному прийому:

- підвищується надійність зв'язку;
- знижується інтенсивність флуктуацій потужності шумів у каналах на виході лінії;
- підвищується достовірність передачі бінарної інформації;
- підвищується середнє довгострокове значення відношення сигнал/шум у каналах, що дозволяє збільшити дальність зв'язку;
- різко зменшується, в заданій смузі частот, нерівномірність частотної та нелінійність фазової характеристик високочастотного ствола лінії, так як підвищується її пропускна спроможність.

Прийнята в кожному конкретному випадку система рознесеного прийому практично повністю визначає структуру тропосферної станції, комплекс її елементів та їхній взаємозв'язок.

Сутність рознесеного прийому перебуває в одержанні тим чи іншим способом на стороні прийому декількох некорельованих флуктуючих по обвідній і фазі копій радіосигналу з наступним комбінуванням цих копій. Копії виділяють в окремих «рознесених» приймачах (гілках прийому).

Комбінування копій дозволяє поліпшити якість зв'язку і знизити імовірність її перерв завдяки тому, що імовірність короткочасних глибоких завмирань сигналу одночасно в декількох гілках набагато менша імовірності таких завмирань у будь-якій одній взятій гілці.

Ефективність рознесеного прийому зростає з збільшенням числа гілок прийому (кратності рознесення) і суттєво залежить від методу комбінування. Метод рознесення принципово байдужий.

На практиці застосовують:

- просторово-рознесений прийом;
- частотно-рознесений прийом;
- прийом з рознесенням по куту спрямованості прийомних антен (кутове рознесення).

При деяких методах модуляції може використовуватися і прийом з рознесенням у часі, однак він вимагає забезпечення значних часових затримок (до десятих доль хвилини).

Необхідний ступінь рознесення сигналів у гілках, їх кількість визначаються розміром коефіцієнта взаємної кореляції швидких завмирань сигналів, які обгинають, у порівнюваній парі гілок, як правило, в трактах проміжної частоти приймальників.

Коефіцієнт кореляції записують не залежно від методу рознесення у вигляді:

$$R_U = \frac{\overline{\Delta U_1 \Delta U_2}}{\overline{\Delta U^2}}$$

Тут $\Delta U_1 = U_1 - \bar{U}_1$, $\Delta U_2 = U_2 - \bar{U}_2$, $\Delta U^2 = \Delta \bar{U}_1^2 = \Delta \bar{U}_2^2$, де \bar{U}_1 і \bar{U}_2 - середнє значення миттєвих амплітуд U_1 і U_2 ; $\Delta \bar{U}^2$ - середній квадрат флуктуацій, однаковий для обох гілок, так як зазвичай гілки ідентичні.

При релеєвському характері флуктуацій ΔU_1 та ΔU_2 статистично незалежні, якщо виконуються умови : $R_U \leq \frac{1}{e} = 0.37$

Розмір параметра рознесення у випадку $R_U = 0,37$ носить назву радіуса (масштабу) кореляції. Для практики різниця, при якій виконується умова, ϵ : $R_U \leq 0,6$.

Просторово-рознесений прийом. У основу принципу покладений той факт, що швидкі завмирання сигналів у гілках прийому виявляються практично некорельованими в різних точках простору у місці розташування приймальної станції, якщо ці точки віддалені одна від одної на відстань, яка дорівнює декільком десяткам довжин хвиль. Як правило, цю відстань вибирають рівною 50 - 100 довжин хвиль λ .

При цьому вертикальне та поперечне рознесення точок (у напрямку перпендикулярному до траси) більш ефективно, чим подовжнє (у напрямку, який співпадає з напрямком траси). Вертикальне рознесення застосовується рідко, внаслідок трудностей його практичної реалізації. Як правило, використовують поперечне рознесення.

Принцип зведеного прийому із рознесенням у просторі можна з'ясувати за допомогою рис.4.5.

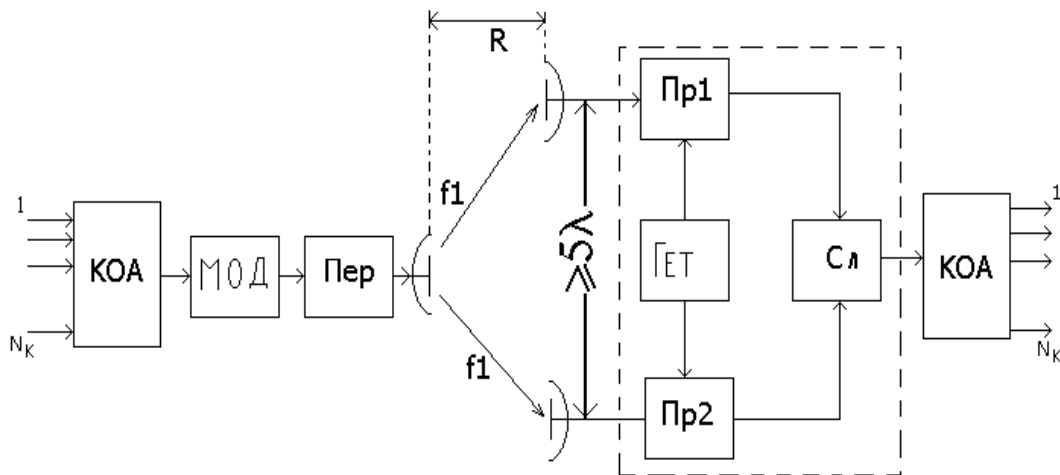


Рис.4.5

Станція, що передає, містить один передавач з модулятором, на вхід якого надходить груповий сигнал від апаратури каналотворення. Несуче коливання з частотою f_1 подається в антену і випромінюється у сторону приймальної станції.

Приймальна станція має дві антени, рознесені одна від іншої на декілька десятків довжин хвиль (не менше 50λ) у напрямку перпендикулярному напрямку на кореспондента. Швидкі завмирання радіосигналів на виходах антен у просторі практично некорельовані. При цьому один із приймачів Пр1 або Пр2, підключених до рознесених антен, але працюючих на загальне навантаження, практично завжди знаходиться в кращих умовах прийому, чим інші, оскільки імовірність глибоких завмирань на входах кожного із приймачів значно менше імовірності таких же глибоких завмирань на входах кожного з приймачів у окремоті. У цьому полягає суть системи зведеного прийому, що дозволяє одержати істотне зниження впливу швидких завмирань радіосигналу на якість прийому. У виду того, що обидва приймачі завжди налаштовані на одне і теж значення частоти f_1

сигналу передавача, вони мають один загальний гетеродин і часто називаються «приймачем здвоєного прийому». Виходи приймачів об'єднуються з допомогою пристрою додавання. Груповий сигнал з виходу пристрою додавання надходить в апаратуру каналотворення.

Частотно-рознесений прийом. Швидкі релеєвські завмирання сигналів різних частот f_1 та f_2 , переданих на одній і тій же ділянці ліній ДТП через одні і ті ж антени (через один і той же об'єм перевипромінювання), виявляються статистично незалежними, якщо рознос частот $\Delta f = f_1 - f_2$ перевищує радіус частотної кореляції. Для тропосферних ліній зв'язку цей радіус складає розмір $0,5 \dots 2$ МГц ($\Delta f \cong C a_{\text{э}} / R^2 \alpha_{\text{в}}$, де $a_{\text{э}}$ – еквівалентний радіус Землі; R – довжина ділянки $200 \dots 600$ км; $\alpha_{\text{в}}$ – ширина діаграми спрямованості антени; C – деякий коефіцієнт).

Принцип здвоєного прийому з рознесенням за частотою може бути пояснений з допомогою рис.4.6.

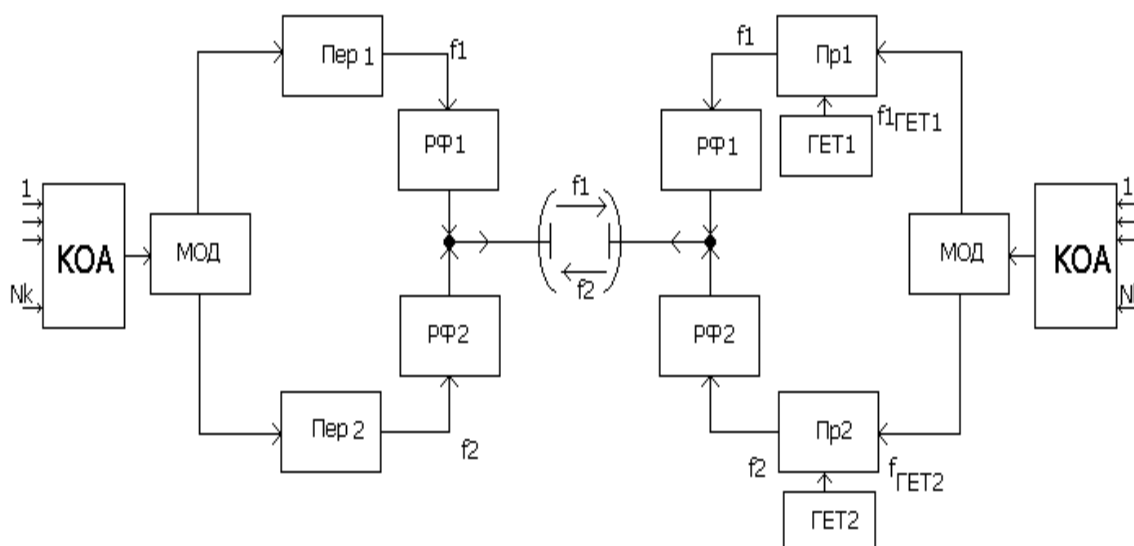


Рис.4.6

Станція, що передає, містить два передавачі із загальним модулятором, на входи яких надходить один і той же груповий сигнал від каналотворюючої апаратури. Передавачі працюють на різних частотах f_1 та f_2 , але коливання цих частот через розділювальні фільтри подаються в загальну антену і випромінюються у сторону приймальної станції.

Приймальна станція також має одну антену, але до неї через аналогічні розділювальні фільтри підключені два приймачі, які налаштовані на частоти f_1 та f_2 і мають окремі гетеродини.

Якщо рознесення ($f_1 - f_2$) між частотами f_1 та f_2 перевищує розмір порядку $0,5 \dots 2$ МГц, то завмирання радіосигналів на входах приймачів практично некорельовані. Завдяки цьому і забезпечується ефект істотного зниження впливу швидких завмирань радіосигналу ДТП на якість прийому.

Виходи приймачів об'єднуються за допомогою пристрою додавання. Груповий сигнал з його виходу надходить у апаратуру каналоутворення.

Кутовий рознесений прийом. Принцип прийому з рознесенням за кутом спрямованості прийомної антени може бути пояснений за допомогою рис.4.7.

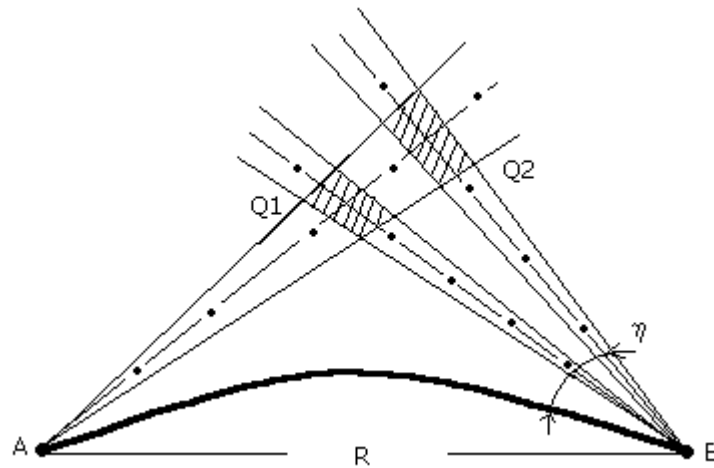


Рис.4.7

Прийомна антена є двопроменевою (двоканальною), завдяки чому прийом сигналу ведеться одночасно через два різних перевипромінювачі об'єми Q_1 та Q_2 . Рознесення об'ємів призводить до некорельованості швидких завмирань сигналів, які перевипромінюються кожним із них у окремоті. Промені антени розходяться під кутом (у горизонтальній або вертикальній площині).

Двопроменева характеристика антени забезпечується установкою в фокусі її параболічного рефлектора двох випромінювачів. Зближення або розведення випромінювачів призводять до зміни чи рознесення кута η .

Кутове рознесення ефективно тільки при дуже високоспрямованих антенах, коли об'єми, що не перекриваються Q_1 та Q_2 , утворюються при досить малих кутах. Ширина діаграми спрямованості таких антен складає $0,5 \dots 1^\circ$.

Порівняльна оцінка методів рознесення. Переваги та недоліки розглянутих основних видів дворазового рознесеного прийому визначених складів і структур відповідних тропосферних станцій виявляються при їхньому порівнянні.

Рознесення в просторі забезпечується при використанні одного передавача та двох робочих частот, але в цьому випадку треба мати дві антенно-фідерні системи, що у випадку великого посилення антен та їхньої складності дорого коштують.

Рознесення за частотою дозволяє обійтися однією антеною, однак для роботи треба мати чотири частоти зв'язку, два передавача та два приймача з роздільними гетеродинами. Потужні передавачі та високочутливі приймачі також складні і дорого коштують при їх реалізації в тропосферному зв'язку, що збільшується ще і високими вимогами до стабільності частоти їхніх збудників та гетеродинів.

Гідністю методу кутового рознесення є можливість застосування однієї антени з декількома випромінювачами та однієї частоти зв'язку. Недоліком варто вважати помітне зниження потужностей сигналів у рознесених каналах при значеннях η , які відповідають кутам спрямованості антен більше 1° . При вертикальному кутовому рознесенні, в такому випадку, виникає істотна нерівність потужностей окремих каналів, що знижує ефективність роботи системи рознесення в цілому.

Для одержання кратності рознесень більше двох частіше використовуються комбінації різних методів рознесення, наприклад: дворазове рознесення в просторі та дворазове рознесення за частотою.

4.2.2. Методи комбінування рознесених сигналів

Ефективність того чи іншого способу рознесеного прийому у значній мірі залежить від методу комбінування (додавання) рознесених сигналів. Будь-яка система комбінування, як правило, має пристрій аналізу та пристрій комбінування (додавання).

У аналізаторі неперервно аналізуються умови прийому в гілках. У суматорі робиться комбінування вихідних ефектів гілок у відповідності за прийнятим критерієм оцінки умов прийому в аналізаторі та у відповідності з прийнятим правилом комбінування, яким визначається вибір коефіцієнтів підсумовування, так названих вагових коефіцієнтів a_k .

Розрізняють три методи комбінування:

- метод автоматичного вибору;
- метод лінійного додавання;
- метод оптимального додавання.

Можлива комбінація різних методів додавання.

Метод автоматичного вибору. При автоматичному виборі застосовується принцип переключення гілок. До виходу підключається тільки одна із N гілок за командою аналізатора в момент, коли умови прийому у цій гілці задовольняють прийнятому критерію, і залишається підключеною до виходу протягом відрізка часу Δt_{tr} , доки цей критерій виконується (рис.4.8).

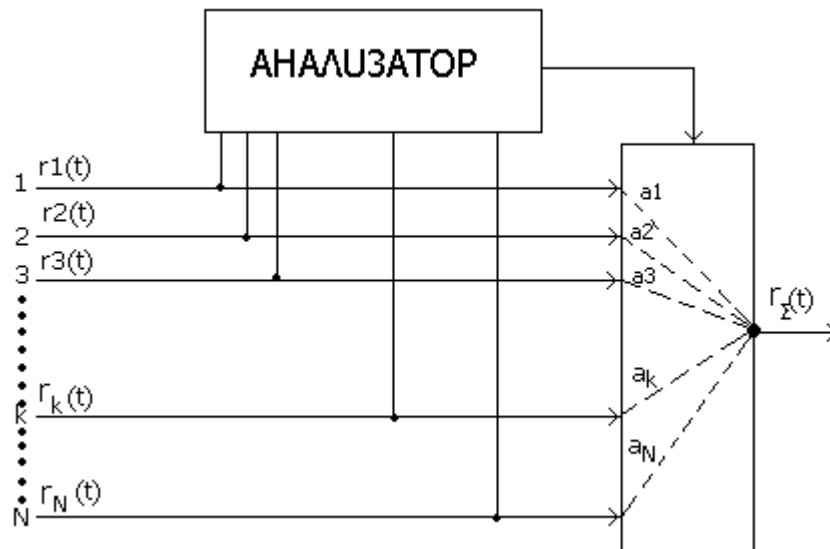


Рис.4.8

У якості критерію в сучасних системах автовибору прийнята умова перевищення відношення потужностей сигнал/шум у одній із гілок над аналогічними відношеннями в інших гілках.

$$r_h(t) > r_k(t), k \neq h$$

Такі системи інколи називають системами оптимального автовибору.

Правило комбінування полягає в тому, що вагові коефіцієнти повинні створювати умови:

$$a_k = \begin{cases} 1 & \text{при } k=h \\ 0 & \text{при } k \neq h \end{cases}$$

А відношення потужності сигналу до потужності шуму на виході пристрою комбінування - умові:

$$r_{\Sigma}(t) = r_h(t) \leq \sum_{k=1}^N r_k(t)$$

У цьому вираженні знак менше наближається до знаку рівність лише в малому відсотку часу, коли у всіх гілках крім h-й, $r_h(t) \rightarrow 0$ та $k \neq h$.

Звідси випливає, що система автовибору з більш відносною ефективністю працюють у стані різкої нерівності умов прийому в гілках і не дають істотного виграшу при практично рівних умовах. Це і зрозуміло: у першому випадку відключаються гілки, що приносять в основному шуми, а в другому - сигнали, такі ж, як і обраної гілки.

Методи лінійного додавання. При лінійному додаванні застосовується принцип підсумовування відношень сигнал/шум у гілках з рівними ваговими коефіцієнтами: $a_k=a$, при будь-якому k .

Виграш при лінійному додаванні може бути отриманий в результаті того, що функції модуляції сигналів усіх гілок когерентні, так як вони змінюються синхронно, а шуми некогерентні, оскільки вони статистично незалежні в різних приймачах. Отже, сигнали підсумовуються арифметично, а шуми геометрично. У цьому випадку:

$$r_{\Sigma}(t) \leq \sum_{k=1}^N r_k(t)$$

У цьому вираженні знак "<" прагне до знаку "=" лише протягом проміжків часу, коли у всіх гілках $r_k(t) \rightarrow r(t)$ при всіх k , що спостерігається не часто.

Системи лінійного додавання з більшою відносною ефективністю працюють у стані зразкової рівності умов прийому в гілках і не дають істотного виграшу при значному розходженні цих умов. Пояснюється це тим, що в першому випадку гілки вносять порівнянні внески у вихідне відношення сигнал/шум, а в другому – гілки із слабкими сигналами не поліпшують, а лише погіршують результуюче відношення сигнал/шум, додаючи в основному шуми, а не сигнали.

Лінійне додавання може здійснюватися до детектора (за проміжною частотою) і після детектора (за низькою частотою). У першому випадку виникає проблема фазування сигналів ПЧ, що складаються арифметично, лише коли вони синфазні. Як правило, фази прийнятих сигналів доводяться до фази сумарного сигналу застосуванням систем ФАПЧ.

Крім того, при підсумовуванні сигналів за ПЧ необхідно виконувати умову рівності вагових коефіцієнтів у гілках при зберіганні ефективності систем автоматичного регулювання підсилення, що охоплює тракти ПЧ.

Коефіцієнт підсилення в кожній гілці визначається підсиленням кращої гілки прийому.

Лінійне додавання після детектора застосовується на практиці часто через низьку ефективність. При такому додаванні відсутній аналіз та керування. Шуми на виході визначаються тією гілкою, умови прийому якої найменш сприятливі, а сигнали на виходах гілок однакові і не залежать від рівня сигналів до детектора.

Метод оптимального додавання. При оптимальному додаванні застосовується принцип підсумовування відношень сигнал/шум у гілках з регулюванням коефіцієнтів, що зважають, які змінюються пропорційно відношенню сигнал/шум (за напругою) у даній гільці.

$$a_k \sim \sqrt{r_k(t)}$$

За зміною $r_k(t)$ у гілках стежить пристрій, що аналізує, та по командних ланцюгах безперервно здійснює регулювання розмірів a_k . Оскільки пропорційним відношенню сигнал/шум (за потужністю) виявляється квадрат вагового коефіцієнта, таке підсумовування інколи називають квадратичним. У цьому випадку виграш утворюється за тієї ж причини, що і при лінійному додаванні, але з тією лише різницею, що він утримується на максимумі протягом усього часу, незважаючи на зміну $r_k(t)$ у гілках:

$$r_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N r_k(t)$$

Таким чином, система оптимального додавання має позитивні властивості систем автовибору та лінійного додавання і не має їхніх недоліків. Ефективність цієї системи максимальна за будь-яких умов прийому в гілках.

Так же як і лінійне додавання оптимальне може бути до детектора (за ПЧ) і після детектора (за НЧ). При оптимальному додаванні за ПЧ виконуються ті ж умови що і при лінійному додаванні за ПЧ. Крім того, в тракт вводять додаткові квадратичні підсилювачі ПЧ, що включаються перед пристроєм додавання і забезпечують виконання умови:

$$a_k \sim \sqrt{r_k(t)}$$

У ролі квадратичного підсилювача застосовується регульований каскад посилення за ПЧ.

Оптимальне додавання за НЧ проводиться за допомогою керованого пристрою, який здійснює додавання.

У висновку приведемо залежність енергетичного виграшу від кратності рознесення для різних методів комбінування (див. рис.4.9).

Верхня крива відповідає оптимальному додаванню, середня – лінійному, а нижня – автовибору.

З графіка видно, що при автовиборі ріст виграшу із збільшенням кратності рознесення швидко сповільнюється. Набагато швидше зростає виграш при лінійному та оптимальному додаванні, при чому різниця між лінійним та оптимальним додаваннями не перевищує 1 дБ. Цим пояснюється той факт, що в багатьох випадках віддають перевагу лінійному додаванню за ПЧ перед оптимальним, так як квадратичні

підсилювачі у випадку деякого розрегулювання не тільки не реалізують цей додатковий вигравш, але і можуть давати деякий програш.

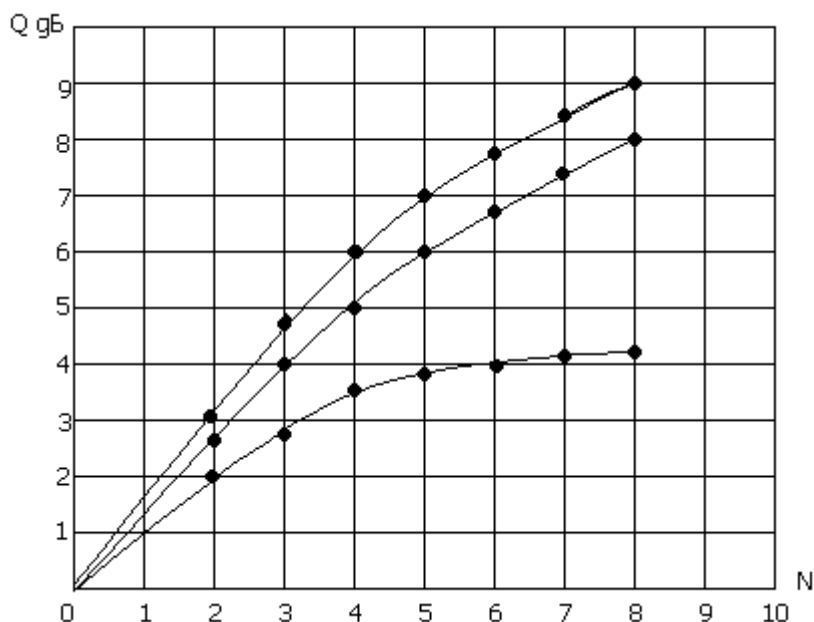


Рис.4.9

4.3. Тропосферні лінії зв'язку з частотним розподілом каналів і частотною модуляцією сигналів (ЧРК-ЧМ)

1.Особливості використання систем з ЧРК-ЧМ в лініях тропосферного зв'язку. У сучасний час, як на стаціонарних багато-канальних, так і на рухомих небагатоканальних тропосферних лініях зв'язку часто використовують метод частотного розподілення каналів з частотною модуляцією (ЧРК-ЧМ). Це пояснюється тим, що системи ЧРК-ЧМ :

- забезпечують високу ефективність використання смуги частот;
- мають високу завадостійкість, і в умовах затримання сигналу дозволяють отримати необхідний за якістю зв'язок;
- не потребують системної синхронізації, забезпечення стійкої роботи якої в умовах швидких затримок вимагає ускладнення обладнання.

Крім того, важливою перевагою ТРЛ з ЧРК-ЧМ є:

- використання стандартного обладнання ЧРК, побудованого для лінії дротового зв'язку;

- можливість вмикання ТРЛ з ЧРК в якості вставок у дротові лінії і можливість організації комбінованих каналів зв'язку;
- забезпечення достатньої більшості необхідної кількості каналів;
- можливість передачі дискретної інформації як з малою, так і з високою швидкістю при використанні окремих каналів або груп каналів тональної частоти або шляхом безпосередньої частотної маніпуляції коливань передавача імпульсами малої тривалості.

Таким чином тропосферні лінії з ЧРК-ЧМ володіють перевагами радіорелейних ліній прямого бачення з ЧРК-ЧМ, однак при використанні таких систем в умовах тропосферного зв'язку виникає ряд істотних особливостей, які викликані багатопроменевим характером сигналу ДТП.

1). Середньохвилинна потужність теплових завад у каналах ТЧ ТРЛ (рекомендаціями МККР нормується саме середньохвилинна потужність шумів) може бути розрахована за формулою:

$$P_{шум} = P_{свих} \left(\frac{F_i}{\Delta f_k} \right)^2 \frac{kTn_{ш}}{P_{свх}} \Delta F_{тч} K_{\eta}^2 \eta,$$

де $P_{свих}$ – потужність вимірювального синусоїдального сигналу на виході каналу ТЧ; F_i – середньомаксимальна частота каналу ТЧ в груповому спектрі; Δf_k – ефективна девіація частоти на канал; k – стала Больцмана; T – абсолютна температура, К; $n_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача; $P_{свх}$ – потужність радіосигналу на вході приймача; $\Delta F_{тч}$ – смуга радіочастот каналу ТЧ, яка ефективно передається; K_{η}^2 – квадрат психометричного коефіцієнта (у даному випадку він дорівнює 0,75).

Всі параметри відповідають аналогічному виразу для РРЛ з ЧРК-ЧМ за виключенням η . Величина η залежить від кратності розносу і методу комбінування. Для систем складання до детектора ці дані приведені в табл.4.1.

Таблиця 4.1

Кратність прийому	Метод комбінування		
	Автовибір	Лінійне складання	Оптимальне складання
Двійковий прийом	0,66	0,56	0,50
Чотиричний прийом	0,47	0,30	0,25
Вісімковий прийом	0,38	0,16	0,125

З виразу для теплових завад витікає, що на ТРЛ ЧРК-ЧМ необхідно збільшувати кратність розносу і використовувати лінійне або оптимальне складання сигналу, щоб зменшити їх потужність.

2). На тропосферних лініях зв'язку у відмінності від радіорелейних ліній прямого бачення крім завад нелінійних переходів, які виникають в тракці обладнання, з'являються додаткові, і при тому більш інтенсивні, завади нелінійних переходів. Величина потужності цих шумів дорівнює потужності теплових завад і повинна враховуватися. Ці завади обумовлені значною нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики і характеристики групового часу поширення в тропосфері. Визначення середньохвилинної потужності цих завад у каналі при заданій системі рознесеного прийому – достатньо важке завдання.

3). На лініях ДТП з ЧРК-ЧМ при проходженні ЧМ сигналу у середовищі поширення виникають специфічні лінійні перекручення, завдяки яким виникають флуктуації амплітуди і фази першої гармоніки сигналів ТЧ, що передаються по каналах. Таким чином на лініях ДТП з ЧРК-ЧМ у відмінності від РРЛ прямої видимості принципово не забезпечується повна стабільність остаточного згасання. Можливо говорити про те, що величина нестабільності остаточного згасання не більше заданого значення із заданою імовірністю. Рознесений прийом зменшує інтенсивність флуктуації остаточного згасання, що збільшує стійкість каналу.

Завадостійкість зв'язку на ТРЛ при частотній модуляції, якій характерний пороговий ефект, буде визначатись двома параметрами:

- потужністю порогового сигналу на вході приймача;
- потужністю шуму на виході каналів тональної частоти в залежності від величини корисного сигналу на вході приймача і параметрів частотної модуляції.

2. Методи зменшення порогової потужності в приймачах систем ЧРК-ЧМ. Пороговий ефект, який проявляється в системах з частотною модуляцією, складається у порівняно різкому зростанні шумів на виході частотного детектора приймача (на виході телефонних каналів) при зменшенні відношення сигнал/шум на його вході нижче визначеного рівня. Графічно залежність відношення сигнал/шум на виході частотного детектора від відношення сигнал/шум на його вході зображена на рис.4.10.

Ця крива відповідає стандартному ЧМ приймачу. Порогову точку А, як правило, визначають як точку в якій відношення сигнал/шум на виході частотного детектора відрізняється від лінійної залежності сигнал/шум на його вході на 1 дБ. У післяпороговій зоні завади не тільки дуже збільшуються, але й різко змінюють свій характер – замість плавних будуть ставати імпульсними, що значно збільшує їх перешкоджаючі дії при передаванні багатоканального сигналу. Крім того, на виході частотного

детектора можна побачити пригнічування завадами корисного сигналу. Таким чином, зменшення сигналу на більше ніж пороговий рівень, призведе до повної перерви зв'язку.

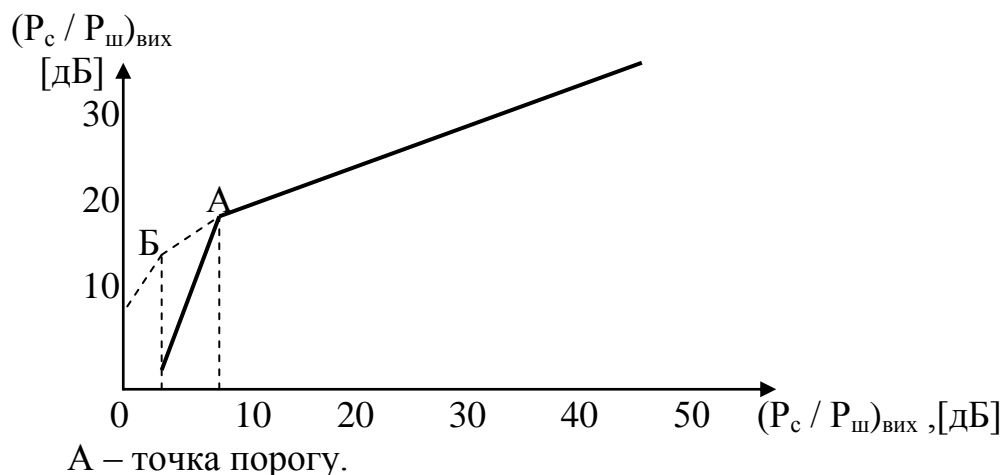


Рис.4.10

Порогове значення вхідного сигналу складає:

$$P_{\text{спор}} = (10 \div 15)kTn_{\text{ш}}\Delta f,$$

де k – стала Больцмана; T – ефективна шумова температура приймача, К; $n_{\text{ш}}$ – коефіцієнт шуму приймача; Δf – ширина смуги пропускання приймача ЧМ-сигналу.

Смуга пропускання приймача Δf визначається смугою сигналу ЧМ і нестабільністю частоти збудника передавача та гетеродина приймача.

При більших індексах модуляції ширина спектру ЧМ сигналу дорівнює:

$$\Delta f_{\text{ч.м}} \cong 2F_{\text{мод}}(m+1).$$

Таким чином, зниження порогової потужності приймача можливо досягнути зменшенням коефіцієнта шуму приймача $n_{\text{ш}}$ і зменшенням його смуги пропускання (до визначеної величини).

Зниження порогової потужності приймачів, які використовуються на лініях тропосферного зв'язку, дозволяє зменшити потужність передавачів, знизити розмір антени або збільшити дальність зв'язку.

Пристрої для зниження порогового рівня ЧМ приймача можна розділити на дві групи:

А) Так звані “спостережні системи”, до яких відносяться пристрої зі зворотним зв'язком за частотою (ЗЗЧ), фільтр стеження, гетеродин стеження і т.п. В цих пристроях смуга за проміжною частотою значно вузька у порівнянні зі смугою пропускання звичайного приймача.

Відповідно, за допомогою ЗЗЧ зменшується девіація частоти корисного сигналу і , отже, його спектр. У результаті, в цій системі зменшується потужність завад без втрати потужності сигналу і , отже, зменшується пороговий рівень приймача.

Б) У цій групі пристроїв використовується збільшення енергії корисного сигналу за рахунок місцевого генератора. При цьому поряд з частотним детектуванням використовується і фазове. А для зменшення у повідомленні, що приймається, перекручень, які при цьому виникають, запроваджують ЗЗЧ.

Розглянемо деякі способи зменшення порогової потужності ЧМ приймача.

Метод зворотного зв'язку за частотою. Структурна схема класичної ЗЗЧ показана на рис.4.11.

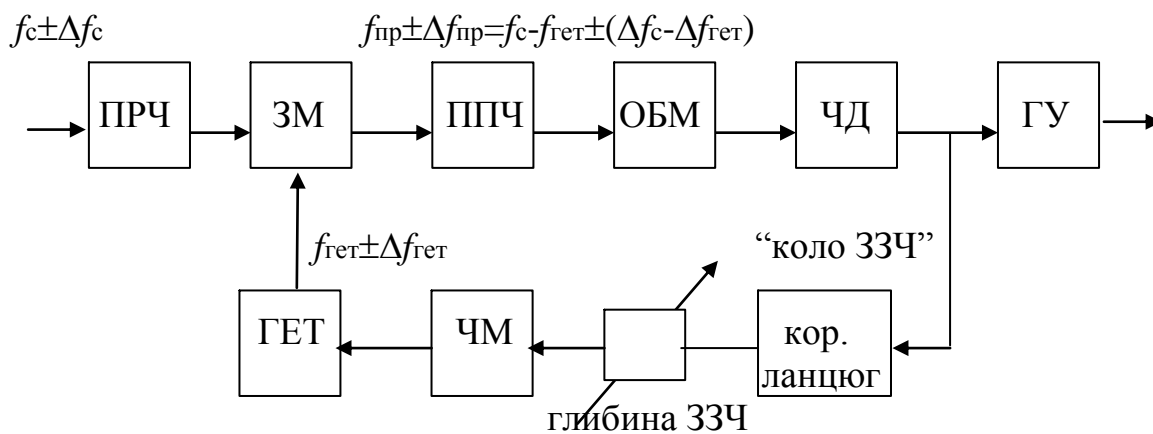


Рис.4.11

Схема в цілому схожа зі схемою супергетеродинного приймача ЧМ сигналів, який має систему АПЧ. Дійсна різниця складається у тому, що в даному випадку замість вузькосмугового фільтра нижніх частот у кільце АПЧ вмикається малоінерційний (корегуючий) ланцюг, який пропускає широку смугу частот сигналу з виходу частотного детектора на вхід частотного модулятора. При цьому частота гетеродина змінюється за однаковим законом з частотою сигналу, але з меншою девіацією, внаслідок чого девіація проміжної частоти після змішувача дорівнює різниці девіацій Δf_c і гетеродина $\Delta f_{гет}$.

$$\Delta f_{пр} = \Delta f_c - \Delta f_{гет}$$

Чим більша глибина зворотного зв'язку, тим більша $\Delta f_{гет}$ і тим менша $\Delta f_{пр}$, отже і індекс модуляції.

Якщо індекс модуляції в тракці ПЧ доведений до величини $m_{пр} \leq 0,5$, то смуга частот сигналу стає найменшою, і практично дорівнює $2F_{мод}$. Так, як на вході приймача, при великому індексі модуляції m

$$\Delta f \cong 2F_{мод}(m+1),$$

то видно, що найбільше скорочення смуги частот, яке може бути досягнуто, дорівнює $(m + 1)$, на стільки ж теоретично може бути знижена порогова потужність.

Реально, однак, виграш виявляється меншим, що пояснюється такими причинами:

А). Будь-який негативний зворотний зв'язок завжди розширює еквівалентну смугу пропускання. Еквівалентна смуга приймального тракту приймача розширює і система ЗЗЧ, що призводить до втрати виграшу у пороговому рівні.

Б). З виходу частотного детектора на частотний модулятор, крім сигналу, поступає і завада, яка модулює однакову з сигналом частоту коливань гетеродина. Це призводить до зростання потужності шуму на вході частотного детектора і виникненню «власного» порогу системи ЗЗЧ. При глибині зворотного зв'язку 12 дБ практично реалізується виграш 5-6 дБ. У цьому випадку порогова крива (див. рис.4.10) буде займати положення, яке зображено пунктиром. На цьому графіку точка Б відповідає пороговій кривій приймача зі ЗЗЧ.

ЧМ приймач зі «спостережним гетеродином». Цей пристрій можна ввімкнути в розрив тракту проміжної частоти. Для систем тропосферного зв'язку, де використовуються додавання за проміжною частотою, це має велике практичне значення, так як спостережний гетеродин можна вмикати в тракт проміжної частоти після складення сигналів рознесених гілок, попереду спільного частотного детектора. Структурна схема пристрою зображена на рис.4.12.

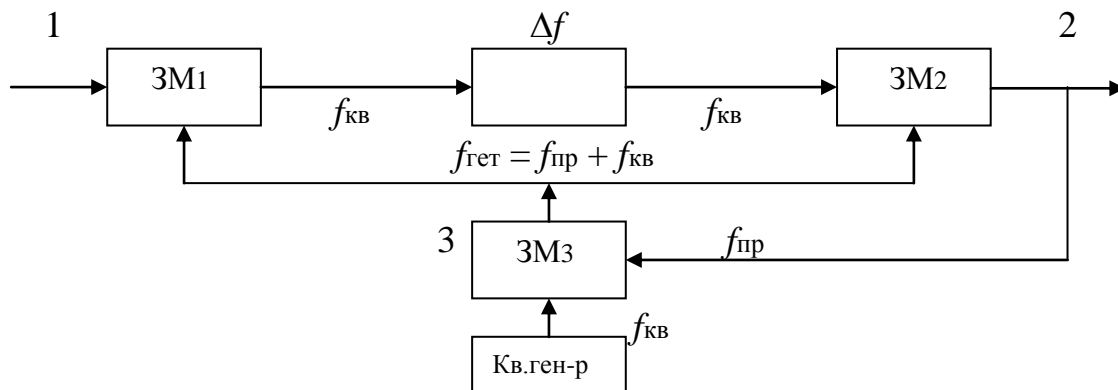


Рис.4.12

Пристрій складається з трьох змішувачів $ЗМ_1$, $ЗМ_2$, $ЗМ_3$, вузько-смугового підсилювача проміжної частоти (ВППЧ) з середньою частотою $f_{кв}$, і смугою $2F_{мод}$ та опорного кварцового генератора з частотою кварцу $f_{кв}$. Середнє значення частоти і значення девіації частоти сигналу на вході (1) і виході (2) пристрою однакові й мають відповідно значення $f_{пр}$ і $\Delta f_{пр}$. Внаслідок затримки процесу у фільтрі ВППЧ фаза девіації в точці 2 запізнюється по відношенню до фази девіації в точці 1. Так, як частота гетеродина $f_{гет}$ одержується в 3-му змішувачі як сума $f_{кв} + f_{пр}$, де $f_{пр}$ – сигнал в точці 2, то фаза процесу девіації $\Delta f_{гет}$ частоти сигналу гетеродина має практично теж саме запізнення по відношенню до фази процесу девіації частоти $\Delta f_{пр}$ в точці 1, що і фаза процесу девіації частоти $\Delta f_{пр}$ в точці 2. Таким чином, на 1-й змішувач надходять коливання частот $f_{пр} \pm \Delta f_{пр}$ і $f_{гет} \pm \Delta f_{гет}$, різниця середніх значень яких $f_{гет} - f_{пр}$ завжди дорівнює $f_{кв}$ (так як $f_{гет} = f_{пр} + f_{кв}$), а різниця девіацій $\Delta f_{гет} - \Delta f_{пр}$ визначається часовими затримками $\Delta\tau$ процесу ВППЧ і значенням частоти модуляції $F_{мод}$. В результаті в тракці ВППЧ виникає остаточна девіація частоти малої величини, яка залежить від частоти сигналу, що модулює, тобто вона має найбільше значення при найбільшій частоті модуляції $F_{мод}$. Індекс модуляції при цьому не перевищує 0,5, ширина спектра частоти сигналу і смуга пропускання фільтра ВППЧ практично дорівнює $2F_{мод}$.

У другому змішувачі девіація повністю відновлюється до її величини на вході, що можна показати на прикладі.

Нехай сигнал у точці 1 має частоту

$$f_1 = f_{пр1} \pm \Delta f_{пр1},$$

у точці 2

$$f_2 = f_{пр2} \pm \Delta f_{пр2},$$

у точці 3

$$f_{гет} = f_{пр2} \pm \Delta f_{пр2} + f_{кв},$$

після першого змішувача:

$$f_{вппч} = f_{гет} - f_{пр1} \pm \Delta f_{пр1} = f_{пр2} \pm \Delta f_{пр2} + f_{кв} - f_{пр1} \mp \Delta f_{пр1},$$

після другого змішувача:

$f_2 = f_{пр2} \pm \Delta f_{пр2} = f_{гет} - f_{вппч} = f_{пр2} \pm \Delta f_{пр2} + f_{кв} - f_{пр2} \mp \Delta f_{пр2} - f_{кв} + f_{пр1} \pm \Delta f_{пр1}$, звідки видно, що $f_2 = f_1$, так як взаємно знищуються всі члени суми в правій частині, крім $f_{пр1}$ і $\pm \Delta f_{пр1}$.

Вираз для $f_{вппч}$ в ланцюзі після першого змішувача показує також, що різниця девіація складає величину:

$$\Delta f_{вппч} = |\Delta f_{пр1} - \Delta f_{пр2}|$$

і не дорівнює нулю, так як виникає затримка $f_{пр2}$ відповідно $\Delta f_{пр1}$.

З описаного принципу слідує, що спостережний гетеродин – це регенеративний пристрій з двохпетльовим зворотним зв'язком. У зовнішній петлі (на 1-м змішувачі) здійснюється негативний зворотний зв'язок, а у внутрішній (на 2-му змішувачі) – позитивний. Всі пристрої відносно входу і виходу не охоплені зв'язком з яким-небудь знаком. Завдяки тому, спостережний гетеродин не потребує і корекцію ланцюгів зворотного зв'язку.

У цьому пристрої не спостерігається розширення еквівалентної смуги пропускання прямого тракту, і вираш реалізується більш повний ніж в схемі зі ЗЗЧ.

Спостережний гетеродин нечутливий до нестабільності частот вхідного сигналу і зміни його рівня, що має істотне практичне значення.

4.4. Тропосферні лінії зв'язку з часовим розподілом каналів

Тропосферні лінії зв'язку з часовим розподілом каналів призначені для передачі дискретних повідомлень.

На першому етапі модуляції з аналогових повідомлень шляхом їхнього перетворення в дискретну форму методами ІКМ, чи модуляції за допомогою вокодера, утворюється груповий імпульсний сигнал. На другому етапі модуляції здійснюється безпосередня маніпуляція несучої частоти методами АТ, ЧТ, ФТ (ВФТ) імпульсною послідовністю всіх каналів.

На першому етапі демодуляції прийняті радіосигнали перетворюються в груповий імпульсний сигнал. На другому етапі демодуляції, що здійснюється в апаратурі часового поділу, виділяється корисна інформація кожного індивідуального каналу.

Основне завдання таких систем складається в забезпеченні високої пропускної здатності, надійності і вірогідності в умовах низької середньої потужності, глибоких загальних та селективних завмирань сигналів на вході приймача при ДТП.

Ефективність ліній далекого тропосферного радіозв'язку (ДТР) із дискретними сигналами буде залежати від енергетичних параметрів апаратури:

- потужності передавачів;
- габаритів антен і чутливості приймачів;
- ефективності використання смуги частот, що визначена для передачі радіосигналів.

1. Аналіз причин зниження достовірності в тропосферних лініях зв'язку з часовим поділом каналів. Тому, що умови поширення на лініях ДТР міняються в часі значно швидше, ніж на лініях прямої видимості, є специфіка у визначенні таких понять як достовірність і надійність передачі.

При використанні високих швидкостей передача закінчених дискретних повідомлень займає, як правило, порівняно невеликі проміжки часу, у плинні яких умови передачі (насамперед медіанне значення потужності сигналу на вході приймача) змінюється незначно. У той же час, умови, за яких здійснюється передача різних повідомлень, можуть бути істотно різні, що призведе до значної різниці у втратах достовірності при передачі цих повідомлень. Тому оцінку якості тропосферної системи передачі дискретних повідомлень доцільно робити таким способом. Втрати достовірності (імовірність помилок) визначати як

$$P_{ном} = N_{ном} / N = N_{ном} / BT_c,$$

тобто як відношення числа неправильно прийнятих імпульсів $N_{ном}$ до загального їхнього числа N , що передане при заданій швидкості B (Бод) за сеанс тривалістю T_c . Тривалість сеансу складає, як правило, кілька хвилин.

Надійність роботи зручно оцінювати через відношення

$$H = C_1 / C_{заг}$$

числа сеансів C_1 з втратами достовірності в межах припустимої величини $p_{ном} \leq p_{ном доп}$ до загального числа сеансів $C_{заг}$ за додатковий проміжок часу, наприклад, за місяць.

Проблема забезпечення високої достовірності на лініях ДТР є більш складною, чим на лініях прямої видимості. Це обумовлено двома причинами:

1. Селективні завмирання сигналів при багатопроменевому поширенні призводять до значних перекручувань форми радіосигналів на вході приймача. Внаслідок цього з'являються проміжсимвольні перекручування, що стають одним із джерел виникнення помилок.

2. Ріст втрат достовірності викликається впливом глибоких загальних завмирань, під час яких відбувається зменшення енергії прийнятих елементарних сигналів на вході приймача, і, отже, величини відносини енергії сигналу до спектральної потужності шумів прийомного пристрою.

Розрахунок імовірності помилки на ТРЛ великій довжині здійснюється на основі обліку механізму нагромадження помилок на лінії. При регенерації символів дискретного сигналу на кожній проміжній станції:

$$P_{ном\Sigma} = \sum_{i=1}^M P_{номi}.$$

Тут $P_{ном i}$ – імовірність помилки на i -тому інтервалі при N -кратному прийомі і релеєвських завмираннях:

$$P_{номi} = \frac{C_{2N-1}^N}{2^N} (P_{ном1})^N. \quad (4.1)$$

Тут імовірність помилки є наслідком прояву зазначених вище причин – проміжсимвольним впливом, шумами і загальними завмираннями сигналу:

$$P_{ном1} = P_{номT1} + P_{номM1}.$$

При когерентному прийомі й оптимальному додаванні

$$P_{номT1} = \frac{1}{2 + (\gamma h_0)^2} \approx \frac{1}{(\gamma h_0)^2},$$

тому, що $(\gamma h_0)^2$ значно більше 2.

Тут γ характеризує метод маніпуляції і дорівнює: $\gamma_{\Phi T} = \sqrt{2}$; $\gamma_{\Psi T} = 1$; $\gamma_{AT} = 1/\sqrt{2}$; h_0^2 – відношення сигнал/шум, усереднене за швидкими завмираннями за 1...5 хвилин інтервалу часу; $P_{ном M1}$ – помилки, зв'язані з проміжсимвольним впливом, що залежать від швидкості передачі символів і часу багатопроменевості. Останнє тим більше, чим більша відстань зв'язку R і менший коефіцієнт підсилення антени G_a .

При швидкості передачі $B \leq 0,5$ МБод – $P_{ном M1} \ll P_{ном T1}$ і з обліком $(\gamma h_0)^2 \gg 2$ вираження (4.1) приймає вигляд:

$$P_{ном} = \frac{C_{2N-1}^N}{2^N} \frac{1}{(\gamma h_0)^{2N}}. \quad (4.2)$$

Це вираження справедливе для схеми приймача ГРС, що здійснює оптимальне додавання сигналів за ПЧ із наступною когерентною обробкою сумарного сигналу. При цьому найбільший ефект дає прийом на рознесені антени (без поділу потужності сигналу по гілках).

При відносно низьких швидкостях передачі інформації загальна імовірність помилки визначається впливом глибоких загальних завмирань сигналу, при якому різко зростають теплові шуми. При збільшенні швидкості передачі, коли тривалість елементарного імпульсу стає порівнянної з часом багатопроменевості імовірність помилки за рахунок проміжсимвольних перекручувань різко зростає.

Варто також помітити, що смуга пропускання тракту обробки елементарного символу при погодженій фільтрації дорівнює

$$\Delta F_{np} \approx 1/\tau_0 = B.$$

2.Рознесений прийом дискретних сигналів. Ефективним засобом підвищення завадостійкості в умовах завмирань є рознесений прийом.

При рознесеному прийомі вдається істотно зменшити втрати достовірності, викликані як впливом теплових шумів, так і перекручуваннями форми радіоімпульсу при багатопробеному поширенні. Причини цього складаються зі зменшення імовірності глибоких завмирань і ступеня нелінійності фазової характеристики каналу при комбінуванні сигналу у прийомному пристрої.

В даний час у системах тропосферного зв'язку з дискретними сигналами використовуються як класичні методи боротьби зі швидкими завмираннями (рознесення в просторі, рознесення за частотою, кутове рознесення), так і їхні модифікації, що дозволяють одержати ефект боротьби зі швидкими завмираннями.

До них відносяться:

1.Застосування частотно-часових матриць. При даному способі інформаційна послідовність τ_0 поділяється на N частин тривалістю $\tau = \tau_0/N$, кожна з яких передається по своїй частоті, рознесений від сусідньої на величину, що перевищує радіус частотної кореляції. У приймачі за допомогою гетеродина, який працює за алгоритмом, що збігається з алгоритмом генератора передавача, який задає, здійснюється приведення всіх частотних сигналів до однієї частоти, їхнє додавання і демодуляція. Це дозволяє здійснити рознесений прийом при застосуванні усього одного передавача, але при цьому спостерігається енергетичний програш у порівнянні з просторовим рознесенням тієї ж кратності в N раз. Крім того, зменшення тривалості елементарного імпульсу в N раз (N – кратність рознесення) призводить до додаткового розширення смуги частот, яка займана під передачу, у порівнянні зі звичайним частотним рознесенням.

2.Застосування частотної адаптації на ТРЛ. Для ТРЛ виділяється N частот, рознесених на величину більше радіуса частотної кореляції (близько 2 МГц). Передавач протягом кожного циклу передає послідовність цих частот на позиціях службової частини циклу (при цьому оперативна інформація передається з використанням оптимальній у даний час частоті). У приймачі кореспондента ТРЛ частотні позиції аналізуються і визначається частота, оптимальна за умовами поширення. Відомості про її значення на каналі зворотного зв'язку направляються на передавальну станцію, де здійснюється перехід на цю частоту (рис.4.13).

Ефективність того чи іншого способу рознесеного прийому у значній мірі залежить від методу комбінування (додавання рознесених сигналів).

При додаванні дискретних сигналів у основному застосовуються:

– когерентне додавання;

– оптимальне некогерентне додавання.

При когерентному додаванні імовірність помилки на ТРЛ, що визначає її завадостійкість, описується вираженням (4.2).

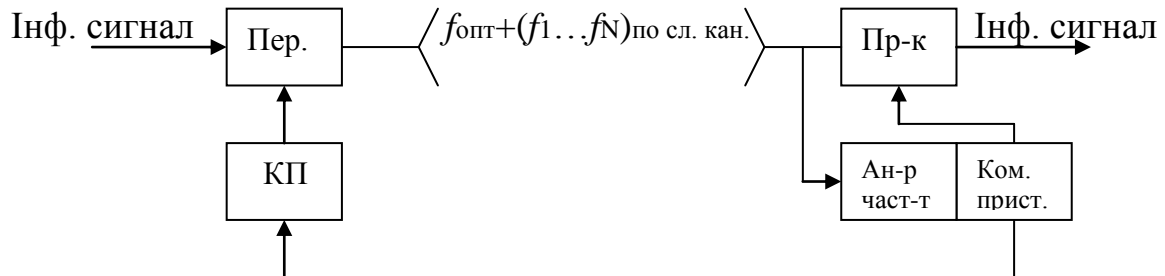


Рис.4.13

При оптимальному некогерентному додаванні імовірність помилки визначиться вираженням

$$P_{ном} = \frac{C_{2N-2}^N}{(\gamma h_0)^N}.$$

Ці вираження справедливі при відсутності кореляції в гілках прийому. При невеликому числі гілок прийому така умова практично може бути виконана, як при просторовому, так і при частотному рознесенні. Однак зі збільшенням числа гілок кореляція завмирань зростає, що накладає визначені умови на вибір оптимального числа цих гілок. Так, наприклад, при реалізації системи з багаторазовим частотним рознесенням необхідно враховувати кореляцію завмирань у силу обмеження смуги частот, яка займана системою. При багаторазовому просторовому рознесенні таку ж роль можуть зіграти обмеження площі, яка займається станцією, чи обмеження довжини фідерів і т.п.

У зв'язку з цим ріст числа гілок рознесення $N > 8$ стає недоцільним, тому що збільшення виграшу стає незначним.

3. Дискретна система тропосферного зв'язку. Основними напрямками розвитку ТРС є:

А. Перехід до цифрових тропосферних ліній. Це припускає використання цифрових методів передачі й обробки сигналів і, відповідно, цифрової елементної бази. Цифрова обробка веде до автоматичного поліпшення:

- масогабаритних показників;
- апаратної надійності (застосування інтегральних схем, БІС і т.п. збільшує надійність на один-два порядки);

- експлуатаційних показників (виключаються різні експлуатаційні регулювання, властиві аналоговим ТРЛ);
- якості каналів;
- умов забезпечення ЕМС.

Цифрова обробка має:

1. Високу завадостійкість цифрових сигналів, що обумовлене заміною процедури оцінки інформаційного параметра переданого сигналу, виявленням сигналу на вході прийомного пристрою.

2. Меншу залежність якості передачі інформації від довжини лінії зв'язку, що забезпечується регенерацією цифрових сигналів на ретрансляційних пунктах.

3. Ідентичність якості каналів і незалежність її від завантаження системи в цілому.

4. Підвищену розвідзахищеність систем зв'язку, обумовлену відсутністю відмітних ознак при передачі різних видів інформації.

5. Можливість побудови інтегральних цифрових систем зв'язку.

6. Високі техніко-економічні показники.

Б. Застосування і розробка найбільш ефективних методів рознесення й додавання сигналів для боротьби зі швидкими завмираннями.

В. Забезпечення високої завадостійкості в умовах рознесеного прийому.

Г. Реалізація необхідної пропускну здатності в умовах багатопроменевості (проміжсимвольних переключувань).

Спрощена схема дискретної системи тропосферного зв'язку зображена на рис.4.14.

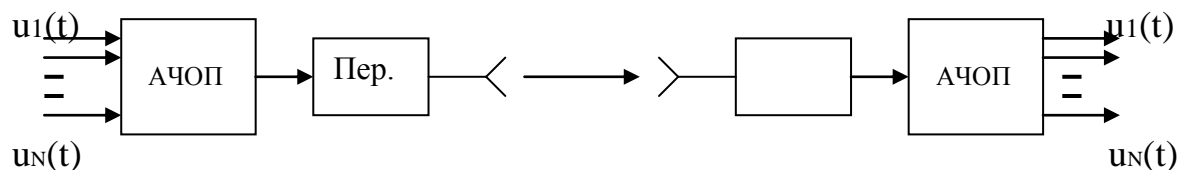


Рис.4.14

Під цифровою ТРС розуміємо комплекс технічних засобів, який здійснює формування, передачу, ретрансляцію, виділення і відгалуження сигналів у групових і індивідуальних трактах тільки в цифровій формі.

На цифровій ТРС здійснюється два етапи модуляції і демодуляції сигналів. Перший етап модуляції і другий етап демодуляції здійснюється в апаратурі часового об'єднання й поділу (АЧОП) цифрових сигналів.

Таким чином, АЧОП призначена для утворення на основі часового ущільнення високошвидкісних ($V = 1200$ біт/с) і малошвидкісних ($V = 100$ біт/с) цифрових каналів зв'язку, цифрового групового сигналу з великими швидкостями (4,8 кбіт/с) – перший етап модуляції, і зворотного перетворення на прийомі – другий етап демодуляції.

На другому етапі модуляції здійснюється маніпуляція коливань передавача високошвидкісним цифровим сигналом.

На першому етапі демодуляції прийняті приймачем радіоімпульси перетворюються в цифровий сигнал.

На другому етапі демодуляції виділяються цифрові потоки окремих каналів ($u_1(t), \dots, u_N(t)$).

Спрощена структурна схема не враховує конкретних методів рознесення сигналів і методів комбінування. До комплексу апаратури, крім зазначених у схемі (рис.4.14), повинні входити:

- антенно-фідерний пристрій;
- погоджуючі та фільтруючі пристрої і пристрій частотної розв'язки;
- система електроживлення;
- контрольно-вимірвальна апаратура.

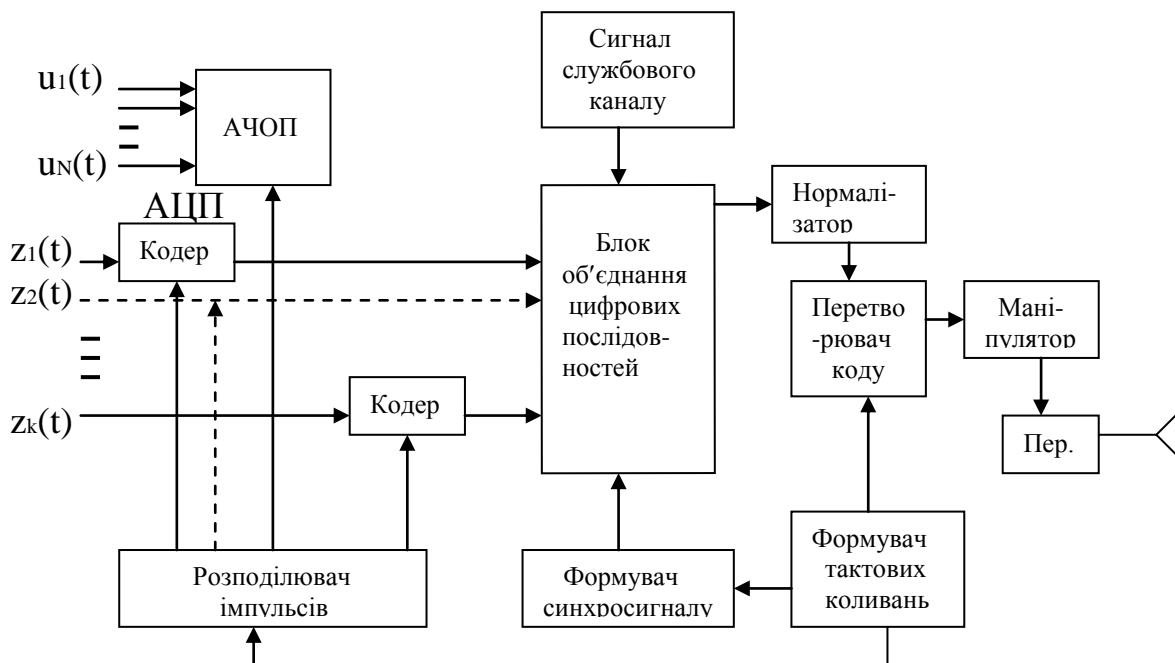


Рис.4.15

Крім того, для забезпечення можливості роботи цифрової ТРС з аналоговими сигналами, передбачаються аналого-цифрові перетворювачі сигналів на передачу і цифро-аналогові перетворювачі на прийомі. Один з варіантів побудови цифрової ТРС зображений на рис.4.15 і 4.16.

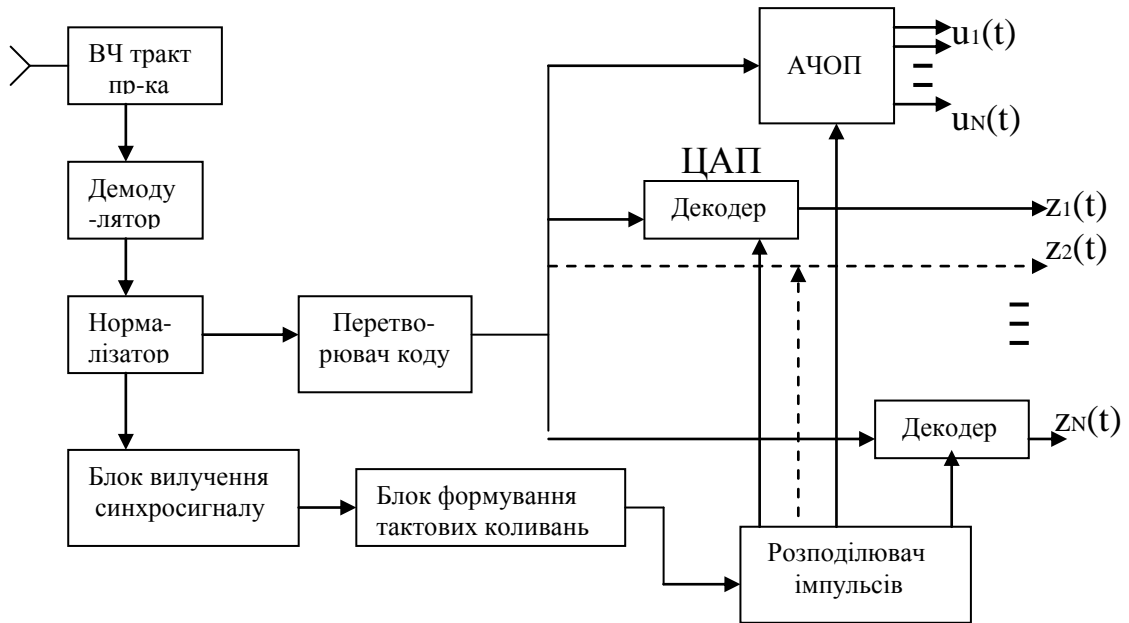


Рис.4.16.

Аналіз зниження достовірності в тропосферних лініях зв'язку з часовим поділом каналів показує, що основною причиною є накопичування помилок при ретрансляції сигналу. Найефективнішим засобом боротьби з цим явищем є перехід до дискретних (цифрових) систем тропосферного зв'язку з використанням завадостійких кодів.

Список рекомендованої літератури

1. Ошерович Л.Г., Куликов В.В., Волков Е.В. Радиорелейная и тропосферная связь. – Л.: ВАС, 1972. – 471с.
2. Мордухович Л.Г., Степанов А.П. Системы радиосвязи. Курсовое проектирование: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 192с.
3. Системы радиосвязи: Учебник для вузов/ Н.И.Калашников, Э.И.Крупницкий, И.Л.Дороднов, В.И.Носов; Под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352с.

Розділ 5. СУПУТНИКОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

5.1. Принципи побудови супутникових систем зв'язку

Запуск першого в світі радянського штучного супутника Землі (ШСЗ) поклав початок бурному розвитку систем супутникового зв'язку. Використання ШСЗ для організації каналів зв'язку будь-якого виду і призначення особливо інтенсивно збільшується в останні роки. Це обумовлено швидким зростанням потреб у великих об'ємах інформації, яка передається.

5.1.1. Види супутникових систем зв'язку

Система супутникового зв'язку (ССЗ) включає в себе космічну станцію (супутник) і сукупність наземних станцій. Земна станція – радіостанція космічної служби радіозв'язку, яка знаходиться або на поверхні землі, або в основній частині земної атмосфери (наприклад, на літаку).

Види супутникових систем зв'язку. Згідно регламенту систем зв'язку всі ССЗ використовуються в складі таких служб радіозв'язку:

- фіксованої супутникової служби (зв'язок між ЗС, розташованими у фіксованих пунктах);
- рухомої супутникової служби (зв'язок між рухомими ЗС за допомогою одного або декількох супутників зв'язку);
- супутникової служби віщання (ССВ) (передача телевізійних або звукових програм одному або групі абонентів без використання проміжних технічних засобів).

За територією обхвату, приналежності і призначенню всі ССЗ і ССВ розподіляються на:

- міжнародні (“Intelsat”);
- національні (“Екран”, “Eutelsat”, “Arabsat”...);
- відомчі (“Кристал”, “Флітсатком”...).

В останні роки частіше використовується розподіл на глобальні (Iridium, Globalstar, ICO, Inmarsat) і регіональні (Thuraya, AceS, Зеркало-К).

У залежності від наявності на борту ШСЗ радіоапаратури для посилення х сигналів, які ретранслюються, розрізняють ССЗ:

- з пасивним ШСЗ;
- з активним ШСЗ:
 - а) при негайній ретрансляції сигналу;
 - б) із затриманою ретрансляцією.

У свою чергу супутники зв'язку, які є головною складовою частиною ССЗ, можна підрозділити на спеціалізовані і багатофункціональні. Спеціалізовані супутники використовуються для рішення однієї задачі (передача ТЛФ або ТВ повідомлень, роботи в складі ССВ і т.п.)

Один багатофункціональний супутник може працювати в складі декількох ССЗ і в той же час у складі однієї ССЗ може використовуватися декілька ШСЗ.

Загальні відомості про можливості використання ШСЗ наведені у табл.5.1.

Таблиця 5.1

Призначення	Супутникова система
Цивільний далекий зв'язок:	
міжнародна	INTELSAT, «Интерспутник»
регіональна	Anik, Satcom, Westar, «Молния»
Віщальний зв'язок	ATS-6, CTS, OTS
Зв'язок з військовими об'єктами	DSCS-III, Skynet, NATO
Зв'язок з морськими об'єктами:	
міжнародна	INMARSAT
регіональна	MARISAT, Marots
Зв'язок з літальними апаратами	AEROSTAT
Навігаційний зв'язок з морськими і повітряними об'єктами	NAVSTAR/GPS
Дослідження космічного простору	TDRSS, METEOSAT, «Космос»
Метеозв'язок	SMS/60ES, 6MS-1
Дослідження Землі	LANDSAT, Seasat
Зв'язок з РО	FLEETSATCOM та інші
Радіоаматорський зв'язок	OSCAR

У даний час основними напрямками розвитку ССЗ є:

- використання ширококутових супутникових технологій зв'язку, які забезпечують високошвидкісну передачу даних;
- освоєння нових діапазонів радіочастот для забезпечення роботи ширококутових ССЗ з геостаціонарними і низькоорбітальними супутниками;
- значне розширення спектра послуг зв'язку для кінцевих користувачів: мобільний персональний зв'язок, доступ до Інтернету, передача відеоінформації, відеоконференцзв'язок, мультимедійне широковещання, послуги визначення місцезнаходження і т.п.;

- впровадження нових бортових систем зв'язку, супутникових антен, оптичних систем міжсупутникового зв'язку, спостережних антен абонентських станцій, портативних мобільних терміналів і т.п.;
- застосування стандартних транспортних протоколів, які адаптовані до фізичних супутникових каналів.

5.1.2. Функціональний склад супутникової системи зв'язку

Основним елементом ССЗ є земні станції (ЗС) і супутники – ретранслятори.

Принцип здійснення зв'язку за допомогою ШСЗ показаний на рис.5.1. Тут через **а** і **б** визначені ЗС, між котрими встановлюється зв'язок, а прямі **aa'** і **bb'**, дотичні до поверхні Землі в точках **а** і **б**, є лініями горизонту супутників. Тому супутник ШСЗ₁, який рухається по орбіті **MN**, може одночасно спостерігатися станцією **а** і **б** при його русі по відрізку шляху **аб**. Отже, електромагнітні коливання, випромінювані антенною системою ЗС у точці **а** в напрямку ШСЗ, можуть бути прийняті бортовою радіоапаратурою супутника і, після їх посилення й перетворення за частотою, направлені в сторону Землі, де будуть прийняті антенною ЗС в точці **б**. Підкреслимо, що антени ЗС завжди повинні бути орієнтовані на ШСЗ. Отже, при рухомих ШСЗ антени повинні повертатися, використовуючи неперервне “стеження” за переміщенням супутника.

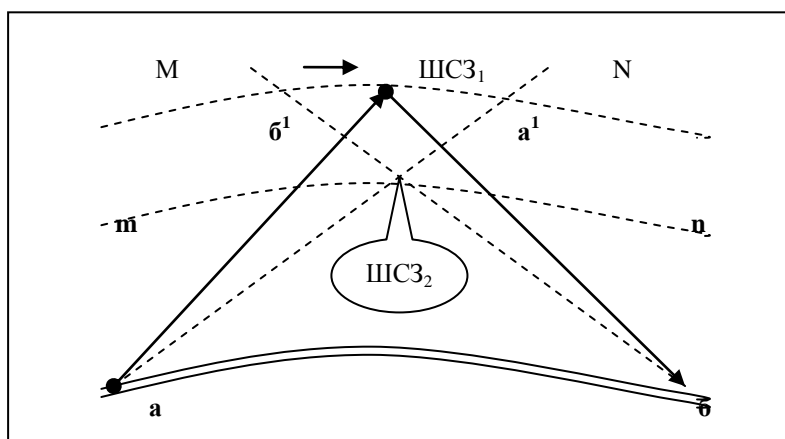


Рис.5.1

У випадку руху супутника ШСЗ₂ по орбіті **mn** зв'язок між ЗС **а** і **б** можливий лише в режимі затриманої ретрансляції (системи зв'язку з пам'яттю).

Структурна схема системи дуплексного зв'язку між ЗС при активній ретрансляції сигналу показана на рис.5.2. Повідомлення $\lambda_1(t)$ підводиться до модулятора М станції ЗС_а, в результаті чого виконується модуляція коливань з несучою частотою f_1 . Ці коливання антенною A_{a1} випромінюються в бік ШСЗ, де приймаються бортовою антеною А ретранслятора. Через розподільчий фільтр РФ коливання поступають у приймач ПР₁, де перетворюються до частоти f_2 та через РФ підводяться до бортової антени і випромінюють у бік Землі. Ці коливання приймаються антенною $A_{б2}$ ЗС_б, підводяться до приймача (ПР) і детектора (Дет.), на виході якого з'являється повідомлення $\lambda_1(t)$.

Передача від ЗС_б до станції ЗС_а повідомлення $\lambda_2(t)$ здійснюється на частоті f_3 аналогічним чином, причому у бортовому ретрансляторі здійснюється перетворення коливань з несучою частотою f_3 в коливання з частотою f_4 .

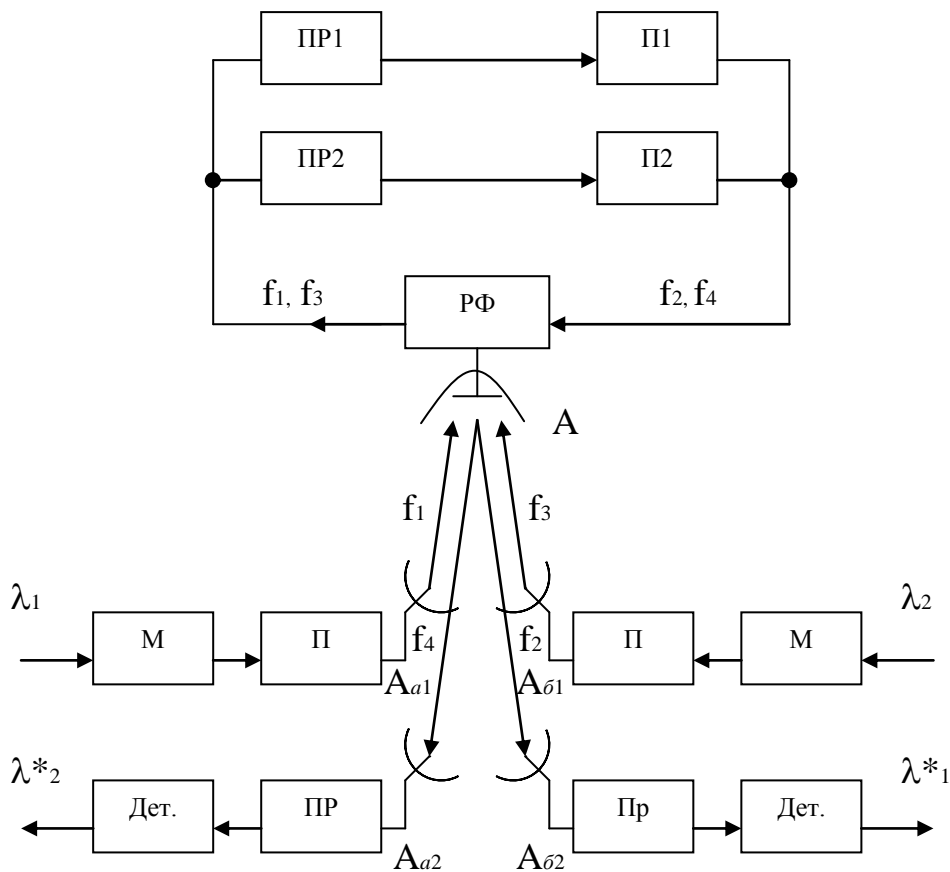


Рис.5.2

Наземні станції, в залежності від призначення, поділяються на:

- прийомопередаючі ЗС, які здійснюють у складі ССЗ дуплексну передачу багатоканальних ТЛФ повідомлень або обмін програм мовлення та телебачення. ЗС цього типу використовуються і для прийому циркулярних програм мовлення в складі розподільчих систем фіксованої супутникової служби;

- прийомні ЗС, які здійснюють у складі ССЗ тільки прийом циркулярних повідомлень (наприклад, програм ТБ);

- передаючі ЗС, які здійснюють у складі ССЗ подачу із Землі на супутник циркулярних програм для прийомних ЗС. У цілях контролю на такий ЗС встановлюють також приймальне обладнання.

Найбільш важливими складовими частинами супутника зв'язку є антенні системи, ретранслятор та цілий ряд допоміжних систем (електроживлення, контролю параметрів апаратури, стабілізації і корекції параметрів орбіти й т.п.). Супутниковий ретранслятор уявляє собою проміжну РРС, розташовану на висоті. При цьому багатофункціональний супутник подібний вузловій РРС, так як він має декілька антен, направлених в різні точки земної поверхні, а його ретранслятор має ряд прийомопередавачів, працюючих в різних діапазонах частот і утворюючих декілька радіостволів. Різниця від вузлової РС лише в тому, що зараз на супутникових ретрансляторах не використовують демодуляцію і модуляцію сигналів, а комутація здійснюється поствольно на НВЧ.

Для нормальної роботи системи зв'язку з використанням ШСЗ необхідна наявність декількох комплексів допоміжного обладнання. До них можна віднести:

- систему контролю, прогнозування та корекції руху ШСЗ з відповідним обладнанням обробки даних від ШСЗ;

- систему телекерування бортовими приладами і обладнанням ШСЗ;

- систему телеметрії, яка дозволяє контролювати параметри вузлів бортової апаратури і виконання команд, які передаються по системі телекерування;

- систему автоматичного пошуку і супроводження антен земних станцій, яка забезпечує наведення антени на ШСЗ з потрібною точністю;

- система єдиного часу для всіх станцій зв'язного комплексу.

Ці комплекси, хоч і зветься допоміжними, являють собою складні самостійні системи, ціна яких може дорівнювати ціні системи зв'язку.

5.1.3. Основні параметри супутникових систем зв'язку

До основних параметрів ССЗ відносяться:

1. Орбіти ШСЗ. Супутники Землі можуть бути запущені на орбіти, які розрізняються наступними параметрами:

а) нахилом площини орбіти до площини екватора Землі:

- екваторіальні орбіти (кут нахилу дорівнює 0°);
- полярні орбіти (кут нахилу дорівнює 90°);
- нахилені орбіти (будь-який інший кут нахилу).

б) формою орбіти:

- кругові;
- еліптичні;

в) висотою орбіти над поверхнею Землі.

Рух супутників навколо Землі пояснюється законами Кеплера. Згідно першому закону, один з фокусів еліптичної орбіти супутника або центр кругової орбіти повинен знаходитись у центрі маси Землі. Тобто, супутник може рухатись лише по такій орбіті, площина якої обов'язково проходить через центр маси Землі. ШСЗ не може рухатись по будь-якій паралелі Землі, за винятком екватора.

Знайдемо швидкість незбуреного руху ШСЗ, який рухається по круговій орбіті радіусу r (рис.5.3), виходячи з того, що сила тяжіння $F_m = kMm/r^2$ дорівнює відцентровій силі $F_u = mv^2/r$:

$$v = \sqrt{kM/r},$$

де $k = 6,67 \cdot 10^{-8} \text{ см}^3/\text{Г} \cdot \text{с}^2$ – стала тяжіння; $M = 5,974 \cdot 10^{27} \text{ Г}$ – вага Землі; m – вага супутника, $г$; v – швидкість ШСЗ, $\text{см}/\text{с}$.

Відомо, що $v_1 = 7,93 \text{ км}/\text{с}$ ($v_1 = \sqrt{rg}$), $v_2 = 11,16 \text{ км}/\text{с}$, $v_3 = 42,10 \text{ км}/\text{с}$.

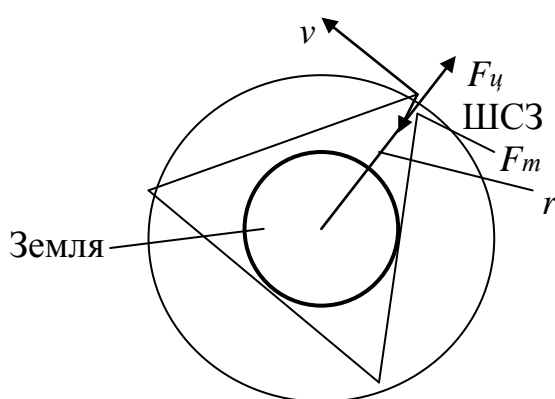


Рис.5.3

Величина v_1 , яка зветься першою космічною швидкістю, збільшується при зменшенні r . Період обертання ШСЗ по такій орбіті:

$$T = 2\pi r/v = 2\pi\sqrt{\frac{r^3}{kM}}.$$

При русі супутника по екваторіальній орбіті з висотою приблизно 36000 км в той же бік, що і Земля, період обертання супутника складає 24 години, тобто для спостерігача на землі супутник буде здаватись нерухомим. Така орбіта називається геостаціонарною. Три геостаціонарних супутника, виведених в точки, які розташовані одна від одної на кут 120° , у стані забезпечити зв'язком переважну частину території земної кулі.

Згідно другого закону Кеплера, радіус – вектор супутника в рівні проміжки часу описує однакові площини. При цьому швидкість супутника в зоні апогею (максимального віддалення від землі) мінімальна, в зоні перигею (мінімально віддалення від землі) – максимальна (див. рис.5.4).

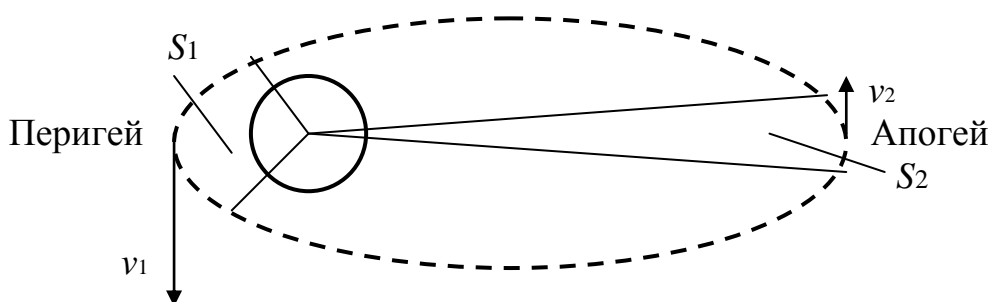


Рис.5.4

Тобто, супутник більшу частину часу періоду обертання буде знаходитись над поверхнею Землі, звернутий до апогею орбіти. Наприклад, супутники “Молнія” виводяться на орбіту з перигеєм біля 500 км, апогеєм 39000 км і нахилом орбіти до площини екватора 63° . Апогей орбіти знаходиться над північною півкулею. Період обертання супутника 12годин. Тривалість зв'язку з територією колишнього СРСР складає приблизно 9 годин.

Еліптичні орбіти найбільш зручніші з точки зору запуску супутників і є єдино можливими для забезпечення зв'язку у приполярних краях (більш 81° півн. ш. або півд. ш.), котрі не охоплені зв'язком за допомогою геостаціонарних супутників. Однак при русі по такій орбіті рівень сигналу різко змінюється, що потребує більш складних радіоприймальних приладів і антен з системами автослідкування на Землі і ШСЗ.

2. Діапазон частот супутникових систем зв'язку. Вибір робочих частот для ССЗ визначається наступними факторами:

- рівнем зовнішніх джерел шумів, які приймають антени;
- умовами поширення та поглинання радіохвиль;
- наявністю відповідних технічних засобів;
- взаємними завадами між ССЗ та іншими службами.

Першим двом вимогам найбільшою мірою відповідає діапазон частот 1...10 ГГц, оскільки на більш високих частотах різко збільшуються шуми поглинання в кисні і водяних парах.

У діапазоні частот до 27,5 ГГц для різних служб супутникового зв'язку, у залежності від району (усього їх 3) відповідно до Регламенту супутникової служби зв'язку, виділені спеціальні смуги частот. Виділені смуги частот або групи смуг частот називають і означають за округленими значеннями частот на дільницях Земля-Супутник і Супутник-Земля. Широко використовують поняття діапазонів 6/4 ГГц, 8/7 ГГц, 14/11 ГГц, 30/20 ГГц.

Ширина смуги частот, яка може бути виділена для окремого ретранслятора в кожному діапазоні, обмежена значенням 500 МГц у смугах 6/4, 8/7, 14/11 і до 3,5 ГГц в діапазоні 30/20 ГГц.

Для військових систем зв'язку виділені смуги частот: Земля – ШСЗ – 7,90...8,40 ГГц; ШСЗ – Земля – 7,250...7,750 ГГц.

У авіаційно-космічних системах радіозв'язку, призначених для зв'язку з літальними апаратами, застосовується більш низькочастотний діапазон 150...400 МГц. Рівні шумів і втрати при поширенні для літакової антени з діаграмою спрямованості у вигляді півсфери в цьому діапазоні є цілком допустимими і приблизно постійними.

Таблиця 5.2 ілюструє проблеми освоєння високочастотних діапазонів.

3. Сигнал на виході приймальних пристроїв. Розглянемо канал зв'язку протяжністю R , що містить передавач, приймач і антенно-фідерні тракти, які характеризуються коефіцієнтами посилення антени $G_{\text{прм}}$ і $G_{\text{прд}}$ і коефіцієнтами корисної дії фідерів $\eta_{\text{прм}}$ і $\eta_{\text{прд}}$. Тоді помилковість сигналу на вході приймача можна записати як:

$$P_{\text{свх}} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \eta_{\text{прд}} \eta_{\text{прм}} V^2(t)}{A_{\Sigma} A_{\text{прд}} A_{\text{прм}}} K_{\text{пол}},$$

де A_{Σ} - сумарне ослаблення сигналу на дільниці між антенами; $A_{\text{прд}}$, $A_{\text{прм}}$ - загасання (ослаблення) сигналу у фільтрах між антенами і виходами передавача та входом приймача; $V^2(t)$ - множник ослаблення, що не перевищується протягом t % часу; $K_{\text{пол}}$ - величина поляризаційних втрат.

Добуток $P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} \eta_{\text{прд}}$ називається ефективною потужністю ізотропного випромінювача (ЕПВ). A_{Σ} визначається ослабленням сигналу у

вільному просторі A_0 і поглинанням у атмосфері при куті узвишся β в разі відсутності опадів $A_a(\beta)$.

$$A_\Sigma = A_0 A_a(\beta) = (4\pi r/\lambda)^2 A_a(\beta); \quad a_a = 10 \lg A_a(\beta).$$

Множник ослаблення $V^2(t)$ визначається тільки поглинанням електромагнітної енергії в опадах (дощ, хмари, тумани).

$$V^2(t) = 10^{-0,1 a_d R_d},$$

де a_d - погонне ослаблення сигналу, дБ/км; R_d - протяжність траси, км, на якій спостерігаються опади.

Величина a_d для дощів різної інтенсивності визначається за графіками. Для вертикальної траси $R_d = 3 \dots 4$ км, для горизонтальної залежить від інтенсивності опадів:

$$I < 10 \text{ мм/Г} - R_d = n \cdot 100 \text{ км};$$

$$I = 10 \text{ мм/Г} - R_d = 45 \dots 55 \text{ км};$$

$$I = 25 \dots 30 \text{ мм/Г} - R_d = 30 \dots 35 \text{ км};$$

$$I > 100 \text{ мм/Г} - R_d = 8 \dots 12 \text{ км}.$$

Відсоток часу, протягом якого можуть спостерігатися опади визначається по спеціальних кривих. При використанні антен з однаковою поляризацією $K_{\text{пол}} = 1$. Якщо одна з антен має кругову поляризацію, а інша лінійну, $K_{\text{пол}} = 0,5$.

4. Шуми на вході приймальних пристроїв. У супутникових системах зв'язку використовуються приймачі з істотно меншим, ніж в РРЛ, рівнем власних шумів.

Сумарна потужність шумів, віднесена до входу приймача:

$$P_{u\Sigma} = P_{\text{max}} + P_\phi + P_a \eta + P_k \eta,$$

де $P_{\text{т.вх}}$ - потужність власних шумів приймача; P_ϕ - потужність шумів антени, віднесена до входу приймача; P_a - потужність шумів антени, віднесена до входу приймача; P_k - потужність космічних шумів; η - к.к.д. фільтрів і фідерів між входом антени і приймачем.

Враховуючи, що потужність шумів пов'язана з еквівалентною шумовою температурою T_e залежністю:

$$P_{u\Sigma} = k T_e P_e,$$

де k - стала Больцмана; P_e - еквівалентна смуга пропущення приймача.

$$P_{u\Sigma} = T_{\text{enp}} + T_{\text{ef}} + (T_{\text{ea}} + T_{\text{ee}}) \eta.$$

Власні шуми приймача, віднесені до його входу, прийнято характеризувати коефіцієнтом шуму Π або еквівалентною шумовою температурою. Ці параметри пов'язані співвідношенням:

$$T_{\text{enp}} = T_0 (\Pi - 1), \quad T_0 = 290 \text{ К};$$

$$T_{ef} = T_{\phi}(1 - \eta); \quad (\text{згасання } 0,1 \text{ дБ} \rightarrow \eta = 0,977 \rightarrow T_{ef} = 6,7 \text{ К}).$$

Отже, доцільно вхідні малошумові підсилювачі приймача встановлювати безпосередньо поблизу опромінювачів антени.

$$T_{ea} = T_{ez} + T_{ea},$$

де T_{ez} , T_{ea} – відповідно еквівалентні температури Землі і атмосфери, віднесені до входу антени.

$$T_{ez} = 23 + 0,2(90^\circ - \beta^\circ). \quad T_{ea} = T_{ea}(\beta) + 23 + 0,2(90^\circ - \beta^\circ).$$

$T_{ea}(\beta)$ визначається за допомогою відповідних графіків.

$$T_{ea} = [290 + T_{ea}(90)] \frac{\Omega_z}{\Omega_a},$$

де Ω_z - тілесний кут землі, «що спостерігається» з борта супутника; Ω_a - тілесний кут головної пелюстки діаграми спрямованості бортової антени.

T_{ek} визначається із відповідних графіків у всіх випадках, коли приймальна антена не направлена на Сонце, Місяць і дискретні космічні джерела.

5. Особливості передачі сигналів у ССЗ:

а) запізнення сигналу.

Велика довжина лінії зв'язку між земними станціями і ретранслятором, що знаходиться на борту ШСЗ, призводить до запізнення сигналів:

$$\Delta t = L/c \approx 2H/c,$$

де L - довжина лінії зв'язку між двома ЗС; H - висота супутника над поверхнею Землі.

Для геостаціонарних супутників ($H = 36000$ км) $\Delta t \approx 250$ мс. Це веде до появи вимушених пауз при дуплексних телефонних розмовах.

б) луна-сигнали.

Запізнення сигналів призводить до появи помітних для абонентів луна-сигналів, виникаючих при переході з чотирьох провідних ланцюгів зв'язку на дводротові через неідеальність диференціальних систем. Наявність луна-сигналів призводить до прослуховування абонентом своєї розмови, затриманої на час, який дорівнює подвоєному часу поширення сигналу між абонентами:

$$t_{луна} \approx 4H/c.$$

У цих випадках необхідно забезпечити згасання луна-сигналів до 60 дБ відносно рівня корисного сигналу.

в) ефект Доплера.

Відомо, що при русі джерела сигналу з швидкістю v_r частота коливань f , що приймаються, пов'язана з частотою f_0 коливань, що випромінюються, співвідношенням:

$$f = f_0 / (1 \pm v_r / c),$$

де знак + має місце при збільшенні відстані між випромінювачем і приймачем.

Враховуючи, що $v_r/c \ll 1$ – зміна частоти, викликана ефектом Доплера, дорівнює

$$\delta f = f - f_0 = \mp f_0 \frac{v_r}{c}.$$

Для ССЗ під v_r розуміємо радіальну складову вектора швидкості супутника ретранслятора (співпадаючу з лінією радіозв'язку ШСЗ – ЗС).

Найбільш сильніше ефект Доплера виявляється в ССЗ з еліптичними орбітами. На робочій частці орбіти $v_r/c \leq 10^{-5}$. У діапазоні 8/7 ГГц доплерівський зсув частоти складає $\delta f = 8 \cdot 10^9 \cdot 10^{-5} = 80 \text{кГц}$.

Ефект Доплера призводить не тільки до зміни несучої частоти, але і викликає деформацію спектра повідомлення, що передається. Так, якщо модуляція здійснювалася колюванням з частотою F , прийняте колювання на виході детектора з урахуванням ефекту Доплера буде мати частоту $F' = F(1 \mp v_r/c)$. Тому, при модуляції колюваннями з частотами $F_1 = 10^3 \text{Гц}$ (1кГц) і $F_2 = 10^7 \text{Гц}$ (10мГц), на виході детектора при $v_r/c = 10^{-5}$ отримаємо відповідно частоти $1 \text{кГц} \mp 10^{-2} \text{Гц}$ і $10 \text{МГц} \mp 100 \text{Гц}$.

Звідси впливає, по-перше, що верхні частоти в спектрі повідомлення будуть змінюватися на велику величину, а по-друге, що ширина спектра сигналу, який приймається, буде відрізнятися від ширини спектра колювань, які модулюють.

Таким чином системи супутникового зв'язку є складними радіотехнічними системами, при дослідженні і проектуванні яких необхідно враховувати велике число різних чинників, що впливають на її ефективність. Поряд з цим ССЗ забезпечує рішення ряду завдань, що не вирішуються іншими системами зв'язку, а саме:

- стійкість глобального зв'язку;
- високу пропускну спроможність каналу зв'язку;
- можливість багатоканального зв'язку і (або) передачі широко-смугових сигналів;
- високу скритність і завадозахищеність повідомлень, що передаються;
- можливість сполучення з іншими перспективними системами і мережами інформаційного зв'язку та обміну (систем персонального мобільного зв'язку, мереж доступу до Інтернету, мультимедійні системи і т.п.).

Таблиця 5.2

Діапазон (ГГц)	Робочі частоти (ГГц)	Проблеми освоєння діапазону	Типове застосування	Абонентські станції	Приклади ССЗ
Р 0,230-1,000	Різні смуги	Навантаження радіоспектра	Пейджинг Визначення місцезнаходження	Пейджери	Orbcomm E-SAT
L 1,530-2,700	Різні смуги	ЕМС з інш. системами	Телефонія Мобіль. зв-к Низькошвид ПД Пейджинг	Радіотлф. Портативні комп'ютери Мобільні АС	Iridium Globalstar ICO ACES Thuraya
S 2,700-3,500	Різні смуги		–	–	Globalstar
C 3,700-6,500	3,700-4,200 (униз) 5,925-6,425 (угору)	ЕМС з інш. системами	Фіксований зв'язок Передача відео, VSAT	Фікс. АС Антени 1м і більше	Intelsat Skynet
X 7,500-8,500	7,250-7,745 7,900-8,395	ЕМС з інш. системами	нд	нд	нд
Ku(Європа) 11,0-14,0	Фікс. зв-к 10,7-11,7 14,0-14,8 Віщання 11,7-12,5 17,3-18,1 Телеком. 12,5-12,75 14,0-14,8	Компенсування дощових і температурних впливів	Фіксований зв'язок Безпосереднє ТВ Передача даних(ПД) Мобільний зв'язок	Фіксовані АС Антени 0,3-0,6 м Мобільні термінали	Direct TV Echostar Astra
	Ku(США) 11,0-18,0				
Ka 18,0-31,0	17,7-21,7 27,5-30,5	Висока складність і вартість	Широко-смуговий зв-к Високошвид ПД, доступ до Інтернету Мультимедія	Мобільні термінали Антени 0,2 м	Teledesic Skybridge Cyberstar ACTS (військ.)
V 31,0-70,0	На етапі досліджень	Великий обсяг НДР/ОКР	Військове призначення	Мобільні АС	Milstar Afsatcom USTS

5.2. Багатостанційний доступ у супутникових системах зв'язку

До супутника-ретранслятора супутникової системи зв'язку повинна мати можливість доступу велика кількість земних станцій. При цьому виникає проблема сумісного використання смуги частот, у якій працює апаратура ретрансляції супутника.

Підсумована смуга частот багатоствольного ретранслятора може складати до 500 МГц в смугах 6/4, 8/7, 14/11 ГГц і до 3,5 Гц у діапазоні 30/20 ГГц.

Смуги частот ретрансляторів кожного зі стволів, як правило, складають декілька десятків МГц.

5.2.1. Багатостанційний доступ з частотним розподілом каналів (БДЧР)

При багатостанційному доступі із частотним розподілом каналів (БДЧР) кожної ЗС в межах смуги пропускання одного ствола ретранслятора виділяється смуга частот Π_c для передавання відповідного сигналу з шириною спектра Δf_c .

Очевидно, що якщо смуги частот, які виділені кожній ЗС однакові і дорівнюють Π_c , кількість ліній зв'язку n , яку можна організувати за допомогою ретранслятора

$$n_{чр} = \frac{\Pi_p}{\Pi_c} < \left(\frac{\Pi_p}{\Delta f_c} \right).$$

Для забезпечення мінімального рівня перехідних завад між сигналами сумісних земних станцій між їх смугами частот вводиться захищений частотний інтервал (див. рис.5.5).

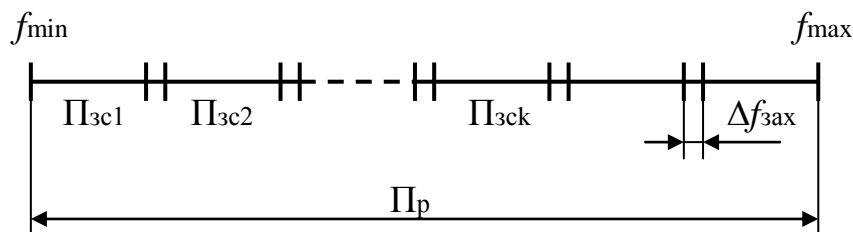


Рис.5.5

При цьому

$$n_{чр} \leq \frac{\Pi_p}{(\Delta f_c + \Delta f_{защ})}.$$

Використання багатостанційного доступу (БД) може відбуватися в сполученні з різноманітними методами обробки (групування) індивідуальних повідомлень, у результаті чого і створюється модульований сигнал з шириною спектра Δf_c . У процесі такої обробки на ЗС передавальної сторони формують груповий сигнал і модулюють виділену їм несучу частоту при дотриманні умови $\Delta f_c < P_c$. Формування групового сигналу може відбуватися за допомогою цифрових або аналогових методів або при їх сполученні.

У даний час більш широке поширення одержав метод БДЧР-ЧРК-ЧМ, при якому груповий сигнал кожної ЗС формують за допомогою стандартної апаратури ЧРК і використовують ЧМ несучої. Кількість несучих у стволі, як правило, складає від 2 до 25, а кількість повідомлень, які передаються на одній несучій, - від 12 до 300.

Приклад такого методу – варіант апаратури “Група” (СРСР), за допомогою якої в стволі з шириною смуги частот 34 МГц можна організувати близько 300 стандартних ТФ каналів. За таким же принципом збудована більшість ретрансляторів системи “Інтелсат”.

Поряд з цим знаходить застосування БДЧР, при якому груповий сигнал формується за допомогою АЦП на основі ІКМ або дельта-модуляції в сполученні з відомими методами цифрової модуляції несучої.

Наприклад, один з варіантів апаратури “Група” реалізує метод БДЧР-ІКМ-4ВФМ, який оснований на ІКМ в сполученні з чотирьохрівневою відносною фазовою маніпуляцією (4ВФМ) несучої, що дозволяє в стволі шириною 34 МГц організувати близько 200 ТФ каналів.

В останні роки все більше застосування отримав БДЧР, при якому на кожній окремій несучій тим або іншим засобом передається одне окреме аналогове або цифрове повідомлення. Такий метод часто називають БДЧР-ОКН, тобто БД типу “один канал на несучій”. При аналоговому передаванні використовують ЧМ або ОБС, а для передавання цифрових сигналів – 4ВФМ у сполученні з когерентною демодуляцією. Прикладом є апаратура “Гradient-Н”, яка дозволяє організувати 200 ТФ каналів у смузі 34 МГц за допомогою БДЧР-ОКН-ІКМ-ЧМ, а також апаратура “Спейд”, що використовується в системі “Інтелсат” і реалізує БДЧР-ОКН-ІКМ-4ВФМ.

Застосування БДЧР-ЧРК-ЧМ більш доцільне при більшій кількості ЗС, які обмінюються між собою великим числом повідомлень (Δf_c велике, n мале).

БДЧР-ОКН доцільно використовувати при великій кількості малоканалних ЗС, причому канали надаються за запитом у визначений проміжок часу. При цьому ретранслятор супутника відіграє роль, яка є аналогічною міській АТС. Надання каналів за вимогою апаратури “Спейд”, дозволяє в смузі частот 36 МГц організувати 800 ТФ каналів за допомогою БДЧР-ОКН-ІКМ-4ВФМ.

Основними перевагами БДЧР є:

- простота реалізації і сполученість апаратури, що забезпечує багатостанційний доступ, з більшою частиною апаратури ЧРК, яка є;
- відсутність необхідності синхронізації роботи земних станцій;
- надійність ССЗ, порівняльна незалежність ЗС одна від одної.

До недоліків БДЧР відносяться:

- виникнення взаємних завад, які зумовлені нелінійністю амплітудно-частотної характеристики ретранслятора;
- необхідність контролю і регулювання рівня сигналів на вході ретранслятора для зниження перехресних завад і ефекту придушення слабких сигналів більш сильнішими;
- відносно неекономне використання відведеної смуги частот і мала ефективність її використання внаслідок присутності захисних проміжків між сусідніми сигналами;
- обмеження кількості ЗС, які обслуговуються одночасно, максимально можливою міцністю передавача ретранслятора, (тому що вона рівномірно розподіляється за всіма символами).

5.2.2. Багатостанційний доступ з часовим розподілом каналів (БДЧсР)

При багатостанційному доступі засобом часового розподілу сигналів (БДВР) ретранслятор ШСЗ по чергово подається для ретрансляції сигналів кожної ЗС. Через присутність жорсткої системи синхронізації, яка виключає взаємне накладення сусідніх (за часом) сигналів, багатостанційний сигнал має вигляд послідовності радіоімпульсів з випадковою частотою заповнення.

Передавачі ЗС вмикаються по чергово на заданий час з частотою повторення, яка пов'язана із вищою частотою сигналу, що модулює, у відповідності з теоремою Котельникова. Цей час T називається тривалістю циклу (або кадру). При передаванні ТЛФ повідомлення $T = 125$ мкс, однак цю величину можна істотно збільшити, використовуючи попередню компресію (стиснення) в часі дискретизованих сигналів на

передавальній стороні у сполученні з експандуванням (розширенням) на тій, що приймає.

У результаті компандування збільшується швидкість передавання в радіоканалі, яка повинна відповідати енергетичним можливостям лінії. Цифрові повідомлення від кожної ЗС, які отримують у результаті АЦП, передаються у вигляді пакетів імпульсів, в межах яких період кодових груп стискання стає в декілька разів менше періоду дискретизації T_d . У свою чергу пакети кожної ЗС слідують з періодом кадру.

Кадр, тривалість якого може доходити до декілька десятків мілісекунд, складається з синхропакету, який передається на початку кожного кадру для забезпечення синхронізації по кадрах і пакеті кожної ЗС, відокремлених один від одного захисними проміжками.

Незважаючи на присутність захисних проміжків, коефіцієнт використання кадру при БДВР досягає 90% і вище коефіцієнта використання смуги при БДЧР. Структура кадру у системі “Інтелсат” зображена на рис.5.6.

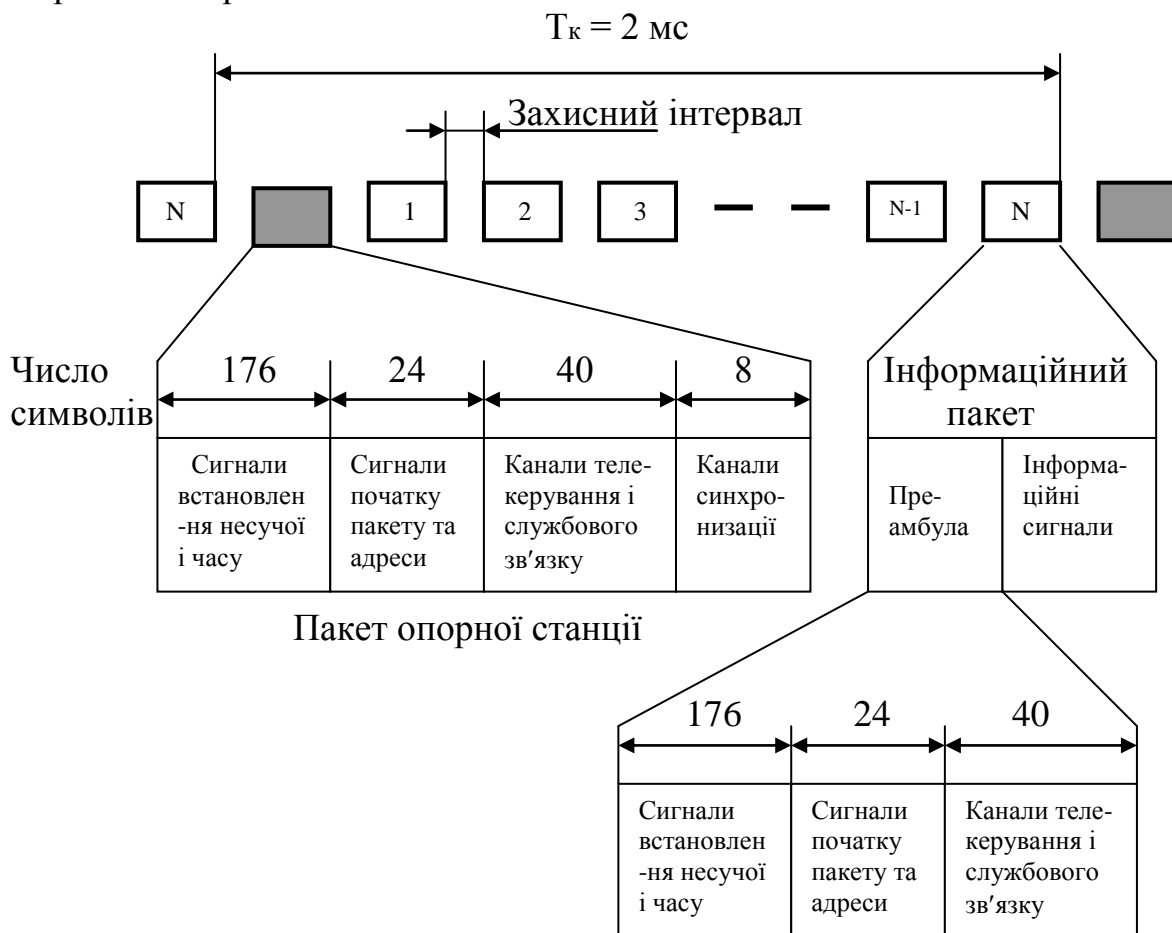


Рис.5.6

Метод має наступні переваги:

- забезпечує максимальне використання потужності передавача ШСЗ, тому що через ретранслятор у кожний момент часу проходить один сигнал;
- забезпечує максимальну ефективність використання ретранслятора за часом;
- не вимагає контролю і керування роботою ЗС з метою вирівнювання потужностей сигналів на вході ШСЗ;
- немає ефекту придушення слабких сигналів міцними;
- є можливість простої організації централізованого службового каналу (в спеціально виділений часовий інтервал);
- вимагає порівняно малого числа частот зв'язку для роботи системи, оскільки всі ЗС можуть працювати на двох частотах – частоті передавання і загальній частоті прийому.

Недоліки системи:

- необхідність часової синхронізації земних станцій;
- поява перехресних завад через накладення пакетів сусідніх (за часом) ЗС при неточній синхронізації;
- вплив ефектів імпульсного режиму роботи, які знижують завадостійкість прийому і зменшують кількість каналів у системі.

Порівняння способів багатостанційного доступу до ретранслятора показує, що найбільш ефективними є БДВР-ВФМ і БДЧР-ІКМ-ВФМ індивідуальних каналів з чотирьохрівневою фазовою маніпуляцією отриманим цифровим потоком несучої частоти сигналів ЗС.

5.3. Особливості апаратури супутникових систем зв'язку

5.3.1. Земні станції супутникових систем зв'язку

Параметри передавальної і приймальної ЗС значною мірою впливають на енергетику супутникової лінії зв'язку. ЕІВП (еквівалентна ізотропно – випромінювальна потужність) передавальної ЗС визначається технічними можливостями, економічною доцільністю і параметрами ретрансляторів. У сучасних ССЗ і ССВ значення ЕІВП передавальних ЗС може досягати 50 – 100 дБВт. Добротність G/T приймальної ЗС прямо пропорційна ефективності використання потужності ретранслятора і може сягати 40 – 50 дБ/К. При великих значеннях добротності помітно зростає вартість ЗС, у зв'язку з чим, вибір конкретного рішення залежить від структури проекрованої системи, типу і призначення ЗС.

При розробці ЗС використовують відомі методи, що дозволяють забезпечити необхідні ЕІВП і добротність у заданій смузі частот. На передавальній ЗС як могутній підсилювач НВЧ використовують пролітний клістрон, к.к.д. якого досягає 25 – 50 % при потужності 10 кВт і вище. На приймальних ЗС основне посилення забезпечується в тракці ПЧ, а у вхідних ланцюгах використовують різні типи малошумні підсилювачі (МШП) діапазону НВЧ, що дозволяють забезпечити необхідне значення сумарної шумової температури приймальної ЗС.

З метою уніфікації в деяких міжнародних ССЗ і ССВ розподіляють ЗС на кілька класів, що відрізняються рядом основних параметрів. Наприклад, у системі “Інтелсат” у смузі частот 14/11 ГГц використовуються три класи ЗС із добротністю 25, 29 і 34 дБ/К. У Плані ВАКР-77 для ССВ діапазону 12 ГГц передбачене використання приймальних ЗС з добротністю 6 – 13 дБ/К для індивідуального і 8 – 24 дБ/К – для колективного прийому. При цьому коефіцієнт шуму приймача в обох випадках складає 4 дБ.

У даний час для передачі ТФ повідомлень найбільш широке застосування знайшли методи БДЧР-ЧРК-ЧМ і БДЧР-ОКН-4ВФМ.

Характерною рисою ССВ є велике число приймальних ЗС індивідуального чи колективного користування, що значною мірою визначають економічні показники системи в цілому. Витрати на мережу ЗС можуть у цьому випадку складати 80-90 % усіх витрат на систему. У діапазоні 12 ГГц для прийомних пристроїв ССВ загальноприйнятою є схема з подвійним перетворенням частоти (рис.5.7). При цьому у Районах 1 і 3 в результаті першого перетворення рекомендується перенос у смугу частот 0,9-1,3 ГГц, а друге перетворення, при якому відбувається вибір каналу, доцільно здійснити на частоту 0,12 ГГц. З метою спрощення індивідуальних прийомних пристроїв відповідно до Плану ВАКР-77 для передачі звукового супроводу використовується ЧМ на піднесучій, віддаленій на 6,5 МГц від несучої ЧМ-ТВ сигналу. Для збільшення добротності прийомних пристроїв розділений на зовнішній і внутрішній блоки. Зовнішній блок, що включає перетворювач і малошумний підсилювач, розміщується в безпосередній близькості від антени. Він з'єднується з внутрішнім блоком високочастотним кабелем, по якому також передається напруга живлення зовнішнього блока. У внутрішньому блоці прийнятий ЧМ-ТВ сигнал перетворюється в стандартний для наземних мереж ТВ віщання АМ сигнал на частоті одного з радіоканалів у метровому чи дециметровому діапазонах хвиль. Для розширення функціональних можливостей може бути також передбачене виведення сигналу зображення і сигналу звукового супроводу. Найбільш доцільне

створення універсального прийомного пристрою, що відповідає вимогам як наземного, так і супутникового віщання. Для цього в універсальному ТВ приймачі повинні бути передбачені спеціальний вхід для ЧМ сигналу зі смугою пропускання 0,3-1,3 ГГц, додатковий селектор каналів і ЧМ демодулятор. Аналогічне рішення використане в побутових приймачах звукового віщання, що мають блок УКХ ЧМ.

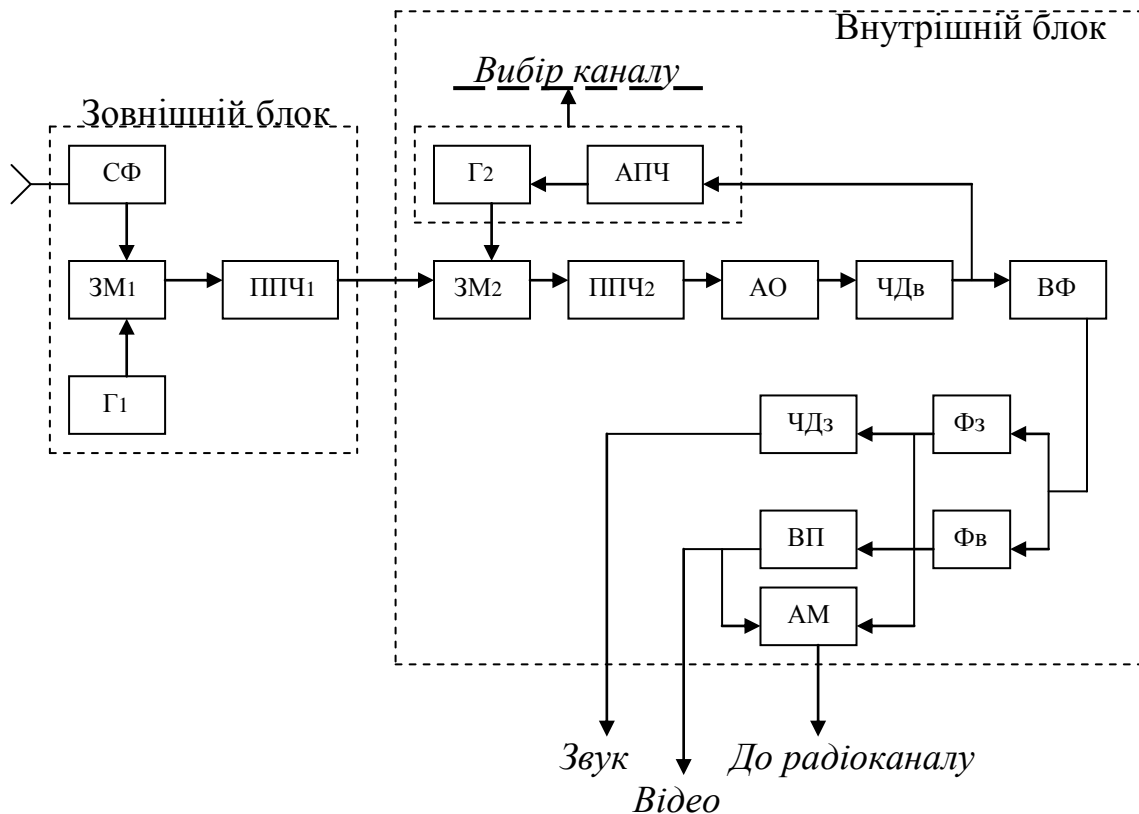


Рис.5.7

Вимоги до наземних сегментів і терміналів ССЗ у даний час є такими:

- зниження вартості за рахунок використання НВІС і елементів та вузлів з малим енергоспоживанням;
- використання мультирежимних терміналів гідних як для супутникового так і для наземного зв'язку;
- використання підсистем, що програмуються, для мобільних терміналів;
- використання супутникового рознесення для фіксованих терміналів у режимах широкосмугового зв'язку;
- використання технології нових частотних смуг (Ka, V);

- широке застосування ефективних методів модуляції і кодування;
- максимальна стандартизація усіх протоколів і інтерфейсів;
- використання стандартних транспортних протоколів для пакетної передачі даних.

5.3.2. Ретранслятори супутникових систем зв'язку

Розташований на супутнику ретранслятор разом з антенною системою, будучи основною частиною ССЗ і ССВ, багато в чому визначає їхню вартість і функціональні можливості. При цьому вартість супутника, як правило, складає близько 50% загальної вартості системи.

Багатофункціональний супутниковий ретранслятор аналогічний проміжній станції наземних РРЛ і забезпечує ретрансляцію багатьох сигналів, що надходять з різних напрямків від розташованих на великих відстанях ЗС, які відіграють роль кінцевих станцій. З цією метою широке застосування знаходить багатоствольний принцип, хоча в деяких випадках можуть використовуватися спеціалізовані супутники з одноствольним ретранслятором (наприклад, у ССВ “Екран”).

Багатоствольна побудова додає системі гнучкість і дозволяє знизити перехідні шуми за рахунок скорочення числа посилюваних у стволі сигналів, аж до одного. Загальне число стволів, що працюють на різних частотах, може доходити до декількох десятків. Частина стволів може спільно працювати на тих самих частотах, а для поділу сигналів використовувати вузькоспрямовані чи антени з ортогональною поляризацією. Спільне багаторазове використання частот знаходить у останні роки широке застосування і дозволяє довести еквівалентну пропускну здатність багатоствольного супутникового ретранслятора до 10^6 стандартних ТФ каналів.

Для досягнення необхідного посилення сигналу у стволі (100 – 150 дБ) використовують малошумні підсилювачі (МШП), що забезпечують добротність G/T прийомного пристрою ретранслятора від – 20 до +10 дБ/К.

У даний час знаходять застосування два основних типи ретрансляторів: з одноразовим і дворазовим перетворенням частоти. У першому випадку відбувається безпосереднє перетворення частоти сигналу ділянки «вгору» у більш низьку частоту, яка використовується на ділянці «вниз». Перетворення частоти можливо одночасно з посиленням МШП відповідного типу. Ретранслятори такого типу називають також ретрансляторами прямого посилення, тому що посилення відбувається тільки в тракті НВЧ. У деяких випадках, коли виявляється неможливим

забезпечити необхідне посилення в діапазоні НВЧ (наприклад, у смузі 30/20 ГГц), використовують дворазове перетворення частоти і посилення в тракці проміжної частоти. При цьому структурна схема ретранслятора аналогічна структурній схемі проміжної РРС наземних РРЛ. Рисою, яка відрізняє, є напружена енергетика (ЕІВП частини, що передає, 20 - 50 дБВт і більше) та наявність МШП, а проміжна частота складає, як правило, від декількох сотень до декількох тисяч МГц.

У багатофункціональних багатоствольних ретрансляторах для організації зв'язку між різними зонами покриття (обслуговування) здійснюється переключення стволів на відповідні антени за допомогою так названої комутаційної матриці, що дозволяє довести час переключення НВЧ сигналів до декількох наносекунд при використанні *pin*-діодів як елементів, які перемикають. Переключення може відбуватися за командами із Землі чи за записаною заздалегідь (чи в процесі експлуатації) програмою.

Перетворення частоти може бути індивідуальним для кожного ствола чи спільним для усіх стволів (чи груп). При індивідуальному перетворенні полегшуються вимоги до комутаційних пристроїв, а спільне перетворення спрощує ретранслятор за рахунок зменшення числа гетеродинних частот.

У останні роки більш широке застосування знаходять ретранслятори з більш повною обробкою сигналів, що включає демодуляцію і модуляцію, аналогічні вузловим РРС наземних РРЛ. У цьому випадку зростає відношення несуча/шум на ділянці «вниз», спрощується процес і розширюються можливості комутації на супутнику. Усе це дозволить збільшити пропускну здатність ретранслятора, підвищити ефективність використання смуги частот і спростити вимоги до ЗС, що особливо важливо при великій мережі ЗС.

У ССВ діапазону 12 ГГц для зон обслуговування малих і середніх розмірів (два – чотири годинні пояси) параметри ретранслятора повинні забезпечити щільність потоку потужності, що створюється на поверхні Землі, яка дорівнює 103 дБВт/м^2 для індивідуального і 111 дБВт/м^2 - для колективного прийому. Ці значення дозволяють, з одного боку, забезпечити необхідну якість прийому і, з іншого боку, виконати умови ЕМС. При цьому ЕІВП передавальної частини ретранслятора може складати 50 – 60 дБВт і більше.

Багатофункціональні ретранслятори складаються, як правило, з декількох приймальнопередаючих модулів різних типів, різні комбінації яких дозволяють гнучко й у широких межах змінювати пропускну здатність. У ретрансляторі діапазону 14/11 ГГц західноєвропейського супутника OTS модуль “А” містить два канали із шириною смуги

пропускання 40 МГц і два канали із шириною смуги 120 МГц. Широкопasmовою частиною ретранслятора містять по два приймачі (основний і резервний) для прийому радіохвиль з двома ортогональними видами лінійної поляризації. Кожен канал має ширину смуги пропускання 350 МГц і містить вхідний фільтр, попередній параметричний підсилювач, гетеродинний перетворювач, що знижує частоту, і НВЧ відгалужувач – перемикач. Канальні приймачі з'єднані з антенами через поляризаційні блоки, що служать для поділу радіохвиль з ортогональною поляризацією, НВЧ відгалужувач – перемикач служить для комутації основного і резервного приймачів, а також для виділення сигналу телекерування на ПЧ, що дорівнює 812,5 МГц. Далі сигнал надходить на канальні фільтри, що є входом вузькопasmової частини, яка включає також ППЧ, керований атенуатор, гетеродинний перетворювач, що підвищує частоту, ЛБХ і вихідний фільтр. Вхідний і вихідний фільтри вузькопasmової частини зі смугою пропускання 40 і 120 МГц формують смуги пропускання стволів. ЛБХ із вихідною потужністю в режимі насичення близько 20 Вт підсилює сигнали у смузі 10,95 – 11,7 ГГц. Смуга пропускання інших елементів вузькопasmової частини приблизно 250 МГц. Керований атенуатор на *pin*-діодах дозволяє за допомогою сигналів телекерування змінювати загасання на 17 дБ.

Структурна схема і ряд параметрів ретранслятора “Інтелсат-5”, що використовує модульний принцип, показана в [1] (рис.3.32). План частот і основних характеристик також подані в [1] (рис.3.33).

Основними напрямками розвитку бортових ретрансляційних комплексів ССЗ і ССВ є:

- розробка високошвидкісних бортових комплексів, які забезпечуть перехід від швидкостей ≈ 2 ГГбіт/с до швидкостей передачі даних на рівні 4 – 16 ГГбіт/с;
- впровадження і широке застосування удосконалених антенних систем, які спроможні генерувати десятки або навіть сотні променів;
- інтенсивне використання бортових цифрових компонент і систем передачі інформації;
- створення систем з високим рівнем перестроювання, які забезпечують гнучке управління радіоресурсами (потужністю сигналів, каналами передачі і т.п.);
- інтеграція з наземними телекомунікаційними мережами і використання стандартів наземних мереж зв'язку у всіх випадках, де проти цього нема суттєвих завад.

5.4. Особливості розрахунку супутникових систем передачі інформації

1. Вибір основних параметрів ССЗ і ССВ.

Варіанти постановки завдання. В процесі проектування ССЗ або ССВ є три основних варіанта постановки завдання:

- проектування і розробка ССЗ або ССВ в цілому;
- проектування ЗС, яка призначена для роботи із існуючим супутником зв'язку з відомими параметрами;
- проектування ретранслятора для роботи у складі існуючої мережі ЗС з відомими параметрами.

Перший варіант є найбільш загальним і передбачає вибір структури й ряду параметрів системи в цілому, вибір та розрахунок основних параметрів як ретранслятора, так і ЗС.

При другому варіанті ставиться завдання використання одного або декількох стволів відомого багатofункціонального ретранслятора. У цьому випадку обирають метод використання смуги ствола ретранслятора і розраховують енергетичні параметри ЗС, які забезпечують потрібну якість при завданих видах та кількості повідомлень. При цьому треба також обрати місце розташування ЗС і врахувати вимоги ЕМС.

Третій варіант передбачає вибір структури ретранслятора, розподілення смуги частот між стволами, розрахунок енергетичних параметрів приймальної і передаючої частин.

Другий і третій варіанти постановки завдання є складовими частками задачі проектування ССЗ і ССВ в цілому, до якої відносяться: вибір загальної структури (конфігурації) системи і її основних параметрів; вибір методів використання смуги ствола і обробки сигналів (методів модуляції та формування групового сигналу); вибір методу організації мережі зв'язку; енергетичний розрахунок, який передбачає вибір основних параметрів апаратури ЗС і ретранслятора.

У процесі вибору конфігурації системи треба визначити:

- вид і параметри орбіти, точку підвісу супутника (для геостационарної орбіти);
- параметри антен, які відповідають заданим зонам обслуговування;
- діапазони частот у залежності від заданої пропускної спроможності системи у відповідності вимогам Регламенту радіозв'язку та існуючому рівню техніки;
- ширину кожної з смуг стволів, які отримані в результаті розподілення сумарної смуги ретранслятора у всіх діапазонах частот;

- методи розподілення сигналів різних стволів (за допомогою вузькоспрямованих антен або ортогональної поляризації).

При виборі конфігурації системи встає також питання про вибір типу супутника, який пов'язаний з тим, що вимоги до параметрів системи різні з точки зору ССЗ і ССВ. Коли в системі ССВ, що проектується, кількість ЗС і чисельність стволів мале (1-2), доцільним є варіант з багатофункціональним супутником, загальним для ССЗ і ССВ. При чисельності ЗС більше 5000 і чисельності стволів більше двох ефективним є використання роздільних спеціалізованих супутників для ССЗ і ССВ.

Вибір виду і параметрів орбіти. Ефективність використання геостаціонарної орбіти. У даний час більшість супутників зв'язку використовують геостаціонарну орбіту, яка дозволяє забезпечити цілодобовий зв'язок у межах великої зони видимості.

При використанні геостаціонарної орбіти основним параметром є довгота точки підвісу супутника, яка повинна обиратися з урахуванням географічного розташування зони обслуговування та існуючого завантаження геостаціонарної орбіти.

Вирішальним фактором при виборі точки підвісу є необхідність дотримання вимогам ЕМС. Кутовий розніс проміж супутниками за довготою залежить від параметрів антен ЗС і ретранслятора супутника точності утримання і наведення антен, параметрів ЗС та інше. В окремих випадках може бути потрібна координація з іншими ССЗ, ССВ або з наземними радіослужбами із урахуванням та узгодженням рівнів взаємних завад. У даний час вдається забезпечити точність утримання до $0,05^\circ$ і точність орієнтації антен супутника до $0,15^\circ$. Це дозволяє довести кутове рознесення проміж супутниками, ретранслятори яких працюють в різних діапазонах частот, до декількох десятих часток градуса. При цьому $0,1^\circ$ відповідає відстані 75 км по дузі геостаціонарної орбіти. Кутове рознесення проміж ретрансляторами одного діапазону може складати $3-6^\circ$ і дуже залежить від діаграм спрямованості антен ЗС.

Геостаціонарна орбіта є унікальним і обмеженим природним ресурсом. Вплив взаємних завад вже зараз у окремих випадках робить неможливим розташування нових супутників. За цих умов надзвичайно важливим є підвищення ефективності використання геостаціонарної орбіти як у просторі, так і за частотою. Для цього необхідно поліпшувати просторову вибірковість антен, точності утримання супутника і наведення антен, широко застосовувати багаторазове використання смуг частот і координацію частотних планів суміжних систем, використовувати методи модуляції і додаткової обробки, які забезпечують більш рівномірне

розподілення (дисперсію) потужності сигналів за спектром. Перспективним є також використання компенсаторів завад і нових діапазонів частот.

Вибір параметрів антен. Параметри антен ЗС і супутника великою мірою визначають енергетику і сильно впливають на вартість ССЗ і ССВ. На даний час значне поширення отримали різні види одно- і дводзеркальних параболічних антен, основним параметром яких є діаметр розкрива основного дзеркала (рефлектора). Останнім часом широке застосування знаходять багатопроменеві супутникові антени різних типів, які дозволяють підвищити ефективність використання геостаціонарної орбіти.

Діаметр антени безпосередньо зв'язаний з її коефіцієнтом посилення і шириною діаграми спрямованості. При зростанні розмірів зростає коефіцієнт посилення антени і поліпшується її спрямованість. Це полегшує енергетику супутникової лінії без зростання експлуатаційних витрат на енергозабезпечення. Однак при цьому виникають труднощі з точною орієнтацією антен, збільшується вартість конструкції і спорудження антен ЗС, ускладнюється конструкція і транспортування антени супутника. Тому при великій чисельності ЗС (наприклад, у ССВ) доцільно використовувати антени малого діаметра (до 1-2 м при ширині діаграми спрямованості 1-2°). У ССЗ діаметр антен ЗС великої пропускної спроможності може сягати 32 м (при ширині діаграми спрямованості у декілька десятків часток градуса).

Параметри антени супутника обирають з урахуванням потрібних розмірів зони обслуговування (покриття).

У даний час на багатофункціональних супутниках міжнародних систем у основному використовують чотири види антен, які відрізняються шириною діаграми спрямованості за рівнем половинної потужності (ϕ_0): глобальні ($\phi_0 = 17,5^\circ$), напівглобальні ($\phi_0 = 8,7^\circ$), зональні ($\phi_0 = 5^\circ$), вузькоспрямовані ($\phi_0 = 1-2^\circ$).

Для ССВ діапазону 12 ГГц у відповідності з Планом ВАКР-77 параметри антен задають більш конкретно у вигляді довідкових діаграм спрямованості. У Плані, наприклад, передбачено, що промінь передавальної антени може мати еліптичний або круглий переріз, а ширина діаграми спрямованості повинна бути не менше $0,6^\circ$. Ширина діаграми спрямованості приймальних ЗС повинна дорівнювати 2° (діаметр 0,9 м) для індивідуального і 1° - для колективного прийому.

Вибір діапазону частот. При виборі діапазону частот необхідно враховувати вимоги Регламенту радіозв'язку та існуючого рівня розвитку

техніки НВЧ. У даний час використовуються три основних діапазони частот: 6/4, 14/11 (12) і 30/20 ГГц.

Діапазон 6/4 ГГц характерний більш вищим рівнем розвитку техніки НВЧ, практично відсутнім впливом атмосфери і великим завантаженням, яке обумовлено низькою вартістю розробки та експлуатації систем зв'язку цього діапазону.

У діапазоні 14/11 ГГц для обслуговування заданої території антена супутника може бути в 2 рази менше діаметром ніж у діапазоні 6/4 ГГц. Однак у цьому діапазоні більш сильним стає вплив опадів. Для забезпечення потрібної якості і надійності зв'язку за поганих погодних умов в діапазоні 14/11 ГГц потрібно мати енергетичний запас 6-12 дБ. Цей діапазон дуже активно використовується в останні роки.

У діапазоні 30/20 ГГц дуже сильний вплив опадів, що вимагає мати енергетичний запас ≈ 20 дБ. Переваги цього діапазону обумовлені можливостями створення малогабаритних антен з вузькою діаграмою спрямованості, його великою ємністю та сильним завантаженням інших діапазонів. У діапазоні 30/20 ГГц ширина смуги частот, яка може бути виділена для окремого супутника зв'язку, може сягати 3,5 ГГц, при смузі не більше 0,5 ГГц для низькочастотних діапазонів.

Розподіл сумарної смуги частот ретранслятора і вибір поляризації.
Сумарна смуга частот ретранслятора складається зі смуг частот, які виділені для супутникового зв'язку у різних діапазонах. У відповідності з потрібною пропускною спроможністю вона повинна бути розподілена проміж окремими стволами ретранслятора в межах смуг пропускання, в яких посилення здійснюється загальним підсилювачем НВЧ. Ширина смуги окремого ствола визначається в основному параметрами підсилювача НВЧ (у сучасних ретрансляторів складає 30-250 МГц), а також нелінійністю ФЧХ (нерівномірністю ГЧЗ) тракту поширення, обумовленою впливом атмосфери, який суттєво зростає в діапазонах 14/11 30/20 ГГц при наявності опадів.

Перспективним рішенням є уніфікація значень смуг частот, що займає один ствол, подібною уніфікації смуг частот, які займає груповий сигнал у апаратурі з ЧРК.

Для підвищення ефективності використання геостаціонарної орбіти в процесі проектування треба передбачити багаторазове використання смуг частот. У цьому випадку для розділення сигналів різних стволів використовується просторове розділення з допомогою вузькоспрямованих антен, розділення за допомогою ортогональної поляризації радіохвиль і комбіноване розділення з допомогою обох методів. Рівень розділення за поляризацією може сягати 30...40 дБ за головним пелюстком діаграми

спрямованості і бути особливо ефективним у межах однієї мережі супутникового зв'язку або мовлення. Використання поляризаційного розділення в різних ССЗ або ССВ менш ефективне тому, що воно значно зменшується в зоні бічних пелюсток діаграми спрямованості антени. При цьому треба також враховувати зменшення поляризаційного розділення в опадах, яке може сягати 20 дБ і особливо відчутне в діапазоні 30/20 ГГц.

При виборі виду поляризації треба враховувати поляризаційні втрати, які погіршують енергетику супутникової лінії. Для зменшення цих втрат на частотах нижче 10 ГГц треба використовувати кругову поляризацію, а на частотах вище 10 ГГц – лінійну поляризацію для зменшення втрат за рахунок деполіризації в опадах. Однак лінійну поляризацію складніше реалізувати при великій чисельності ЗС тому, що при цьому важко забезпечити відповідну взаємну орієнтацію антен ЗС і супутника в межах однієї зони обслуговування.

2. Енергетичний розрахунок супутникових ліній зв'язку.

Для оцінки якості супутникової лінії можна використовувати різні критерії, які залежать від виду повідомлення і методів його передачі. Ці критерії безпосередньо зв'язані з якісними показниками каналів, що визначаються відповідними рекомендаціями МККР. У ролі критерію якості, при передачі ТФ повідомлень аналоговим методом, використовують потужність шуму на виході каналу, при передачі ТВ повідомлень – відношення сигнал/шум на виході каналу, а при використанні цифрових методів – частоту помилок, яка визначається відношенням потужностей сигнал/шум на вході приймача.

Різні критерії оцінки якості супутникової лінії зв'язку створюють деякі незручності при енергетичному розрахунку. Тому на практиці використовують більш загальний критерій – відношення середньої потужності модульованого сигналу на вході демодулятора до середньої потужності шуму, який називається відношення несуча/шум.

Розглянемо окрему ділянку супутникової лінії зв'язку, яка складається з передавального та приймального пристроїв, передавальної та приймальної антен і тракту поширення.

Для оцінки енергетичного потенціалу передавальної станції доцільно використовувати поняття еквівалентної ізотропно-випромінюємої потужності (ЕІВП у дБВт):

$$P_e = 10 \lg(P_n \eta_n G_n) = G_n + 10 \lg(P_n \eta_n),$$

де P_n – потужність передавача, Вт; η_n – коефіцієнт передачі хвильоводного тракту передавальної ЗС від виходу передавача до опромінювача антени;

G_n – коефіцієнт посилення передавальної антени відносно ізотропного випромінювача, дБ.

У свою чергу енергетичний потенціал приймальної станції достатньо повно характеризує такий параметр, як добротність приймальної станції (в дБ/К):

$$G/T = 10\lg(G_{np}/T_{\Sigma}) = G_{np} + 10\lg T_{\Sigma},$$

де T_{Σ} – сумарна еквівалентна шумова температура приймальної станції, яка приведена до опромінювача антени, К; G_{np} – коефіцієнт посилення приймальної антени у заданому напрямку відносно ізотропного випромінювача, дБ.

Добротність і ЕІВП – найбільш загальні енергетичні параметри супутникової лінії зв'язку, які в значній мірі визначають її вартість.

Коефіцієнт посилення антени (у дБ):

$$G = 20\lg D + 20\lg f + 18,45,$$

де D – діаметр антени, м; f – частота, ГГц.

З іншого боку, коефіцієнт посилення пов'язаний із шириною діаграми спрямованості антени за рівнем половинної потужності. Для антен з еліптичною формою поперечного перерізу діаграми спрямованості:

$$G \approx 45 - 10\lg \varphi_x + 10\lg \varphi_y,$$

де φ_x , φ_y – розміри великої та малої вісі еліптичного перерізу діаграми спрямованості у площині, яка перпендикулярна вісі головної пелюстки, що визначають ширину діаграми спрямованості за рівням половинної потужності в двох взаємно перпендикулярних площинах, гр.

Якщо відома ширина діаграми спрямованості в одній площині, то для визначення коефіцієнту посилення антени треба покласти $\varphi_x = \varphi_y = \varphi_0$. У цьому випадку $\varphi_0 \approx 21,5/(Df)$, де діаметр антени в метрах, а частота – в ГГц.

У процесі енергетичного розрахунку потрібно зв'язати енергетичні параметри лінії з якістю зв'язку, яке зручно звести до відношення несуча/шум. При цьому рівняння зв'язку для однієї ділянки має вигляд:

$$q_{н/ш} = P_e - L_n + G/T + 228,6,$$

де L_n – послаблення сигналу у тракті поширення, дБ. При цьому

$$L_n = L_0 + L_{\text{дод}},$$

де L_0 – втрати енергії радіохвиль при поширенні у вільному просторі, дБ; $L_{\text{дод}}$ – додаткові втрати енергії при поширенні в реальних умовах, дБ.

Величину L_0 зручно розраховувати за формулою

$$L_0 = 20\lg d + 20\lg f + 92,4,$$

де d – відстань між приймальною і передавальною антенами, км; f – частота, ГГц.

У ряді випадків для характеристики супутникової лінії зручно користуватись поняттям густини потоку потужності, дБВт/м²,

$$W = P_e - L_n + 10 \lg(4\pi/\lambda^2)$$

або

$$W = P_e - L_n + 20 \lg f + 21,5,$$

де λ - довжина хвилі, м; f - частота, ГГц. При цьому

$$q_{н/ш} \approx W + G/T + 207 - 20 \lg f.$$

Список рекомендованої літератури

1. Мордухович Л.Г., Степанов А.П. Системы радиосвязи. Курсовое проектирование: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 192с.
2. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442с.
3. Системы радиосвязи: Учебник для вузов/ Н.И.Калашников, Э.И.Крупницкий, И.Л.Дороднов, В.И.Носов; Под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352с.
4. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. – М.: Связь, 1979. – 592с.
5. Горностаев Ю.М., Соколов В.В., Невдяев Л.М. Перспективные спутниковые системы связи. – М.: «Горячая линия-Телеком», МЦНТИ, ООО «Мобильные коммуникации», 2000 – 113с.
6. Андрианов В.И., Соколов А.В. Сотовые, пейджинговые и спутниковые средства связи. – СПб.: БХВ-Петербург; Арлит. 2001. – 400с.

Розділ 6. МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСОБІВ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Кількісною мірою якості системи радіозв'язку, як складної системи, є критерій ефективності. Критерій ефективності повинен відповідати функціональному призначенню системи, мати чіткий фізичний зміст, давати однозначну кількісну оцінку, бути простим, урахувати основні параметри системи.

Складна система може бути описана сукупністю показників якості (часткових критеріїв ефективності). Кожен з них характеризує одну з властивостей системи. Узагальнений критерій ефективності, що враховує всю сукупність показників якості, є складним, і формальні методи синтезу систем за таким критерієм ще недостатньо розроблені. Тому на практиці порівняння систем роблять за одним найбільш істотним приватним критерієм ефективності, а на інші накладаються обмеження. Застосування сукупності приватних критеріїв ефективності дозволяє аналізувати різні сторони роботи системи і формулювати конкретні вимоги до її елементів, що важливо для практики.

Одним з найважливіших приватних критеріїв ефективності системи зв'язку є правильність передачі інформації. Кількісною оцінкою правильності передачі аналогової інформації часто служить середньоквадратична помилка фільтрації, а цифрової інформації – імовірність помилки прийому дискретного елемента повідомлення чи імовірність помилки прийому всього цифрового повідомлення (наприклад, існують такі вимоги по забезпеченню достовірності зв'язку: ТЛГ електропровідний канал – $P_{\text{пом}} \leq 10^{-3}$, ТЛГ радіоканал – $P_{\text{пом}} \leq 10^{-2}$, канал ПД – $P_{\text{пом}} \leq 10^{-8}$, ТЛФ канал – $P_c / P_{\text{ш}} = 13 \dots 24$ дБ).

У той же час передача інформації в різних системах з однаковою якістю ще не дає підстави для судження про те, гарні вони чи погані. Для системи зв'язку, як для будь-якої складної системи, варто враховувати ряд інших її показників, що характеризують: потужність сигналу, займану смугу частот, відношення сигнал/шум і т.п. Система зв'язку повинна забезпечувати передачу інформації з максимальною правильністю при обмеженнях на потужність, смугу частот, вартість устаткування і т.п. Система, що дозволяє одержати більш високі показники правильності передачі інформації при однакових витратах (смузі, потужності і т.п.), буде більш ефективною.

Крім зазначеного критерію ефективності часто користуються й такими, як оперативність зв'язку, надійність зв'язку, економічними характеристиками ефективності зв'язку і т.п.

Тому при підвищенні ефективності зв'язку необхідно розглядати ряд показників системи, що впливають на той чи інший критерій. Наприклад, підвищення оперативності зв'язку тісно зв'язано з автоматизацією обробки інформації, зі збільшенням пропускної здатності каналів і т.п. Надійність зв'язку у сильному ступені залежить від експлуатаційних показників, від електромагнітної обстановки і стійкості каналу радіозв'язку.

Таким чином, підвищення ефективності систем радіозв'язку може розглядатись у будь-яких напрямках.

Одним з напрямків підвищення ефективності систем зв'язку є підвищення їхньої перешкодозахищеності в умовах впливу завад, у тому числі й організованих супротивником. При вирішенні цього завдання одержали поширення частотно-часові методи з використанням широкосмугових сигналів. Такі системи дозволяють успішно вирішувати завдання підвищення перешкодозахищеності при різних завадах, передачі інформації з високою вірогідністю в каналах з випадковими параметрами і ряд інших.

Ефективним методом ослаблення дії різних перешкод є застосування надлишкових кодів. Це особливо важливо для систем передачі даних і автоматизованих радіоелектронних комплексів.

Метод, заснований на використанні просторово-часової обробки, дозволяє без втрат пропускної здатності, шляхом застосування адаптивних систем, значно підвищити перешкодозахищеність систем радіозв'язку.

Напрямок, що забезпечує підвищення ефективності систем зв'язку, є також більш повне використання відведеної смуги частот. Для цього необхідно застосовувати багатопозиційні сигнали. За певних умов такі сигнали дозволяють підвищити швидкість передачі інформації без розширення займаної смуги частот.

Тісно до цих питань примикають завдання побудови сигналів, призначених для передачі інформації із заданою швидкістю і які мають компактний розподіл спектральної щільності (як можна більша частина спектра частот розташовується в порівняно вузькій смузі, а рівень енергії спектра за межами цієї смуги мінімальний). Такі сигнали є перспективними для використання в системах зв'язку, тому що вони мають рівень позасмугових випромінювань істотно менший, чим у сигналів, які широко використовуються у даний час. Перспективні сигнали при збереженні завадостійкості їхнього прийому у значному ступені полегшують рішення проблеми електромагнітної сумісності.

На ефективність системи зв'язку у сильному ступені впливає автоматизація обробки інформації. Забезпечення заданої вірогідності передачі інформації при максимальній автоматизації процесу її збору, обробки і відображення дозволяє збільшити обсяг інформації, переданій по

каналах повітряного радіозв'язку, зменшити час, що відведений на радіообмін, а отже, підвищити пропускну здатність, скритність і оперативність систем зв'язку.

Автоматизація процесу обробки інформації і керування засобами зв'язку тісно зв'язана з впровадженням обчислювальної техніки і методів цифрової обробки сигналів. При цьому створюються бортові комплекси зв'язку на основі об'єднання різних засобів зв'язку за допомогою ЕОМ. Упровадження цифрових пристроїв обробки сигналів у першу чергу підвищує надійність цих пристроїв, що є важливою складовою ефективності системи зв'язку.

6.1. Системи зв'язку з широкосмуговими сигналами (ШСС)

Широкосмугові системи зв'язку з притамованими їм можливостями за ослабленням дії завад знаходять все більше поширення в системах радіозв'язку. Наприклад, вони використовуються в системах зв'язку короткохвильового діапазону для боротьби з багатопроменевістю, у системах мобільного зв'язку з багатостанційним доступом і кодовим або часовим розподілом каналів, у системах супутникового зв'язку і т.п.

Під широкосмуговою розуміють таку систему передачі інформації, в якій сигнал займає смугу частот, що суттєво перевищує мінімально необхідну для передачі цієї інформації.

Розширення спектра сигналу повинно здійснюватись незалежно від повідомлення, що передається за допомогою того чи іншого способу модуляції або кодування, котрий повинен бути відомим на стороні прийому.

Таке штучне розширення спектра можна зробити по різному.

1. Спектр аналогового повідомлення може бути значно розширено при застосуванні ЧМ з великим індексом модуляції.

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2m_{\text{ЧМ}} \cdot F_{\lambda}$$

Однак, таке розширення спектра пов'язане безпосередньо з повідомленням, що передається, тому ЧМ сигнал не підходить під визначення “широкосмугового”.

2. Широкосмуговість сигналу визначається не абсолютним значенням його смуги частот, а ступенем розширення спектра (частотною надмірністю). Наприклад, телевізійні сигнали займають смугу частот у декілька мегагерц. Однак, вони не відносяться до класу широкосмугових, бо ширина спектра ТВ сигналу приблизно дорівнює ширині спектра повідомлення (відеосигналу). У той же час, якщо якась

система зв'язку буде використовувати смугу у декілька мегагерц для передачі мовного сигналу, то вона буде широкосмуговою.

Введене визначення широкосмугового сигналу відноситься як до аналогових, так і до цифрових повідомлень. У подальшому розгляд властивостей широкосмугових систем зв'язку будемо вести відносно цифрових систем передачі.

6.1.1. Основні властивості і характеристики широкосмугових сигналів

Важливою характеристикою ШСС є база сигналу. Під базою сигналу розуміють відношення ширини спектра сигналу Δf_c до ширини спектра повідомлення ΔF

$$B = \Delta f_c / \Delta F$$

База ШСС кількісно характеризує частотну надмірність, що вводить в сигнал. У вузькосмугових системах із звичайними видами модуляції база сигналу близька до одиниці (рис.6.1). ШСС, як правило, мають базу набагато більшу за одиницю. Наприклад, якщо для розширення спектра використовують внутрішньосистемне кодування з фазовою маніпуляцією (посилка довжиною T розбивається на L елементів, що відрізняються початковими фазами, зміна яких відбувається за якимось законом), то база такого сигналу буде дорівнювати L .

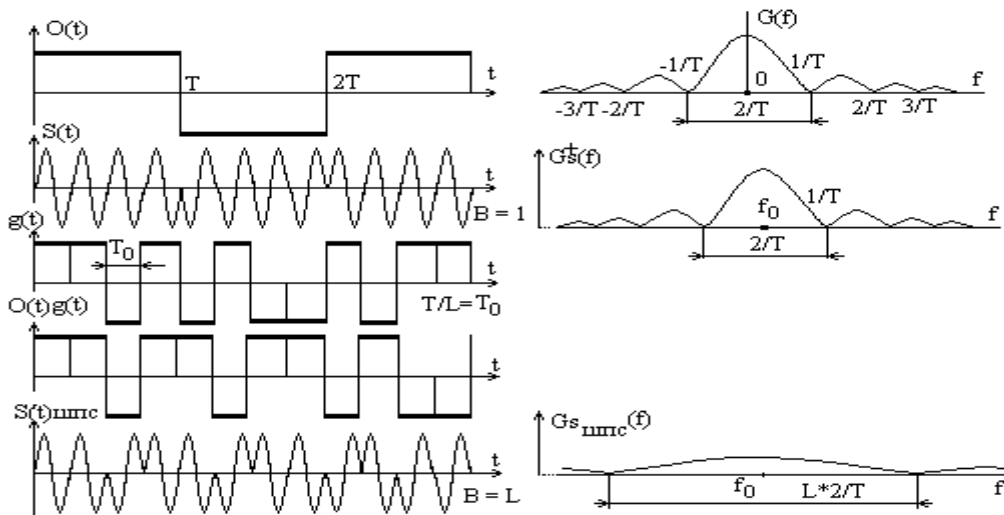


Рис.1

Рис.6.1

ШСС мають такі гарні властивості:

1. Висока завадостійкість в умовах організованих завад.
2. Скритність передачі (мала вірогідність виявлення і перехоплення повідомлень).
3. Можливість зв'язку декількох абонентів у загальній смузі частот (багатостанційний доступ на основі кодового розподілу каналів).
4. Висока точність оцінки часу приходу сигналу (боротьба з багатопроменевістю, можливість часової синхронізації, точний вимір дальності до кореспондента).

Підвищена завадостійкість ШСС при дії завад є їх найважливішою властивістю.

Згадаємо, що завадостійкість прийому сигналів на фоні широкопasmової завади ($\Delta f_{\text{п}} > \Delta f_{\text{с}}$) типу білого гаусовського шуму (БГШ) з спектральною щільністю потужності (СЩП) $N_0/2$ визначається тільки величиною $Q = 2E / N_0$, де $E = P_{\text{с}} \cdot T$ – енергія сигналу, $P_{\text{с}}$ – потужність сигналу і не залежить від виду сигналу.

Тому при заданій СЩП завади завадозахищеність оптимального приймача ШСС до широкопasmових завад дорівнює завадозахищеності оптимального прийому вузькопasmових сигналів за цих умов .

З іншого боку, для передавача завад противника , як правило, існують обмеження не на СЩП завад, а на потужність P_3 передавача завад. При цьому ширина спектра завади підтримується меншою або рівною ширині спектра сигналу ($\Delta f_3 \leq \Delta f_{\text{с}}$) . В умовах $P_3 = \text{const}$, ($\Delta f_3 > \Delta f_{\text{с}}$), використання ШСС забезпечує значне підвищення відношення сигнал/шум Q відносно вузькопasmових сигналів.

Дійсно, нехай $\Delta f_3 = \Delta f_{\text{с}} = B \cdot \Delta F$. При цьому відношення сигнал/шум на виході кореляційного приймача (або узгодженого фільтра) дорівнює:

$$Q = 2E/N_0 = (2P_{\text{с}}T) : (P_3/\Delta f_{\text{с}}) = (\Delta F = 2/T, T = 2/\Delta F) = 4B \cdot P_{\text{с}}/P_3.$$

Це співвідношення показує, що відношення сигнал/шум при оптимальному прийомі ШСС збільшується пропорційно базі сигналу. При дії вузькопasmової завади ($\Delta f_3 \ll \Delta f_{\text{с}}$) остання може бути виключеною за допомогою режекторного фільтра. При цьому потужність корисного сигналу на виході фільтра зменшується не набагато (рис.6.2).

Суть скритності передачі ШСС пов'язана зі зменшенням СЩП сигналу внаслідок збільшення його бази. Дійсно, при рівності потужностей вузькопasmового і широкопasmового сигналів, СЩП ШСС з великою базою може бути значно менше СЩП шуму на вході розвідувального приймального пристрою. Тому при невідомій структурі ШСС вірогідність

його виявлення мала. Крім цього, ефект зменшення СЦП у В разів при ШСС у ряді випадків дозволяє забезпечити ЕМС радіосистем (рис.6.3).

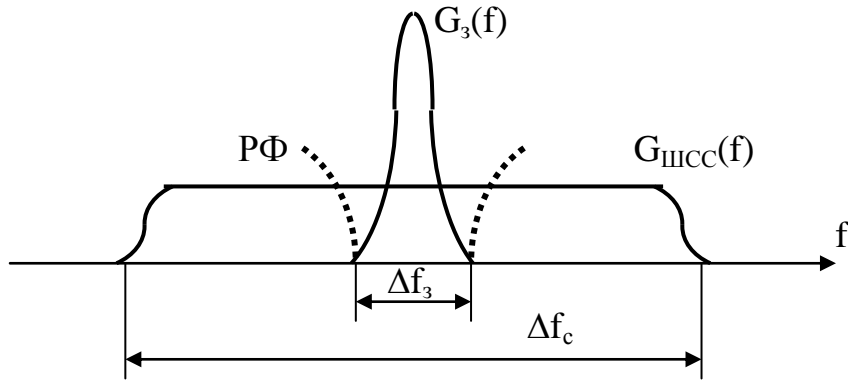


Рис.6.2

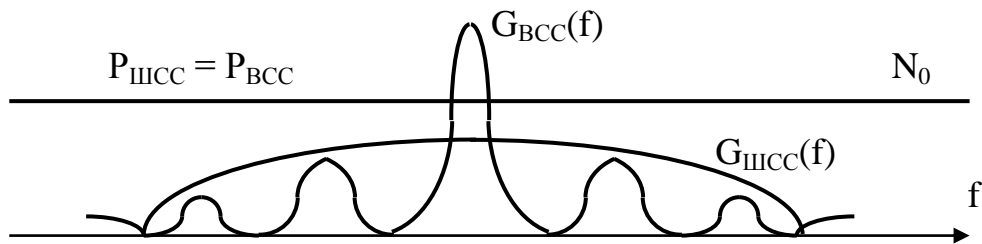


Рис.6.3

Багатостанційний доступ різних абонентів у загальній смузі частот може бути забезпечений при кодовому розподілі каналів на основі використання ШСС. При кодовому розподілі окремі абоненти мають різну форму ШСС (розширення спектра частот відбувається на основі способів модуляції або кодування, різних для кожного каналу). Сигнали різних абонентів вибирають такими, щоб вони були приблизно ортогональні:

$$\int S_i(t) \cdot S_j(t) \cdot dt \approx 0$$

Ця умова забезпечується при великих базах вибором спеціальних кодових послідовностей для кожного з каналів. Зазначимо, що кодовий розподіл каналів не дозволяє досягти збільшення числа каналів у порівнянні з методами частотного або часового розподілу, однак при кодовому розподілі підвищується завадостійкість і скритність системи радіозв'язку.

Висока точність оцінки часу приходу сигналу (розрізнявальна спроможність) забезпечується тим, що при оптимальній обробці ШСС узгодженим фільтром на його виході формується відгук, пропорційний

кореляційній функції сигналу. Оскільки ШСС має кореляційну функцію з вузьким піком, ширина якого зворотно пропорційна базі ШСС (або ширині спектра сигналу Δf_c), то при прийомі ШСС досягається висока розрізнявальна спроможність сигналів за часом (див. рис. 6.4).

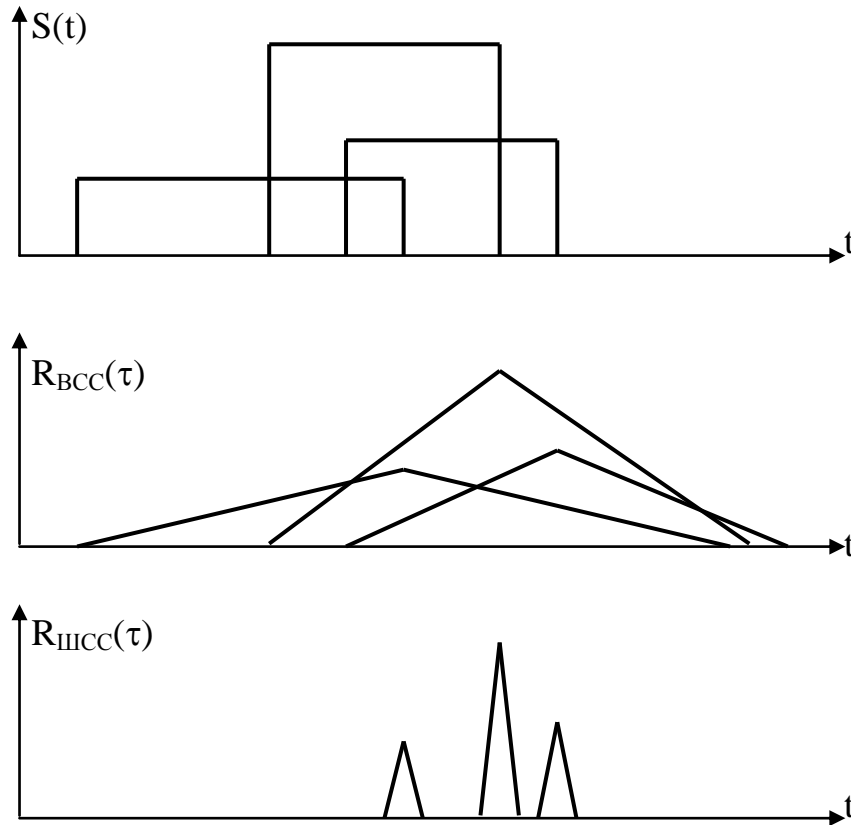


Рис.6.4

У багатопроменевих каналах вузька функція кореляції ШСС дозволяє в точці прийому розділити сигнали окремих променів і тим самим позбавитись інтерференції сигналів, що приймаються.

6.1.2. Методи формування широкосмугових сигналів

Широке застосування в системах радіозв'язку знайшли ШСС з двійковою фазовою маніпуляцією (ФМ – ШСС).

$$S_{\text{фм шсс}} = A \cdot \sin[\omega_0 t + \pi 2 \cdot \Theta(t) \cdot g(t)].$$

Тут $\Theta(t)$ – дискретний інформаційний параметр сигналу, можлива зміна значень якого (-1, 1) відбувається в моменти часу $k \cdot T$, $k = 0, 1, 2, \dots$; $g(t)$ – псевдовипадкова послідовність (ПВП), що розширює базу сигналу.

Часові діаграми у схемі формування ШСС з фазовою маніпуляцією розглянуто на рис.6.5.

База ФМ-ШПС сигналу дорівнює кількості елементів ПВП на довжині інформаційного такту:

$$B = L$$

Спектральні і кореляційні характеристики ФМ-ШСС суттєво залежать від виду ПСП. На практиці широке використання зазнали кодові послідовності Хаффмена (M- послідовності).

Для формування M- послідовності використовують зсувні регістри, у ланцюги зворотного зв'язку яких включаються суматори за модулем 2 (рис.6.5).

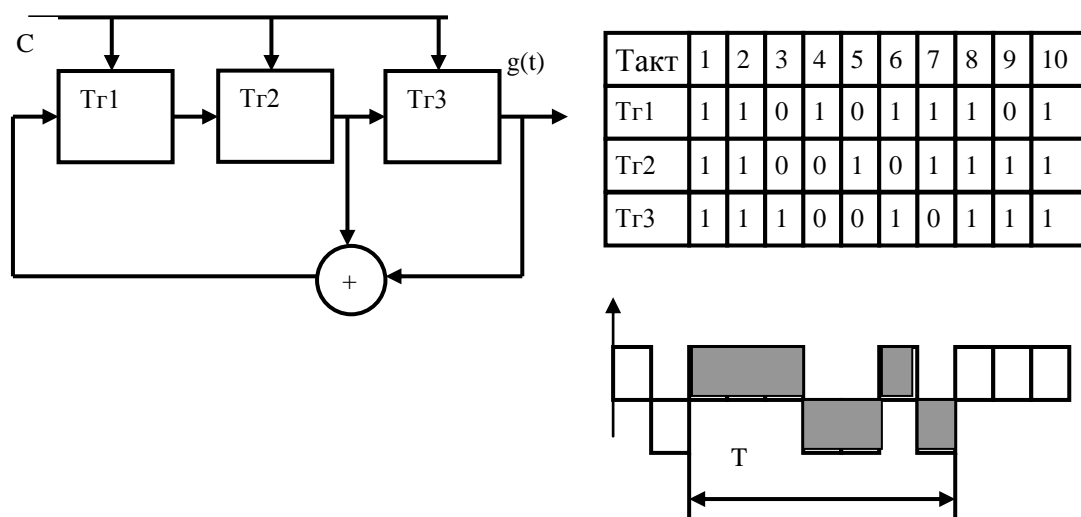


Рис.6.5

Важливим параметром M- послідовності є число n чарунок зсуву. Такий регістр із заданими, відповідним чином, зворотними зв'язками утворює комбінацію, що не повторюється, із $L = 2^n - 1$ символів. Ця довжина комбінації, що не повторюється (період ПВП), є максимально можливою.

Простота технічної реалізації генератора ПВП на основі M- послідовностей є однією з суттєвих причин використання цих сигналів у системах радіозв'язку.

Більш суттєве розширення спектра сигналу можна досягти при використанні сигналів з дискретною частотною маніпуляцією (ДЧМ). ДЧМ сигнали утворюються в результаті стрибкоподібної зміни значення частоти несучої за законом ПВП при постійній амплітуді і крокові квантування за часом і частотою. Такі сигнали часто називають сигналами з програмною

перебудовою частоти (ППЧ). Сигнали з ППЧ можуть змінювати частоту декілька разів за біт інформації (швидка ППЧ), або один раз за час передачі декілька біт (повільна ППЧ).

Функціональні схеми формування ШСС наведені на рис.6.6.

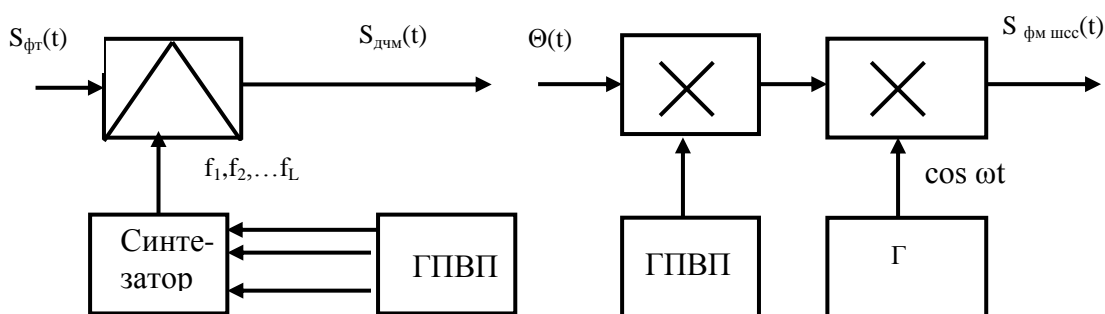


Рис.6.6

Смуга частот, яку займає сигнал з швидкою ППЧ, дорівнює

$$\Delta f_c = [L+1] \cdot \Delta f,$$

де Δf – крок квантування за частотою.

Оскільки $\Delta f = 1/T_0$, $T_0 = T/L$, $\Delta f = L/T$, то для бази ДЧМ-сигналу маємо:

$$B = \Delta f_c / \Delta F = (L+1) \cdot \Delta f / (2/T) = (L+1) \cdot L / T \cdot (2/T) = L \cdot (L+1) / 2.$$

При ФМ-ШСС ширина спектра сигналу безпосередньо визначається тривалістю елемента сигналу T_0 . Можливо забезпечити значення T_0 порядку десятків наносекунд, тобто розширити спектр до декількох десятків МГц. Подальше розширення спектра ускладнюється необхідністю розробки пристроїв зі швидкодією (часом переключення) в одиниці наносекунд.

При ППЧ досить просто сформувати сигнал з шириною смуги частот у сотні МГц. Однак потрібно враховувати, що з ростом кількості частот і швидкості їх зміни ускладнюється синтезатор частот.

6.1.3. Методи обробки широкосмугових сигналів

Усі переваги широкосмугових сигналів можуть бути реалізовані лише при їх оптимальному прийомі. Тому пристрої обробки ШСС будують або на основі кореляторів, або узгоджених фільтрів.

При кореляційній обробці ШСС демодуляція здійснюється у два етапи (рис.6.7).

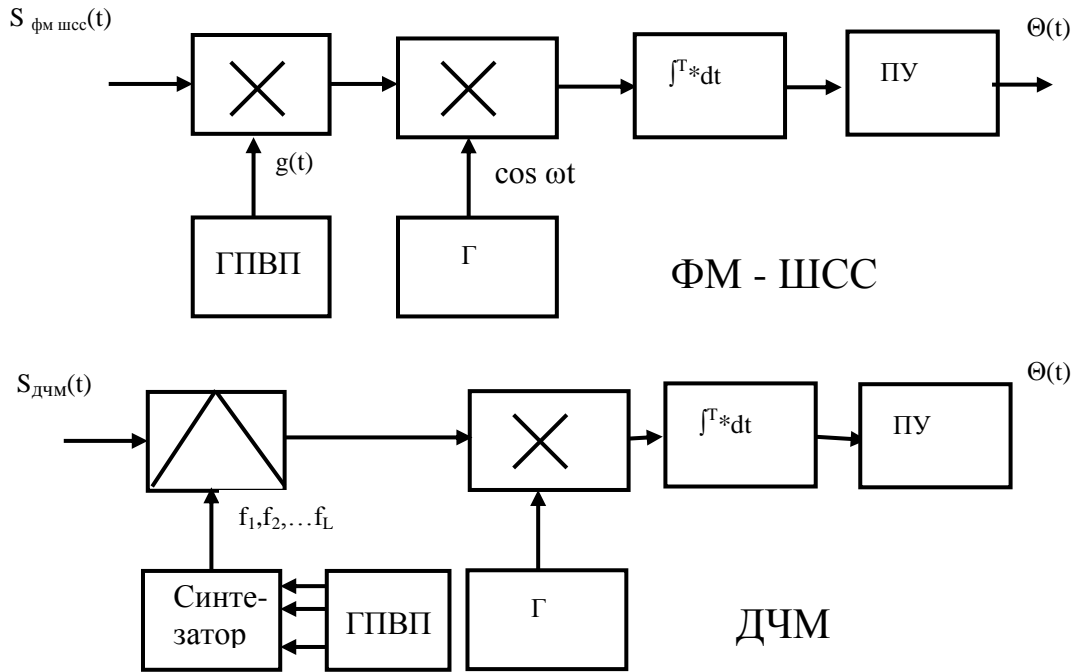


Рис.6.7

На першому етапі знімається широкопasmова модуляція сигналів (модуляція псевдовипадковою послідовністю або стрибкоподібна зміна частоти). Це здійснюється множенням ФМ-ШСС, що приймається, на зразкову ПВП, який формується у приймачі, або гетеродинуванням ДЧМ сигналу (рис.6.7). При цьому відбувається “звуження” смуги частот ШСС, тобто перетворення у вузькосmуговий сигнал, ширина спектра якого визначається інформаційним параметром, який модулює.

На другому етапі відбувається виділення інформації, що міститься у сигналі. Після першого етапу ШСС перетворюється у вузькосmуговий сигнал з одним із звичайних видів маніпуляції (наприклад, ВФМн, ЧМн). Тому тут використовують оптимальні демодулятори таких сигналів.

Основна привабливість узгоджених фільтрів пов’язана з їх інваріантністю щодо затримки сигналу. При будь – якій затримці УФ працює однаково і буде реагувати на сигнал тільки з тією різницею, що момент досягнення максимуму напруги на виході фільтра буде змінюватися (рис.6.8).

На відміну від кореляційної обробки, при узгодженій фільтрації здійснюється стискання сигналу не за спектром, а за часом. Сигнал на виході узгодженого фільтра має приблизно ту ж ширину спектра, але тривалість його зменшується в B разів. Напруга на виході фільтра повторює у масштабі реального часу кореляційну функцію сигналу. З метою

спрощення подальшої обробки на вихід узгодженого фільтра включають детектор обвідної.

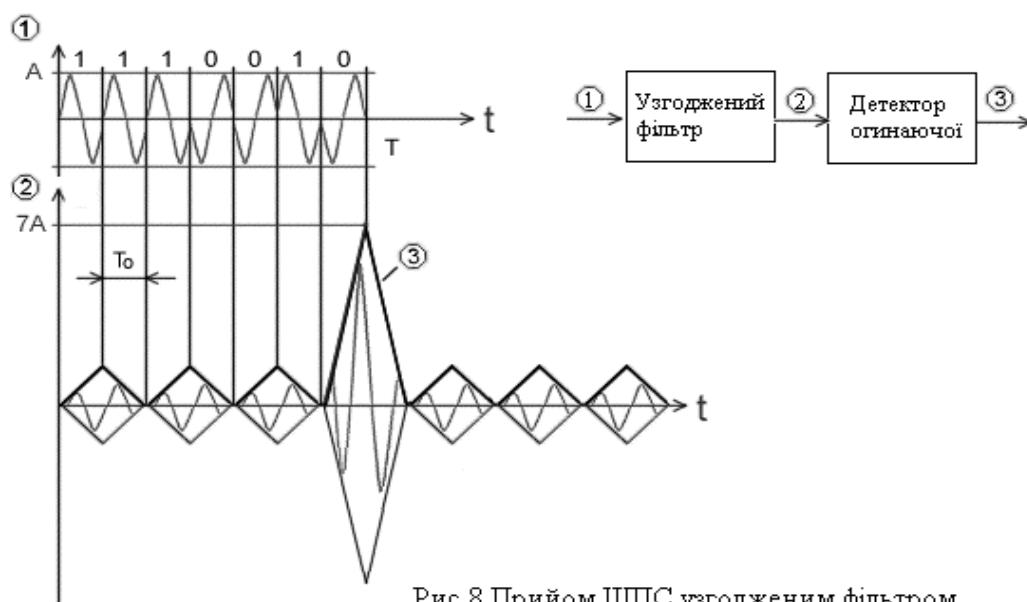


Рис. 8 Прием ШСС узгодженным фильтром

Рис.6.8

Відмітимо, що інваріантність до затримки сигналу суттєво полегшує входження у синхронізм при прийомі ШСС. Дійсно, момент максимального значення вихідного сигналу узгодженого фільтра є оптимальною оцінкою моменту зміни значень дискретного інформаційного параметра.

Корисні властивості ШСС, розглянуті вище, відомі давно, однак широке застосування знайшли лише останнім часом. Це пов'язано з тим, що сучасна елементна база дає можливість реалізувати пристрої формування і оптимальної обробки ШСС у невеликих габаритах. ШСС знайшли широке використання в системах стільникового і космічного зв'язку та заводо захищених системах передачі даних.

6.2. Адаптивна та просторово-часова обробка сигналів у системах радіозв'язку

У загальному випадку функціонування будь-якої системи радіозв'язку завжди здійснюється в умовах апіорної (доіспитової) невизначеності відносно яких-небудь параметрів каналу зв'язку і характеристик завод.

За цих умов, такі методи підвищення перешкодостійкості й завадозахищеності систем радіозв'язку, як рознесені методи прийому, застосування широкосмугових сигналів, завадостійке кодування, використання каналів зворотного зв'язку і т.п., виявляються малоефективними.

Одним з найбільш перспективних шляхів підвищення завадозахищеності систем військового радіозв'язку є використання адаптивних автоматизованих радіоліній, алгоритм функціонування яких заснований на визначенні апріорної інформації, якої не вистачає, у процесі зв'язку і використання її для управління параметрами каналу з метою підтримки заданої або одержання поліпшеної якості його функціонування.

Слово “адаптація” означає пристосовування. Властивість адаптації має, наприклад, зір: око людини пристосовується до зміни освітленості, внаслідок чого ми бачимо предмети навкруг нас як при малій, так і при дуже великій освітленості. Взагалі, живі організми мають великі здібності щодо пристосовування (адаптації) до змінних зовнішніх умов. Це підказує й напрямок розвитку технічних систем.

Можливість адаптуватися можна надати будь-якій технічній системі, яка може бути керованою. До таких систем відносяться й радіолінії.

По відношенню до різних технічних систем може бути використано таке визначення адаптації.

Під адаптацією розуміють процес зміни параметрів й структури системи, а також керівних дій на неї на основі поточної інформації з метою досягнення визначеного (як правило, оптимального) стану системи при початковій невизначеності і змінних умов роботи.

Таким чином, при адаптації має місце процес оптимального перестроювання і зміни структури системи у відповідності з обраним критерієм оптимальності. Узагальнена структурна схема системи з адаптацією показана на рис.6.9.

Керівний пристрій змінює параметри системи у відповідності з умовами функціонування, які змінюються, за даними аналізу якісних показників самої системи або на основі безпосереднього стеження за зміною зовнішнього впливу на систему.

У даний час визначились два напрямки в створенні завадозахищених ліній зв'язку, які працюють в умовах апріорної невизначеності – неадаптивний і адаптивний.

Неадаптивний напрямок передбачає створення інваріантних систем, які забезпечують потрібну якість функціонування за найсприятливіших умов.

Наприклад, радіолінії, в яких використовуються передавальні пристрої з великою потужністю і стаціонарними високоефективними антенами.

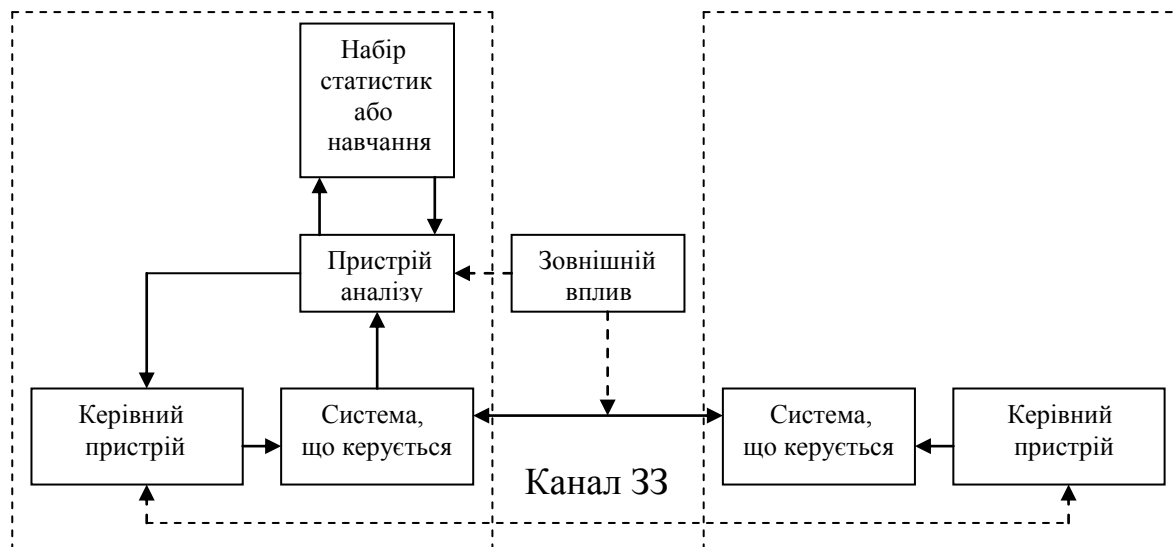


Рис.6.9

Адаптивний напрямок базується на доповненні інформації, якої не вистачає (наприклад, про розподілення рівня завад за частотами), у процесі роботи і використання цієї інформації для перестроювання системи або її окремих елементів з метою підтримки заданого або одержання найліпшої якості функціонування системи.

У чому полягають переваги і недоліки цих напрямків?

У неадаптивного – відсутні часові втрати на перестроювання, однак їм притаманна надлишковість.

У адаптивних системах в процесі роботи для подолання невизначеності треба виконувати “набір статистик або навчання”.

У залежності від типу інформації, яка використовується на етапі навчання, розрізняють методи навчання “з вчителем” (з використанням класифікованої послідовності, яка навчає) і “без вчителя” (без використання такої послідовності).

У першому випадку на етапі навчання по каналу передається спеціальний тест-сигнал з наперед відомими на прийомному боці властивостями. Недоліком цього варіанту є зменшення пропускну здатності каналу.

У залежності від того, в який “переріз” введені накази на перестроювання, розрізняють два можливих типи адаптації:

- адаптація по малому кільцю, тобто така, коли за результатами вимірювання характеристик середовища поширення виконується

перестроювання тільки приймального пристрою(наприклад, зміна смуги пропускання приймача);

- адаптація по великому кільцю, коли за визначеними характеристиками середовища поширення виконується перестроювання лінії у цілому. Цей вид адаптації потребує наявності каналу зворотного зв'язку, у якості якого може бути використаний інформаційний канал з перервами передачі оперативної інформації.

У відповідності з розглянутими загальними принципами побудови адаптивних систем автоматизовану адаптивну лінію можна зобразити у вигляді наступної структурної схеми (рис.6.10).

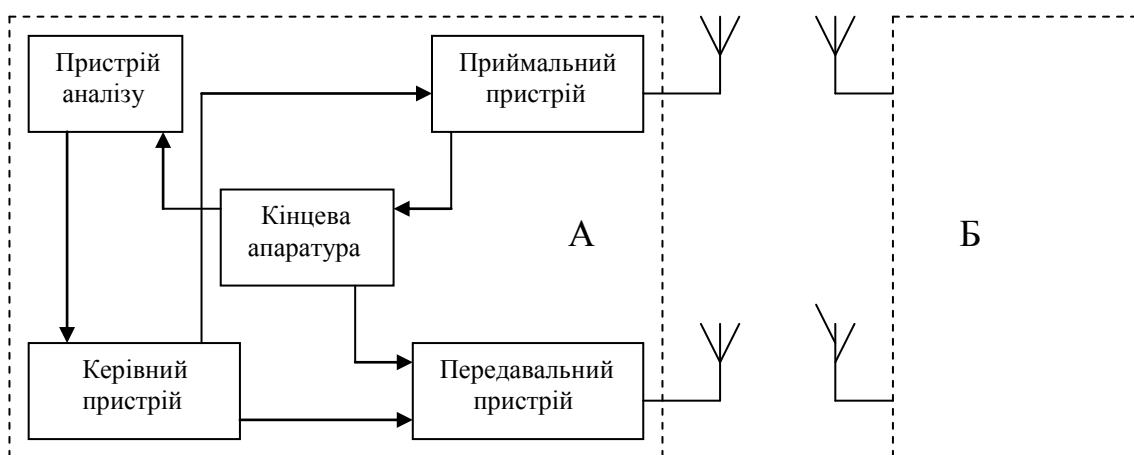


Рис.6.10

У адаптивній радіолінії – системи, якими керують – це приймальний й передавальний пристрої, параметри яких змінюються під впливом керівного пристрою. У керівному пристрої реалізуються різні алгоритми керування, що і є головною розрізнявальною рисою автоматизованих адаптивних радіоліній. В якості каналу зворотного зв'язку між пристроями, що керують, в автоматизованих адаптивних радіолініях, як правило, використовуються інформаційні канали. На час передачі команд керування передача оперативної інформації припиняється.

У автоматизованих радіолініях передача оперативної інформації може здійснюватись до тих пір, доки якість каналу не перестане відповідати необхідним вимогам. При погіршенні якості каналу пристрій аналізу оцінює кількість помилок у каналі за визначений інтервал часу, подає у пристрій управління відповідний сигнал, за яким на основі

даних аналізу виконується необхідне перестроювання приймачів і передавачів радіолінії з метою відновлювання каналу зв'язку.

Якість процесу керування може оцінюватись шляхом порівняння часу, протягом якого здійснюється передача інформації і загального часу праці радіолінії з урахуванням часу на відновлювання зв'язку.

Класифікація адаптивних автоматизованих радіоліній. Адаптивні автоматизовані радіолінії класифікують за такими ознаками:

- за параметрами, які регулюються (потужність, частота й вид сигналу, швидкість маніпуляції і їх комбінації);
- за об'єктами, що регулюються (передавач, приймач або обидва);
- за способом регулювання (порогові, екстремальні, комбіновані);
- за способом досягнення потрібного показника якості функціонування (аналітичний, пошуковий, комбінований);
- за способами передачі команд на об'єкти регулювання (по спеціально визначеному каналу або по інформаційному каналу – суміщеному).

За параметрами, які регулюються, найбільш ефективними є радіолінії з адаптацією за частотою, які дозволяють значно підвищити стійкість радіозв'язку в умовах випадкових завад і в умовах штучних завад з боку супротивника.

У радіолініях з адаптацією за потужністю зниження якості радіоканалу компенсується збільшенням потужності передавальних пристроїв. Це, в свою чергу, веде до зростання взаємних перешкод і знову погіршує якість каналу. У результаті всі радіолінії почнуть працювати з максимальною потужністю передавальних пристроїв. Тому адаптація щодо потужності малоефективна. Адаптація за видом сигналу і швидкості передачі інформації менш ефективна ніж адаптація за частотою, тому що потребує більш складних схемних рішень, до того ж вона може застосовуватись сумісно з частотною адаптацією.

За способом регулювання найбільший енергетичний виграш досягається при екстремальному способі, коли радіолінія функціонує в найбільш оптимальних умовах, які можна підібрати з існуючих варіантів, але за кількістю перестроювань радіолінії більш гідним є пороговий спосіб регулювання.

У адаптивних радіолініях потрібний показник якості функціонування досягається сполученням аналітичного і пошукового способів. Тобто ведеться пошук за визначеною, заздалегідь заданою програмою, з аналізом результатів, які одержують, у процесі пошуку.

Передача команд управління між кореспондентами, як правило, здійснюється по інформаційному (суміщеному) каналу. Передача команд

передавальним пристроєм, при його розташуванні на передавальному центрі, виконується за допомогою спеціальних або інформаційних (суміщеним) каналах дистанційного керування.

Таким чином, найбільш ефективними адаптивними радіолініями є частотно-адаптивні радіолінії (ЧАРЛ) з порогово-екстремальним способом регулювання.

Частотна адаптація логічно передбачає працю радіолінії не на закріплених частотах, а на групі визначених частот. Частоти, на яких ведеться робота в даний відрізок часу, називаються робочими, а інші – резервними. У процесі функціонування радіолінії, при погіршенні якості каналу нижче допустимого порогу, здійснюється автоматичне перестроювання радіолінії на резервні частоти, які мають мінімальний рівень завад у цей час. Для розв'язання цієї задачі необхідно:

1. Вести неперервний контроль за станом якості радіозв'язку (на кожному кінці радіолінії оцінюється якість прийому інформації по відношенню сигнал/шум або за частотою появи помилок або за кількістю запитів на повторення від кінцевої апаратури).
2. Вести неперервний статистичний контроль рівня завад на резервних частотах і, при погіршенні якості прийому на робочій частоті, з меншими часовими втратами обирати з числа резервних найбільш придатну за рівнем завад.
3. Перестроювати свій приймач і передавач кореспондента на обрану частоту, використовуючи для цього канали дистанційного керування.

Можливі варіанти побудови частотно-адаптивних ліній зв'язку можуть відрізнятися критеріями вибору робочих каналів, кількістю і діапазоном резервних частот, які використовуються в системі, методами аналізу якості резервних і робочих каналів зв'язку, а також способами перестроювання передавачів кореспондентів на обрані частоти.

Суттєвий вплив на принципи побудови таких систем мають способи розміщення визначених частот зв'язку за діапазоном частот. За цією ознакою розрізняють вузькосмугові і широкосмугові частотно-адаптивні лінії зв'язку. Може бути і комбіноване розміщення резервних частот (каналів), тобто одночасно у вузькій і широкій смузі.

Аналіз якості резервних каналів можна здійснювати активним і пасивним методами.

При активному аналізі на резервних частотах передаються зондуючі сигнали, при пасивному аналізі вибір частот здійснюється на основі оцінки якогось випадкового параметра, наприклад, рівня завад у точці прийому.

Пасивний аналіз полегшує вирішення проблеми ЕМС, тому що при цьому не створюються перешкоди радіолініям, які працюють. Команди керування перестроюванням передавача кореспондента можуть передаватись як по інформаційному зворотному каналу, так і по спеціальному каналу, який може бути загальним для декількох ліній зв'язку.

У залежності від алгоритмів зміни робочих каналів розрізняють екстремальні, екстремально-порогові і порогові лінії зв'язку.

В екстремальних лініях зв'язку зміна робочого каналу здійснюється кожного разу, коли серед резервних каналів з'являється ліпший.

В екстремально-порогових лініях зв'язку зміна каналів виконується лише тоді, коли якість робочого каналу нижче допустимого порогу, причому для роботи обирається ліпший із резервних каналів.

У порогових лініях зв'язку виконується перехід на перший ліпший канал, який відповідає заданим вимогам, коли якість робочого каналу нижче припустимого рівня.

Одним з головних недоліків екстремальних алгоритмів є частотне перестроювання лінії зв'язку, особливо при великій кількості визначених частот, що значно погіршує електромагнітну сумісність таких ліній з іншими лініями зв'язку, які працюють у цьому ж діапазоні частот.

У відповідності з розглянутими принципами частотної адаптації і задачами, які повинні вирішуватись при побудові ЧАРЛ структурна схема гіпотетичної екстремально-порогової, частотно-адаптивної радіолінії зображена на рис.6.11.

До комплекту станції входять: основний приймач, передавач, кінцева апаратура, аналізатор якості прийому, аналізатор якості резервних каналів, керуючий пристрій, шифратор і дешифратор.

Основний приймач призначений для прийому оперативної інформації, для прийому команд від кореспондента на перестроювання передавача і для аналізу резервних частот у вузькій смузі (у смузі пропускання загального тракту). Резервні частоти, які розташовані у смузі пропускання і відрізняються від робочої частоти на 0,5 кГц і 1 кГц називаються субхвилями. Вони групуються симетрично відносно робочої частоти (середньої субхвилі). Сукупність субхвиль у смузі пропускання приймача називається пакетом частот. Пакети частот назначаються у більш широкому діапазоні. Таким чином, реалізується комбінований спосіб призначення резервних частот у вузькій і широкій смузі.

Вимірювальний приймач – призначений для аналізу резервних частот у широкій смузі (пакетів).

Передавальний пристрій – призначений для передачі оперативної інформації і для передачі команд на зміну частоти передавача та інших службових команд.

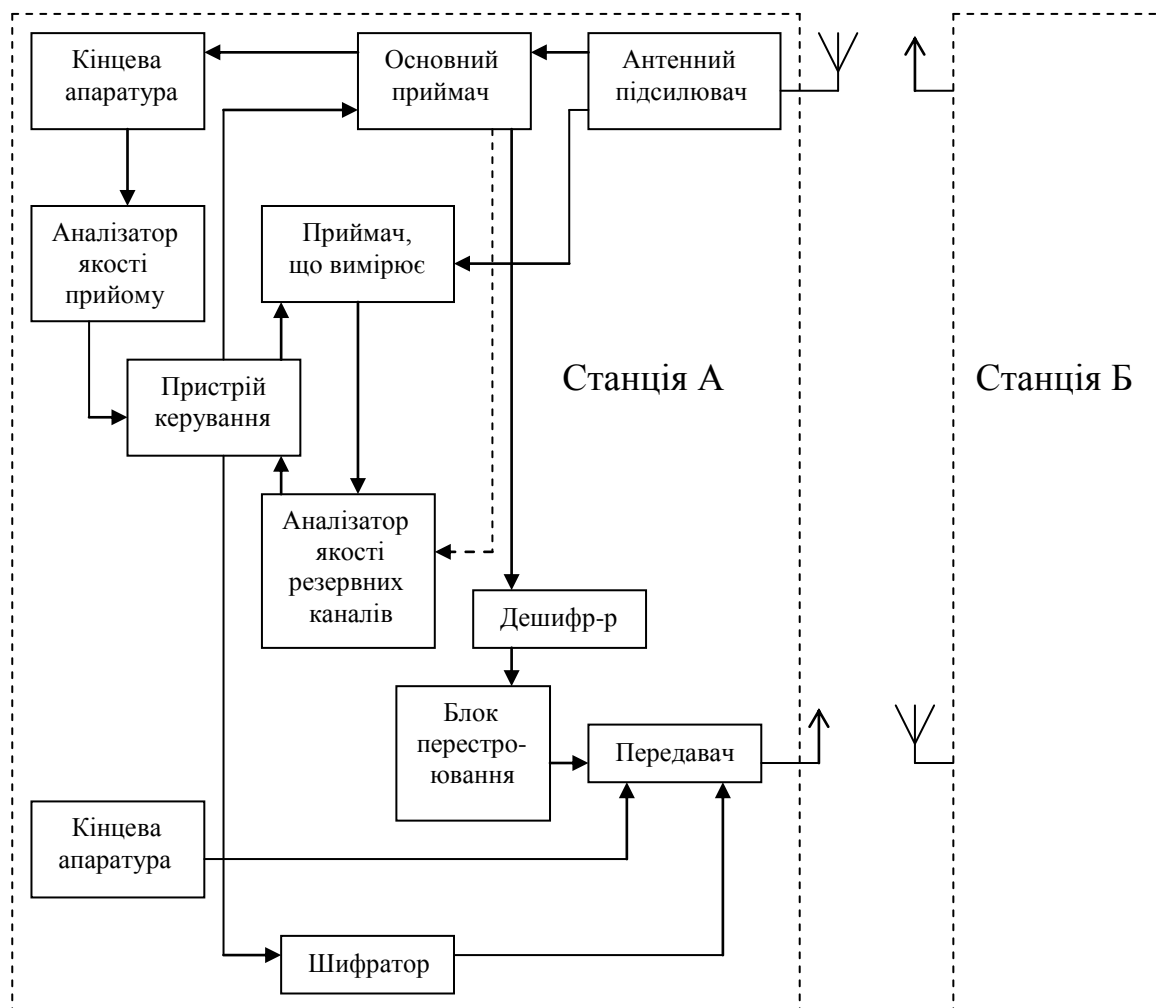


Рис.6.11

Кінцева апаратура, крім відображення оперативної інформації, сумісно з аналізатором якості прийому виконує контроль якості (достовірності) приймаємої інформації і видає про це відповідні сигнали в керуючий пристрій.

Аналізатор якості резервних каналів – призначений для вимірювання рівня завад на субхвилях у вузькій смузі і рівня завад на пакетах у широкій смузі та видачі цієї інформації в керуючий пристрій.

Керуючий пристрій здійснює статистичну обробку вимірюємих рівнів завад на кожній частоті, визначає оптимальну частоту як частоту з мінімальним поточним середнім рівнем завад і визначає алгоритм роботи

усіх складових частин у складі ЧАРЛ. За допомогою керуючого пристрою (його частини, що навчає) доповнюються дані про заводову обстановку у частотному діапазоні, яких не вистачає, тобто за рахунок “навчання” усувається “апріорна невизначеність”.

Шифратор – призначений для кодування номерів оптимальних субхвиль і пакетів, для кодування службових команд, які передаються кореспонденту.

Дешифратор – призначений для декодування усіх сигналів, які одержані від кореспондента (номери субхвиль і пакетів, службові команди).

Алгоритм функціонування структурної схеми ЧАРЛ (рис.6.11) буде таким.

У режимі “Черговий прийом” приймачі і збудники передавачів кореспондентів перестроюються за визначеними частотами (пакетами) за програмою, яка встановлюється у керуючому пристрої. Синфазність перестроювання забезпечується прив'язкою до єдиного часу. При входженні у зв'язок один з кореспондентів вмикає передавач (наприклад, кореспондент А) і від його керуючого пристрою на передавач поступає кодова комбінація, яка містить команду “Виклик на зв'язок”. Якщо кореспондент Б не прийняв на даній частоті виклик, то передавачі й приймачі обох перестроюються за програмою на нові частоти і знову передається команда “Виклик на зв'язок”. Якщо кореспондент Б прийняв виклик, то його приймач настроюється на оптимальну частоту (пакет), яка обрана аналізатором якості резервних каналів, вмикається передавач і передається відгук, який містить номер оптимальної частоти (пакету) прийому. Якщо відгук кореспондента Б не прийнятий, то продовжується перестроювання радіолінії по частотах з передачею на кожній частоті команди виклику на зв'язок. Кореспондент А приймає відповідь з номером пакету і його передавач перестроюється на вказаний у відповіді пакет, а приймач настроюється на свою оптимальну частоту прийому.

Передавач кореспондента А на новій частоті (пакеті) передає кореспонденту Б квитанцію з номером своєї оптимальної частоти прийому.

Якщо квитанція не буде прийнята кореспондентом Б, то радіолінія знову буде перестроюватись на нові частоти і весь процес буде повторюватись. При прийомі квитанції передавач кореспондента Б перестроюється на вказаний пакет. У цей же час на кожному кінці радіолінії ведеться аналіз резервних каналів у вузькій смузі (по субхвилях) і після вибору оптимальних субхвиль (ОСХ) їх номери передаються кореспондентами одне одному. Передавачі і приймачі кореспондентів

настроюються на відповідні субхвилі, після чого здійснюється взаємний обмін квитанціями.

Прийом квитанції кожним кореспондентом є сигналом на підключення кінцевої апаратури і передачі службових посилянь для фазування кінцевої апаратури. Для фазування відведений визначений проміжок часу. Якщо за цей час фазування кінцевої апаратури не відбудеться, то радіолінія знову переходить у режим “Входження у зв’язок”. Після зфазування кінцевої апаратури радіолінія переходить у режим “Ведення зв’язку”. При погіршенні якості прийому на будь-якому кінці радіолінії аналізатор якості прийому видає на керуючий пристрій команду на зміну ОСХ. Ця команда кодується шифратором і передається кореспонденту сумісно з номером нової ОСХ, яка обрана аналізатором якості резервних каналів. Передавач кореспондента перестроюється на вказану субхвилю. Одночасно на цю ж ОСХ перестроюється і приймач. Зв’язок встановлюється.

Кількість перестроювань по субхвилях обмежена за часом. Це зроблено задля протидії радіоелектронного придушення з боку супротивника або при появі випадкової ширококутної завади. У випадку, якщо при визначеному числі перестроювань (як правило, 3-5) за час відведений для адаптації у вузькій смузі (30-60 сек) зв’язок не встановився, радіолінія переходить до адаптації у широкій смузі, тобто здійснюється зміна пакету. Причому встановлення зв’язку у цьому випадку здійснюється тільки у той бік, де він був порушений. Після зміни пакету за звичайним порядком виконується пошук ОСХ у новому пакеті і перестроювання радіолінії на цю ОСХ.

Розглянута структурна схема (рис.6.11) і описаний алгоритм її роботи дозволяють одержати лише загальне уявлення про принципи роботи частотно-адаптивних ліній зв’язку. Однак, вже з нього зрозуміло, що важливішим елементом адаптивної лінії зв’язку є керуючий пристрій, який визначає принципи оптимального управління, які покладені в основу її функціонування.

Просторово-часова обробка сигналів у системах радіозв’язку. Радіосигнали, що несуть корисну інформацію, за своєю суттю являють собою процеси, які змінюються не тільки в часі, але й у просторі (просторово-часові процеси). Теорія, заснована на розгляді тільки часових процесів, не охоплює синтез систем просторової обробки і є задовільною в тих випадках, коли перешкодами є внутрішні шуми апаратури, а корисні сигнали не зв’язані з просторово-кутовим положенням джерел прийнятого корисного випромінювання. У ряді випадків таке чисто часове трактування

не дозволяє реалізувати наявні потенційні можливості. Цього можна досягти за допомогою використання всіх апріорно відомих розходжень між перешкодами, у тому числі і просторових.

В останні роки дослідники і ті, хто розробляє системи зв'язку, звертаються до просторово-часових методів, що дозволяють забезпечити істотний вигравш у перешкодозахищеності системи. При цьому сигнали і перешкоди розглядаються як просторово-часові процеси.

На сучасному рівні розвитку теорії і техніки просторово-часова обробка реалізується «адаптивними антенними ґратами». Як правило, антени систем зв'язку мають усеспрямовану діаграму спрямованості, що однаково добре приймає сигнали з будь-якого напрямку, аби вони були погоджені зі смугою пропускання прийомного пристрою. На відміну від таких антен адаптивні антени здатні автоматично формувати глибокі «провали» діаграми спрямованості на джерела перешкод.

Адаптивна антенна система (рис.6.12) складається з ґрат (набору) M антенних елементів. У кожен ланцюг i -го елемента включається підсилювач з комплексним коефіцієнтом підсилення K_i . Ці підсилювачі задають набір вагових коефіцієнтів при обробці прийнятого коливання. Керування вагами K_i виробляється пристроєм динамічного керування (адаптивним процесором). Власне кажучи, адаптивні антенні ґрати додають діаграмі спрямованості таку форму, щоб у напрямках на джерела сигналів перешкод сформувати «провали» і в той же час у напрямку приходу корисного сигналу підтримувати достатнє посилення.

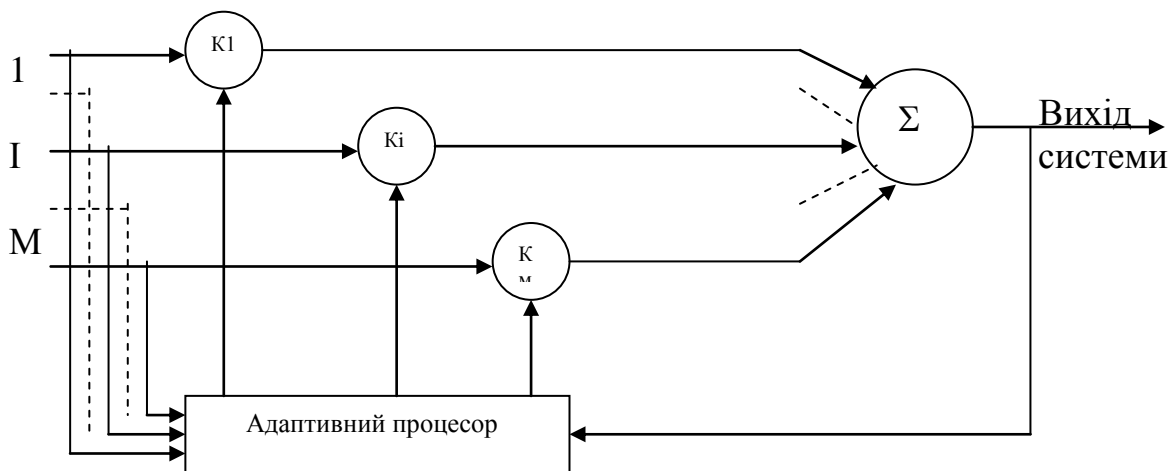


Рис.6.12

Діаграма спрямованості прийомної системи формується зважуванням вихідних сигналів антенних елементів як за фазою, так і за

амплітудою з їхнім наступним підсумовуванням. На відміну від звичайної прийомної системи діаграма адаптивної системи визначається загальною сигнальною обстановкою, що включає як корисні, так і сигнали завад. Для формування «нулів» на джерела завад прийомна система повинна вміти розрізняти корисні сигнали і завади. У загальному випадку «максимальна перешкодозахищеність», що може бути досягнута адаптивною системою, залежить від таких факторів, як відмінності прихожих сигналів, кутової здатності ґрати, кутового розходження в положенні джерел сигналу і перешкод, ширини смуги й т.п.

За рахунок використання адаптивних антенних ґрат можна одержати додаткове підвищення відносини сигнал/шум на 10...20 дБ.

У ряді випадків, коли випадкові параметри, внесені в корисний сигнал лінією передачі, змінюються повільно, то на інтервалі часу, що передує інтервалу аналізу і винесення рішення, можна зробити оцінку (вимір) випадкових параметрів й використовувати її для підвищення якості роботи системи. Знаючи оцінки діючих випадкових параметрів, можна побудувати в точці прийому «зразки» перекручених сигналів і провести кореляцію з ними прийнятої реалізації сигналу на інтервалі аналізу та винесення рішення. З часом всі операції поступово зміщаються на наступні інтервали. Приймний пристрій, що працює за таким принципом, називається когерентним приймачем з оцінкою параметрів чи адаптивним приймачем.

6.3. Перспективні цифрові радіосигнали і їхнє застосування

Підвищення ефективності систем радіозв'язку зв'язане також із раціональним вибором сигналів з погляду забезпечення необхідної завадостійкості й електромагнітної сумісності. При виборі сигналів повинні враховуватися такі вимоги до системи цифрового радіозв'язку, як імовірність помилкового прийому повідомлення, необхідна швидкість передачі даних, поза смугове випромінювання.

Найбільше поширення одержали двійкові сигнали з амплітудною (АМн) і частотною (ЧМн) маніпуляцією. Широке застосування знаходять також сигнали з фазовою (ФМн) і відносною фазовою маніпуляцією (ВФМн), що мають більш високу завадостійкість. Сигнали з ФМн можна записати як

$$s(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi(t)], \quad \text{де } \phi(t = \Theta_i g(t - iT))\vartheta, \quad t \in [iT, (i+1)T]$$

Тут $g(t)$ – функція, що модулює і визначає характер зміни фази; ϑ – максимальне значення фази на кожному тактовому інтервалі тривалістю T ;

Θ_i - значення інформаційного параметра (0 чи 1). Звичайні сигнали ФМн мають прямокутну функцію модуляції

$$g(t - iT) = \begin{cases} 1, iT \leq t \leq (i+1)T, \\ 0, \text{внеінтервала} \end{cases}$$

і $\vartheta = \pi$. Для такого ФМн сигналу ширина смуги частот радіовипромінювання $F_{0,99}$, у якому зосереджене 99% середньої потужності випромінювання при відсутності фільтрації на передавачі, дорівнює $F_{0,99}(\text{ФМн}) = 19,3V$, де $V = 1/T$ – швидкість передачі в біт/с. Бачимо, що $F_{0,99}(\text{ФМн})$ має велике значення. Ширину спектра можна істотно звужити, якщо застосовувати більш плавну функцію, що модулює. Наприклад, якщо $g(t)$ має вигляд

$$g(t + T/2) = \begin{cases} 1 - 2|t|/T, |t| \leq T/2, \\ 0, |t| \geq T/2, \end{cases}$$

то ширина спектра $F_{0,99}(\text{ФМн})$ зменшується до значення $3,3V$. Таке згладжування призводить до помітного погіршення завадостійкості.

Більш прийнятні спектральні характеристики і характеристики завадостійкості має частотно-маніпульований сигнал з безперервною фазою і мінімальним зрушенням (ЧМнМЗ). У такого сигналу частота несучого колювання може приймати два значення: ω_1 і ω_2 , причому зміна частот відбувається у фіксовані моменти часу $t_i = iT$ і при зміні частот відсутні розриви фази. При цьому зміна фази сигналу $\phi(t)$ залежить від значення інформаційного параметра Θ_i .

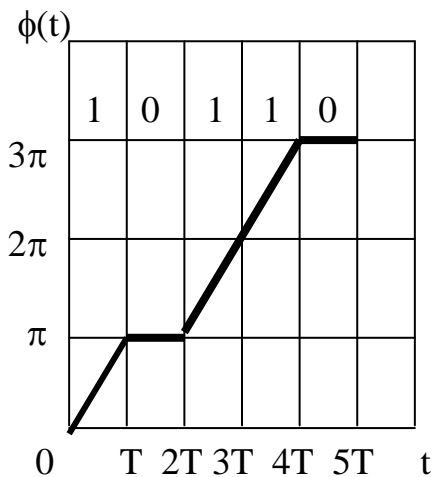


Рис.6.13

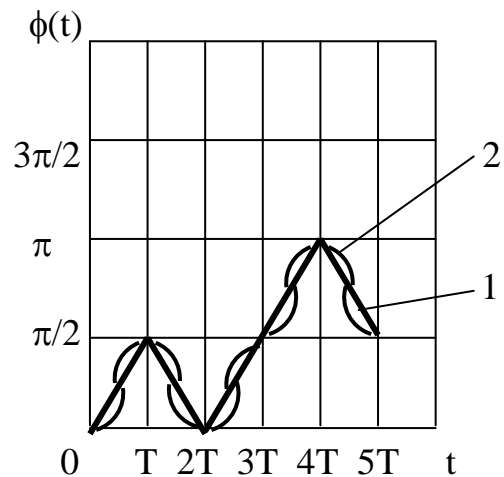


Рис.6.14

На рис.6.13 показана зміна фази сигналу $\phi(t)$, коли послідовність значень інформаційного параметра $\Theta_i - 1, 0, 1, 1, 0$. Часто користуються

записом ЧМнМЗ сигналу, коли фаза змінюється щодо центральної частоти. При цьому зміні фази ЧМнМЗ показано на рис.6.14. Завадостійкість ЧМнМЗ сигналів така ж, як і в сигналів ОФМн. У той же час сигнали з ЧМнМЗ мають більш вузький спектр, швидкість убутання якого пропорційна $1/f^4$ (для сигналів із ФМн швидкість убутання пропорційна $1/f^2$).

Подальшого звуження спектра можна домогтися більш плавною зміною фазового набігу. На рис.6.14 видно, що набіг фази в ЧМнМЗ сигналу має вигляд ламаної лінії (крива 1). Якщо фазовий набіг зробити у вигляді синусоїди (рис.6.14, крива 2), то спектр такого сигналу буде убувати пропорційно $1/f^8$. Такий сигнал називають синусоїдальним ЧМнМЗ сигналом (СЧМнМЗ) На рис.6.15 для сигналів ФМн, ЧМнМЗ і СЧМнМЗ зображена функція позасмугової потужності

$$P_{\text{вн}}(f) = 1 - \frac{\int_{-f}^f S(F) dF}{\int_{-\infty}^{\infty} S(F) dF},$$

де f – смуга частот; $S(F)$ – спектральна щільність потужності. На цьому рисунку бачимо велику компактність спектра СЧМнМЗ сигналу. При $fT=2,5$ рівень поза смугової потужності малий настільки, що відпадає необхідність у додатковій фільтрації на передавачі.

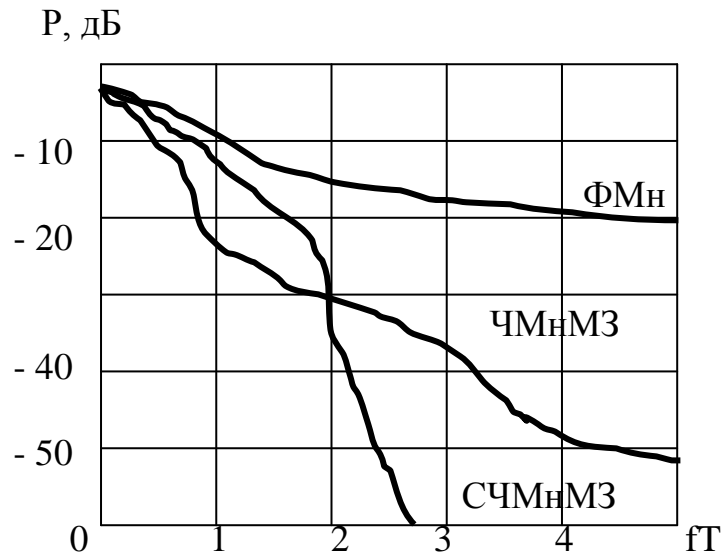


Рис.6.15

Наведені вище сигнали далеко не вичерпують інші можливі види сигналів, що мають прийнятні спектральні характеристики при збереженні

завадостійкості прийому. До них можна віднести сигнали з квадратурної ФМн зі зрушенням, згладжений ЧМнМЗ сигнал, сигнал, згладженої ЧМнМЗ, з заокругленням (Зг-ЧМнМЗ-Зк). Наприклад, для Зг-ЧМнМЗ-Зк сигналу рівень спектральної щільності на крайніх частотах каналу шириною 25 кгц при швидкості передачі інформації 10 кбіт/с менше – 70 дб, а завадостійкість гірша в порівнянні з ЧМнМЗ усього на 1 дб.

При прийомі ЧМн сигналів, збільшуючи час обробки до декількох тактових інтервалів, можна домогтися суттєвого підвищення завадостійкості.

ЧМн сигнал може бути записаний у вигляді

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A_0 \cos[\omega_1 t + \varphi(0)], \quad \Theta = 0, \\ s_2(t) &= A_0 \cos[\omega_2 t + \varphi(0)], \quad \Theta = 1, \quad 0 \leq t \leq T, \end{aligned} \quad (6.1)$$

де початкова фаза $\varphi(0) = \varphi(t=0)$ дорівнює фазі радіосигналу наприкінці попереднього тактового інтервалу $[-T, 0]$. Випадкові фазові флуктуації не враховуються.

З використанням виразів для середньої частоти передачі й індексу частотної маніпуляції

$$\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2; \quad \beta = (\omega_2 - \omega_1)T/2\pi$$

можна записати

$$\omega_2 = \omega_0 + \pi\beta/T; \quad \omega_1 = \omega_0 - \pi\beta/T. \quad (6.2)$$

З урахуванням (6.2) у (6.1), ЧМн сигнал може бути записаний у вигляді

$$s(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(0) \pm (\pi\beta/T)t] = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (6.3)$$

де фаза $\varphi(t) = \varphi(0) \pm (\pi\beta/T)t$ є неперервною функцією часу; знак плюс відповідає передачі символу $\Theta = 1$, знак мінус – символу $\Theta = 0$.

З (6.3) слідує, що в кінці тактового інтервалу при $t = T$

$$\varphi(T) - \varphi(0) = \begin{cases} -\pi\beta & \text{при } \Theta = 0, \\ \pi\beta & \text{при } \Theta = 1, \end{cases} \quad (6.4)$$

тобто при передачі символу $\Theta = 1$ фаза ЧМн сигналу збільшується на $\pi\beta$, а при передачі символу $\Theta = 0$ – зменшується на $\pi\beta$.

У подальшому обмежуємося розглядом ЧМн сигналу з індексом маніпуляції $\beta = 0,5$. Цьому індексу відповідає мінімальний частотний рознос (зсув), при якому ще забезпечується ортогональність функцій $s_1(t)$ і $s_2(t)$. Тому ЧМн сигнали з індексом маніпуляції $\beta = 0,5$ називають сигналами частотної маніпуляції з мінімальним зсувом (ЧМнМЗ). Такі сигнали мають найліпші спектральні характеристики з усіх можливих ортогональних ЧМ сигналів.

З використанням виразу (6.3) ЧМн сигнал може бути записаний у вигляді квадратурних складових

$$s(t) = A_0 \cos \varphi(t) \cos \omega_0 t - A_0 \sin \varphi(t) \sin \omega_0 t. \quad (6.5)$$

У загальному випадку при прийомі сигналу (6.5) на фоні білого гаусовського шуму (БГШ) $n(t)$ з спектральною щільністю $N/2$:

$$\xi(t) = \pm A_0 \cos(\pi/2T)t \cos \omega_0 t \pm A_0 \sin(\pi/2T)t \sin \omega_0 t + n(t). \quad (6.6)$$

Перший доданок у (6.6) має знак плюс при $\varphi(0) = 0$ і знак мінус при $\varphi(0) = \pi$. Другий доданок має знак плюс при $\varphi(T) = -\pi/2$ і знак мінус при $\varphi(T) = \pi/2$.

З цього виходить, що значення символу Θ , який переданий на тактовому інтервалі $[0, T]$, однозначно пов'язане зі значеннями фаз $\varphi(0)$ і $\varphi(T)$. Тому задача визначення символу (0 або 1) може бути зведена до еквівалентної задачі оцінки значень $\varphi(0)$ і $\varphi(T)$.

Оскільки перший і другий доданки у (6.6) ортогональні, то для оптимального розрізнення значень фаз $\varphi(0)$ і $\varphi(T)$ можна використати два корелятори, як це показано на рис.6.16.

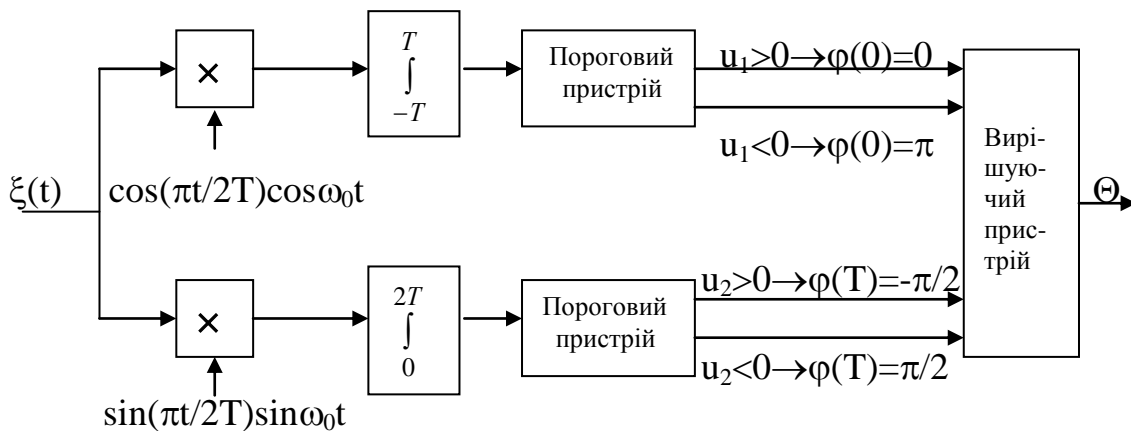


Рис.6.16

Імовірність неправильного розрізнення фаз $\varphi(0) = 0$ і $\varphi(0) = \pi$ співпадає з імовірністю помилки при прийомі ФМ сигналів $P_1 = P_{e \text{ ФМ}}$.

Аналогічно, імовірність неправильного розрізнення фаз $\varphi(T) = -\pi/2$ і $\varphi(T) = \pi/2$ також співпадає з імовірністю помилки для ФМ сигналів і $P_1 = P_2 = P_{e \text{ ФМ}}$.

Оскільки помилки при визначенні фаз $\varphi(0)$ і $\varphi(T)$ незалежні, а їх імовірності дорівнюють P_1 і P_2 відповідно, то імовірність помилкового прийому інформаційного символу Θ

$$P_e = P_1(1 - P_2) + P_2(1 - P_1) = 2P_{e\Phi M}(1 - P_{e\Phi M}). \quad (6.7)$$

Завадостійкість когерентного методу прийому ЧМн сигналів з індексом маніпуляції $\beta = 0,5$ співпадає із завадостійкістю кореляційного прийому ВФМ сигналів і перевищує потенційну завадостійкість ЧМ сигналів з розривом фази.

Реалізувати на практиці приймач, зображений на рис.6.16, важко у зв'язку зі складнощами формування опорних напруг для кореляторів. На рис.6.17 показана схема блоку формування опорних коливань, сигнали якої з частотами ω_0 і $\pi/2T$ встановлюються з прийнятого коливання $\xi(t)$. Для встановлення опорних коливань використовується той факт, що у спектрі ЧМн сигналу з $\beta = 1$, який одержаний на виході помножувача частоти, є дискретні складові на частотах $2\omega_1$ і $2\omega_2$. Дискретні складові спектра фільтруються за допомогою систем ФАП і далі підсумовуються і віднімаються одне від одного з метою формування квадратурних опорних коливань. Усунення невизначеності фази, яка виникає при цьому на виході подільників частоти, здійснюється використанням методу відносної маніпуляції.

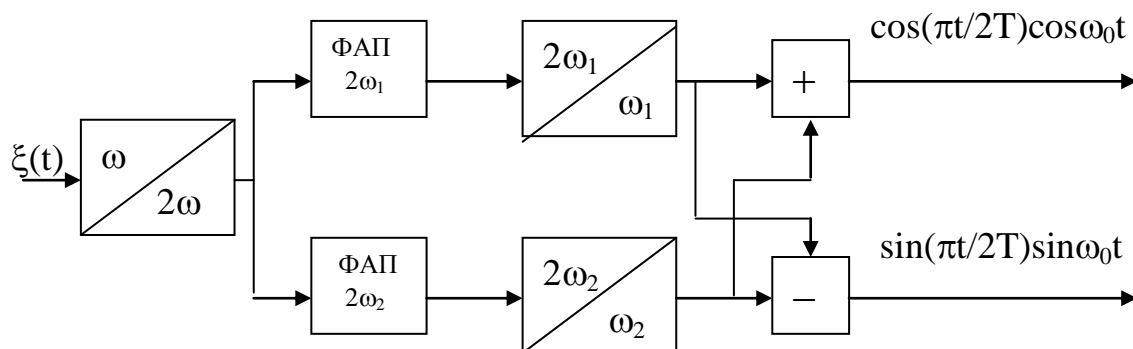


Рис.6.17

Описані методи прийому ЧМн сигналів є перспективними для авіаційного зв'язку, тому що дозволяють підвищити завадостійкість ВФМ сигналів при значному зменшенні позасмугового випромінювання.

Багатопозиційні сигнали. Поряд з бінарними сигналами в цифрових системах зв'язку використовуються багатопозиційні (БП) сигнали для одночасної передачі декількох сигналів у бінарному коді чи для передачі послідовності символів з основою коду $m > 2$.

БП АМ сигнал, у якого амплітуда A_{0i} приймає m значень, може бути записаний у вигляді

$$s_i(t) = A_{0i} \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (6.8)$$

БП АМ сигнали у системах радіозв'язку використовуються рідко. Це обумовлене тим, що розрізнити більше двох рівнів сигналу за умов, коли присутні завади і є амплітудні завмирання, дуже складно. Тому завадостійкість такого методу передачі є низькою.

Значно частіше у авіаційному зв'язку застосовують БП частотну маніпуляцію (багаточастотну телеграфію). Сигнал у цьому випадку може бути записаний у вигляді

$$s_i(t) = A_0 \cos(\omega_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (6.9)$$

Поряд з БП ЧМн зростає застосування знаходять сигнали з БП фазовою маніпуляцією, які записуються у вигляді

$$s_i(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + (i-1)\Delta\varphi], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad \Delta\varphi = 2\pi/m. \quad (6.10)$$

У загальному випадку кожне посилення БП сигналу несе $k = \log_2 m$ біт інформації. Якщо при переході від двійкового коду до коду з основою m швидкість передачі даних залишається незмінною, то тривалість посилення може бути збільшена у $\log_2 m$ разів. При $m = 2^n$, де n – ціле число, БП сигнали називають сигналами з n -кратною маніпуляцією. При такому методі передачі можна по одному каналу одночасно передати інформацію від n джерел у бінарному коді.

Часто канал зв'язку, який виділений для передачі цифрової інформації має обмежену смугу пропускання. У цих випадках застосування сигналів з БП АМн або ФМн дозволяє найбільш ефективно використовувати визначену смугу частот.

Структурна схема оптимального приймача, який призначений для розрізнення m детермінованих сигналів, буде мати вигляд, показаний на рис.6.18.

Повна імовірність помилки при розрізненні m рівноімовірних сигналів визначається співвідношенням

$$\begin{aligned} P_0 &= [1 - P(s_1 / s_1)]P_{pr}(s_1) + \dots + [1 - P(s_m / s_m)]P_{pr}(s_m) = \\ &= (1/m) \left[m - \sum_{i=1}^m P(s_i / s_i) \right] = 1 - P(s_i / s_i) = \\ &= 1 - (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[(-1/2) \left(x - \sqrt{2E/N_0} \right)^2 \right] \Phi^{m-1}(x) dx. \end{aligned} \quad (6.11)$$

де $\Phi(x)$ – інтеграл імовірності.

За однакових умов зростання кількості каналів m супроводжується тим, що при більшому числі каналів зростає імовірність того, що значення шумів на виході якого-небудь каналу при $t = T$ перевищує значення вихідної напруги у каналі, який приймає корисний сигнал сумісно з шумом. До того ж висновку можна формально прийти на основі якісного

аналізу формули (6.11). Підінтегральний вираз у (6.11) не є негативним, причому $0 < \Phi(x) < 1$. Тому зі зростанням m значення інтегралу зменшується, а імовірність помилки P_0 зростає.

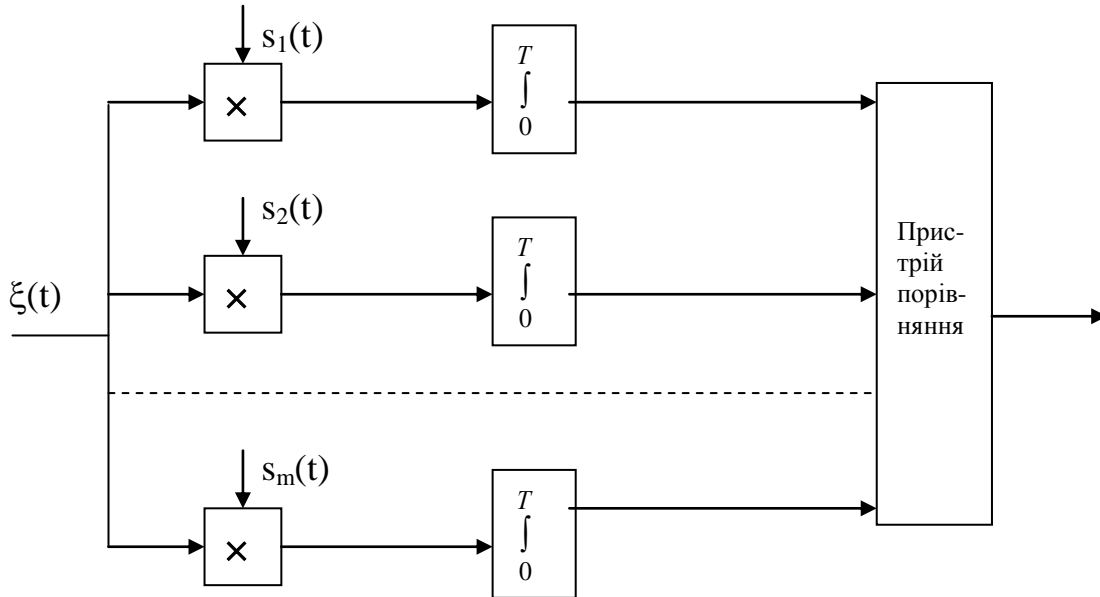


Рис.6.18

Якщо потужність сигналу $s_i(t) = P$, то енергія сигналу

$$E = PT. \quad (6.12)$$

У даному випадку кожний з m сигналів передає $k = \log_2 m$ символів (біт) повідомлення. Оскільки усі символи незалежні і рівноімовірні, то безпомилковому прийому сигналу $s_i(t)$ відповідає прийом k біт інформації. Отже швидкість передачі даних буде

$$V = k/T = (1/T) \log_2 m, \text{ біт/с.} \quad (6.13)$$

З використанням (6.12) і (6.13) одержимо

$$E/N_0 = H \log_2 m / N_0 V = Hk / N_0 V. \quad (6.14)$$

Імовірність помилки P_0 , яка визначена (6.11), є імовірністю помилкового прийому послідовності з k символів (біт), тобто означає те, що може з'явитися помилка в одному чи декількох символах з послідовності у k символів. Можна порівняти вираз (6.11) із співвідношенням, яке визначає імовірність викривлення символу при когерентному прийомі бінарних ФМн сигналів, за допомогою яких передаються послідовності з k символів (кодові комбінації). Імовірність

помилки при прийомі одного символу дорівнює $1 - \Phi(\sqrt{2E/N_0})$. Оскільки при ФМн один сигнал передає 1 біт інформації, то

$$E/N_0 = P/N_0V \quad \text{і} \quad P_e = 1 - \Phi(\sqrt{2E/N_0}) \quad (6.15)$$

Імовірність правильного прийому k послідовних символів дорівнює $(1 - P_e)^k$. Отже, імовірність помилкового прийому хоча б одного з k символів при використанні бінарної ФМн дорівнює

$$P_0 = 1 - (1 - P_e)^k = 1 - \Phi^k(\sqrt{2P/N_0V}) \quad (6.16)$$

Порівняння імовірності помилок при прийомі послідовності з k символів, які передані за допомогою бінарної ФМн і БП ортогональних сигналів при фіксованих значеннях V , N і $P_0 = 10^{-5}$, показує, що потужність, потрібна при використанні БП, сигналів зменшується у два рази при $k = 5$ і у чотири – при $k = 10$. Тобто при фіксованих V , N і $P_0 = 10^{-5}$ використання БП сигналів дає можливість приблизно подвоїти швидкість передачі інформації при $k = 5$ і збільшити у чотири рази – при $k = 10$.

Формула Шеннона для пропускної здатності каналу з смугою F при заваді у вигляді адитивного білого шуму має такий вигляд

$$c = F \log_2(1 + P/N_0F). \quad (6.17)$$

Застосування ортогональних БП сигналів забезпечує невикривлену передачу інформації в межах $m \rightarrow \infty$, якщо швидкість передачі

$$V \leq P/(N_0 \ln 2) = \lim_{F \rightarrow \infty} c.$$

Тобто, ортогональні БП сигнали при необмеженому зростанні m вказують на найліпші можливі характеристики, оскільки забезпечують невикривлену передачу зі швидкостями, які доходять до теоретичної пропускної здатності каналу зв'язку. Зі зростанням кількості сигналів m завадостійкість системи зв'язку зростає, однак цей ріст уповільнюється по мірі зростання m .

На рис.6.19 представлений графік зміни потрібного відношення сигнал/шум від величини $k = \log_2 m$ при $P_e = 10^{-4}$. З цього рисунку слідує, що застосовувати на практиці БП сигнали з $m > 32$ недоцільно за рахунок невеликого зростання завадостійкості, яка до того ж досягається значним ускладненням апаратури.

Застосування таких видів сигналів, які були розглянуті, дозволяє домогтися прийняттого компромісу між енергетичними і спектральними витратами. Формування розглянутих сигналів і пристроїв їхньої обробки при прийомі найбільш доцільно виконувати на елементах цифрової техніки.

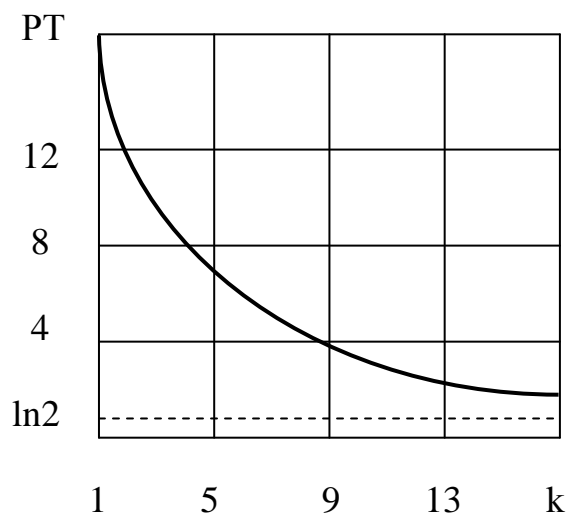


Рис.6.19

Цифрова обробка сигналів. У зв'язку з розвитком цифрової обчислювальної техніки і мікроелектроніки, створенням надійних й недорогих стандартних елементів широке поширення одержали цифрові методи обробки сигналів. Методи цифрової обробки дозволяють реалізувати на їхній основі досить складні алгоритми прийому сигналів.

Під цифровими пристроями обробки розуміються такі пристрої, в яких сигнали переводяться у цифрову форму, тобто дискретизуються за часом і квантуються за рівнем, і обробка інформації виробляється у цифровій формі. Для цього прийняті коливання за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП) подаються у вигляді цифрового сигналу. Подальша обробка здійснюється арифметичними пристроями, що реалізують той чи інший алгоритм обробки. Одним з вузлових питань застосування цифрової обробки в конкретних умовах є реалізація АЦП.

Вимоги, запропоновані до АЦП за точністю і швидкодією, залежать від параметрів сигналу, складності алгоритму обробки та схемних рішень. Застосування АЦП на проміжній частоті істотно знижує вимоги до їхньої швидкодії, однак вони залишаються все-таки досить високими. Тому є необхідність знижувати частоти, на яких здійснюється цифрове перетворення сигналів, до гранично можливих значень, що мають порядок ширини спектра сигналу.

У даний час є два підходи до реалізації цифрових методів обробки сигналів: створення пристроїв, що працюють за принципом «твердої» логіки, і пристроїв із програмним керуванням, реалізованих на базі мікропроцесорів.

У пристроях першого типу структура й апаратний склад визначаються рівняннями робочого алгоритму. При переході до іншого алгоритму (зміна виду сигналу, схеми обробки, умов прийому і т.п.) потрібне створення практично нового пристрою.

При використанні мікропроцесорів при незмінному складі апаратних засобів перехід від одного алгоритму до іншого здійснюється переключенням програм, керуючих роботою процесора. Тому стає можливим створення універсальних демодуляторів, що забезпечують прийом різних сигналів. Крім того, на мікропроцесори можна також покласти рішення таких задач, як автоматичне регулювання посилення, контроль працездатності і діагностики несправностей засобів зв'язку і т.п.

Структурна схема радіоприймача з мікропроцесорним демодулятором показана на рис.6.20.

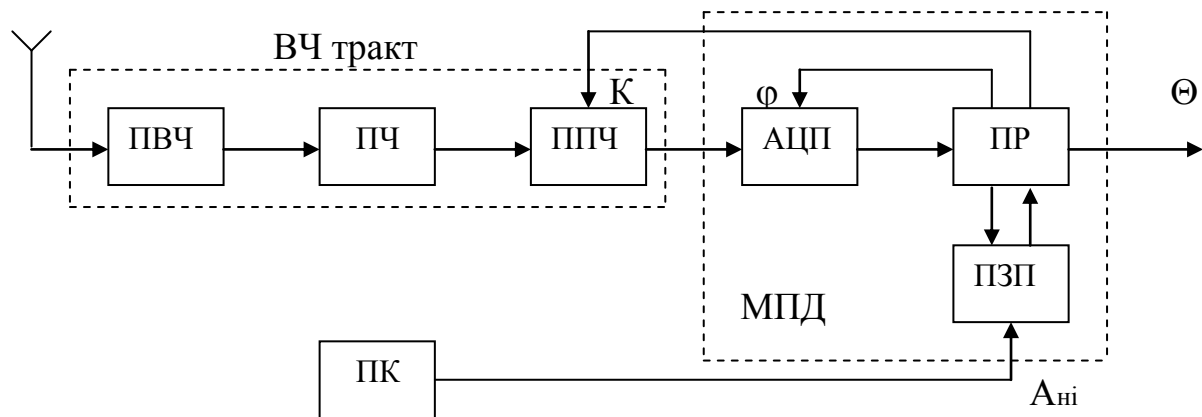


Рис.6.20

Високочастотний тракт радіоприймача складається з підсилювача високої частоти (ПВЧ), перетворювача частоти (ПЧ) і підсилювача проміжної частоти (ППЧ). Сигнал з виходу ППЧ надходить на вхід мікропроцесорного демодулятора (МПД), до складу якого входять:

- аналого-цифровий перетворювач (АЦП), що перетворює миттєві значення вихідної напруги ППЧ чи квадратурних складових у двійковий код;
- процесор (ПР), що обробляє інформацію, одержану від АЦП, відповідно до програм, які зберігаються в постійному запам'ятовуючому пристрої (ПЗП).

Результатом обчислень у випадку обробки цифрових сигналів можуть бути інформаційний параметр Θ (передана інформація), параметр φ (випадкова фаза сигналу), що забезпечує роботу системи ФАП, і параметр K , керуючий роботою АРП.

Пульт керування (ПК) призначений для установки режиму роботи демодулятора (вид прийнятого сигналу), що встановлюється початковою адресою $A_{ні}$ відповідної програми в ПЗП.

У даний час розроблені різні алгоритми оптимальної обробки сигналів, засновані на марківській теорії нелінійної фільтрації. Ця теорія дозволяє синтезувати алгоритми рекурентного типу, що більш простіше і точно реалізуються цифровими методами. Тому з урахуванням широкої номенклатури сучасної елементної бази, у тому числі і мікропроцесорів, і досягнень відповідної теорії відкриваються реальні можливості по створенню оптимальних пристроїв на основі цифрових методів.

Автоматизація процесу обміну інформацією. Типова структура системи обміну інформацією представлена на рис.6.21. Основу системи складають обчислювальні засоби, до складу яких входять засоби перетворення, обробки і збереження інформації. Обчислювальні засоби з апаратурою сполучення зв'язані стандартними чи спеціальними лініями зв'язку. Призначення апаратури сполучення – перетворювати інформацію, яка видається з обчислювальних засобів системи в лінії зв'язку, у вид, необхідний для цих ліній, а також перетворювати інформацію, що надходить з лінії зв'язку, у вид, необхідний для обчислювальних засобів.

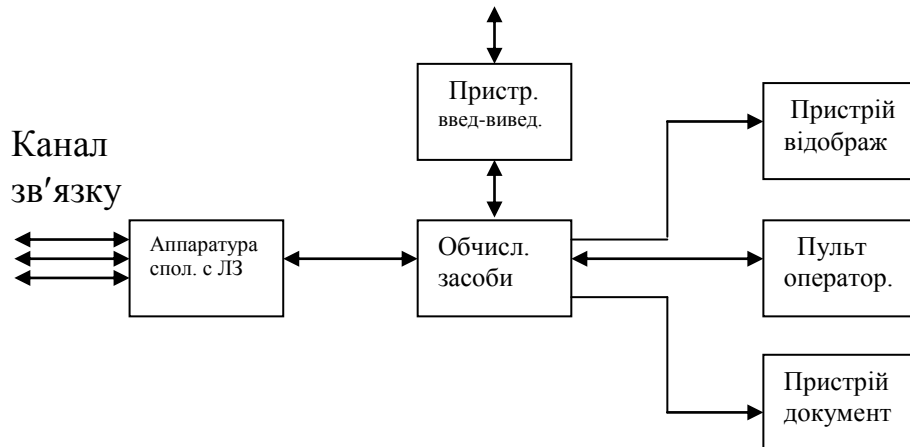


Рис.6.21

Функціонування системи здійснюється таким способом. Інформація від об'єктів керування, від вищих органів керування чи взаємодіючих об'єктів надходить у обчислювальні засоби системи, звідкілья після визначеної обробки передається на збереження, відображення чи документування. Одночасно в обчислювальні засоби за допомогою пристроїв введення-виведення і пультів операторів вводиться інформація.

За способом взаємодії об'єктів керування з органами керування виділяють:

- системи автономної взаємодії, в яких інформація стану з об'єкта і керуюча інформація на об'єкт надходять незалежно від часу обміну інформацією з іншими об'єктами;

- системи циклічної взаємодії органа керування з об'єктами керування, що працюють за системою опитування з твердим циклом. При такій взаємодії для кожного об'єкта через визначений проміжок часу T подається інтервал тривалістю Δt , протягом якого об'єкт керування обмінюється інформацією з органом керування;

- системи циклічної взаємодії з об'єктом керування, що працюють за системою опитування з гнучким циклом. При даній взаємодії час T між двома звертаннями до одного об'єкта керування є змінною величиною, що визначається в залежності від умов роботи об'єкта керування.

За способами з'єднання елементів у системі керування чітко розділяються однорівневі системи, що містять один рівень органів керування, і багаторівневі (ієрархічні), в яких окремі органи керування одночасно є й об'єктами керування для вищих органів керування.

Для реалізації автоматичних і автоматизованих режимів систем авіаційного радіозв'язку до їхнього складу повинні входити, як і у будь-яку автоматизовану систему, функціональні підсистеми:

- підсистема збору інформації, до якої входять джерела інформації і пристрої, що забезпечують перетворення інформації у форму, необхідну для її передачі й обробки;

- підсистема передачі інформації, до складу якої входять лінії зв'язку, що забезпечують передачу інформації від об'єктів керування (літальних апаратів) до органів керування (пунктам керування) і назад;

- підсистема обробки і збереження інформації, до складу якої входять обчислювальні засоби системи;

- підсистема наочного відображення інформації, до складу якої входять сукупність екранів, табло і спеціальних пультів операторів, на які може бути виведена різна інформація;

- підсистема документування, призначена для документування інформації.

Зазначені вище підсистеми можуть поєднуватися у визначені групи, що виконують закінчені функції. Ці групи можуть носити також назви підсистем комплексу чи мати самостійне значення.

Прикладом рішення задачі автоматизації і комплексного використання різних засобів радіозв'язку може бути об'єднання всіх засобів зв'язку в єдиний комплекс з автоматизацією процесів обміну інформацією і керування засобами зв'язку. Побудова таких автоматизованих комплексів засновано на використанні бортових ЕОМ.

Алгоритми і структура системи керування апаратурою комплексу повинні при цьому відповідати наступним вимогам:

- мінімальне завантаження екіпажа функціями керування;
- простота і зручність у керуванні;
- висока надійність трактів керування;
- мінімальні маси і габарити апаратури керування.

При цьому бортовий обчислювач (бортова ЕОМ комплексу) буде центральною інформаційною і керуючою ланкою, що забезпечує взаємодію із суміжними бортовими системами, керування апаратурою передачі даних і каналоутворюючою апаратурою з метою реалізації алгоритму обміну інформацією, прийнятому у мережі. До складу автоматизованого комплексу зв'язку, крім ЕОМ, повинні входити каналоутворююча апаратура й апаратура передачі даних, пульт керування, пристрої сполучення, відтворення і відображення інформації.

Таким чином, питання підвищення ефективності систем радіозв'язку (авіаційних, у тому числі) можуть бути вирішені за допомогою, як використання спеціальних видів сигналів, так і різних методів їхньої обробки. Широкі можливості в підвищенні ефективності засобів радіозв'язку відкриваються при використанні цифрових сигналів, обробка яких за допомогою спеціалізованих обчислювачів чи пристроїв на основі програмувальних мікропроцесорів, дозволяє створювати бортові і наземні комплекси, що автоматично адаптуються до змінних умов інформаційного простору і видів сигналів, які використовуються.

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. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384с.

З М І С Т

Передмова.....	3
Введення.....	5
Розділ 1. ЗАГАЛЬНІ ВИЗНАЧЕННЯ.....	6
1.1. Системи зв'язку, їх класифікація. Особливості систем радіозв'язку різних діапазонів довжин хвиль.....	6
1.2. Вимоги до систем радіозв'язку і критерії їх оцінювання.....	8
1.3. Загальні відомості про системи ультракороткохвильового зв'язку (УКХ).....	9
1.4. Особливості побудови систем радіозв'язку прямої видимості.....	10
<i>Список рекомендованої літератури</i>	13
Розділ 2. ВУЗЬКОСМУГОВІ СИСТЕМИ ДАЛЬНЬОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ ДІАПАЗОНУ КОРОТКИХ ХВИЛЬ (КХ)..	14
2.1. Особливості поширення радіохвиль декаметрового діапазону.....	14
2.2. Принципи побудови систем короткохвильового зв'язку....	19
<i>Список рекомендованої літератури</i>	27
Розділ 3. РАДІОРЕЛЕЙНІ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ	28
3.1. Загальні принципи побудови радіорелейних ліній.....	28
3.2. Радіорелейні лінії з частотним розподілом каналів (ЧРК)..	30
3.3. Радіорелейні лінії з часовим розподілом каналів і аналоговими методами передачі інформації.....	34
3.3.1. Передача безперервних повідомлень за допомогою імпульсних сигналів.....	34
3.3.2. Особливості високочастотного обладнання радіорелейних станцій з часовим розподілом каналів.....	37
3.3.3. Взаємні перешкоди між каналами в системах з часовим розподілом каналів.....	39
3.4. Радіорелейні лінії з часовим розподілом каналів і цифровими методами передачі.....	41
3.4.1. Радіорелейні лінії з імпульсно-ковою і дельта-модуляцією сигналів.....	41

3.4.2. Системи синхронізації в радіорелейних лініях з часовим розподілом каналів.....	46
3.5. Особливості розрахунку радіорелейних ліній.....	54
<i>Список рекомендованої літератури</i>	65
Розділ 4. РАДІОЛІНІЇ ТРОПОСФЕРНОГО ЗВ'ЯЗКУ	66
4.1. Принципи та особливості тропосферного зв'язку.....	66
4.1.1. Принципи тропосферного зв'язку.....	66
4.1.2. Особливості тропосферного зв'язку.....	67
4.1.3. Принципи побудови тропосферних станцій і ліній... ..	69
4.2. Рознесений прийом на тропосферних лініях зв'язку.....	72
4.2.1. Методи рознесеного прийому сигналів.....	72
4.2.2. Методи комбінування рознесених сигналів.....	77
4.3. Тропосферні лінії зв'язку з частотним розподілом каналів і частотною модуляцією сигналів.....	81
4.4. Тропосферні лінії зв'язку з часовим розподілом каналів... ..	88
<i>Список рекомендованої літератури</i>	95
Розділ 5. СУПУТНИКОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	96
5.1. Принципи побудови супутникових систем зв'язку.....	96
5.1.1. Види супутникових систем зв'язку.....	96
5.1.2. Функціональний склад супутникової системи зв'язку.....	98
5.1.3. Основні параметри супутникових систем зв'язку... ..	100
5.2. Багатостанційний доступ у супутникових системах зв'язку.....	108
5.2.1. Багатостанційний доступ з частотним розподілом каналів (БДЧР).....	108
5.2.2. Багатостанційний доступ з часовим розподілом каналів (БДЧсР).....	110
5.3. Особливості апаратури супутникових систем зв'язку.....	112
5.3.1. Земні станції супутникових систем зв'язку.....	112
5.3.2. Ретранслятори супутникових систем зв'язку.....	115
5.4. Особливості розрахунку супутникових систем передачі інформації.....	118
<i>Список рекомендованої літератури</i>	124
Розділ 6. МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСОБІВ РАДІОЗВ'ЯЗКУ	125
6.1. Системи зв'язку з широкосмуговими сигналами (ШСС)... ..	127

6.1.1. Основні властивості і характеристики широкосмугових сигналів.....	128
6.1.2. Методи формування широкосмугових сигналів.....	131
6.1.3. Методи обробки широкосмугових сигналів.....	133
6.2. Адаптивна та просторово-часова обробка сигналів у системах радіозв'язку.....	135
6.3. Перспективні цифрові радіосигнали і їхнє застосування...	146
<i>Список рекомендованої літератури</i>	159

Редактор Тріфонова Л.Д.
Обсяг ум. друк. арк. 10,1
Друк. XI ВПС. Зам.