

**В. С. Бєлов, С. П. Кононов**

# **Системи радіозв'язку**

**Лабораторний практикум**



Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

**В. С. Бєлов, С. П. Кононов**

# **СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ**

**Лабораторний практикум**

Вінниця  
ВНТУ  
2017

УДК 621.317  
ББК 32.842  
Б11

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 4 від 27.11 2014 р.)

Рецензенти:

**С. М. Злепко**, доктор технічних наук, професор

**І. В. Троцишин**, доктор технічних наук, професор

**В. М. Карташов**, доктор технічних наук, професор

**Бєлов, В. С.**

Б11 Системи радіозв'язку : лабораторний практикум / В. С. Бєлов, С. П. Кононов. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 90 с.

В лабораторному практикумі розглянуті основні питання основ та організації систем радіозв'язку, основні характеристики первинних та радіочастотних сигналів, принципи побудови професійних систем радіорелейного супутникового зв'язку. Він розроблений відповідно до програми дисциплін “Системи радіозв'язку” та “Пристрої радіозв'язку та телемовлення”. Лабораторний практикум буде корисним студентам бакалавріату та магістрату галузі знань 0509 “Радіотехніка, радіоелектронні апарати та зв'язок” під час навчального процесу, а також може бути корисним для викладачів та фахівців з радіотехніки й телекомунікацій.

УДК 621.317  
ББК 32.842

© ВНТУ, 2017

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИННИХ ПОВІДОМЛЕНЬ... 7	7
1.1 Основні поняття .....	7
1.2 Параметри повідомлень.....	8
1.3 Методи оцінювання якості каналів .....	11
1.4 Характеристики телефонних каналів і їх нормування .....	16
1.5 Канал звукового мовлення .....	19
1.6 Класифікація систем радіозв'язку .....	19
1.7 Лабораторна робота “Дослідження первинних характеристик систем персонального виклику” .....	21
Питання для самоконтролю .....	22
2 ДОСЛІДЖЕННЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ ... 23	23
2.1 Сигнали лінійного тракту.....	23
2.2 Принципи побудови систем з FDMA.....	27
2.3 Основні характеристики групових повідомлень .....	30
2.4 Принципи побудови систем з TDMA .....	33
2.5 Лабораторна робота “Дослідження мобільної радіорелейної станції малої ємності” .....	45
Питання для самоконтролю .....	46
3 ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОРЕЛЕЙНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ .....	47
3.1 Принцип організації радіорелейних ліній .....	47
3.2 Класифікація радіорелейних ліній .....	49
3.3 Багатостовбурні радіорелейні лінії .....	49
3.4 План розподілу частот в радіорелейних системах .....	51
3.5 Основні елементи РРЛ.....	53
3.5.1 Структурна схема ОРС.....	53
3.5.2 Структурна схема ПРС.....	55
3.5.3 Кінцева апаратура цифрових лінійних трактів.....	56
3.6 Лабораторна робота “Дослідження радіорелейної станції прямої видимості типу Р-600” .....	57
Питання для самоконтролю .....	58
4 ДОСЛІДЖЕННЯ СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ .....	58
4.1 Структурні схеми радіозв'язку через ШСЗ.....	58
4.2 Особливості передавання та обробки сигналів у супутникових системах зв'язку (ССЗ).....	60
4.3 Загальні відомості про орбіти ШСЗ .....	63

4.4 Лабораторна робота “Дослідження супутникової системи передавання інформації” .....	66
Питання для самоконтролю .....	66
<b>5 ДОСЛІДЖЕННЯ ІОНОСФЕРНИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ’ЯЗКУ .....</b>	<b>67</b>
5.1 Загальні відомості .....	67
5.2 Організація системи зв’язку.....	67
5.3 Енергетичні характеристики.....	69
5.4 Лабораторна робота “Дослідження характеристик широкосмугових антенно-фідерних систем” .....	70
Питання для самоконтролю .....	71
<b>6 РОЗРАХУНОК ХАРАКТЕРИСТИК І ПАРАМЕТРІВ КАНАЛІВ РАДІОЗВ’ЯЗКУ .....</b>	<b>72</b>
6.1 Визначення оптимальної довжини хвилі і напруженості поля .....	72
6.2 Визначення медіанного значення напруженості поля .....	73
6.3 Визначення за методом Казанцева добової зміни медіанного значення напруженості поля.....	74
6.4 Визначення потужності передавача для забезпечення каналу зв’язку.....	87
<b>ЛІТЕРАТУРА.....</b>	<b>88</b>
<b>СЛОВНИК НАЙБІЛЬШ ВЖИВАНИХ ТЕРМІНІВ.....</b>	<b>89</b>

## ВСТУП

Радіозв'язок (radio communication) – це різновид бездротового зв'язку, у якого як сигнал використовуються радіохвилі, що поширюються в просторі.

Принцип радіозв'язку оснований на передаванні сигналу від передавального пристрою, що містить передавач (transmitter) і передавальну антену, шляхом поширення радіохвиль у відкритому просторі, до приймального пристрою, який містить приймальну антену і радіоприймач (receiver). Гармонійні коливання з несучою частотою, що належать певному діапазону радіочастот, піддаються модуляції відповідно до переданих повідомлень. Модульовані радіочастотні коливання являють собою радіосигнал. Від передавача радіосигнал надходить в антену, за допомогою якої в навколишньому просторі збуджуються, відповідно, модульовані електромагнітні хвилі. Вільно переміщаючись, радіохвилі досягають приймальної антени і збуджують в ній електричні коливання, які надходять далі в радіоприймач. Прийнятий радіосигнал надходить в електронний підсилювач, демодулюється, далі виділяється сигнал, аналогічний сигналу, яким були модульовані коливання з несучою частотою в радіопередавачі. Після цього, додатково посилений сигнал, перетворюється за допомогою відповідного відтворювального пристрою в повідомлення, аналогічне вихідному. У місцях приймання на радіосигнал можуть накладатися електромагнітні коливання від сторонніх джерел радіовипромінювань, здатні перешкодити якісному відтворенню повідомлень, які називаються завадами. Вплив на якість радіозв'язку можуть створювати згасання радіохвиль на шляху розповсюдження від передавальної антени до приймальної й поширення радіохвиль одночасно за двома або декількома траєкторіями різної протяжності, тобто з різними груповими швидкостями розповсюдження. В останньому випадку електромагнітне поле в місці приймання є сумою взаємно зміщених в часі радіохвиль, інтерференція яких також викликає спотворення радіосигналу. Тому і ці явища належать до категорії завад радіоприймання.

Принципи радіозв'язку далеко не нові. За цей час радіозасоби пройшли шлях від перших іскрових передавачів телеграфних сигналів (азбуки Морзе) до ширококутових систем цифрового супутникового зв'язку. В даний час технології бездротового зв'язку (wireless) переживають справжній бум свого розвитку. В основному це пов'язано з міцним входженням в наше життя смартфонів, планшетних комп'ютерів і нетбуків, яким для повноцінного використання необхідні постійний доступ до мережі Інтернет, в тому числі і в русі, тому організація надійних систем радіозв'язку є одним з базових завдань сучасної електроніки. Подібні тенденції спостерігаються в усьому світі і ведуть до неминучого розвитку бездротових технологій зв'язку.

В посібнику, в першому розділі, надаються основні характеристики первинних повідомлень, їх параметри та основи оцінювання якості каналів, приводяться методи нормування каналів тональної частоти (телефонних каналів), каналів звукового мовлення та наводяться методи класифікації систем безпроводового (радіо) зв'язку. В другому розділі приведені дані по сигналах лінійного тракту, принципах побудови систем радіозв'язку з частотним та часовим поділом, а також основних характеристиках групових повідомлень в багатоканальних системах. Третій розділ посібника присвячений питанням організації радіорелейних систем зв'язку. В ньому розглядаються принципи організації радіорелейних ліній, класифікація, високочастотний тракт багатостовбурних радіорелейних ліній, багаточастотний план розподілу. Також окремою підтемою виділено структурні елементи радіорелейних станцій, таких як кінцева, проміжна та вузлова РРС, а також наведені дані по кінцевій апаратурі цифрових лінійних трактів. В четвертому розділі проводиться дослідження супутникових систем зв'язку, наведені основні дані про штучні супутники Землі, структурні схеми транспондерів, загальні відомості про орбіти, розглянуті питання особливостей передавання та обробки сигналів у супутникових системах зв'язку. П'ятий розділ присвячено дослідженню іоносферних систем радіозв'язку, в якому приведено загальні принципи і поняття іоносферного каналу зв'язку, розглянуті питання організації систем зв'язку з використанням іоносферного хвилеводу, поверхневої хвилі, іоносферного проходження хвиль та їх особливості. В кожному пункті передбачено закріплення отриманих знань шляхом виконання лабораторних робіт, самостійного завдання та питань для самоконтролю.

Шостий розділ – розрахункова частина, в якій наводиться методика обрахунку каналів зв'язку, визначення оптимальних частот (довжин хвиль), розрахунок напруженості поля в точці прийому за певних умов, що задаються, розрахунок необхідної потужності передавача для забезпечення каналу радіозв'язку та обрання оптимальних частот на трасах радіозв'язку.

Метою даного посібника є опис систем радіозв'язку, дослідження основних характеристик структурних елементів систем радіозв'язку, розрахунок основних параметрів таких систем та надання методичних рекомендацій до виконання лабораторних робіт.

# 1 ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИННИХ ПОВІДОМЛЕНЬ

## 1.1 Основні поняття

По системах радіозв'язку передаються різні види повідомлень (message) – телефонні, телеграфні, факсимільні дані, телевізійне і звукове мовлення, що є випадковими процесами. При вирішенні задач, пов'язаних з розрахунком систем радіозв'язку, не завжди потрібна детальна інформація про випадковий процес. У деяких випадках досить знати більш прості характеристики повідомлення, такі як ширина смуги частот, середня і пікова потужності, пік-фактор і динамічний діапазон.

Ширина смуги частот  $\Delta F$  визначається різницею між верхньою  $F_B$  і нижньою  $F_H$  частотами в спектрі (spectrum) повідомлення.

Середня потужність (average power) повідомлень  $P_{\text{сер}}$  визначається шляхом усереднення результатів вимірювань за великий проміжок часу. Для зручності проведення розрахунків і вимірювань потужність зазвичай подається у відносних одиницях, виражених у логарифмічній формі (децибелах, дБ). У цьому випадку рівень потужності

$$p_x = 10 \lg \left( \frac{P_x}{P_x} \right). \quad (1.1)$$

Якщо еталонна потужність (reference power)  $P_e = 1$  мВт, то  $p_x$  називають абсолютним рівнем і виражають у дБм. З врахуванням цього абсолютний рівень середньої потужності

$$p_x = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{сер}}}{P_H = 1} \right). \quad (1.2)$$

Пікова потужність (Peak power)  $P_{\text{пик}}(\varepsilon\%)$  – це таке значення потужності повідомлення, що може перевищуватися протягом  $\varepsilon\%$  часу. Згідно з (1.1) рівень пікової потужності

$$p_x(\varepsilon\%) = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{пик}}(\varepsilon\%)}{P_e} \right). \quad (1.3)$$

Пік-фактор сигналу визначається співвідношенням пікової потужності до середньої потужності повідомлення, дБ



$$\chi(\varepsilon\%) = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{пик}}(\varepsilon\%)}{P_{\text{сер}}} \right) = 10 \lg \Pi^2(\varepsilon\%). \quad (1.4)$$

З останнього виразу, поділивши чисельник і знаменник на  $P_{\text{сер}}$ , з врахуванням (1.2) і (1.3) визначимо пік-фактор як різницю абсолютних рівнів пікової і середньої потужностей

$$\chi(\varepsilon\%) = P_{\text{пик}}(\varepsilon\%) - P_{\text{сер}}. \quad (1.5)$$

Під динамічним діапазоном  $D(\varepsilon\%)$  розуміють відношення пікової потужності до мінімальної потужності повідомлення  $P_{\text{min}}$ . Динамічний діапазон, як і пік-фактор, прийнято оцінювати в дБ:

$$D(\varepsilon\%) = 10 \lg \left[ P_{\text{пик}}(\varepsilon\%) / P_{\text{сер}} \right]$$

чи за аналогією з (1.5)

$$D(\varepsilon\%) = P_{\text{пик}}(\varepsilon\%) - P_{\text{min}}. \quad (1.6)$$

## 1.2 Параметри повідомлень

**Параметри телефонного повідомлення (telephone message).** Первинний телефонний сигнал (мовне повідомлення), що називається також абонентським, є нестационарним випадковим процесом зі смугою частот від 80 до 12000 Гц. Розбірливість мови визначається формантами, більшість яких розташовані в смузі 300...3400 Гц. Тому за рекомендацією Міжнародного консультативного комітету з телефонії і телеграфії (МККТТ) для телефонного передавання прийнята ефективно передана смуга частот 300...3400 Гц. При цьому якість переданих сигналів виходить досить високою – складова розбірливість становить близько 90%, а розбірливість фраз – 99%. Подальше поліпшення якості переданих мовних сигналів пов'язане з погіршенням економічних показників системи зв'язку. Пік-фактор телефонного сигналу  $\chi = 13...17,0$  дБ, а динамічний діапазон переданих сигналів становить 26...35 дБ.

**Телеграфні повідомлення (telegraph message) і дані.** Ці два типи повідомлень є дискретними і характеризуються тими ж параметрами. Первинні дискретні сигнали, зазвичай, мають вигляд прямокутних імпульсів постійного або змінного струму чи напруги, як правило, із двома дозволеними станами (двійкові чи двопозиційні).

Швидкість модуляції (speed modulation) визначається кількістю одиничних елементів (елементарних посилок), переданих в одиницю часу, і вимірюється в бодах:

$$B=1/\tau_i, \quad (1.7)$$

де  $\tau_i$  – тривалість елементарної послілки.

Швидкість передавання інформації визначається кількістю інформації, переданої за одиницю часу, і вимірюється в біт/с:

$$C = \left( \frac{1}{\tau_i} \right) \log_2 M, \quad (1.8)$$

де  $M$  – кількість позицій сигналу.

У двійкових системах ( $M = 2$ ) кожен елемент несе 1 біт інформації, тому згідно з (1.7) і (1.8)

$$C_{\max} = B \text{ біт/с} .$$

Однак, у реальних умовах завжди передають ще й імпульси для синхронізації, тому, як правило,  $C < B$ . Для багатопозиційних систем швидкість передавання інформації може перевищувати швидкість модуляції:

$$C > B.$$

Швидкість модуляції при передаванні дискретних сигналів залежить від ефективної смуги пропускання каналу  $\Pi_k$  і форми його частотної характеристики. Практична швидкість модуляції з врахуванням реальної частотної характеристики каналу при передаванні імпульсів постійного струму

$$B_{\text{пр}} \approx 1,4 \Pi_k, \quad (1.9)$$

де  $\Pi_k$  визначається на рівні 8,7 дБ при плавному і симетричному щодо несучої частоти наростанні згасання. Якщо в смузі пропускання є відхилення згасання, то вони не повинні перевершувати 2...3 дБ. Крім цього необхідно, щоб нерівномірність групового часу запізнювання (ГЧЗ) задовольняла вимогу

$$\Delta t_{\Gamma} \leq 1/C .$$

Якщо ж ця умова не виконується, то необхідно або зменшити швидкість передавання, або відкоригувати ГЧЗ.

Швидкість модуляції при передаванні телеграфних повідомлень і даних методами АМ, ЧМ чи ФМ із двома бічними смугами зменшується вдвічі порівняно з (1.9):  $B_{\text{пр}} \approx 0,7 \Pi_k$ . Передавання цих сигналів з частково

подавленою однією бічною смугою дозволяє майже подвоїти швидкість модуляції:

$$B_{\text{пр}} \approx (1,1 \dots 1,25) P_{\text{к}} . \quad (1.10)$$

При частотній модуляції (frequency modulation) необхідно вибрати девіацію частоти  $\Delta f$  так, щоб

$$2\Delta f/B \approx 0,7.$$

**Телевізійний сигнал.** При передаванні чорно-білого зображення телевізійне повідомлення є оптичним зображенням, яскравість якого перетворена в електричну напругу шляхом послідовного розкладання зображення по рядках і кадрах. Для забезпечення правильного приймання ТВ-сигналу в сигнал зображення замішують сигнали синхронізації по рядках і кадрах. Отриманий у такий спосіб сигнал називається повним телевізійним сигналом (TV-signal) чорно-білого зображення. Він складається із сигналу яскравості і сигналу синхронізації (рис. 1.1, а).

Вітчизняний аналоговий стандарт передбачає розкладання зображення в кадрі на 625 рядків. При передаванні 25 кадрів у секунду для усунення можливого мерехтіння кожен кадр передається двома напівкадрами, в одному передаються тільки парні рядки, в іншому – непарні. У результаті кількість напівкадрів дорівнює 50 і зміна зображень на екрані приймальної трубки стає непомітною. При передаванні 25 кадрів з 625 рядками в кожному номінальне значення частоти розкладання по рядках дорівнює 15,625 кГц. Відповідно до прийнятого в нашій країні стандарту напруга повного відеосигналу  $U_{\text{ТВ}}$ , що складається з імпульсів синхронізації  $U_{\text{с}}$  і сигналу яскравості й імпульсів, що гасять  $U_{\text{р}}$  (рис. 1.2, а), становить  $U_{\text{ТВ}} = U_{\text{р}} + U_{\text{с}} = 1\text{В}$ . При цьому  $U_{\text{с}} = 0,3U_{\text{ТВ}}$ , а  $U_{\text{р}} = 0,7U_{\text{ТВ}}$ . Сигнал яскравості є випадковим процесом, що залежить від характеру переданого зображення. Ширина смуги, яку займає повний відеосигнал, обмежена і становить 50 Гц...6 МГц. Його динамічний діапазон лежить у межах 40 дБ.

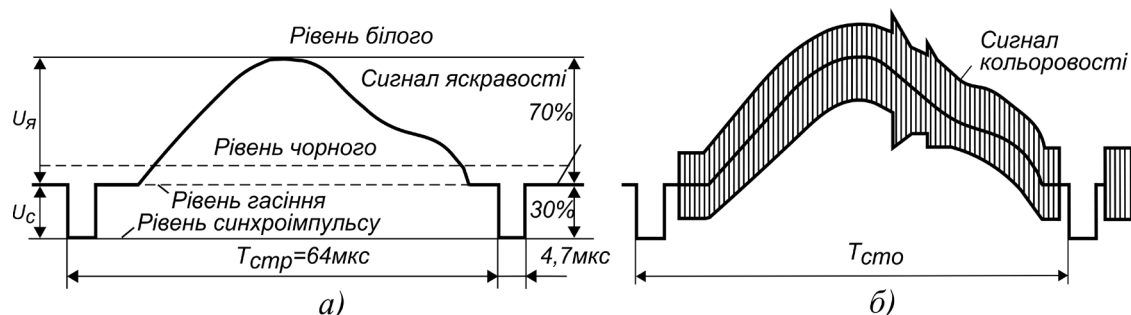


Рисунок 1.1 – Повний телевізійний сигнал: а) чорно-білий; б) кольоровий

Повний відеосигнал (video) кольорового зображення утворюється із сигналів яскравості, кольоровості і синхронізації. Розмах сигналу кольоровості (рис. 1.1, б) дорівнює  $23 \pm 2,5\%$  від розмаху сигналу яскравості.

Сигнали звукового мовлення (signals sound broadcasting) являють собою перетворені в електричну форму звукові коливання – музики, співу і мови, що є нестационарними випадковими процесами. Залежно від типу переданих сигналів мовлення вони можуть займати смугу частот від 15...20 Гц до 15...20 кГц. Динамічний діапазон цих сигналів становить 86...96 дБ. Передати сигнал з такою смугою частот і динамічним діапазоном по каналу зв'язку важко, тому приходится обмежувати обидва ці параметри. Дослідження показали, що для високоякісного передавання сигналів звукового мовлення з урахуванням використання компандерів і частотних передспотворень необхідна смуга частот 30...15 000 Гц і динамічний діапазон 56...60 дБ.

### 1.3 Методи оцінювання якості каналів

Каналом передавання (transmission channel) називають сукупність технічних засобів, що забезпечують передавання повідомлень від джерела інформації до споживача (рис. 1.2). Якість різних каналів передавання може оцінюватися прямими і непрямими методами.

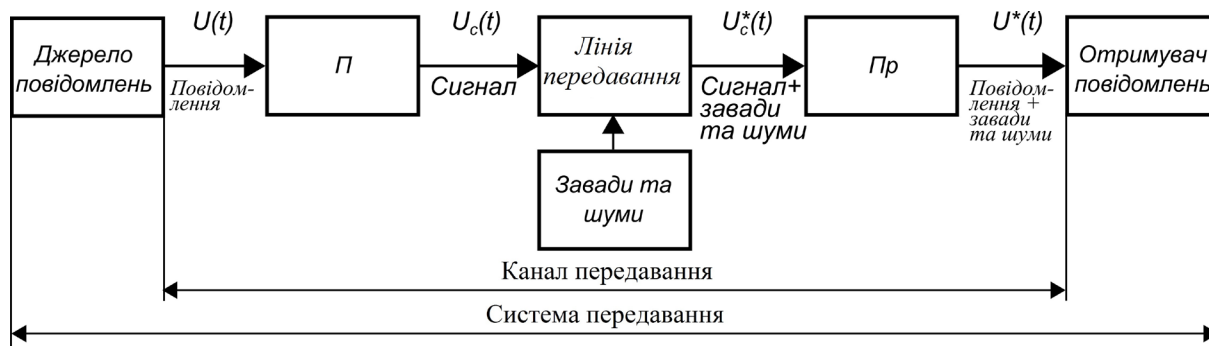


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи передавання повідомлення

Прямими називаються методи, що дозволяють оцінити прийняті повідомлення при порівнянні їх з вихідними. До них належать метод визначення еквівалента згасання по розбірливості, рекомендований МККТТ для телефонного зв'язку, метод порівняння еталонних таблиць (тест-таблиць) для телевізійного і фототелеграфного зв'язку і т. д.

Прямі методи найбільш повно визначають якість каналів передавання. Однак, користуючись тільки цими методами, дуже важко визначити необхідні заходи щодо поліпшення якісних показників каналів, тому їх замінюють чи доповнюють непрямими.

Непрямі методи дають можливість характеризувати канал передавання шириною смуги пропускання, рівнями передавання, динамічним

діапазоном, діаграмою рівнів, АЧХ (AFC), ФЧХ (PFC), частотою помилок (frequency errors) за визначений інтервал часу. Ці характеристики дозволяють робити висновки про стан каналу й апаратури. За розглянутими характеристиками легко знайти ту складову частину апаратури каналу, що потребує поліпшення.

Шириною смуги пропускання каналу називається ефективно передана смуга частот. Граничні частоти смуги відповідно до рекомендацій МККГТ визначаються на рівні 8,7 дБ щодо згасання на частоті, прийнятої як частота вимірювального сигналу.

**Рівні передавання.** Оцінювання кількісних співвідношень між потужностями в каналі передавання, так само як і для повідомлення (1.1), зазвичай, подається у відносних одиницях, виражених у логарифмічній формі і названих рівнями передавання.

З формули (1.1) випливає, що рівень передавання буде позитивним, якщо  $P_x > P_e$  і негативним – у протилежному випадку. Нульове значення рівень буде мати при  $P_x = P_e$ . Рівні передавання поділяють на абсолютні, відносні і вимірювальні. Рівні передавання називаються абсолютними, якщо за вихідну прийнята потужність  $P_e = 1$  мВт при цьому ефективна напруга  $U_e = 0,775$  В на опорі 600 Ом.

Різниця абсолютних рівнів у розглянутій точці каналу  $P_x$  і на вході каналу  $P_{вх}$  показує відносний рівень передавання

$$p_{0x} = 10 \lg \left( \frac{P_x}{P_{вх}} \right) = P_x - P_{вх}. \quad (1.11)$$

Точка тракту, де  $p_{0x} = 0$  називається точкою нульового відносного рівня. Абсолютні рівні сигналу чи шуму і відповідні їм потужності, виміряні в цій точці, прийнято позначати дБм<sub>0</sub> і мВт<sub>0</sub>.

Вимірювальним рівнем називається абсолютний рівень у розглянутій точці за умови, що на вхід каналу подається синусоїдальний сигнал з фіксованою амплітудою і частотою. Так, для телефонного каналу як джерело такого сигналу використовується генератор синусоїдальних коливань з частотою 800 Гц, внутрішнім опором 600 Ом і ЕРС, що дорівнює 1,55 В. Якщо врахувати, що вхідний опір телефонного каналу 600 Ом, то потужність сигналу на вході каналу дорівнює 1 мВт, а рівень  $p_{вх \text{ вим}} = 0$  дБм<sub>0</sub>.

**Динамічний діапазон** (dynamic range). Для визначення допустимих рівнів передавання і режиму роботи апаратури вводять поняття про динамічний діапазон  $D$ , обумовлений як логарифм відношення максимально можливої потужності в тракці  $P_{\max}$  до мінімально допустимого в тракці  $P_{\min}$ , тобто

$$D = 10 \lg \left( \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right) = P_{\max} - P_{\min}. \quad (1.12)$$

Максимальний рівень у тракці перевищує середній рівень на величину пік-фактора (1.11). Мінімальне допустиме значення потужності сигналу  $P_{\min}$  визначається, як правило, шумами і завадами.

Шуми завад у випадку аналогових телефонних каналів зв'язку прийнято характеризувати або співвідношенням потужності повідомлення до шумів завад на виході каналу, або потужністю шумів до завад на виході каналу в точці з нульовим відносним рівнем, тобто в тій точці, де потужність вимірювального сигналу дорівнює 1 мВт.

У телевізійних каналах шуми і завади прийнято оцінювати співвідношенням квадратів ефективного значення напруги шумів до квадрату напруги, що відповідає розмаху зображення.

При передаванні телефонних сигналів необхідно враховувати, що чутливість людського вуха до коливань різних частот неоднакова і характеризується психофотричною кривою з максимальною чутливістю на частоті 800 Гц. Якщо побудувати електричний фільтр із коефіцієнтом передавання, що відповідає психофотричній кривій 1 (рис. 1.3), то при вимірюванні потужності завад, що пройшли через такий фільтр, одержимо потужність завад, що називається зваженою

$$P_{\text{зв}} = \frac{1}{R} \int_{F_2}^{F_1} G(F)K(F)dF, \quad (1.13)$$

де  $F_1$  і  $F_2$  – граничні частоти смуги пропускання каналу;  $G(F)$  – енергетичний спектр завад і шумів;  $K(F)$  – коефіцієнт передавання зважувального фільтра;  $R$  – опір вимірювального приладу, узгодженого з фільтром.

При передаванні сигналів мовлення зважувальний психофотричний фільтр має властивість, показану на рис. 1.3 (крива 2). При передаванні сигналів телебачення необхідно враховувати чутливість ока до різних частот, що характеризується візометричною кривою. На рис. 1.4 показана частотна властивість уніфікованого зважувального фільтра, використовуваного при вимірюваннях завад і шуму в каналі передавання телебачення.

При розрахунках зваженої потужності завад, зазвичай, використовують зважувальні коефіцієнти, що визначаються співвідношенням зваженого шуму  $P_{\text{зв}}$  (1.13) до незваженого  $P_{\text{ш}}$ :

$$K_{\text{зв}}^2 = \frac{P_{\text{зв}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{\int_{F_2}^{F_1} G(F)K(F)dF}{\int_{F_2}^{F_1} G(F)dF}.$$

Для телефонних і радіомовних каналів  $K_{зв}$  називається психофотричним коефіцієнтом і позначається  $K_{п}$ . Коефіцієнт  $K_{зв}$  для телевізійного каналу називається візометричним і позначається  $K_{в}$ . З врахуванням введених коефіцієнтів:

$$U_{ш\text{ психоф}} = K_{п} \cdot U_{ш};$$

$$P_{ш\text{ психоф}} = U_{п}^2 \cdot P_{ш};$$

$$U_{ш\text{ від}} = K_{в} \cdot U_{ш},$$

де  $U_{ш}$ ,  $P_{ш}$  – значення напруги і потужності завад і шумів, виміряні без зважувального фільтра.

**Телефонний канал.** Телефонний канал утворюється комплексом апаратури і з'єднувальних ліній від виходу мікрофона одного абонентського апарата до входу телефона іншого. На даний час телефонні канали організуються, головним чином, з використанням стандартних каналів тональної частоти (ТЧ), що утворюються кінцевим устаткуванням багатоканальних систем, займають смугу частот 300...3400 Гц і призначені для передавання практично усіх типів первинних повідомлень.

Структурна схема (block diagram) організації телефонного каналу по радіорелейній чи супутниковій лінії зв'язку показана на рис. 1.3.

Сигнал від абонента (Аб) по дводротовій абонентській лінії (АЛ) надходить на вхід А диференційної системи (ДС). Диференційна система забезпечує з'єднання дводротової абонентської лінії з чотиридротовим закінченням каналу ТЧ і необхідний запас стійкості замкнутої системи.

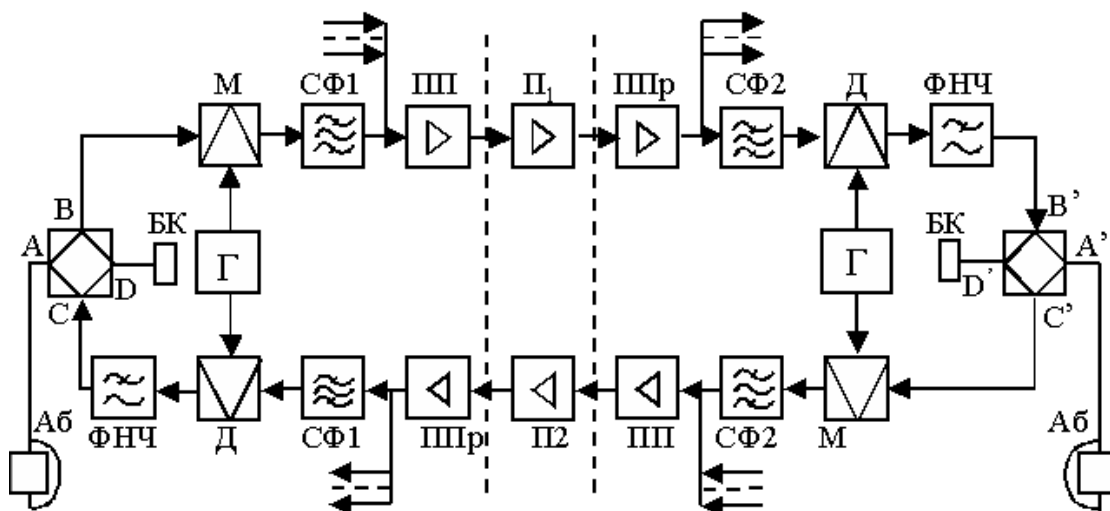


Рисунок 1.3 – Структурна схема організації телефонного каналу

Система виконується таким чином, щоб між окремими напрямками чотиридротової частини каналу згасання було, за можливості, великим (від С до В і від В' до С'), а між дводротовим трактом і будь-яким напрямком чотиридротового тракту (від С до А і від А до В) – малим.

Розв'язувальні ДС можуть бути виконані різними методами, однак найчастіше на даний час застосовується ДС, що складається з трансформатора ( $T_p$ ) і балансового контуру (БК) (рис. 1.4).

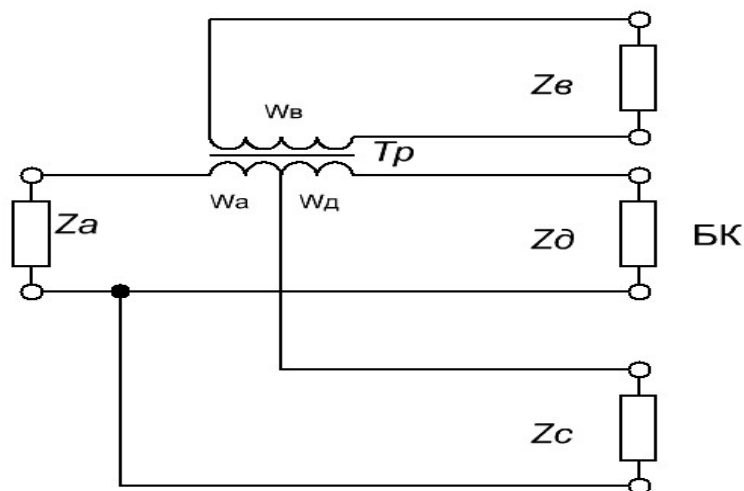


Рисунок 1.4 – Схема диференційної системи

При однаковій кількості витків в обмотках трансформатора опір  $z_d$  БК (зрівноважувального двополюсника) повинен бути обраний рівним вхідному опору абонентської лінії  $z_A$ . Для виконання вимог щодо згасання між окремими плечами ДС необхідно забезпечити такі співвідношення опорів:

$$z_c = \frac{z_A}{2}, \quad z_H = \frac{2z_A}{n^2}, \quad z_A = z_d, \quad n = \frac{(\varpi_A + \varpi_d)}{\varpi_B}. \quad (1.14)$$

При цьому послаблення сигналу, дБ, при переході від плеча С до плеча В

$$a_{C-B} = 20 \lg \left| \frac{z_A + z_d}{z_A - z_d} \right| + 6. \quad (1.15)$$

З виразу (1.15) видно, що при виконанні умов (1.14)  $a_{C-B} \rightarrow \infty$ , однак у реальних умовах не можна практично зробити  $z_A = z_d$ , тому зазвичай  $a_{C-B} = 18...20$  дБ.

Через ДС сигнал надходить на вхід В міжміського каналу – стандартного каналу ТЧ. Вхід В(С') і вихід С(В') утворюють чотиридротове закінчення стандартного каналу ТЧ. При організації



телефонного зв'язку неминуче доводиться зіштовхуватися із замкнутими системами.

Рівень сигналу на виході каналу залежить від його залишкового згасання, під яким розуміють робоче згасання  $a_r$ , обумовлене як алгебраїчна різниця між сумою всіх  $n$  згасань  $a_i$  сумою всіх  $m$  підсилень  $s_j$ :

$$a_r = \sum_{i=1}^n a_i - \sum_{j=1}^m s_j . \quad (1.16)$$

Оскільки вхідний і вихідний опори каналу зазвичай однакові, то залишкове згасання можна визначити як різницю рівнів передавання на вході і виході каналу

$$a_r = p_{\text{вх}} - p_{\text{вих}} . \quad (1.17)$$

Якщо  $a_r > 0$ , то канал вносить згасання, при  $a_r < 0$  – канал дає підсилення. При дуплексному телефонному зв'язку МККТТ рекомендує встановлювати залишкове згасання  $a_r = -7$  дБ на частоті 800 Гц при нульовому вимірювальному рівні на вході каналу.

Важливо також, щоб залишкове згасання було стабільним у часі, тому що при збільшенні залишкового згасання щодо норми в каналі може виникнути самозбудження, а при зменшенні – ослаблення гучності в абонента. Тому МККТТ рекомендує в телефонному каналі зміну залишкового згасання на частоті 800 Гц у межах  $\Delta a_r = \pm 2,2$  дБ. Необхідно підкреслити, що при використанні на РРЛ частотної модуляції основну нестабільність згасань у телефонному каналі вносить груповий тракт. При цьому норму на  $\Delta a_r$  поділяють навпіл між апаратурою об'єднання і розподілу каналів (АОР) та РРЛ.

#### **1.4 Характеристики телефонних каналів і їх нормування**

До основних електричних характеристик каналу ТЧ належать: залишкове згасання (attenuation); частотна і фазова характеристики; амплітудна характеристика; завади і шуми на виході каналу та ін. При організації зв'язку на великі відстані виникає велике запізнювання сигналу. Для телефонного зв'язку абсолютне запізнювання сигналу більш ніж на 250 мс помітно погіршує якість зв'язку, тому що при цьому губиться відчуття контакту між абонентами, що говорять. При зв'язку через штучні супутники Землі (ШСЗ) найбільша величина часу поширення не повинна перевищувати 400 мс, при цьому на космічну ділянку приділяється 300 мс.

При телефонному зв'язку запізнення сигналів більш ніж на 30 мс (в одному напрямку), зазвичай, призводить до появи впливу електричної

луни, що заважає, яка виникає через неузгодженість диференційних систем, тобто через кінцівку величини згасання між точками С, В, В' і С' (рис. 1.3). У результаті цього явища абонент, що говорить, буде чути свою мову з запізнюванням, тобто у вигляді відлуння. Час поширення струмів луни дорівнює подвоєному часу поширення сигналу на ділянці ВВ'. Як показали експериментальні дослідження, що заважаючі дії електричної луни тим більші, чим менші його згасання і чим більша абсолютна величина часу поширення. Для зменшення впливу струмів електричної луни на лініях зв'язку з великим часом поширення встановлюються лунозагороджувачі в обох кінцевих пунктах, де чотиридротові частини телефонного каналу з'єднуються з диференційними системами.

Амплітудно-частотна характеристика каналу є залежністю залишкового згасання від частоти в межах ефективно переданої смуги частот, тобто в смузі 300...3400 Гц. Допустимі межі відхилення залишкового згасання каналу по нормах МККР для гіпотетичного ланцюга довжиною 2500 км приведені на рис. 1.5.

Дійсні частотні характеристики укладаються між заштрихованими областями. Нижня заштрихована границя обрана за умови, щоб ні на одній з переданих частот не могла виникнути генерація, а верхня – за умови допустимих амплітудно-частотних спотворень у різних частинах розмовного спектра частот.

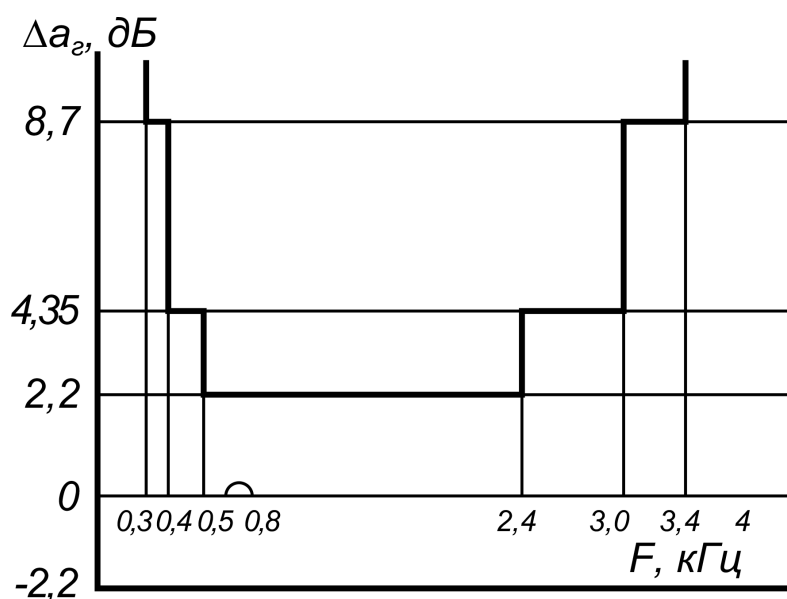


Рисунок 1.5 – Допустимі амплітудно-частотні спотворення залишкового згасання телефонного каналу

Нелінійність фазо-частотної характеристики практично не впливає на якість передавання телефонних сигналів. Однак, при використанні стандартних каналів ТЧ для передавання даних, фототелеграфних сигналів і сигналів тонального телеграфування вимоги до лінійності

фазо-частотної характеристики жорсткі. При цьому нерівномірність групового часу запізнювання в смузі каналу ТЧ, що цілком визначається апаратурою об'єднання і поділу каналів (АОР), не повинна перевищувати 2 мс на частоті 400 Гц і 1,3 мс на частоті 3,3 кГц щодо частоти 1900 Гц.

Амплітудна характеристика телефонного каналу визначається шляхом вимірювання залишкового згасання при різних рівнях на вході каналу на частоті 800 Гц. На одній переприйомній ділянці амплітудна характеристика каналу ТЧ при включеному обмежувачі пікових напруг не повинна відхилитися від прямолінійного закону більш ніж на 0,3 дБ при зміні рівня вимірювального сигналу на вході каналу від -17 до +3,5 дБ. Сумарні нелінійні спотворення повинні бути не більше 1,5%, а по третій гармоніці – не більше 1%.

Шуми (noises) і завади (obstructions) в каналі ТЧ визначаються як апаратурою об'єднання і поділу сигналів, так і власне радіорелейною лінією. По нормах МККР середня за одну хвилину величина психофотричної потужності шумів і завад, перевищувана протягом 20% часу будь-якого місяця, виміряна в точці з відносним нульовим рівнем на лінії довжиною 2500 км, не повинна перевищувати 10 000 пВт. З цієї норми 2500 пВт приділяється на АОР і 7500 пВт на РРЛ.

**Вторинне об'єднання каналів тональної частоти.** Для передавання дискретних сигналів (тонального телеграфу, передавання даних) у багатоканальних системах використовуються канали тональної частоти, а при необхідності забезпечити велику пропускну здатність – широкосмугові канали, утворені на базі первинного (утримувальних 12 каналів ТЧ), вторинного (60 каналів ТЧ) чи третинного (300 каналів ТЧ) трактів. Передавання дискретних сигналів здійснюється за допомогою пристроїв вторинного об'єднання (ПВО), що бувають одноканальними і багатоканальними.

Одноканальні ПВО створюють у спектрі каналу ТЧ чи відповідного широкосмугового каналу один канал передавання дискретних сигналів і, зазвичай, використовуються в системах передавання даних зі швидкістю передавання більше 1200 бод.

Багатоканальні ПВО формують у каналі зв'язку кілька каналів передавання дискретних повідомлень і, зазвичай, використовуються при передаванні тонального (частотного) телеграфування (ТТ) зі швидкістю 1200 бод. Наприклад, за допомогою такого ПВО в спектрі каналу ТЧ (300...3400 Гц) створюють вузькосмугові телеграфні канали, кожний з яких забезпечує швидкість передавання 50...75 бод. Оскільки по каналу ТЧ передається, в цьому випадку, багатоканальний сигнал, то для запобігання виникнення перехідних завад між каналами ТТ необхідно, щоб нелінійні спотворення в ньому були малі – коефіцієнт нелінійних спотворень повинен бути менше 1,5%. Для нормальної роботи апаратури ТТ необхідно, щоб рівень невзважених завад і шумів на її виході не перевищував – 49 дБм<sub>0</sub>. При передаванні ТТ розбіжність частот

генераторного устаткування прийомної і передавальної частин багатоканальної апаратури не повинна перевищувати 2 Гц.

### **1.5 Канал звукового мовлення**

Канал звукового мовлення утворюється комплексом апаратури і ліній від виходу мікрофона в студії до входу гучномовця.

МККТТ установлює норми на якісні показники каналу звукового мовлення еталонного ланцюга довжиною 2500 км. Смуга ефективно переданих частот для такого ланцюга повинна становити 50...10 000 Гц. Було встановлено три класи каналів мовлення: вищий зі смугою частот 30 Гц...15 кГц, перший – 50 Гц...10 кГц, другий – 100 Гц...6,3 кГц. По рекомендаціях МККТТ нерівномірність амплітудно-частотної характеристики на крайніх частотах відносно частоти 800 Гц не повинна перевищувати 4,35 дБ [3].

Псофометричне співвідношення напруги сигналу до напруги шуму в каналі мовлення для гіпотетичного ланцюга повинне бути не менше 57 дБ, співвідношення напруги сигналу до напруги виразної перехідної завади не менше 74 дБ. Коефіцієнт нелінійних спотворень у каналі мовлення повинний бути не більше 3% на частотах нижче 100 Гц і 2% на частотах вище 100 Гц. Для організації каналів звукового мовлення можуть використовуватися об'єднані смуги каналів ТЧ. Так, для передавання сигналів мовлення зі смугою 50...10 0000 Гц використовуються три канали ТЧ.

Відповідно до рекомендацій МККТТ характеристики каналу звукового супроводу телебачення повинні відповідати приведеним вище вимогам до каналів звукового мовлення.

### **1.6 Класифікація систем радіозв'язку**

Системи радіозв'язку класифікуються за різними ознаками:

- за призначенням служб;
- за робочим діапазоном частот;
- за фізичними процесами в середовищі розповсюдження електромагнітних хвиль;
- за пропускнуою здатністю та ін.

У Регламенті радіозв'язку виділені:

- фіксована служба радіозв'язку між визначеними пунктами;
- радіомовлення в населених пунктах;
- рухома служба радіозв'язку між станціями та абонентами;
- радіоаматорська служба радіозв'язку.

Доцільно класифікувати системи радіозв'язку за робочим діапазоном частот (табл. 1.1).

Таблиця 1.1 – Класифікація системи радіозв'язку за робочим діапазоном

<b>Класифікація діапазонів частот</b>				
<b>Номер діапазону</b>	<b>Діапазон частот</b>	<b>Найменування частот</b>	<b>Діапазон хвиль</b>	<b>Найменування хвиль</b>
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>
4	3...30 кГц	ДНЧ дуже низькі частоти	100...10 км	Міріаметрові
5	30...300 кГц	НЧ низькі частоти	10...1 км	Кілометрові
6	300...3000 кГц	СЧ середні частоти	1000...100 м	Гектометрові
7	3...30 МГц	ВЧ високі частоти	100...10 м	Декаметрові
8	30...300 МГц	ДВЧ дуже високі частоти	10...1 м	Метрові
9	300...3000 МГц	УВЧ ультрависокі частоти	100...10 см	Дециметрові
10	3...30 ГГц	НВЧ надвисокі частоти	10...1 см	Сантиметрові
11	30...300 ГГц	КВЧ край високі частоти	10...1 мм	Міліметрові
12	300...3000 ГГц	ГВЧ гіпервисокі частоти	1...0,1 мм	Дециміліметрові

Не зважаючи на достатньо широкий діапазон частот, що можуть використовувати системи радіозв'язку, який наведено у табл. 1.1, проблема обмеженості спектра є дуже складною для розв'язання.

Способи розповсюдження радіохвиль в атмосфері Землі та у вільному просторі поділяються на три категорії: розповсюдження поверхневої хвилі; розповсюдження просторової хвилі; розповсюдження прямої хвилі. Як відомо, в діапазоні низьких частот сигнали зв'язку фактично розповсюджуються навколо всієї Земної кулі. Ширина смуги частот каналу, що доступна в такому діапазоні, зазвичай, мала (1...10% центральної частоти), тому інформація, що передається з використанням таких каналів має відносно низьку швидкість передавання.

Частоти вище 25–50 МГц проходять через іоносферу з відносно малими втратами і створюють можливості для супутникового зв'язку. На частотах ДВЧ та вище, основним способом є розповсюдження у межах прямої видимості. Для наземних систем зв'язку це означає, що антени передавачів та приймачів повинні бути встановлені в межах прямої видимості та з відсутністю значних рельєфних перешкод. Це зумовлює наявність високих опор для антен таких засобів радіозв'язку, наприклад, Вінницька телевізійна щогла заввишки 350 метрів. Цей діапазон активно використовується ефірним телебаченням, радіорелейними системами, стільниковими системами рухомого зв'язку. Радіорелейні та супутникові системи зв'язку з великою пропускнуою здатністю здатні працювати тільки в смугах частот, що виділені в сантиметровому та міліметровому діапазоні хвиль. Також для систем, що працюють в одному, або сусідніх частотних діапазонах актуальна проблема електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів (РЕЗ).

### **1.7 Лабораторна робота “Дослідження первинних характеристик систем персонального виклику”**

**Мета роботи:** провести дослідження системи персонального виклику, визначити ширину смуги каналу зв'язку, дослідити характеристики радіоінтерфейсу, визначити споживану потужність та потужність випромінювання носимої (портативної) станції, виміряти чутливість (sensitivity) вхідного каскаду приймача, розрахувати та перевірити на місцевості максимальну дальність зв'язку.

**Обладнання:**

1. Портативна радіостанція типу Sprint.
2. Генератор високочастотний типу Г4-31.
3. Вимірювач АЧХ типу Х1-47 (Х1-48).
4. Лабораторний макет.

#### **Хід виконання роботи**

1. Провести з'єднання всіх елементів лабораторної схеми.
2. Провести визначення робочих частот радіостанції та відповідно до отриманих даних співставити каналній сітці робочу частоту портативної станції. Побудувати спектрограму з наведенням захисної смуги, сусіднього каналу зверху, сусіднього каналу знизу. Розрахувати довжину хвиль основного, верхнього та нижнього каналів.
3. Визначити несучу частоту для отриманої смуги. Зафіксувати спектр сигналу.
4. Визначити ширину смуги пропускання каналу експериментально. Для цього провести зміну частоти первинного сигналу, що задається

генератором НЧ Г4-31, та фіксувати зміну напруги на дискримінаторі радіостанції.

5. Дослідити характеристики радіоінтерфейсу, для чого провести вимірювання довжини антени радіостанції та, виходячи із довідкових даних, розрахувати ефективність.

6. Провести розрахунок ефективної довжини антени для даної довжини хвилі\*.

7. Провести калібрування лабораторного макета, використовуючи вимірювач АЧХ Х1-47 (Х1-48). Для цього виставити напругу виходу генератора Г4-31 відповідно до таблиці еталонних значень. Перевести радіостанцію в режим передавача та визначити потужність вихідного каскаду.

8. Дослідити вплив поляризації антени на вхідний сигнал, що фіксується. Для проведення досліду необхідно змінювати положення антени в одній і тій самій поляризації відносно приймальної нормованої антени на кути  $0^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $75^\circ$ ,  $90^\circ$ .

9. Провести вимірювання споживаної потужності радіостанцій для режимів приймання, передавання та режиму очікування.

10. Визначити величину придушення шуму в приймачі радіостанції. Напругу на виході генератора Г4-31 змінювати від мінімальної до порогової.

11. Розрахувати максимальну дальність зв'язку для умов: розміщення першої радіостанції в приміщенні лабораторії, другої на одному поверсі; розміщення першої радіостанції в приміщенні лабораторії, другої на іншому поверсі; розміщення першої радіостанції в приміщенні лабораторії, другої на поверхні навколишнього середовища місцевості.\*

Перевірити відповідність очікуваних даних експериментальним. Для цього провести визначення рівня сигналу та розбірливості за стандартизованою RS-шкалою. Отримані дані перевести в напруженість поля (мкВ/м) та звести до таблиці.

12. Перевірити вплив поляризації на дальність зв'язку.

13. По кожному з пунктів роботи зробити висновки.

\* – пункти виконуються розрахунково.

### **Питання для самоконтролю**

1. Поясніть поняття “середня потужність повідомлення”.

2. Чим еталонна потужність відрізняється від середньої потужності?

3. Що таке пік-фактор сигналу?

4. Як співвідноситься динамічний діапазон сигналу та потужність повідомлення?

5. Яка ефективно передана смуга частот прийнята для телефонного передавання?
6. Які первинні сигнали зазвичай мають вигляд прямокутних імпульсів постійного чи змінного струму?
7. В чому вимірюється швидкість передавання інформації?
8. Що таке “швидкість модуляції”?
9. Чим повний відеосигнал кольорового зображення відрізняється від аналогічного відеосигналу чорно-білого зображення?
10. Що таке канал передавання і система передавання?
11. Поясніть поняття “псофометрична крива”.
12. Для чого потрібна диференційна система?
13. Як нормується амплітудно-частотна характеристика каналу ГЧ?
14. Яке значення коефіцієнта нелінійних спотворень не повинно перевищуватись у каналі звукового мовлення?
15. Поясніть принцип роботи радіоаматорської служби радіозв’язку.
16. Що таке іоносфера?

## 2 ДОСЛІДЖЕННЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ’ЯЗКУ

### 2.1 Сигнали лінійного тракту

Сучасні радіосистеми передавання, використовувані на мережі зв’язку, як правило, є багатоканальними, тобто дозволяють передавати по одній лінії, що містить передавачі, приймачі, антени і фідери (feeder), повідомлення від багатьох незалежних джерел. До складу протяжних ліній зв’язку часто входять десятки і сотні проміжних підсилювальних пунктів, ретрансляторів й інших споруджень. Використання тих самих елементів лінії для роботи багатьох каналів зв’язку дає значний економічний ефект: як показують розрахунки, сумарна вартість лінійних споруджень, зазвичай, істотно перевищує вартість апаратури об’єднання і розподілу каналів.

Структурна схема багатоканальної системи радіозв’язку може бути спрощено подана так, як показано на рис. 2.1 (зображений варіант однобічного зв’язку, зворотні канали організуються аналогічно). Повідомлення від  $N$  абонентів (Аб.1, Аб.2, ..., Аб. $N$ ) надходять на  $N$  входів апаратури об’єднання каналів (АОК). У цій апаратурі здійснюється перехід від  $2N$ -дротової системи до дводротової. Групове повідомлення  $U_{гр}(t)$  з виходу АОК через груповий підсилювач (ГП) і сполучну лінію (СЛ) подається на передавач (П), де відбувається модуляція (за законом, обумовленим  $U_{гр}(t)$ ) того чи іншого параметра високочастотного переносника повідомлень. Сукупність всіх елементів радіолінії, починаючи з модулятора передавача і закінчуючи демодулятором приймача (Пр), називають лінійним трактом (ЛТ) радіосистеми. У багатоканальних системах до і після ЛТ включаються елементи групового



тракту (ГрТ). За необхідності на ділянці між передавальною і приймальною антенами (А) використовуються один або декілька активних чи пасивних ретрансляторів (Р) (на рис. 2.1 показаний один ретранслятор). Відмітимо, що в загальному випадку структура ГрТ і ЛТ може бути дуже різноманітною. Але у всіх випадках на виході групового тракту утвориться повідомлення  $U_{гр}^*(t)$ , подібне вхідному  $U_{гр}(t)$  (у загальному випадку  $U_{гр}^*(t)$  відрізняється від  $U_{гр}(t)$  за рахунок завад і спотворень у ГрТ і ЛТ).

В апаратурі розподілу каналів (АПК) здійснюється перехід від дводрової системи до 2N-дротової. Повідомлення з N виходів АПК надходять до абонентів (одержувачів) повідомлень (Аб'1, Аб'2, ..., Аб'N).

Як  $U_{гр}(t)$ , зазвичай, використовують ансамблі ортогональних сигналів. До них, зокрема, належать сигнали зі спектрами, що не перекриваються, і сигнали, що не перекриваються в часі. Системи, що використовують такі сигнали, характеризуються найбільшою простотою й одержали широке поширення.

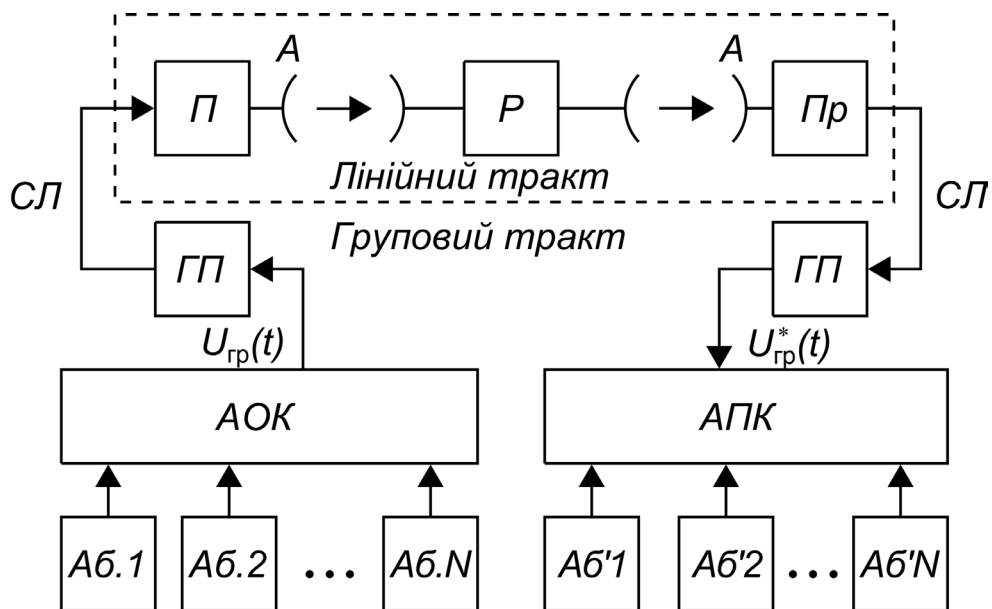


Рисунок 2.1 – Структурна схема багатоканальної системи радіозв'язку

Сигнали зі спектрами, що не перекриваються, застосовуються в системах з частотним розподілом каналів (ЧРК). Для цих систем характерно, що повідомлення від N джерел передаються одночасно, для кожного джерела виділяється свій частотний канал, тобто частина смуги в ГрТ. Такий метод передавання називається рівнобіжним. Істотно, що повідомлення від кожного джерела можуть надходити в ГрТ у довільний момент часу, тобто система є асинхронною.

Принцип формування повідомлення  $U_{гр}(t)$  у системах із ЧРК пояснюються на рис. 2.2. Спектри  $G_1(F)$ ,  $G_2(F)$ , ...,  $G_N(F)$  N абонентів (використані моделі повідомлень із трикутними енергетичними спектрами) після транспонування на різні частотні інтервали та інверсування (ця

операція необов'язкова, але, зазвичай, виконується для спрощення устаткування) складаються й утворюють груповий спектр  $G_{гр}(F)$ . З метою зменшення взаємного впливу сусідніх каналів (зменшення перехідних завад), обумовленого неідеальністю АЧХ-фільтрів, між спектрами каналних повідомлень вводять спеціальні захисні частотні інтервали  $\Delta F_3$  (рис. 2.2).

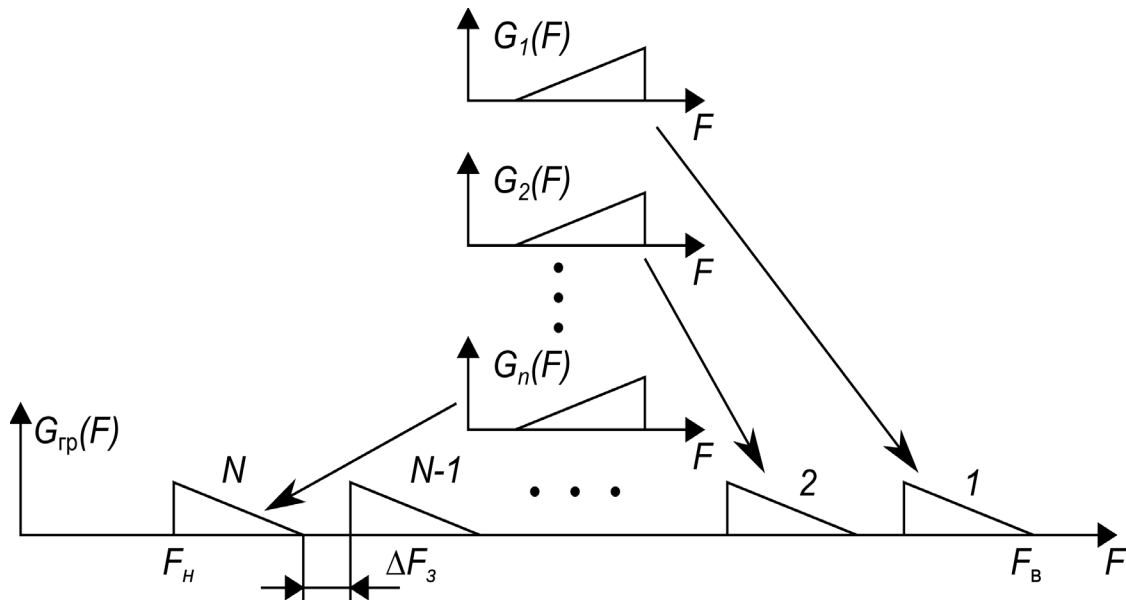


Рисунок 2.2 – До пояснення принципу формування сигналу лінійного тракту в системах із ЧРК

Повідомлення з груповим спектром  $G_{гр}(F)$  формуються в апаратурі об'єднання каналів (АОК). На прийомній стороні повідомлення, призначені різним абонентам, виділяються в апаратурі розподілу каналів (АРК). Цей процес реалізується в порядку, зворотному тому, що має місце в АОК. Спочатку за допомогою фільтра виділяється відповідне каналне повідомлення, потім його спектр транспонується в область нижніх частот. При цьому величина частотного зсуву для даного каналу повинна бути такою ж, як і в АОК. При двосторонньому зв'язку АОК і АРК утворюють єдиний комплекс – апаратуру об'єднання і розподілу каналів. Сигнали, що не перекриваються в часі, застосовуються в системах з часовим розподілом каналів (ЧВРК). Особливістю цих систем є те, що повідомлення від різних абонентів (джерел) передаються по лінії зв'язку по черзі (послідовний метод передавання), але в загальній смузі частот. Чергуватися можуть тільки сигнали, дискретні в часі. Тому безупинне повідомлення  $G_{рТ}$  повинне бути перетворене в повідомлення, дискретне в часі. Ця операція здійснюється в АОК. Відповідно до теореми Котельникова крок дискретизації  $T_d \leq 1/2F$ , де  $F$  – верхня частота в спектрі сигналу.

Принцип формування повідомлення  $U_{гр}(t)$  у системах із ЧРК пояснюється на рис. 2.3. Для наочності обраний варіант, коли загальна

кількість тимчасових каналів невелика ( $N=3$ ). На рис. 2.3, а, б, в показані приклади реалізації повідомлень  $S_1(t)$ ,  $S_2(t)$  і  $S_3(t)$  трьох абонентів, штриховою лінією позначені відліки цих повідомлень, взяті з кроком дискретизації  $T_d$  (передбачається, що спектри всіх трьох повідомлень обмежені зверху однією і тією ж частотою  $F$ , а дискретизація відбивається рівномірно). Як показано на рис. 2.3, моменти взяття відліків у сусідніх каналах зсунуті на час  $\Delta t_k = T_d/N$ .

Таким чином, імпульси, що відбивають відліки, виявляються рознесеними в часі, що дозволяє одержати  $U_{гр}(t)$  шляхом простого додавання імпульсів-відліків усіх  $N$  каналів. Повідомлення  $U_{гр}(t)$  у розглянутому прикладі складається з трьох сигналів амплітудно-імпульсно-модульованих (АІМ) (рис. 2.3, г).

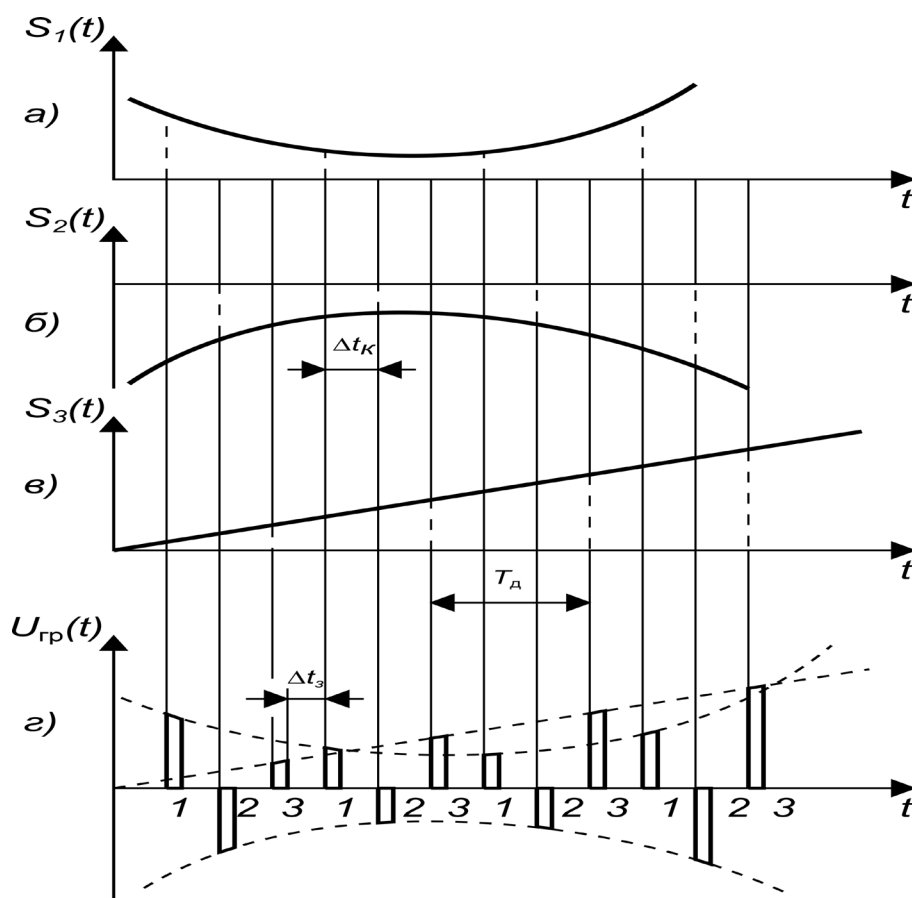


Рисунок 2.3 – До пояснення принципу формування сигналу лінійного тракту в системах із ЧРК

Протягом інтервалів  $\Delta t_k$  замість АІМ-сигналів можна використовувати й інші типи імпульсних сигналів, здатні відбивати миттєві значення відліків, наприклад, ШІМ і ФІМ. Такі сигнали нерідко використовуються в системах із ЧРК із міркувань завадостійкості. Для забезпечення більш простої реалізації АОК і АРК між каналними імпульсами вводять захисні інтервали  $\Delta t_3$  (рис. 2.3, г). Утворення каналних сигналів в АОК і виділення їх в АРК здійснюється, зазвичай, за допомогою електронних

ключів, що комутуються, виконуваних на базі сучасної мікросхемотехніки. Ці електронні комутатори відіграють роль тимчасових параметричних фільтрів. Вони відрізняються від фільтрів, використовуваних у системах із ЧРК, кращою технологічністю виготовлення і більш близькими до ідеальних характеристиками, що значно полегшує процес введення і виведення інформації в будь-якому каналі і на будь-якій ділянці лінійного тракту.

## 2.2 Принципи побудови систем з FDMA

У багатоканальних радіосистемах передавання з ЧРК, зокрема в радіорелейних і супутникових, зазвичай, використовують апаратуру об'єднання і розподілу каналів, застосовуваних у провідних системах. Це забезпечує простоту сполучення тих чи інших систем і відбиває загальну тенденцію до уніфікації устаткування на мережах зв'язку.

У системах ЧРК із кількістю каналів 12 і більше реалізується принцип багаторазового перетворення частоти. В основу побудови багатоканальної системи покладений стандартний канал тональної частоти (ТЧ). Відповідно до рекомендацій МККТТ кінцеве устаткування (охоплюючи АОК і АРК) будується з таким розрахунком, щоб на кожному етапі перетворення частоти за допомогою уніфікованих блоків формувалися усе більш і більш укрупнені групи каналів ТЧ. Причому в будь-якій групі кількість каналів кратна 12.

Спочатку кожний з каналів ТЧ “прив'язується” до тієї чи іншої 12-канальної групи, що називається первинною групою (ПГ). Рознесення сигналів 12 різних телефонних повідомлень по спектру (формування ПГ) здійснюється за допомогою індивідуального перетворення частоти в стандартному 12-канальному блоці. Ці блоки забезпечують як прямий, так і зворотний зв'язок у кожному з 12 дуплексних каналів. Груповий спектр ПГ можна зобразити за допомогою рис. 2.2, якщо прийняти, що  $N = 12$ ,  $F_n = 60\text{кГц}$ ,  $F_n = 108\text{кГц}$  і  $\Delta F_3 = 0,9\text{кГц}$ . Оскільки один канал ТЧ займає смугу частот 3,1 кГц, то з врахуванням  $\Delta F_3$  на кожен канал у ПГ приходиться смуга 4 кГц.

Спрощена структурна схема універсального 12-канального блока формування ПГ зображена на рис. 2.4. Оскільки індивідуальне устаткування у всіх 12 каналах однотипне, на даному малюнку приведені лише пристрої, що належать до одного каналу (першого). Насамперед відмітимо, що при організації телефонного зв'язку можна використовувати або двосмугову дводротову, або односмугову чотиридротову систему передавання. Схема, зображена на рис. 2.4, належить до другого варіанта. Тут кожен канал має окремий тракт передавання і тракт приймання (що діють в одній і тій же смузі частот), тобто кожен канал є чотиридротовим. Якщо канал використовується для телефонного зв'язку, то дводротова ділянка ланцюга від абонента з'єднується з чотиридротовим каналом через

диференційну систему (ДС). У випадку передавання інших сигналів (телеграфних, даних, звукового супроводу і т. д.), для яких необхідний один чи два однобічних канали, ДС відключається.

У режимі передавання повідомлення від абонента (Аб) через ДС, гнізда чотиридротової комутації (ЧК) (використовуваного для вимірювання сигналів і переключення каналів) і амплітудний обмежник (ОА) надходить на один із входів індивідуального перетворювача частоти ІП1.1. На інший вхід ІП1.1 подається сигнал під несучої частоти  $F_1$ . У результаті перемножування цих сигналів утвориться сигнал, спектр якого складається з двох бічних (відносно  $F_1$ ) смуг з частотами  $108 - (0,3...3,4) = 104,6...107,7$  кГц і  $108 + (0,3...3,4) = 108,3...111,4$  кГц. Сигнал нижньої з цих смуг виділяється фільтром СФ1.1 і подається на один із входів суматора. На інші входи суматора надходять сигнали з виходу аналогічних трактів передавання 11 інших каналів.

Амплітудні обмежники запобігають перевантаженню групових підсилювачів (а отже, зменшують імовірність виникнення нелінійних завад) у моменти появи пікових значень напруг декількох мовних сигналів.

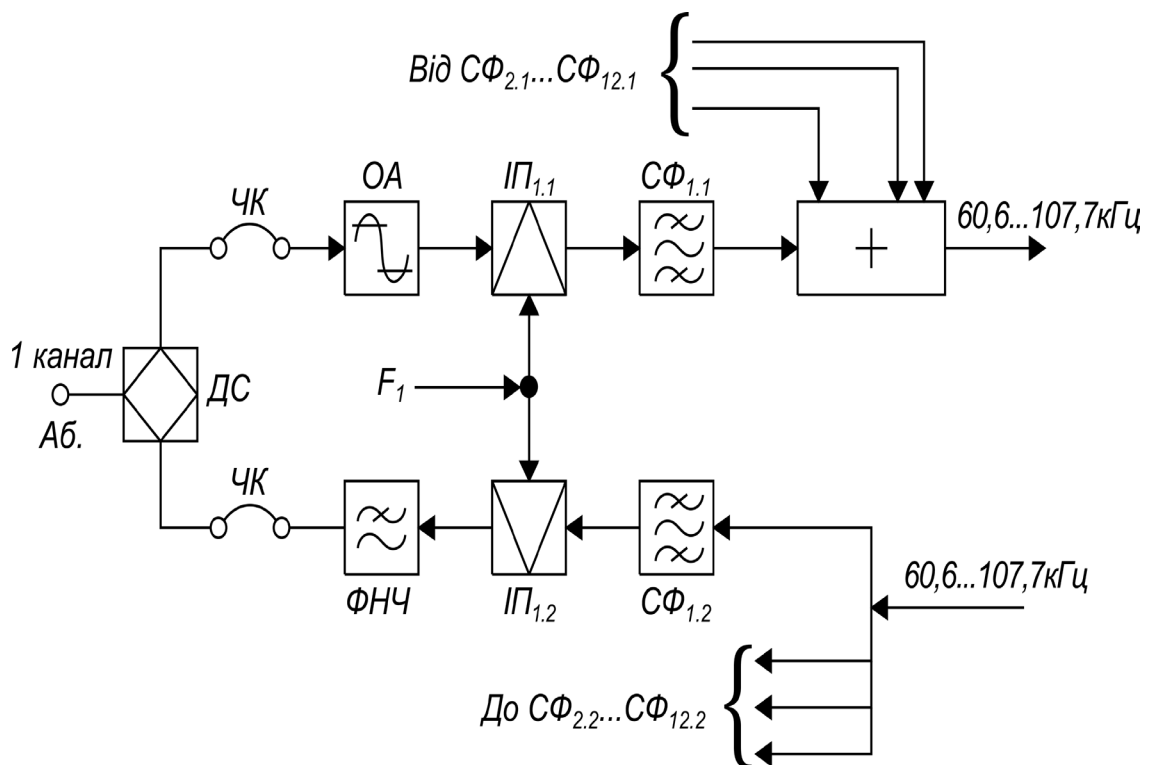


Рисунок 2.4 – Структурна схема індивідуального устаткування ПГ

У режимі приймання каналний сигнал виділяється за допомогою смугового фільтра СФ1.2 зі спектра первинної групи (зі смугою  $60...108$  кГц) і подається на індивідуальний перетворювач ІП1.2. На інший вхід ІП1.2 надходить той же сигнал піднесучої частоти  $F_1$ , що живить ІП1.2. Спектр вихідного сигналу ІП1.2 складається з двох бічних (відносно  $F_1$ ) смуг з частотами  $108 - (104,6...107,7) = 0,3...3,4$  кГц і

$108+(104,6...107,7)=212,6...215,7$  кГц. Сигнал нижньої з цих смуг виділяється ФНЧ, підсилюється і через ЧК й ДС надходить до абонента. Приймальні тракти 11 інших каналів побудовані аналогічно. В апаратурі з кількістю каналів 60 і більше індивідуальне устаткування розміщується в спеціальних стійках індивідуальних перетворювачів СІП-60 чи СІП-300.

Подальший процес укрупнення груп каналів відбувається в груповому устаткуванні і пояснюється на рис. 2.5. Однакові смуги частот п'яти ПГ за допомогою первинного групового перетворення розносяться по частоті в смузі 312...552 кГц і утворюють 60-канальну (вторинну) групу (ВГ), потім за допомогою вторинного групового перетворення однакові смуги частот п'яти ВГ розносяться по частоті в смузі 812...2044 кГц і утворюють 300-канальну (третинну) групу (ТГ). При цьому між транспонованими спектрами ВГ вводяться захисні частотні інтервали  $\Delta F_3 = 8$  кГц. Для систем з дуже великою кількістю каналів МККТТ рекомендує використовувати четвертинну 1500-канальну групу (ЧГ), утворену шляхом третинного перетворення п'яти сигналів ТГ. Спектр ЧГ займає смугу частот 2108...8524 кГц, захисні інтервали між транспонованими спектрами ТГ  $\Delta F_3 = 64$  кГц.

Принцип формування груп каналів з кількістю більше 12 розглянемо на прикладі утворення 60-канальної групи (ВГ). На рис. 2.6 зображена спрощена структурна схема групового устаткування ВГ. Повідомлення п'яти первинних груп ПГ1–ПГ5 подаються на п'ять групових перетворювачів ГП1–ГП5, на другі входи яких з генераторного устаткування надходять сигнали піднесучих частот.

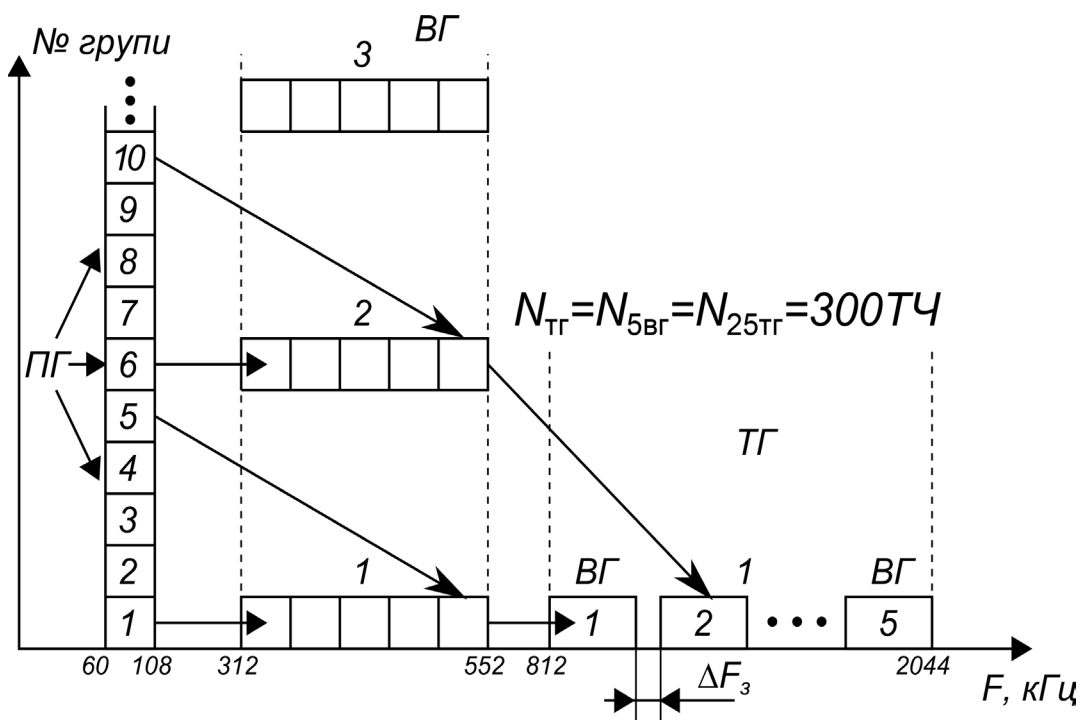


Рисунок 2.5 – Пояснення утворення груп в системах з FDMA

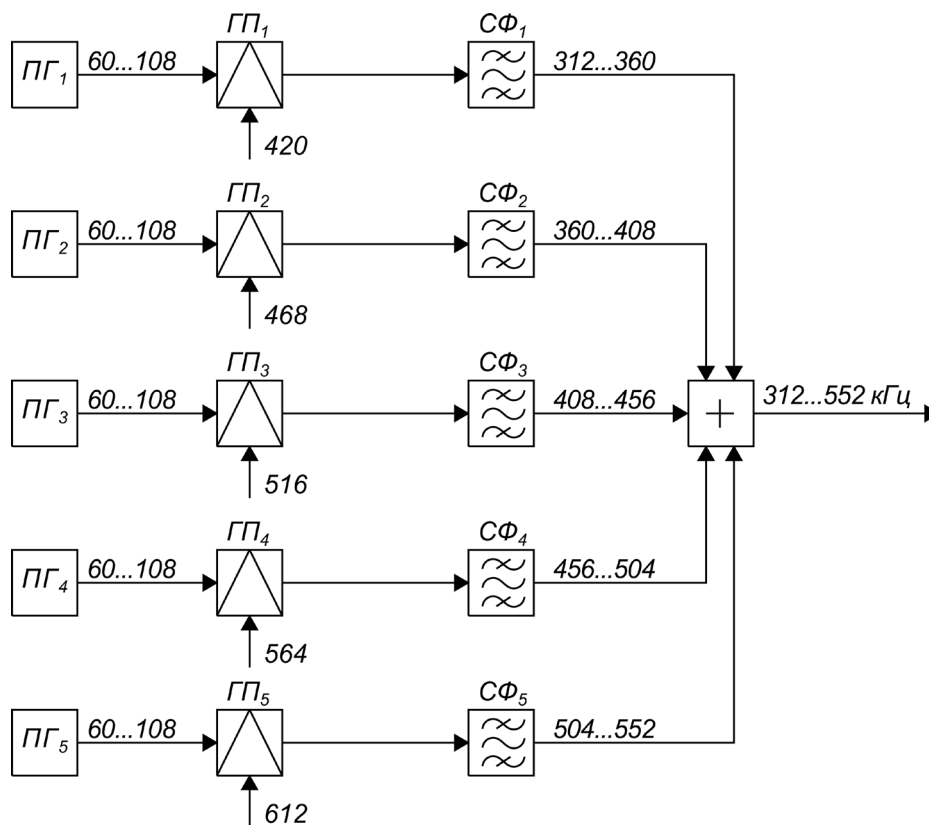


Рисунок 2.6 – Структурна схема групового устаткування ВГ

За допомогою смугових фільтрів СФ1–СФ5, підключених до виходів групових перетворювачів, утворюються сигнали типу ОБП зі смугою частот 48 кГц кожний. У результаті додавання цих п'яти сигналів, що не перекриваються по спектру, утвориться спектр ВГ зі смугою частот 240 кГц (312...552 кГц).

Відмітимо, що для зниження перехідних впливів між сигналами ВГ, переданими по суміжних трактах, у спектрі ВГ можуть використовуватися як прямі, так і інверсні спектри ПГ2–ПГ5. У першому випадку на ГП2 – ГП5 подаються несучі частоти 468, 516, 564, 612 кГц, а відповідні смугові фільтри виділяють нижні бічні смуги (як показано на рис. 2.6). В другому випадку на ГП2 – ГП5 подаються несучі частоти 300, 348, 396, 444 кГц, а смуговими фільтрами СФ2 – СФ5 виділяються верхні бічні смуги. Несуча частота для ПГ1 в обох випадках однакова (420 кГц) і спектр ПГ1 не інверсується. Устаткування первинного групового перетворення розміщується в спеціальних стійках первинних перетворювачів УСПП чи СПП. Наступні ступені групового перетворення виконуються аналогічно.

### 2.3 Основні характеристики групових повідомлень

При проектуванні і розробці багатоканальних систем передавання виникає необхідність кількісного оцінювання параметрів групових повідомлень на різних ступенях перетворення, зокрема сигналів на вході лінійного тракту. Ці параметри, як і для будь-яких сигналів зв'язку,

визначаються відповідними частотними, інформаційними й енергетичними характеристиками. Перші дві групи характеристик і пов'язані з ними параметри можуть знаходитися в системах із ЧРК на основі принципу пропорційного росту. Так, наприклад, зіставляючи повідомлення, що виходять у результаті об'єднання 12 і 60 каналів ТЧ, можна стверджувати, що повідомлення ВГ порівняно з повідомленням ПГ займає в 5 разів більш широку смугу, і, відповідно, його максимальне інформаційне навантаження в 5 разів вище, ніж у повідомлення ПГ (у більш укрупнених групах деякі відхилення від зазначеного принципу обумовлені застосуванням інших захисних інтервалів). Це є природним наслідком того, що спектри повідомлень у сусідніх каналах не перекриваються, а джерела повідомлень вважаються однорідними за своїми параметрами.

Згаданий принцип пропорційного росту не можна поширити на цілий ряд енергетичних характеристик, таких як миттєва потужність групового повідомлення, його пік-фактор, динамічний діапазон та ін. Це пов'язано з такими особливостями багатоканальних систем із ЧРК.

1. Миттєві значення групових повідомлень є результатом взаємодії (додавання) миттєвих значень повідомлень усіх поєднаних каналів.

2. Розрахунок загальної потужності групового повідомлення, зазвичай, приводиться в припущенні, що не менше 95% каналів використовуються тільки для телефонного зв'язку. Це означає, що в розрахунок приходить приймати миттєві значення каналних сигналів, що випадково змінюються в широких межах (аналогова випадкова величина).

3. Миттєва потужність групового повідомлення визначається не загальною кількістю  $N$  поєднаних каналів, а кількістю  $n$  так званих активних каналів. Якщо один з абонентів мовчить (наприклад, слухає іншого абонента) або має місце пауза між словами чи фразами, то відповідний канал у даний момент часу до числа активних не належить; канал вважається активним лише в ті інтервали часу, коли по ньому передається повідомлення. Очевидно, що в загальному випадку коефіцієнт активності  $K = n/N$  є випадковою величиною, що залежить як від кількості поєднаних каналів  $N$ , так і від часу доби.

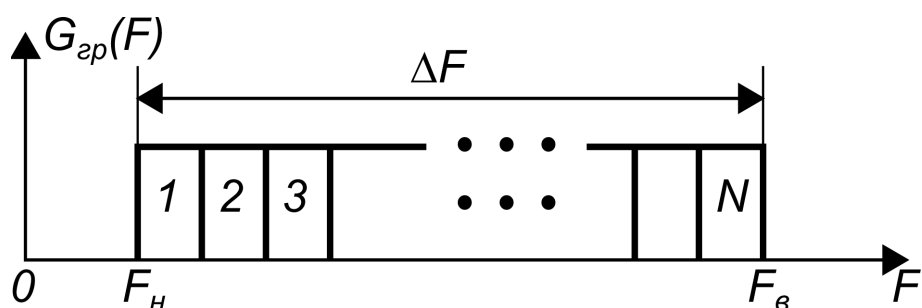


Рисунок 2.7 – Модель групового повідомлення при ЧРК



З розглянутих особливостей випливає, що при оцінюванні енергетичних показників групових повідомлень можна керуватися лише деякими усередненими характеристиками, знайденими з врахуванням відповідних статистичних закономірностей.

Серед різних енергетичних параметрів групових повідомлень найбільш важливими є середня ( $P_{\text{сер}}$ ) і пікова ( $P_{\text{пик}}(\varepsilon \%)$ ) потужності цих повідомлень (чи відповідні рівні потужності, виражені в дБ). Якщо середню потужність необхідно враховувати при проектуванні пристроїв, призначених для обробки сигналів будь-якого типу, то контроль пікової потужності дуже специфічний для систем із ЧРК, тому що загальні елементи в цьому випадку, наприклад, групові підсилювачі, характеризуються порогом перевантаження, перевищення якого призведе до різкого зростання продуктів нелінійності амплітудної характеристики.

Для розрахунку  $P_{\text{сер}}$  і  $P_{\text{пик}}(\varepsilon \%)$  необхідно, насамперед, вибрати зручну і досить близьку до дійсної модель повідомлення. Для систем із ЧРК зазвичай застосовують дуже просту і наочну модель групового повідомлення у вигляді рівномірного в межах відповідної смуги енергетичного спектра  $G_{\text{гр}}(F)$  (рис. 2.7). При цьому вважають, що захисні частотні інтервали відсутні і енергетичні спектри повідомлень сусідніх каналів, теж рівномірні, безпосередньо примикають один до іншого.

Відповідно до рекомендацій МККТТ середню потужність групового повідомлення вважають прямо пропорційною кількості каналів  $N$ , але величину середньої потужності повідомлення в одному каналі  $P_1$  коректують з врахуванням активності каналів. Оскільки коефіцієнт активності залежить від  $N$ ,  $P_1$  як розрахункова величина приймає різні значення, обумовлені на основі відповідних статистичних досліджень. За рекомендацією МККТТ середня потужність повідомлення в активному каналі в точці з нульовим відносним рівнем устанавлюється рівною  $88 \text{ мкВт}_0(-10,6 \text{ дБм}_0)$ . Однак при розрахунку  $P_{\text{сер}}$  МККТТ рекомендує приймати величину  $P_1 = 31,6 \text{ мкВт}_0(-15 \text{ дБм}_0)$  (при цьому крім активності каналів враховуються й інші фактори, наприклад, організація в деяких каналах ТЧ каналів ТТ, неідеальність індивідуального устаткування і т. п.). Якщо  $N \geq 240$ , то середня потужність групового повідомлення в точці нульового відносного рівня  $P_{\text{сер}} = 31,6N \text{ мкВт}_0$ , а відповідний рівень середньої потужності  $P_{\text{сер}} = -15 + 10 \lg N \text{ дБм}_0$  [5]. По нормах, прийнятими у СРСР, при  $N \geq 240$   $P_1 = 50 \text{ мкВт}_0(-13 \text{ дБм}_0)$ ;  $P_{\text{сер}} = -13 + 10 \lg N \text{ дБм}_0$ .

Якщо  $N < 240$ , то доводиться враховувати істотну залежність коефіцієнта активності від  $N$ . У цьому випадку  $P_1$  подають як функцію  $N$  і рівень середньої потужності групового повідомлення визначають інакше:  $P_{\text{сер}} = -1 + 4 \lg N \text{ дБм}_0$ .

З попередніх міркувань видно, що для розрахунку середньої потужності групового повідомлення в принципі не потрібно робити якінебудь припущення щодо закону розподілу  $W(U_{\text{гр}})$  його миттєвих значень. Відмітимо, що прийнятий у моделі повідомлення рівномірний

енергетичний спектр  $G_{гр}(F)$  не визначає автоматично конкретний тип функції  $W(U_{гр})$ . Завдання функції розподілу  $W(U_{гр})$  полягає в для оцінюванні іншого енергетичного параметра групового повідомлення – його пікової потужності. Це впливає із самого визначення  $P_{пик}(\varepsilon \%)$ .

Оскільки миттєві значення групового повідомлення  $U_{гр}(t)$ , зазвичай, є сумою великої кількості випадкових величин миттєвих значень каналних сигналів, то, відповідно до теореми Ляпунова, можна вважати, що значення  $U_{гр}(t)$  розподілені по нормальному закону. Розглядаючи тепер групове повідомлення як нормальний стаціонарний випадковий процес з нульовим математичним сподіванням, одномірну функцію розподілу в будь-якому перетині можна подати у вигляді:

$$W_1(U_{гр}) = \left( \frac{1}{U_e \sqrt{2\pi}} \right) \exp\left( \frac{-U_{гр}^2}{2U_e^2} \right), \quad (2.1)$$

де  $U_e$  – середньоквадратичне значення сигналу  $U_{гр}(t)$ .

Величина  $U_e$  легко визначається, якщо відома потужність  $P_{сер}$  при навантаженні  $R$ :

$$U_e = \sqrt{P_{сер} R}.$$

Рівень пікової потужності може бути визначений з формули (1.4), відповідно до цього

$$P_{пик}(\varepsilon\%) = P_{сер} 10^{0,1\chi(\varepsilon\%)}. \quad (2.2)$$

Тут  $\chi(\varepsilon\%) = 10 \lg \Pi^2(\varepsilon\%)$  – пік-фактор багатоканального повідомлення, дБ, що при  $N > 240$  визначається за такими значеннями:

$\chi(\varepsilon = 1\%) = 8,3$  дБ,  $\chi(\varepsilon = 0,1\%) = 10,1$  дБ,  $\chi(\varepsilon \rightarrow 0) = 13$  дБ. При  $N = 12$  аналогічні значення становлять 10,4; 14,3; 17,1 дБ.

## 2.4 Принципи побудови систем з TDMA

Для передавання неперервних повідомлень цифровими методами (digital methods) необхідно зробити перетворення цих повідомлень у дискретні, яке здійснюється шляхом дискретизації неперервних сигналів у часі і квантування їх за рівнем, та перетворити квантовані відліки в цифровий сигнал.

Дискретизація сигналів полягає в заміні неперервного повідомлення  $U_k(t)$  послідовністю його відліків, тобто послідовністю імпульсів, модульованих по амплітуді (рис. 2.8, а, б). Частота дискретизації  $F_d$  вибирається з умови  $F_d \geq F_v$ . Отриманий аналоговий АІМ-сигнал  $U_{АІМ}(iT_d)$ , де  $i = 1, 2, 3, \dots$ , наведений на рис. 2.8 а, потім піддається операції квантування, що складається з заміни відліків миттєвих значень сигналу

$U_{\text{AIM}}(iT_d)$  дискретними значеннями  $U_0, U_1, U_2 \dots U_7$  дозволених рівнів  $U_{\text{KB}}(iT_d)$ . У процесі квантування миттєві значення АІМ-сигналу  $U_{\text{AIM}}(iT_d)$  замінюються найближчими дозволеними рівнями сигналу  $U_{\text{KB}}(iT_d)$  (рис. 2.8, а).

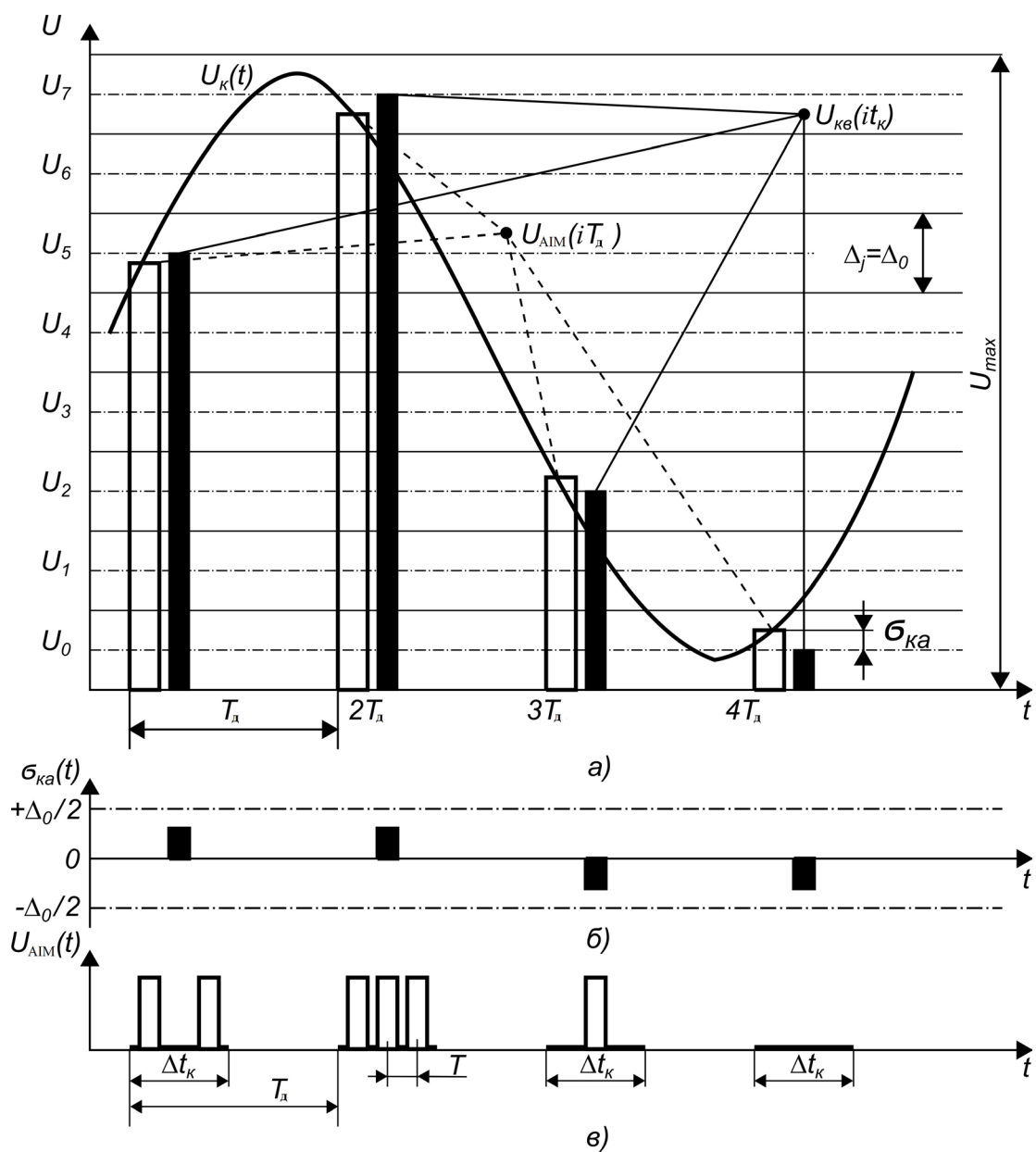


Рисунок 2.8 – Принцип ІКМ:

а – дискретизація, б – похибка квантування, в – цифровий сигнал з ІКМ

Відстань між найближчими дозволеними рівнями квантування  $\Delta(U_0 \dots U_7)$  на рис. 2.8, а називається кроком квантування. Шкала квантування називається рівномірною, якщо всі кроки квантування рівні між собою  $\Delta_j = \Delta_0$ .

Якщо в момент взяття  $i$ -го відліку миттєве значення неперервного повідомлення  $U_k(t_i)$  задовольняє умову

$$U_j - \frac{\Delta_j}{2} \leq U_{\text{АИМ}}(iT_d) \leq U_j + \frac{\Delta_j}{2}, \quad (2.3)$$

то квантованому імпульсу  $U_{\text{КВ}}(iT_d)$  привласнюється амплітуда дозволеного  $U_j$  рівня квантування (рис. 2.8, а). При цьому виникає помилка квантування  $\delta_{\text{КВ}}$ , що подає різницю між переданою квантовою величиною  $U_{\text{КВ}}(iT_d)$  і дійсним значенням неперервного сигналу в даний момент часу  $U_{\text{АИМ}}(iT_d)$  (рис. 2.8, б):

$$\delta_{\text{КВ}}(iT_d) = U_{\text{КВ}}(iT_d) - U_{\text{АИМ}}(iT_d). \quad (2.4)$$

Як впливає з рис. 2.8, а, б, помилка квантування лежить у межах

$$\frac{-\Delta_0}{2} \leq \delta_{\text{КВ}} \leq \frac{\Delta_0}{2}. \quad (2.5)$$

Амплітудна характеристика квантувального пристрою при рівномірній шкалі квантування зображена на рис. 2.9, а. Вона має східчасту форму і при зміні неперервного повідомлення  $U_k(t)$  й відповідного йому АИМ-сигналу  $U_{\text{АИМ}}(iT_d)$  у межах одного ступеня вихідний сигнал залишається постійним, а при досягненні границі цього ступеня змінюється стрибком на величину кроку квантування. При цьому помилка квантування залежить від  $U_k(t)$  і має вигляд, зображений на рис. 2.9, б.

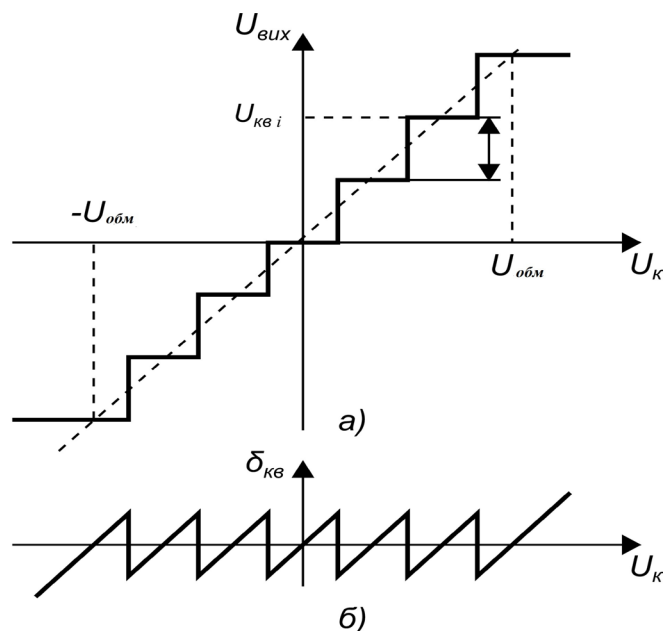
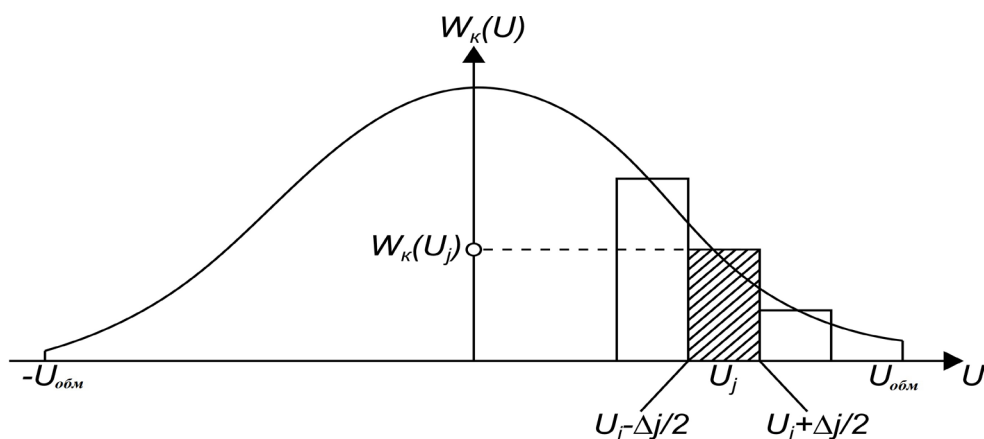


Рисунок 2.9 – Амплітудна характеристика квантувача (а) і залежність похибки квантування від амплітуди імпульсів (б)

Як впливає з рис. 2.9, б, через нелінійність амплітудної характеристики квантувача помилка квантування  $\delta_{кв}$  є функцією з великою кількістю різких стрибків, частота проходження яких істотно вища частоти вихідного повідомлення  $U_k(t)$ , тобто при квантуванні відбувається розширення спектра сигналу. При цьому сусідні бічні смуги (рис. 2.10) будуть накладатися одна на одну у смугу пропускання ФНЧ, на вихід каналу потраплять складові спектра спотворень від квантування, розподіл яких у смугі ФНЧ вважається рівномірним.



Рисунки 2.10 – Ймовірнісні характеристики квантування

Розглянемо визначення шумів квантування. Для цього розіб'ємо весь діапазон зміни миттєвих значень  $U_k(t)$  від  $-U_{обм}$  до  $+U_{обм}$  на  $N$  кроків квантування (рис. 2.10). Один з них від значення  $U_j - \frac{\Delta_j}{2}$  до  $U_j + \frac{\Delta_j}{2}$  відзначений на осі абсцис; повідомлення, що попадає в межі цього кроку, позначимо  $U_j$ . Ймовірність отримання повідомлення з рівнем, що лежить у межах  $j$ -го кроку квантування,

$$p_j \left( U_j - \frac{\Delta_j}{2} \leq U \leq U_j + \frac{\Delta_j}{2} \right) = \int_{U_j - \frac{\Delta_j}{2}}^{U_j + \frac{\Delta_j}{2}} W_k(U) dU. \quad (2.6)$$

Ця ймовірність визначається площею заштрихованої ділянки під кривою  $W_k(t)$  (рис. 2.10). Оскільки крок квантування малий порівняно з діапазоном зміни рівнів повідомлення, то з виразу (2.6) одержимо

$$p_j \left( U_j - \frac{\Delta_j}{2} \leq U \leq U_j + \frac{\Delta_j}{2} \right) \approx W_k(U'_j) \Delta_j, \quad (2.7)$$

де  $W_K(t)$  – щільність імовірності величини напруги повідомлення, що попадається в розглянутий інтервал (рис. 2.10). Миттєва потужність шуму квантування, що розвивається на опорі в 1 Ом,

$$P_{\text{МШ}} = \delta_{\text{КВ}}^2 = (U'_j - U_j)^2. \quad (2.8)$$

Потужність шуму квантування, яка виникає при квантуванні сигналів, що лежать у межах  $j$ -го кроку квантування,

$$P_{\text{КВ}j} = \int_{U_j - \frac{\Delta_j}{2}}^{U_j + \frac{\Delta_j}{2}} (U'_j - U_j)^2 W_K(U'_j) dU'_j. \quad (2.9)$$

З виразів (2.7) і (2.8) одержимо

$$P_{\text{КВ}j} = (1/12) \Delta_j^2 p_j. \quad (2.10)$$

Повна потужність шумів квантування на опорі 1 Ом дорівнює сумі складових шумів від кожного кроку (2.10)

$$P_{\text{КВ}j} = \sum_{j=1}^N (1/12) \Delta_j^2 p_j. \quad (2.11)$$

Оскільки практично всі дискретні значення неперервного повідомлення знаходяться в межах зони квантування від  $-U_{\text{обм}}$  до  $+U_{\text{обм}}$  (рис. 2.10), то  $\sum p_j = 1$ , тоді при рівномірній шкалі квантування  $\Delta_j = \Delta_0$  з виразу (2.11) маємо

$$P_{\text{КВ}} = (1/12) \Delta_0^2. \quad (2.12)$$

З виразу (2.12) видно, що при рівномірній шкалі квантування потужність шуму квантування не залежить від рівня квантованого сигналу і визначається тільки кроком квантування  $\Delta_0$ .

**Кодування і декодування сигналів.** Отриманий після квантування багаторівневий дискретний сигнал  $U_{\text{КВ}}(i\text{Tд})$  (рис. 2.8, а) у процесі кодування замінюється кодовою групою двійкових символів. Для цього дозволені рівні  $U_0 \dots U_N$  можна пронумерувати і потім поставити у відповідність кожному номеру визначену кодову комбінацію (рис. 2.8, а, в).

Якщо кодова група містить  $m$  символів, що складаються з нулів і одиниць, то за допомогою такого  $m$ -розрядного коду можна закодувати кількості рівнів

$$N = 2^m. \quad (2.13)$$

Так, при  $m = 7$ ,  $N = 128$ . Вибір кількості рівнів квантування  $N$  визначається допустимим шумом квантування (2.12), тому що при квантуванні двополярних сигналів

$$N = \frac{2|U_{\text{обм}}|}{\Delta_0}, \quad (2.14)$$

а однополярних

$$N = \frac{|U_{\text{обм}}|}{\Delta_0}. \quad (2.15)$$

У результаті кодування виходить ІКМ-сигнал (див. рис. 2.8, в), тактова частота проходження кодових символів у якому

$$F_T = 1/T, \quad (2.16)$$

де  $T = \frac{\Delta t_k}{m}$ .

На даний час використовуються різні кодові комбінації (коди). Найпростішим є натуральний двійковий код, у якого кодові комбінації являють собою запис номера рівня квантування в двійковій системі числення

$$N = \alpha_{m-1} \cdot 2^{m-1} + \alpha_{m-2} \cdot 2^{m-2} + \dots + \alpha_0 2^0, \quad (2.17)$$

де  $\alpha$  приймає значення 0 чи 1;  $m$  – кількість розрядів у кодовій групі, обумовлена відповідно до (2.13) ... (2.15). Наприклад, на рис. 2.8, в  $m = 3$  і друга кодова група відповідає сьомому рівню квантування  $U_7$ , (див. рис. 2.8, а),  $7 = 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ , а запис цієї кодової комбінації зображено на рис. 2.11.

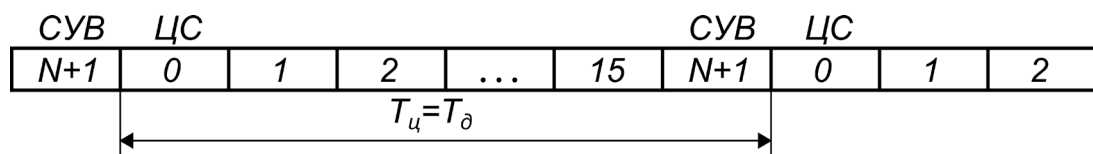


Рисунок 2.11 – Структура циклу групового цифрового сигналу ЧРК із ІКМ

На прийомній стороні ІКМ сигнал піддається зворотному перетворенню в АІМ квантований сигнал (декодуванню). Для цього безупинний потік символів повинний бути розділений на кодові групи, кожна з яких відповідає одному відліку квантованого сигналу. Декодований сигнал аналогічний квантованим відлікам вихідного сигналу  $U_{\text{кв}}(iT_d)$  (див. рис. 2.8, а), що у своєму спектрі мають складові з частотами  $\Omega_H \dots \Omega_B$  переданого повідомлення  $U_k(t)$  (див. рис. 2.8, б). Тому з імпульсної

послідовності  $U_{кв}^*(iT_d)$  прийняте повідомлення  $U_k^*(t)$  виділяється за допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ).

**Формування сигналу групового тракту цифрових систем передавання з ІКМ, регенерація сигналу.** Отримані на виході кодера кодові групи для кожного канального сигналу  $U_k(t)$  (див. рис. 2.8, в) поєднуються. Об'єднання кодових груп виробляється з визначеною періодичністю, фіксованої сигналом циклової синхронізації (ЦС) (рис. 2.11). Період проходження синхросигналу визначається тривалістю циклу передавання, що дорівнює періоду дискретизації  $T_{ц} = T_d$ . При цьому в циклі містяться кодові групи (символи), що відповідають кожному з  $N$  переданих сигналів, а також сигналів управління і взаємодії ЦС, тобто містить  $N+2$  канальних інтервали. Сформований у такий спосіб груповий цифровий сигнал надходить у канал.

У системах радіозв'язку цифрові сигнали від АТ до передавача і від приймача до АР, зазвичай, передаються по кабельних лініях. Груповий цифровий сигнал (рис. 2.12, а) перетворюється в передавачі в радіосигнал шляхом модуляції його несучої частоти по одному з параметрів (амплітуді, частоті, фазі). Ослаблений і спотворений на інтервалі радіосигнал підсилюється в приймачі, потім детектором виділяється груповий цифровий сигнал (рис. 2.12, б). При проходженні вихідного цифрового сигналу (рис. 2.12, а) по кабелю і радіотракту імпульси цього сигналу зазнають спотворення амплітуди, форми і тимчасового положення через зміну коефіцієнта передавання, нерівномірності АЧХ-каналу і впливу шумів та завад (рис. 2.12, б). Для відновлення первісної форми, амплітуди і тимчасових положень імпульсів на всіх переприймальних і кінцевих пунктах системи радіозв'язку встановлюються регенератори.

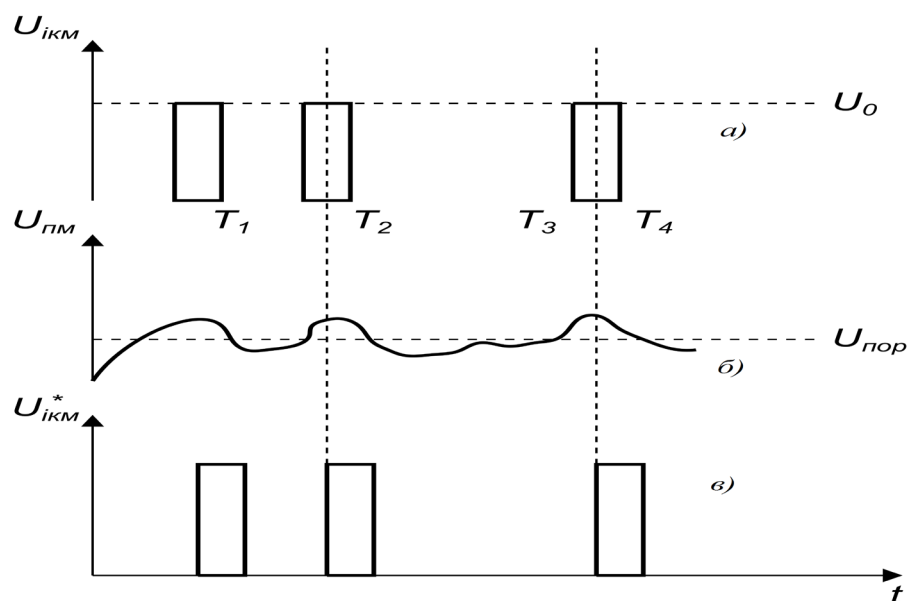


Рисунок 2.12 – Принцип регенерації: а) вихідний імпульсний сигнал; б) сигнал на вході регенератора; в) регенерований сигнал



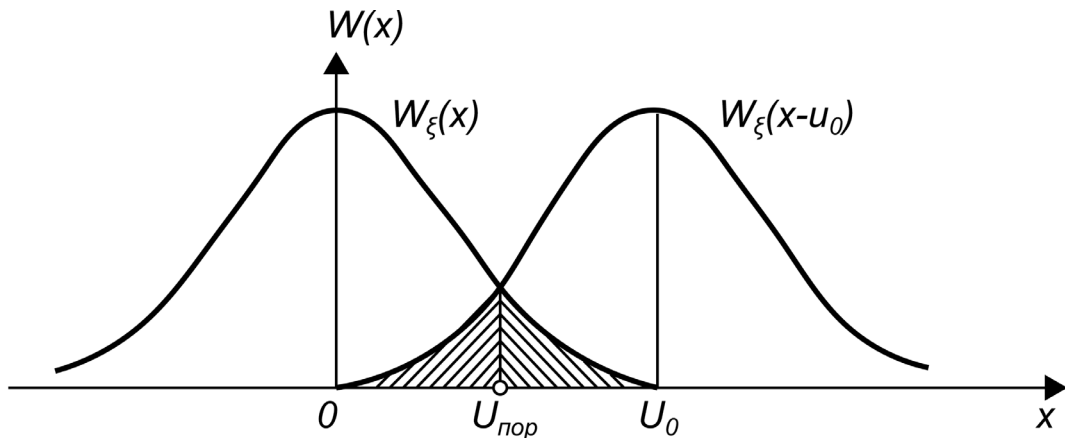


Рисунок 2.13 – Оцінювання імовірності помилкової реєстрації символу при регенерації

Спотворений сигнал на вході регенератора показаний на рис. 2.12, б. Він дорівнює сумі вихідного цифрового сигналу  $U_{\text{ІКМ}}(t)$ , що пройшов через систему передавання (рис. 2.12, а) і завад та шумів  $U^*_{\text{ІКМ}}(t) = U_{\text{ІКМ}}(t) + \xi(t)$ . Аналізуючи вхідне колювання, регенератор у кожен тактовий момент  $t_1, t_2, t_3$  і т. д. приймає рішення про наявність на його вході суми сигналу або завади, чи тільки завади. У першому випадку регенератор формує на виході прямокутний імпульс, у якому цілком усунуті всі спотворення форми тимчасового положення, отримані при проходженні по системі передавання (рис. 2.12, б). Таке рішення приймається, якщо рівень вхідного сигналу виявляється більше деякого граничного значення  $U^*_{\text{ІКМ}}(t) > U_{\text{пор}}$  (тактові моменти  $t_1, t_2, t_3, t_4, t_7$ ). Якщо виявиться, що  $U^*_{\text{ІКМ}}(t) < U_{\text{пор}}$ , то імпульс на виході регенератора не формується (тактові моменти  $(t_5, t_6)$ ).

Імовірність помилкової реєстрації символу при регенерації суттєво залежить від вибору значення  $U_{\text{пор}}$ , позначимо щільність імовірності розподілу шумів і завад  $\xi(t)$  через  $W_\xi(x)$  (рис. 2.13). Якщо сигнал є прямокутним імпульсом з амплітудою  $U_0$ , графік щільності імовірності суми сигналу і завади за формою не відрізняється від  $W_\xi(x)$ , але має середнє значення  $U_0$  і описується функцією  $W_\xi(x - U_0)$  (рис. 2.13). При регенерації можуть бути помилки двох типів: помилковий імпульс і втрата імпульсу. Помилковий імпульс з'являється, якщо рівень завади перевищує граничний рівень (тактовий момент  $t_3$ ) (рис. 2.12, б, в). Імовірність цієї події

$$p(\xi(t_i) > U_{\text{пор}}) = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} W_\xi(x) dx. \quad (2.18)$$

Втрата імпульсу відбувається в тому випадку, якщо сума сигналу і завади виявиться менше  $U_{\text{пор}}$ . Імовірність цієї події

$$p\left\{ \left[ U_{\text{ИКМ}}(t_i) + \xi(t_i) \right] < U_{\text{пор}} \right\} = \int_{-\infty}^{U_{\text{пор}}} W_{\xi}(x - U_0) dx. \quad (2.19)$$

Неважко показати, що мінімуму імовірності помилкової реєстрації символу відповідає вибір граничного рівня в точці перетинання функцій  $W_{\xi}(x)$  і  $W_{\xi}(x - U_0)$ . У цьому випадку

$$U_{\text{пор}} = \frac{U_0}{2}. \quad (2.20)$$

Повна імовірність помилкової реєстрації символу визначається сумою виразів (2.18) і (2.19) та чисельно дорівнює заштрихованій області на рис. 2.13:

$$P_{\text{ШО}} = \frac{1}{2} \left[ \int_{\frac{U_0}{2}}^{\infty} W_{\xi}(x) dx + \int_{-\infty}^{\frac{U_0}{2}} W_{\xi}(x - U_0) dx \right] = p\left( \xi(t_i) > \frac{U_0}{2} \right). \quad (2.21)$$

Для роботи регенератора необхідно мати послідовність тактових імпульсів з частотою  $F_T=1/T$  (2.16), синхронну і синфазну з вхідним цифровим сигналом  $U^*_{\text{ИКМ}}(t)$  (див. рис. 2.8, в), що формується на основі цього сигналу. В лічильному пристрої регенератора в тактові моменти  $(t+iT)$  приймається рішення про наявність  $U^*_{\text{ИКМ}}(t) > U_0/2$  чи відсутність  $U^*_{\text{ИКМ}}(t) < U_0/2$  імпульсу.

**Принципи побудови багатоканальної апаратури з ІКМ.** Спрощена структурна схема апаратури ЧРК з ІКМ зображена на рис. 2.14, де для простоти показано індивідуальне устаткування одного каналу.

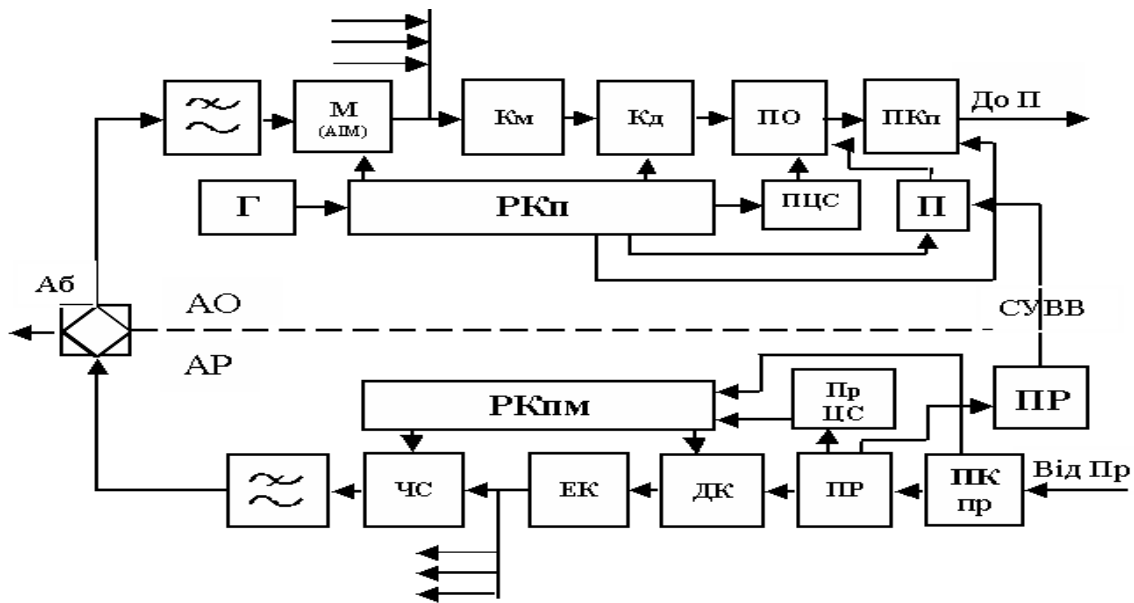


Рисунок 2.14 – Спрощена структурна схема апаратури об'єднання (АО) і розділення (АР) при ЧРК із ІКМ

Телефонне (мовне) повідомлення  $U_k(t)$  через диференційну систему (ДС) та фільтр нижніх частот (ФНЧ), що обмежує спектр сигналу частотою 3,4 кГц, подається на вхід модулятора АІМ М(АІМ). У модуляторі неперервний сигнал дискретизується, тобто перетворюється в послідовність імпульсів, модульованих по амплітуді, що мають частоту  $F_d = 8$  кГц ( $T_d = 125$  мкс) (див. рис. 2.8, а).

Сигнали з АІМ усіх каналів поєднуються в груповий АІМ-сигнал (див. рис. 2.8, б), що надходить на компресор (Км) (рис. 2.14). Після компресії груповий АІМ-сигнал квантується і кодується в кодері (Кд). З виходу Кд дворівневий цифровий сигнал (рис. 2.15, а) подається на пристрій об'єднання (ПО), куди надходять імпульси від передавача (П) СУВ (система управління викликом) і від передавача циклового синхросигналу (ПЦС). Таким чином, в ПО формується груповий цифровий сигнал, структура циклу якого показана на рис. 2.11.

Параметри двійкового цифрового сигналу погано узгоджуються з параметрами реальних ліній передавання (використовуваних для з'єднання апаратури об'єднання (АО) з передавачем і приймача з апаратурою розподілу (АР)), непроникних низькочастотних складових спектра такого сигналу. Тому двійковий сигнал піддається перекодуванню в перетворювачі коду (ПрК) у так називаний код лінії, у якого низькочастотні компоненти послаблені і характеристики внаслідок цього краще поєднуються з параметрами лінії. Робота всіх блоків АО синхронізується сигналами, що генеруються розподільником каналів передавання (РКп).

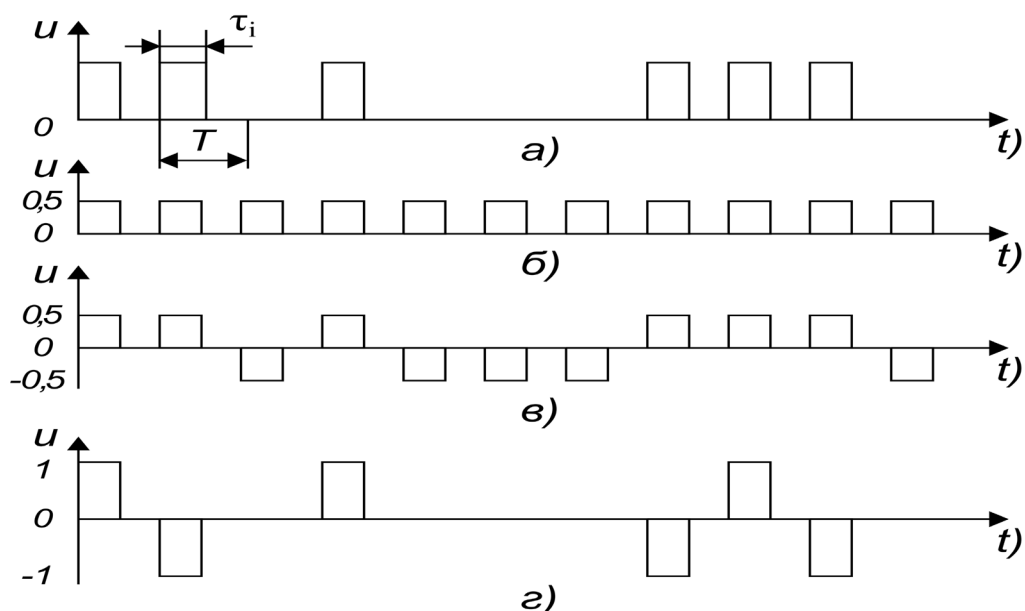


Рисунок 2.15 – Подання випадкової двійкової послідовності: а) сумою періодичної послідовності; б) випадкової послідовності; в) біполярної послідовності; г) перетворення вихідної двійкової послідовності в трирівневу з чергуванням полярності імпульсів (ЧПІ)

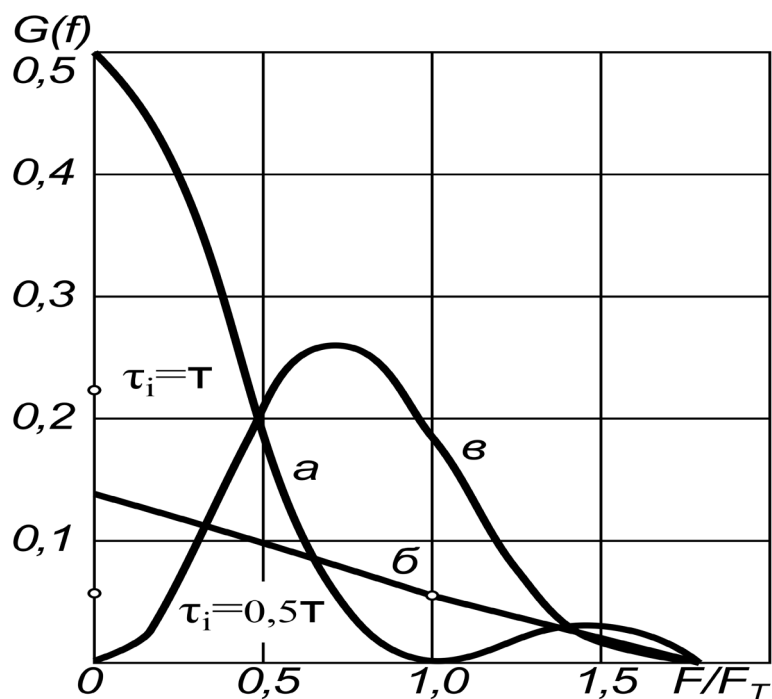


Рисунок 2.16 – Енергетичний спектр випадкової послідовності двійкових імпульсів(а, б) і сигнал із ЧПІ(в) (складові дискретного спектра позначені точками)

З виходу приймача радіолінії по кабелю сигнал надходить на перетворювач коду приймання (ПКпр), де код лінії перетворюється в двійковий і надходить у пристрій розподілу (ПР). З виходу, ПР цикловий синхросигнал і СУВ надходять на свої приймачі, а кодові групи мовних сигналів у декодері (Дк) перетворюються в груповий АІМ-сигнал, який після експандера (Ек) надходить на часові селектори (ЧС), що відкриваються по черзі і пропускають імпульси АІМ, які належать до даного каналу. Демодуляція сигналу в каналі здійснюється у ФНЧ.

Керування роботою АР здійснює розподільник каналів приймання (РКпр), синхронізація якого виробляється тактовою частотою, що виділяється з групового цифрового сигналу вузькосмуговим (narrowband) фільтром, розташованим на виході ПКпр, і цикловою синхронізацією.

**Методи синхронізації.** Для узгодженої роботи АТ, АР і регенераторів необхідно забезпечити однакову швидкість обробки сигналів, правильний розподіл АІМ-сигналів і СУВ. Це здійснюється шляхом синхронізації регенераторів, генераторного устаткування АР по тактовій частоті і по циклах прийнятого цифрового сигналу.

При  $N_{ГР}$  каналних інтервалах і  $m$  розрядах в інформаційних кодових групах тактова частота групового цифрового сигналу

$$F_T = F_D m N_{ГР}. \quad (2.22)$$

Так, для системи ІКМ-30, розрахованої на  $N_{ГР} = 32$  каналних інтервали при восьмирозрядній кодовій групі,  $F_T = 8 \cdot 8 \cdot 32 = 2048$  кГц.

Груповий цифровий сигнал  $U_{\text{ІКМ}}(t)$  є випадковою послідовністю двійкових імпульсів. Цю послідовність можна подати у вигляді суми періодичної і випадкової послідовностей. Періодична послідовність імпульсів має дискретний спектр (див. рис. 2.15) та при  $\tau_1$  рівної  $T$  і  $T/2$ , дискретні складові будуть мати частоти  $F = 0$ ;  $F_T = 0$  і т. д. (рис. 2.16). Випадкова біполярна послідовність визначає неперервний спектр вихідної двійкової послідовності.

З рис. 2.16 випливає, що максимальну енергію тактової частоти має випадкова двійкова послідовність із  $\tau_1 = T/2$ . Коливання з тактовою частотою  $F_T$  виділяються з такою послідовністю вузькосмуговим фільтром і використовуються в регенераторі для синхронізації роботи вирішального пристрою.

Система циклової синхронізації визначає початок циклу передавання і забезпечує узгодження з АО розподілу декодованих на прийомному кінці відлікових значень аналогових сигналів по своїх каналах. Неточність роботи циклової синхронізації призводить до збільшення імовірності помилки в інформаційних каналах. Для збільшення завадостійкості як цикловий синхросигнал (рис. 2.17) використовується група символів постійної структури з частотою проходження 4 кГц, тобто ЦС передаються через цикл передавання [7].

**Ієрархія цифрових систем.** При виборі ієрархії ЦСП повинні враховуватися такі вимоги: стандартизовані швидкості передавання цифрових потоків повинні вибиратися з урахуванням можливості використання цифрових і аналогових систем передавання й електричних характеристик існуючих і перспективних ліній зв'язку; забезпечення можливості як синхронного, так і асинхронного об'єднання, розподілу й транзиту цифрових потоків та сигналів у цифровій формі. Крім того, ЦСП вищого порядку повинна задовольняти вимогу незалежності швидкості передавання в груповому цифровому сигналі від типів переданої інформації і способу формування цього сигналу.

Зазначені вимоги задовольняє європейська ієрархія ЦСП, що базується на первинній ЦСП ІКМ-30 зі швидкістю передавання групового цифрового сигналу 2048 кбіт/с ( $F_T = 2048$  кГц) (рис. 2.17). Відносне зростання швидкості передавання в кожному наступному ступені ієрархії відносно попереднього пов'язане з необхідністю збільшення обсягу службової інформації при збільшенні кількості каналів.

**Об'єднання ЦСП на базі асинхронного і синхронного введення цифрових сигналів.** Необхідність об'єднання цифрових потоків виникає при формуванні групового цифрового сигналу з цифрових потоків систем більш низького порядку, з різних сигналів, переданих у цифровому вигляді, а також при введенні в груповий цифровий сигнал дискретних сигналів від різних джерел інформації.

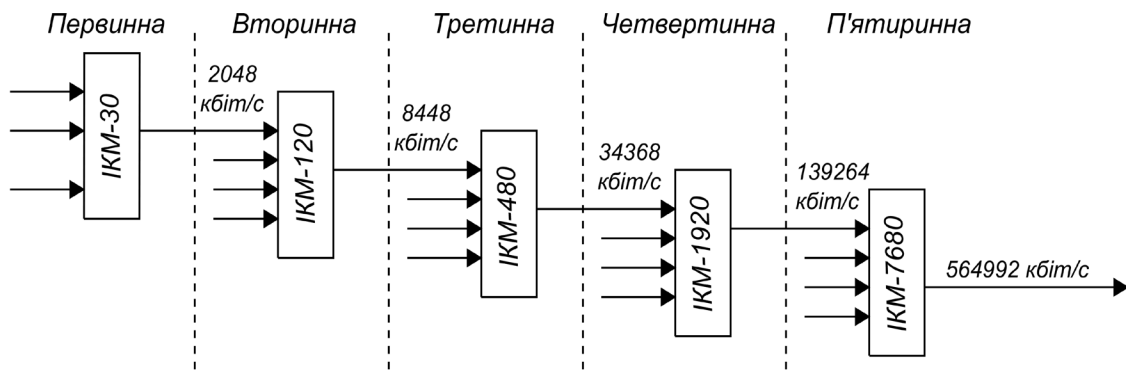


Рисунок 2.17 – Європейська ієрархія цифрових систем передавання

Цифрові потоки формуються в ЦСП, що задають генератори, які можуть бути синхронізовані чи несинхронізовані із задавальним генератором устаткування об'єднання. Відповідно до цього виробляється синхронне чи асинхронне об'єднання цифрових потоків.

Для часового об'єднання асинхронних цифрових потоків необхідно попередньо погодити їхні швидкості, тобто прив'язати їх до однієї опорної частоти. З цією метою кожний із вхідних потоків повинний пройти через пристрій, де для узгодження швидкості в цей потік додаються імпульси, якщо його швидкість менша номінальної, і виключаються імпульси, якщо його швидкість більша номінальної. Інформація про вилучення чи додавання імпульсу передається в спеціально виділених імпульсних позиціях і на основі цієї інформації на прийомній стороні при розподілі цифрових потоків відбувається відновлення їхніх швидкостей [7].

Об'єднання синхронних цифрових потоків є окремим випадком об'єднання асинхронних цифрових потоків, коли вони синхронізовані загальним задавальним генератором. При цьому імпульсні позиції, використовувані для вирівнювання швидкостей цифрових потоків, використовуються для передавання сигналів дискретної інформації, службових сигналів.

## 2.5 Лабораторна робота “Дослідження мобільної радіорелейної станції малої ємності”

**Мета роботи:** провести вивчення параметрів та дослідити основні властивості мобільної радіорелейної станції малої ємності.

- Обладнання:**
1. Радіорелейна станція типу Р-401МД.
  2. Генератор високочастотний.
  3. Антенно-фідерний комплекс.

### Хід виконання роботи

1. Провести ґрунтовне ознайомлення з описами високочастотного генератора та всіх блоків радіорелейної станції, з'ясувати призначення всіх

елементів керування апаратурою та орієнтовні дані на входах та виходах радіочастотних блоків. Провести підключення антенно-фідерного комплексу.

2. Дослідити приймальну частину блока метрових хвиль.

2.1 Провести визначення ширини смуги каналу.

Отримані дані занести в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Експериментальні дані

F, кГц						
U, мкВ						
F, кГц						
U, мкВ						

2.2 Провести дослідження придушення сигналів поза смугою пропускання.

2.3 Провести дослідження АЧХ вхідного тракту в діапазоні частот.

3. Дослідити передавальну частину блока метрових хвиль.

3.1 Провести вимірювання вихідної потужності РРС.

За отриманими значеннями напруги при навантаженні оцінити нерівномірність вихідної потужності у діапазоні частот.

4. Згідно із п. п. 2.1 – 2.3 дослідити приймальну частину блока дециметрових хвиль.

5. Згідно із п. п. 3.1 дослідити передавальну частину блока дециметрових хвиль.

6. Провести вивчення різних режимів роботи станції.

Для цього провести комутацію блоків в режими КРС, ВРС та ПРС.

7. Провести контрольно-технічні вимірювання та зробити відповідні висновки щодо кожного із досліджуваних елементів.

8. За кожним пунктом роботи зробити ґрунтовні висновки.

### Питання для самоконтролю

1. Поясніть принцип використання апаратури розподілу каналів.

2. Поясніть принцип формування групового повідомлення в системах із ЧРК.

3. Поясніть принцип утворення груп в системах з FDMA.

4. В чому полягає принцип дискретизації сигналів?

5. Що називається кроком квантування?

6. Як обчислюється потужність шуму квантування?

7. Поясніть принцип дії регенератора.

8. Від чого залежить тактова частота групового цифрового сигналу?

9. Які швидкості прийняті в Європейській ієрархії цифрових систем передавання?

10. Як відбувається часове об'єднання асинхронних цифрових потоків?

## 3 ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОРЕЛЕЙНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

### 3.1 Принцип організації радіорелейних ліній

Радіорелейні (radio relay) системи радіозв'язку дозволяють передавати телевізійні програми і одночасно тисячі телефонних повідомлень на значні відстані. Для таких потоків інформації потрібні смуги частот до сотень МГц, і, відповідно, несучі частоти до десятків ГГц. Але відомо, що такі радіосигнали розповсюджуються тільки в межах прямої видимості. Тому для організації зв'язку на великі відстані вимушені використовувати ретрансляцію радіосигналів. На радіорелейних лініях (РРЛ) прямої видимості, в основному, використовують активну ретрансляцію, в процесі якої сигнали відновлюються та підсилюються.

Протяжність прогонів між сусідніми станціями залежить від профілю рельєфу місцевості і висоти встановлення антен. В реальних умовах  $R_0 = 40 \dots 70$  км, а висота антен  $h = 50 \dots 80$  м.

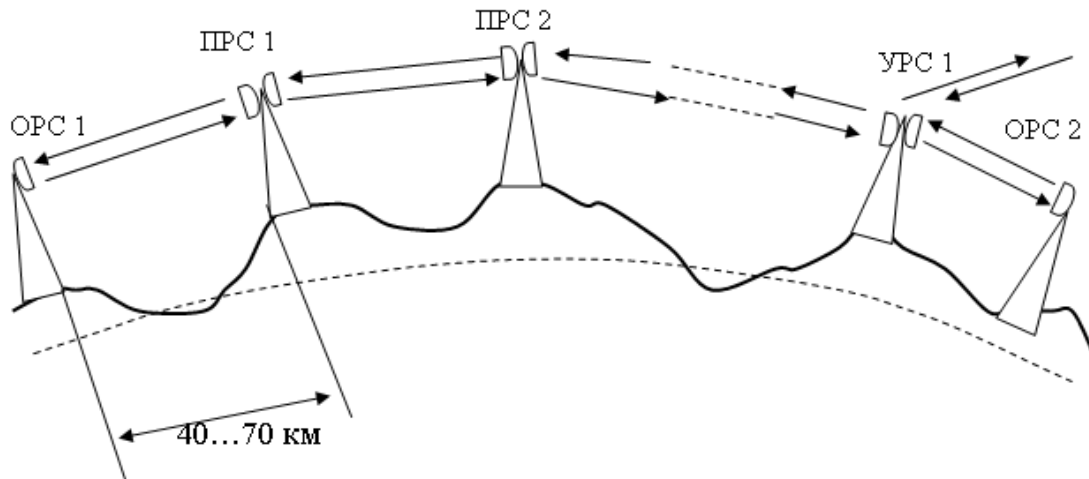


Рисунок 3.1 – Принцип організації РРЛ

Розрізняють станції трьох типів:

- кінцева радіорелейна станція (КРС);
- проміжна радіорелейна станція (ПРС);
- вузлова радіорелейна станція (ВРС).

На КРС здійснюється перетворення повідомлень, що надходять з ліній від міжміської телефонної станції (МТС), міжміської телевізійної апаратної (МТА), міжміської апаратної радіомовлення (МАР) в сигнали, що передаються в РРЛ і зворотне перетворення. На КРС починається і закінчується лінійний тракт РРСЛ.

За допомогою ВРС, зазвичай, вирішують задачі розгалуження і об'єднання потоків інформації, що передаються по різних РРЛ. До ВРС належать станції РРЛ, де здійснюють введення і виведення телефонних, телевізійних та інших сигналів, за допомогою яких населений пункт зв'язується з іншими населеними пунктами, що розташовані вздовж цієї лінії.



На КРС і ВРС завжди є технічний персонал, що обслуговує не тільки ці станції, але й здійснює контроль і управління за допомогою спеціальної системи техобслуговування “близькими” ПРС. Як правило, на ПРС персоналу немає.

ПРС має не менше як дві антени на одній опорі. Якщо не здійснити ряд заходів, то можливим буде взаємний вплив передавача на приймач. Вважається, що ефективним є спосіб рознесення частот передавання та приймання, тобто на ПРС потрібно крім приймання, підсилення та передавання сигналу здійснювати і перетворення сигналу.

В межах однієї ланки ретранслюються лише ВЧ-сигнали. Передавачі і приймачі, що встановлені на КРС (ВРС) та ПРС-ланки, утворюють ВЧ-стовбур (радіоствол або просто ствол). Якщо режим роботи дуплексний, то і стовбур називають дуплексним. Приклад такого стовбура показаний на рис. 3.2.

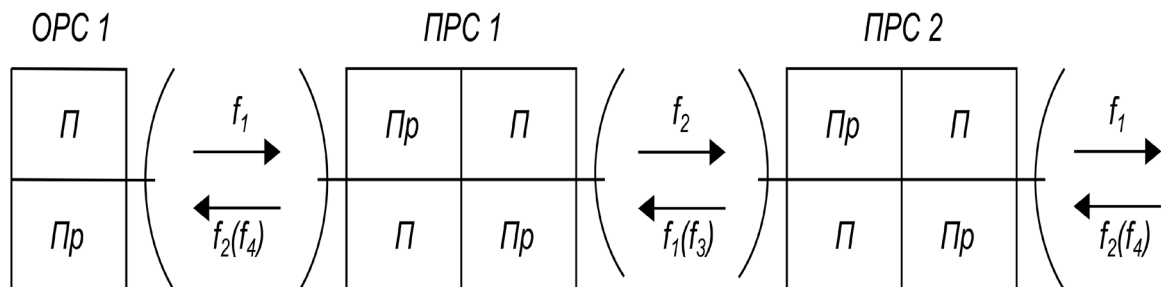


Рисунок 3.2 – Приклад ВЧ-стовбура РРЛ

Комплекс обладнання, що призначений для передавання телефонних повідомлень і, що містить крім радіоствола модеми АО та АР, називають телефонним стволем. Існують також телевізійні стволи і стволи радіомовлення, а також резервні стволи.

Для усунення взаємного впливу розробляють плани розподілу частот (частотні плани). Дослідження показали, що в граничному випадку для утворення дуплексного зв'язку достатньо використовувати лише дві робочі частоти  $f_1$  та  $f_2$ . Приклад такого плану для двох частот показаний на рис. 2.2. Особливість в тому, що обидва передавачі на ПРС працюють на однакових частотах. Те ж саме характерно і для приймачів цих станцій. Зазвичай, для побудови РРЛ на відповідних прогонах використовують резервні частоти. Потрібно підкреслити, що чим менше на лінії використовують частот, тим складніше усунути взаємний вплив сигналів, що збігаються за частотою, але призначені різним приймачам (адресатам).

На РРЛ намагаються використовувати антени з вузькими діаграмами спрямованості з малим рівнем бічних пелюсток і з різним типом поляризації. Розташовують станції так, щоб траса була ламаною лінією, щоб зменшити взаємний вплив.

### 3.2 Класифікація радіорелейних ліній

РРЛ можна класифікувати за різними ознаками та характеристиками. Звернемо увагу на найбільш важливі з них:

- 1) за способом розподілу каналів і типом модуляції;
- 2) за діапазоном робочих (несучих) частот (6, 8, 11, 13, 18 ГГц);
- 3) за ємністю (великої ємності, 1 ствол містить 600 і більше каналів; 60...600 – це системи середньої ємності; менше 60 каналів в одному стволі – системи малої ємності).

За допомогою РРЛ вирішують такі задачі:

- утворення магістральних ліній зв'язку для передавання великих потоків на великі відстані (декілька тис. км), як правило, це системи великої ємності;
- утворення зонового зв'язку (600...1400 км) з використанням систем середньої ємності;
- місцевий, районний, міський зв'язок (системи малої ємності);
- забезпечення за допомогою багатоканальних РРЛ службового зв'язку (Укрзалізниця, Укрнафта, Обленерго (лінії енергопостачання));
- забезпечення мобільного зв'язку (бригади ремонту та обслуговування).

### 3.3 Багатостовбурні радіорелейні лінії

Пропускна здатність РРЛ може бути збільшена у декілька разів за рахунок утворення нових стволів. Для цього на станціях встановлюють доповнювальні комплекти приймально-передавального обладнання, за допомогою якого утворюють нові ВЧ-тракти. Для сигналів різних стволів використовують різні несучі частоти. Вся система багатоствольної РРЛ організовується таким чином, щоб всі стволи працювали незалежно, а з іншої сторони були б взаємозамінними. Такий принцип дозволяє забезпечити необхідну достовірність інформації у кожному стволі і підвищує надійність всієї лінії в цілому. В той же час підвищення пропускної здатності РРЛ за рахунок багатоствольної роботи не веде до суттєвого росту вартості лінії, оскільки високонадійні компоненти лінії (антени, станційні споруди, опори для встановлення антен, джерела електроживлення і т. ін.) є загальними для всіх стволів.

Розглянемо варіант РРЛ, що має три дуплексних ВЧ-стволів. На рис. 3.3 наведена спрощена структурна схема основного обладнання трьох станцій цієї лінії: КРС, ПРС і ВРС. Схема містить: П – передавачі; Пр – приймачі; КП – кінцеві пристрої, що містять модеми, підсилювачі та інші елементи, які здійснюють перетворення групових телефонних повідомлень в сигнали лінійного тракту та зворотне перетворення; системи смугових фільтрів (СФ), кожна з яких має смугу прозорості, що відповідає одному стволу одностороннього зв'язку. В режимі передавання СФ забезпечують необхідну розв'язку передавачів (такі фільтри мають перший індекс 1,

змінення другого індексу відбиває зміну частот приймання і передавання відповідно до другого частотного плану), в режимі приймання СФ – є роздільними фільтрами, тобто з кожного сумарного ВЧ-сигналу смуговий фільтр виділяє сигнал одного ствола і направляє на відповідний приймач (у таких систем перший індекс 2; РП – розв’язувальні пристрої (доповнювальна дія зменшення взаємовпливу трактів передавання та приймання)); АВВ – апаратура введення-виведення (специфічні задачі УРС щодо розгалуження та об’єднання потоків).

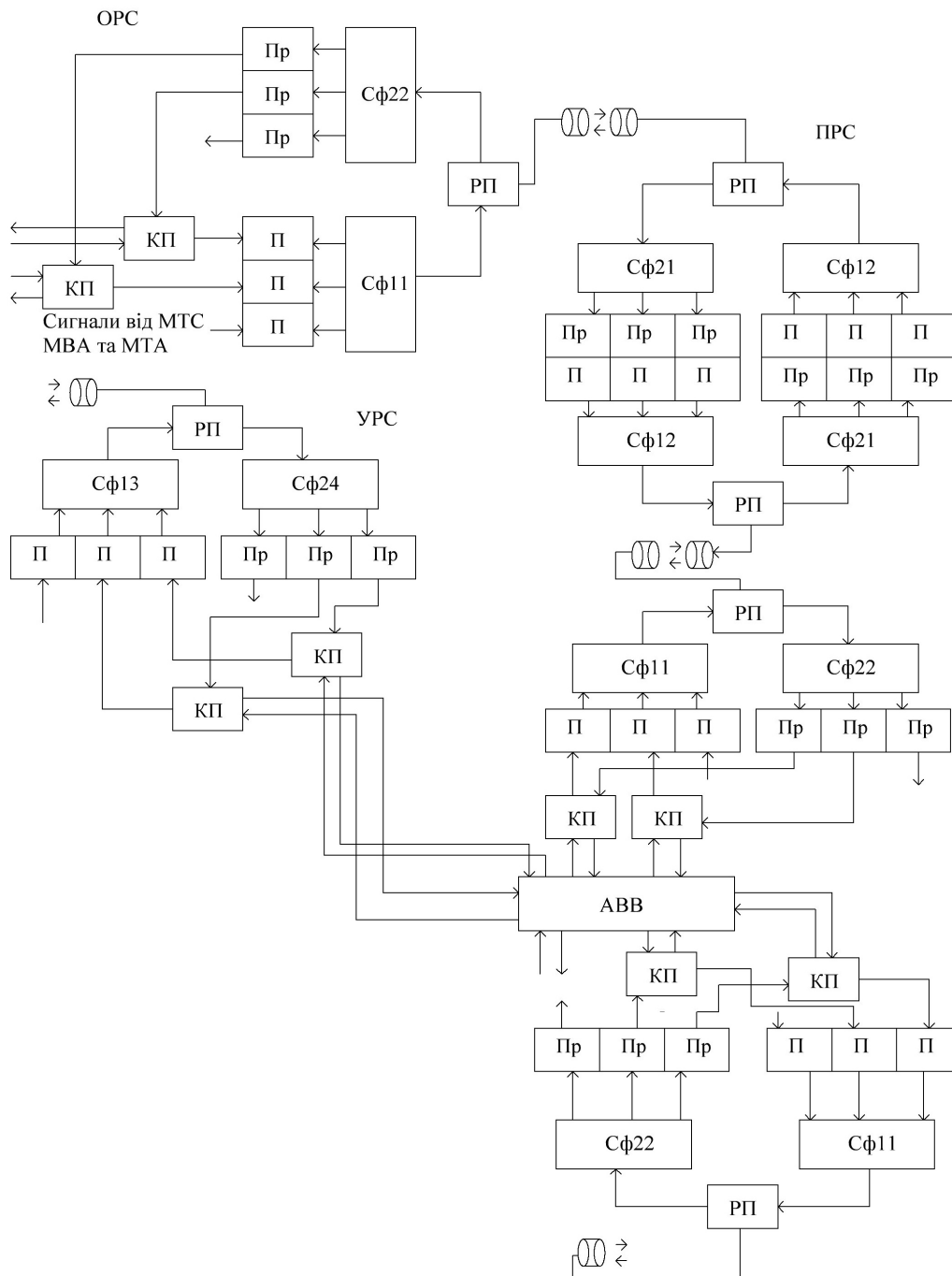


Рисунок 3.3 – Спрощена структурна схема основного обладнання трьох станцій РРЛ

Для прикладу розглянемо передавання групового повідомлення в одному напрямку зв'язку. Таке повідомлення формується в АОК і по відповідних фізичних лініях потрапляє на ОРС. За допомогою КП і П сигнали перетворюються у ВЧ-сигнали потрібної потужності й через один із смугових фільтрів системи СФ11 та РП потрапляють в антену і випромінюються у напрямку ПРС. Тут сигнал відповідного ствола проходить послідовно від елемента антени до одного з смугових фільтрів системи СФ21 і далі у відповідний приймач (Пр). Після підсилення й перетворення частоти сигнал з виходу П через один з смугових фільтрів системи СФ12 РП за допомогою антени випромінюється у напрямку УРС. Приймальний тракт УРС містить антену РП, систему СФ22 і групу приймачів. За допомогою Пр та КП сигнал може бути перетвореним у телефонне повідомлення і направленим на АВВ. Тут односторонні телефонні канали можуть бути розподіленими по групах, одна з яких спрямовується у напрямку ближчої МТС, а інші можуть ввійти у склад інших телефонних стволів і бути спрямованими по інших радіоканалах. Крім цього, можливе транзитне передавання ствола, що організоване на ОРС в тому чи іншому напрямку зв'язку. В такому випадку сигнали з Пр на П можуть рухатись в обхід КП та АВВ.

При модуляції групового телефонного повідомлення (ГТП) того чи іншого несучого параметра в основному використовують два методи:

- модуляцію ГТП-коливань проміжної частоти (модулятор в КП) і транспонування спектра в область ВЧ (в передавачі);
- безпосередню модуляцію ГТП одного з параметрів несучого коливання ВЧ (модулятор у передавачі). Такий варіант використовують частіше у цифрових РРЛ.

### **3.4 План розподілу частот в радіорелейних системах**

На рис. 3.4 показаний типовий частотний план, який використовують в магістральних РРСП “Восход”, “Рассвет-2”, “Курс-4” – 3,4...3,9 ГГц; “Курс-6” – 5,67...6,17 ГГц; “Курс-8” – 7,9...8,4 ГГц. Такий план дозволяє організувати 8 дуплексних широкосмугових стволів за двочастотною системою. Кожний ствол містить до 1920 телефонних каналів.

Несучі частоти  $f_1 \dots f_{16}$  відкладені на осі, що позначена  $f_c$  та рознесені на інтервали, кратні  $F = 14$  МГц. План розрахований на проміжну частоту  $F_{ПЧ} = 5F = 70$  МГц. Частоти гетеродинів (показані точками на осі  $f_g$ ) розміщуються в інтервалах між робочими частотами стволів. Частоти дзеркальних каналів (показані на осі  $f_{dz}$ ) знаходяться всередині смуги, виділеної для системи. Частоти приймання і передавання в одному дуплексному стволі рознесені на величину  $19F = 266$  МГц. Для сусідніх по частоті стволів, в діапазонах близьких до 4 і 6 ГГц, повинні використовуватись різні антени та різні типи поляризації хвиль – горизонтальна (Г) і вертикальна (В). Зазвичай, стволи розбивають на дві

групи. Одна група стволів (з непарними номерами) використовується для магістральних ліній, а інша (з парними номерами) – в лініях відгалуження від магістралі.

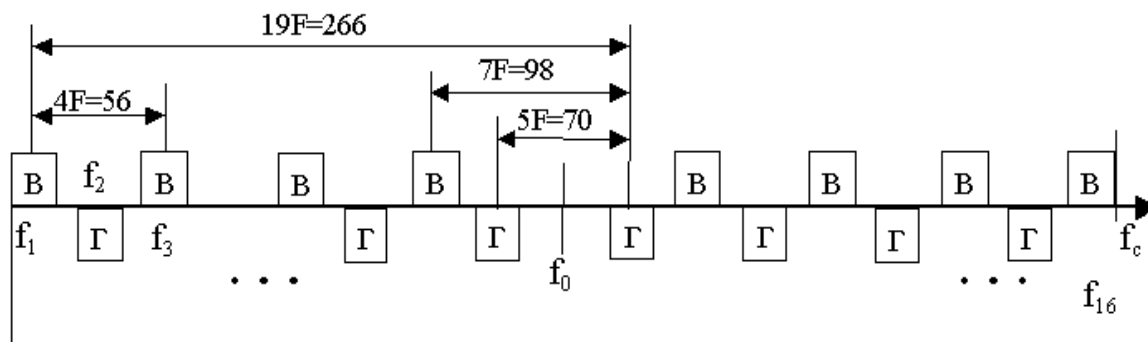


Рисунок 3.4 – Типовий частотний план РРЛ

Частотний план показує, що різниця між частотами сусідніх стволів у одній антені становить величину  $4F = 56$  МГц, а в різних антенах –  $2F = 28$  МГц (на рис. 3.4 не показано); різниця між ближчими несучими частотами приймання і передавання в одній антені –  $5F = 70$  МГц, в різних антенах –  $7F = 98$  МГц.

На рис. 3.5 наведений приклад побудови антенно-фідерного тракту (АФТ) в системі з двома дуплексними стволами та з використанням феритових циркуляторів (ФЦ). Сигнал від передавача П1 в антену проходить через СФ1, плечі 1 та 2, ФЦ2 й ФЦ1. Сигнал від П2, що відрізняється від сигналу П1 несучою частотою, через СФ2 і плечі 3 та 1 ФЦ2 надходить до СФ1, а потім, відбиваючись від СФ1, повторює шлях сигналу П1. В режимі прийому шлях сигналу до Пр2 відрізняється від шляху до Пр1 тим, що до попадання в СФ4 сигнал відбивається від СФ3, а потім через плечі 1 і 3 ФЦ3 надходить до СФ4.

Система “Курс-8” (7,9...8,4 ГГц), за умовою відповідного компонування АФТ, допускає роботу восьми дуплексних стволів на одну антену. Рознос сигналів різних стволів по частотах і поляризаціях та по різних гілках АФТ, а також відповідний вибір частот гетеродинів – все це в сукупності забезпечує мінімум внутрішньосистемних перешкод без значного розширення частотних інтервалів між стволами.

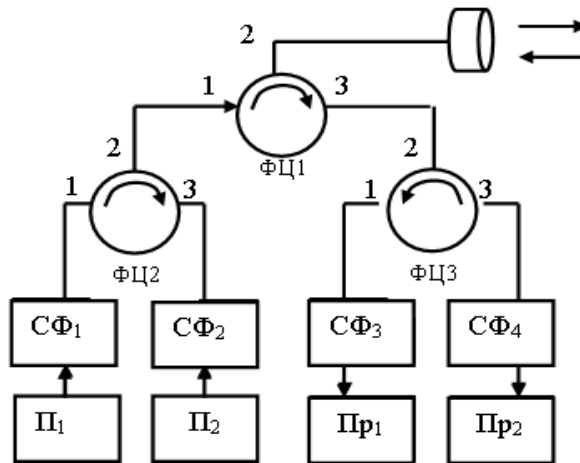


Рисунок 3.5 – Приклад побудови антенно-фідерного тракту

### 3.5 Основні елементи РРЛ

#### 3.5.1 Структурна схема ОРС

На кінцевих станціях багатоствольних РРСП формуються сигнали декількох радіостволів. ОРС обов'язково має кінцеву апаратуру (КА) ствола (телефонного, телевізійного, цифрового), яка складається з передавальної (КА-Пд) і приймальної (КА-Пм) частин (рис. 2.6). Сигнали, що надходять на ОРС об'єднуються в КА-Пд з допоміжними сигналами і результувальний сигнал основної смуги подається на модулятор апаратури КА-Пд.

Модульований сигнал з виходу КА-Пд потрапляє на апаратуру автоматичного резервування стволів (АРЗС) і далі на передавальний пристрій (Пд). Сигнали з виходу Пд окремих стволів надходять до пристрою об'єднання стволів (ОС) і далі до пристрою суміщення передавання та приймання, тобто на розв'язувальний пристрій (РП). Радіосигнали декількох стволів через фідерний тракт потрапляють на антену.

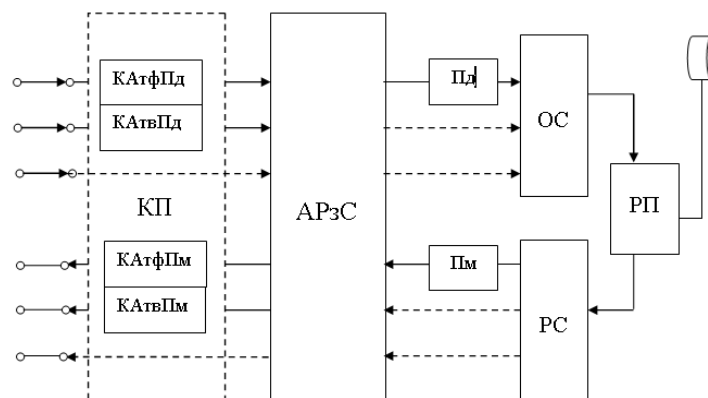


Рисунок 3.6 – Структура кінцевої станції РРЛ

Приймальний пристрій призначений для приймання ВЧ-коливаний, демодуляції його з метою виділення інформаційних сигналів. Сигнали одного або декількох радіостволів через фідерний тракт та пристрій РП потрапляють на пристрій розподілу стволів (РС) і далі на приймачі окремих стволів. Корисний сигнал, підсилений в приймачі, підводиться до АРЗС, а потім на приймальну частину кінцевої апаратури (КА). Для автоматичного резервування стволів в РСП виділяють додаткові стволи гарячого резерву.

Передавальний пристрій радіоствола має у своєму складі:

- потужний підсилювач проміжної частоти (ПП Пч);
- змішувач (ЗмПд);
- гетеродин (ГтПд);
- смуговий фільтр (СФВЧ) надвисокої частоти;
- підсилювач НВЧ-сигналу (рис. 3.7).

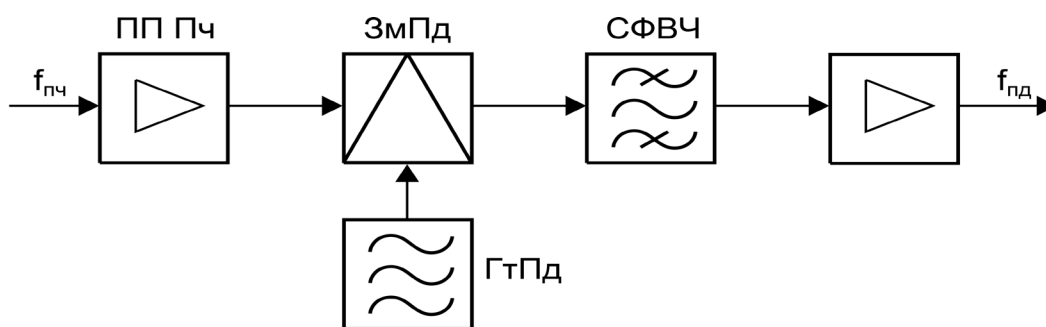


Рисунок 3.7 – Функціональна схема передавача

Модульований сигнал ПЧ після підсилення змішується з високо стабільним коливанням ГтПд, смуговий фільтр виділяє частоту  $f_{пд}$  передавання і вона підсилюється до відповідного рівня.

Приймач радіоствола складається з (рис. 3.8):

- малошумного підсилювача (МШП) сигналу НВЧ;
- смугового фільтра (СФ);
- перетворювача частоти (ЗмПм; Гт Пм);
- підсилювача сигналу ПЧ.

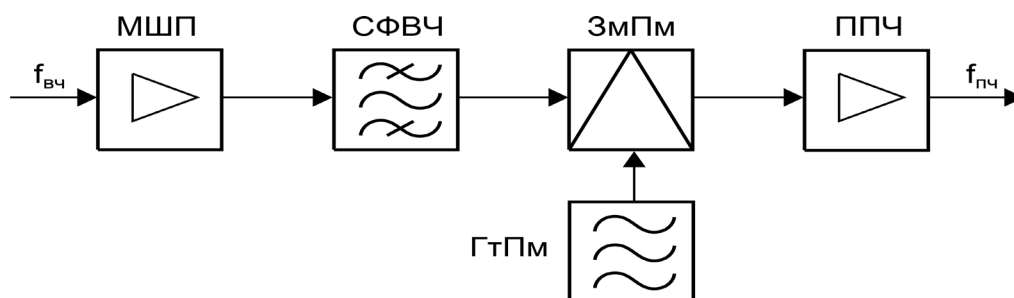


Рисунок 3.8 – Функціональна схема приймача

У тракці ПЧ гетеродинного приймача-передавача виконуються такі функції: АРП; коригування викривлень частотної характеристики (ЧХ), передавання тракту ПЧ та НВЧ; амплітудне обмеження ЧМ-сигналів.

### 3.5.2 Структурна схема ПРС

Розрізняють три типи ретрансляційних станцій залежно від режиму ретрансляції:

- в основній смузі частот (А–А’);
- на проміжній частоті (Б–Б’);
- на високій частоті (В–В’).

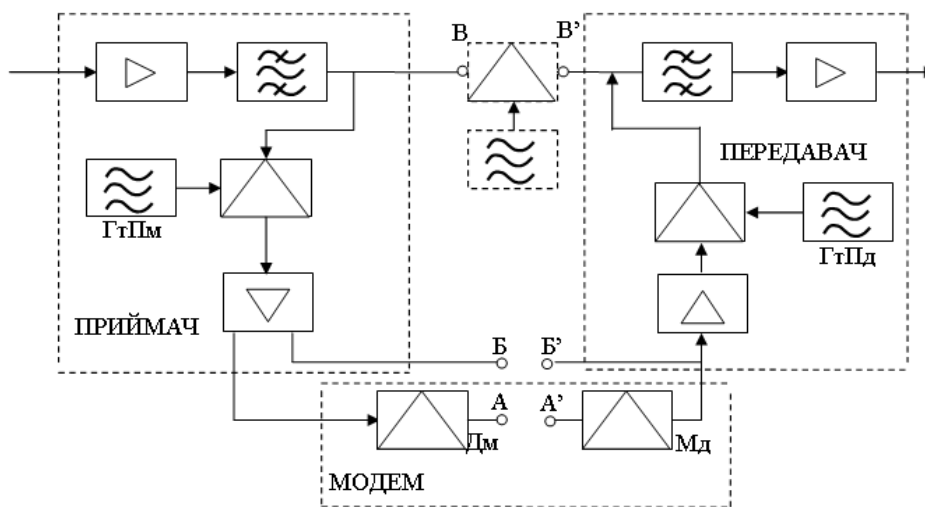


Рисунок 3.9 – Типи ретрансляційних станцій РРЛ

При ретрансляції в основній смузі частот (А–А’) сигнал, що приймається обробляється в приймачі і надходить на демодулятор (Дм). Сигнал основної смуги (ОС) з виходу Дм надходить на модулятор (Мд), а з нього на передавач. Обладнання Дм – Мд (модем) безумовно вносить додаткові викривлення у сигнал, тобто веде до збільшення нелінійних перехідних шумів в каналах систем з ЧРК. Такі ретранслятори використовують в РРСП малої та середньої дальності. Але в таких системах є можливість виділення частини або всіх каналів ТЧ (системи з виділенням інформаційних сигналів (ПРСВ)).

Найбільшого поширення набули ПРС гетеродинного типу. У схемі при поєднанні (Б–Б’), сигнал ретранслюється на проміжній частоті.

Модем відсутній, тому викривлення сигналу зводяться до мінімуму. В даному варіанті побудови ПРС викривлення зумовлені головним чином нерівномірністю ЧХ лінійних кіл приймально-передавальної апаратури. Але в такому варіанті є два перетворювача частоти з двома високостабільними генераторами. Частоти генераторів відповідають плану



розподілу частот приймання і передавання. Є два способи стабілізації частот гетеродинів:

- окрема стабілізація кожного з них на ВЧ;
- стабілізація частоти зсуву приймання і передавання (вона значно нижча, ніж в першому випадку).

Третій тип ПРС – ретранслятор прямого підсилення (В–В'). Сигнал підсилюється та обробляється безпосередньо на ВЧ. Обов'язковим елементом такого ретранслятора є перетворювач частоти (змішувач зсуву), за допомогою якого частота  $f_{ПМ}$  зсувається на потрібне значення  $f_{Пд}$  відповідно до плану розподілу частот. Такі ретранслятори частіше використовують в бортових ретрансляторах супутникових систем зв'язку.

### 3.5.3 Кінцева апаратура цифрових лінійних трактів

Призначена для перетворення цифрового сигналу із сигналу з параметрами стику, загальними для всіх типів лінійних трактів цифрових систем передавання визначеного рівня ієрархії, у сигнал, потрібний для вибраного методу передавання і для зворотного перетворення сигналів на приймальному кінці.

Європейська система ієрархії ЦСП основана на первинній групі цифрових систем (ІКМ-30) зі швидкістю передавання інформації 2048 кБіт/с (потік Е1). Параметри цифрових потоків європейської системи ієрархії подані у табл. 2.1.

Параметри стику на вході і виході цифрового ЛТ, є єдиними для всіх цифрових ЛТ. Форма одиничного імпульсу на виході кінцевого цифрового обладнання повинна бути в межах, що відповідають трафарету (масці).

Таблиця 3.1 – Параметри цифрових потоків європейської системи ієрархії

Рівень ієрархії	Швидкість передачі (Мбіт/с)	Напруга (В)	Опір(Ом )	Тривалість імпульсу (мс)
Первинна ЦСП	$2,048 \cdot (1+50 \cdot 10^{-6})$	+3	120*	244
Вторинна ЦСП	$8,448 \cdot (1+30 \cdot 10^{-6})$	+2,37	75	59
Третинна ЦСП	$34,368 \cdot (1+20 \cdot 10^{-6})$	+1	75	14,55
Четвертинна ЦСП	$139,264 \cdot (1+15 \cdot 10^{-6})$	1	75	7,18** 3,59**

\* Симетричний опір.

\*\*При логічних рівнях 1 і 0, відповідно.

Структурна схема кінцевого обладнання цифрової РРЛ зображена на рис. 3.10.

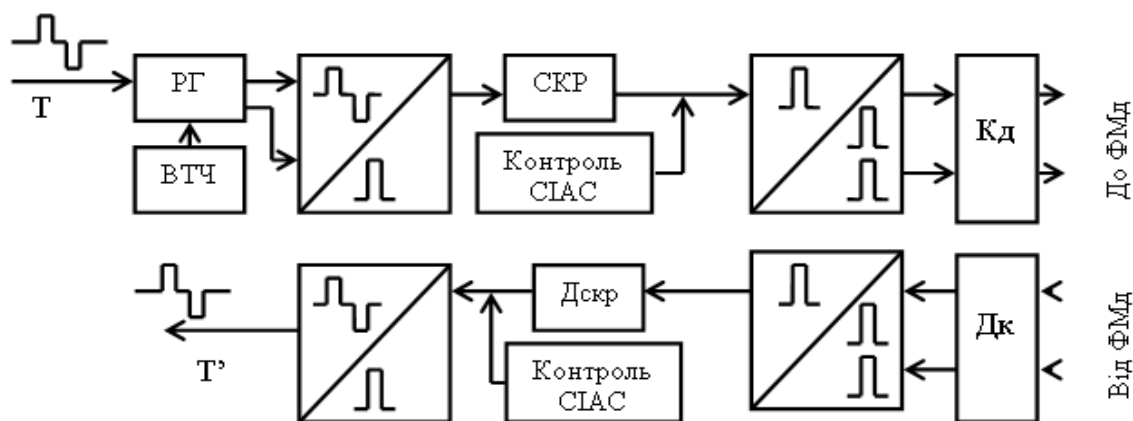


Рисунок 3.10 – Структурна схема кінцевої апаратури ЦРРЛ

### 3.6 Лабораторна робота “Дослідження радіорелейної станції прямої видимості типу Р-600”

**Мета роботи:** провести дослідження основних характеристик радіорелейної станції прямої видимості типу Р-600-2МВ в кінцевому, вузловому та проміжному режимах роботи; визначити основні технічні експлуатаційні параметри блоків приймача, перетворювача частот, передавача та кінцевого підсилювача.

- Обладнання:**
1. Радіорелейна станція типу Р-600.
  2. Вимірювальний пристрій типу РВ-7.
  3. Антенно-фідерний тракт діапазону 3 – 6,8 ГГц.

#### Хід виконання роботи

1. Провести включення та технологічний прогрів обладнання станції.
2. Визначити основні технічні характеристики блока РВ-2. Дані занести до таблиці та провести порівняння з нормованими значеннями.
3. Визначити основні технічні характеристики блока РВ-3М. Дані занести до таблиці та провести порівняння з нормованими значеннями.
4. Визначити основні технічні характеристики блока РВ-4В. Дані занести до таблиці та провести порівняння з нормованими значеннями.
5. Визначити основні технічні характеристики блока РВ-5. Дані занести до таблиці та провести порівняння з нормованими значеннями.
6. Визначити основні технічні характеристики блока РВ-8.
7. Для блока контролю параметрів вихідного каскаду РРС провести зняття характеристик на певних режимах роботи лампа біжучої хвилі (ЛБХ), задаючи фіксовані значення анодної напруги.
8. Провести вимірювання потужності вихідного каскаду.

По кожному пункту виконання роботи зробити ґрунтовні висновки.

### Питання для самоконтролю

1. Поясніть принцип дії радіорелейної системи радіозв'язку.
2. Від чого залежить протяжність прольотів між сусідніми станціями РРЛ?
3. Які основні характеристики ВЧ-стовбура РРЛ?
4. За якими ознаками можна класифікувати РРЛ? Наведіть основні з них.
5. Які задачі РРЛ вирішуються в Україні?
6. З якою метою утворюються багатостовбурні радіорелейні лінії?
7. Які елементи містить КРС?
8. Які елементи містить ПРС?
9. Які елементи містить ВРС?
10. Розробіть типовий частотний план розподілу широкосмугових стволів в РРЛ, побудованій за двочастотною системою.
11. Які є вимоги до антенно-фідерного тракту ПРС?
12. Поясніть принцип роботи ПРС гетеродинного типу.

## 4 ДОСЛІДЖЕННЯ СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

### 4.1 Структурні схеми радіозв'язку через ШСЗ

Принципи побудови системи з використанням штучних супутників землі (ШСЗ) можна пояснити за допомогою таких схем.

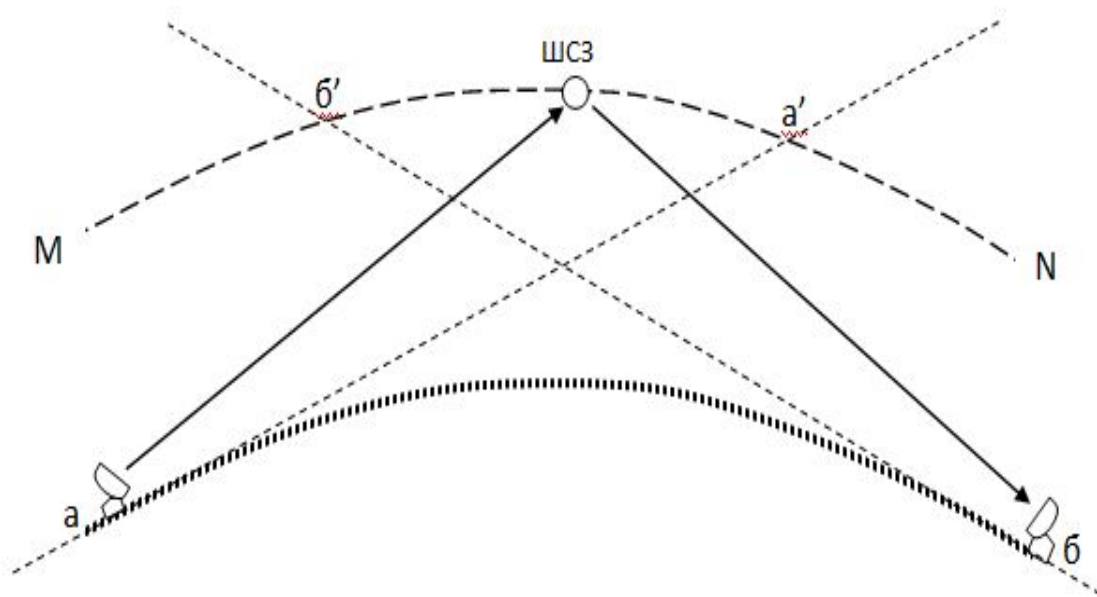


Рисунок 4.1 – Принцип встановлення зв'язку через ШСЗ

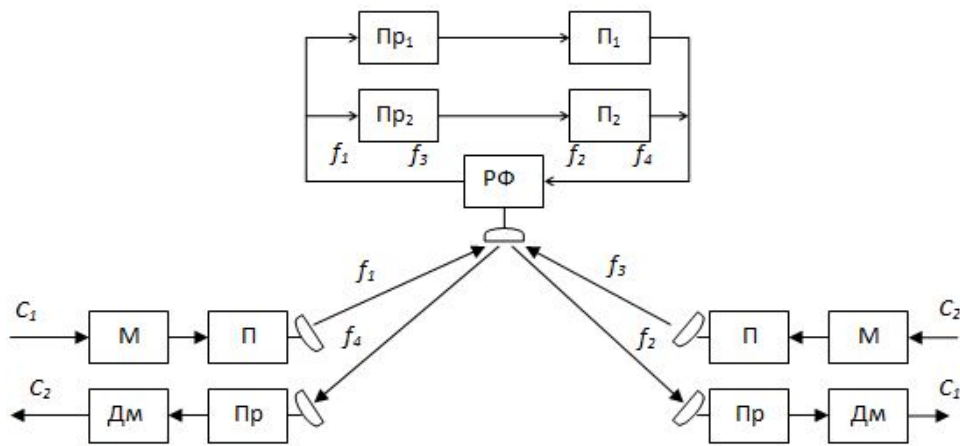


Рисунок 4.2 – Структурна схема організації каналів зв'язку з використанням активного супутника

На рис. 4.1 а, б – наземні станції (ЗС), між якими встановлюється зв'язок, прямі  $aa'$  та  $bb'$  – лінії місцевого горизонту у точках а і б. ШСЗ, що рухається за орбітою MN (колова орбіта типу “Космос”) може одночасно спостерігатись зі станцій а і б, поки він знаходиться на ділянці орбіти б'а'. Тобто час, на протязі якого можна користуватись зв'язком при такому взаємному розташуванні елементів системи, обмежений зоною взаємної видимості.

Антени ЗС завжди повинні бути спрямовані на ШСЗ (повинні слідувати за положенням ШСЗ на орбіті).

На рис. 4.2 наведена структурна схема організації каналів зв'язку з використанням активного супутника. Очевидно, така система повинна строго дотримуватись відповідного плану розподілу частот.

Для передавання повідомлень можна запропонувати й інший метод, коли на борту супутника апаратура відсутня. Тобто супутник є пасивним ретранслятором (в такому випадку супутник також називають пасивним).

Існують проекти використання Місяця як пасивного ретранслятора. При сучасному рівні техніки пропускна здатність такої системи не велика – два-три ТФК.

Для випадку використання низькоорбітального супутника (висота орбіти нижче точки перетинання ліній місцевого горизонту, рис. 4.1) робота системи організовується таким чином. ШСЗ приймає повідомлення ЗС(а), запам'ятовує отриману інформацію і передає її на станцію ЗС(б), коли вона буде знаходитись в зоні її дії. Таку систему називають або системою з пам'яттю, або системою із затриманою ретрансляцією. Отже, висота орбіти ШСЗ визначає режим роботи системи в цілому.

По формі розрізняють такі орбіти: кругова, еліптична з різним нахилом відносно площини екватора. Якщо кут нахилу дорівнює  $0^\circ$  – орбіта екваторіальна; якщо кут нахилу дорівнює  $90^\circ$  – орбіта полярна. Точка орбіти, де вона найближча до поверхні Землі, називається перигеєм, точка де вона має найбільшу відстань від поверхні Землі – називають апогеєм.

Особливий інтерес являє собою геостаціонарна орбіта (Geostationary orbit). Вона за визначенням є екваторіальною та круговою ( $h \approx h_p \approx 36000$  км). Переваги такої орбіти:

- можливе передавання і приймання за допомогою нерухомих антен;
- цілодобовий неперервний зв'язок на території що дорівнює 1/3 земної поверхні.

Недолік: важко забезпечити надійний зв'язок на широтах вище  $75 \dots 78^\circ$  (різко зростають шуми на вхідних підсилювачах земних приймачів).

Забезпечення тривалого безперебійного зв'язку з використанням звичайних орбіт можливе лише за рахунок збільшення групи ШСЗ. Такі системи називають системами зв'язку з використанням сузір'я ШСЗ. В таких умовах ЗС потрібно мати, як мінімум, дві антени, які слідкують за ШСЗ, що займають сусідні позиції на орбіті, або для роздільної роботи по низькоорбітному сузір'ю і геостаціонарному ретранслятору.

Потрібно відмітити, що використання низькоорбітальних ШСЗ спрощує апаратуру земних станцій (зниження G, Рпд, Рпор, Кш).

Оскільки ШСЗ можуть спостерігати декілька ЗС одночасно, то потрібно розглянути можливість організації багатостанційного доступу. В таких системах можна організувати циркулярний зв'язок і дуплексний зв'язок між всіма ЗС, що одночасно спостерігають ШСЗ.

#### **4.2 Особливості передавання та обробки сигналів у супутникових системах зв'язку (ССЗ)**

Головною особливістю можна вважати обов'язкове запізнення сигналів, причому час запізнення пов'язаний із сумарною відстанню до супутника

$$t_3 = \frac{L}{C} \cong \frac{2H}{C}. \quad (3.1)$$

де  $L$  – протяжність лінії ЗС–ШСЗ–ЗС;

$H$  – висота орбіти.

Коли  $H = 36000$  км,  $t_3 = 250$  мс.

Така затримка відчутна для абонентів.

Часто можна спостерігати інше явище – луна-сигнал, коли абонент чує те, що він каже з відповідною затримкою. Луна-сигнали виникають при переході з чотиридротової системи до дводротової через недосконалі диференційні системи. Час виникнення луна-сигналів також пов'язаний з відстанню, яку проходить сигнал

$$t_{\text{луна}} = \frac{2L}{C} \approx \frac{4H}{C}. \quad (3.2)$$

Для  $H = 36000$  км;  $t_{\text{л}} \approx 500$  мс.

В таких випадках потрібно забезпечувати придушення луна-сигналу до 60 дБ. Це здійснюється за допомогою схем луна-загороджувачів.

На рис. 4.3 зображені схеми луна-загороджувачів. Основним елементом схеми (а) є підсилювач. З появою на його виході мовних сигналів спрацьовує ключ і тракт передавання закривається – в нього вводиться значне ослаблення (елемент а). Відповідно, така схема має недолік: важко здійснити режим зв'язку, коли можливе перебивання розмови одного абонента іншим (з використанням такої схеми це може відбутись лише в паузах з тривалістю  $> 100$  мС, коли тракт передавання відкривається), крім цього з'являються хибні спрацьовування при збільшенні рівня шумів в тракті приймання.

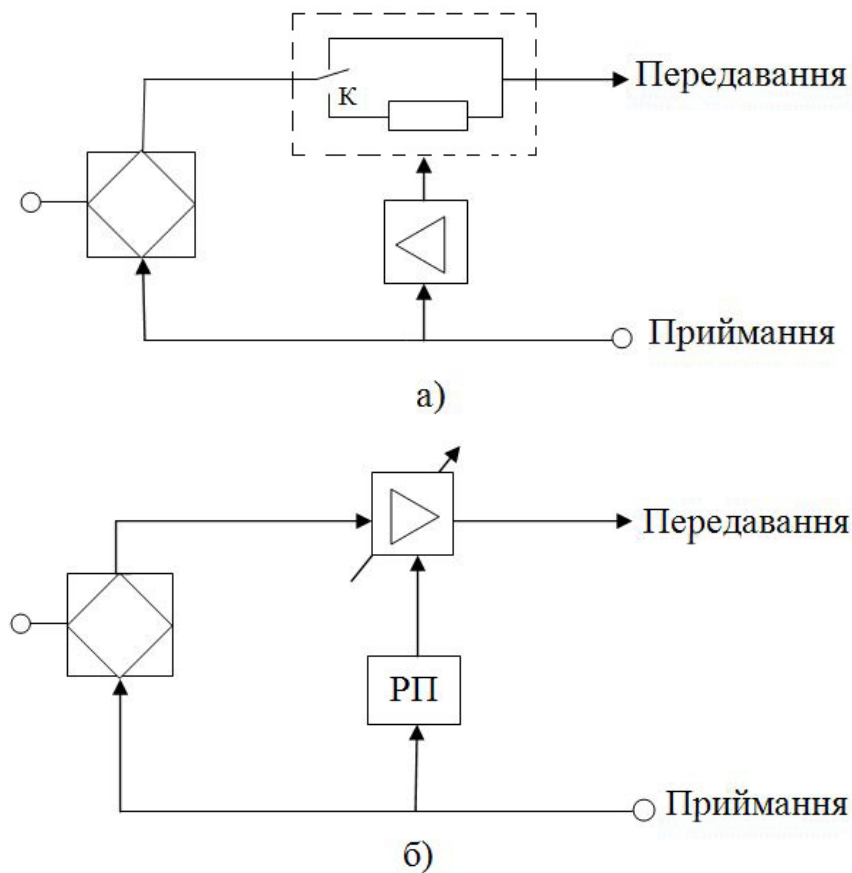


Рисунок 4.3 – Функціональні схеми луна-загороджувачів:  
а) комутаційного типу; б) на основі пристрою розпізнавання

Тому іноді використовують розпізнавальний пристрій, принцип дії якого оснований на порівнянні спектральних складових мовного сигналу і флуктуаційних шумів. Виявлений мовний сигнал перетворюється у керувальну дію і змінює коефіцієнт підсилення у тракті передавання (рис. 4.3, б).

За умовою використання як ретранслятора супутників, що рухаються за звичайними орбітами (не геостаціонарними), завжди доводиться враховувати ефект Доплера.

Відомо, що переміщення джерела сигналу з частотою  $f$  відносно приймача системи зі швидкістю  $V_r \ll C$  викликає доплерівський зсув  $\Delta f_{\text{доп}} = \pm f \frac{V_r}{C}$ , (“+” – відповідає зменшенню відстані; “-” – відповідає збільшенню відстані). Для супутникових систем ефект Доплера потрібно враховувати, як мінімум для двох значень частот:  $f_1$  – частота ділянки траси “угору”;  $f_2$  – частота ділянки траси “вниз”. Тоді загальний зсув частоти

$$\Delta f_{\text{доп}} = \pm f_1 \frac{V_{r1}}{C} \pm f_2 \frac{V_{r2}}{C}.$$

Таким чином, при передаванні модульованого сигналу частота кожної спектральної складової змінюється у  $[1 + (V_r / C)]$  разів, тобто складові з більш високими частотами будуть отримувати більше зміщення, і складові з відносно низькими частотами – менше зміщення. Це призводить до певної деформації спектра.

Для контролю проходження сигналів зв’язку через ретранслятор (рис. 4.2) на ЗС достатньо встановити фільтр, що розділяє сигнали частот  $f_4$  та  $f_2$  і допоміжний приймач налаштований на  $f_2$  (для ЗС а, див. рис. 4.1); для ЗС б частота, що контролюється, –  $f_4$ . Використання приймачів контролю дозволяє на ЗС виміряти рівні сигналів, що приймаються бортовим приймачем.

Супутникову систему зв’язку не можливо уявити без допоміжних комплексів та допоміжного обладнання. Серед таких можна виділити:

- систему запусків ШСЗ;
- систему прогнозування і корекції руху ШСЗ;
- систему телеметрії та управління;
- систему автоматичного пошуку і наведення;
- систему єдиного часу.

Діапазони робочих частот систем супутникового зв’язку (ССЗ), вибір яких визначається:

- особливістю розповсюдження радіохвиль (РРХ) через атмосферу;
- інтенсивністю шумів (Сонця, Місяця, Галактики, ...);
- можливістю сумісної роботи з іншими службами радіозв’язку, що регламентується міжнародними організаціями. Так, Міжнародний союз електрозв’язку на Всесвітній адміністративній радіоконференції у 1974 році визначив розподіл смуг радіочастот для ССЗ:

З → ШСЗ: (5,725–7,075; 7,9–8,4; 12,5–13,25; 14–14,8; 27,5–31) ГГц;

ШСЗ → З: (3,4–4,2; 4,5–4,8; 7,25–7,75; 10,7–11,7; 12,5–12,75; 17,7–21,2; 37,5–40,5) ГГц.

Вищезначені смуги частот одночасно використовують й інші радіослужби (наприклад, РРЛ). Для запобігання взаємних перешкод вводять спеціальні обмеження (за потужністю, підсиленням антен, часом випромінювання і т. ін.).

### 4.3 Загальні відомості про орбіти ШСЗ

Бортовий ретранслятор (БР) – пристрій, що встановлюється на супутнику і призначений для приймання сигналів від ЗС (однієї чи декількох), підсилення цих сигналів і подальшого передавання в напрямку іншої ЗС (однієї чи декількох). БР і пов'язані із ним антени є основною частиною супутникової системи передавання (ССП).

Найбільшого поширення знайшли багатостовбурні БР. За побудовою схеми одного ствола БР поділяють на гетеродинні, з однократним перетворенням частоти, з обробкою сигналу на борту.

Гетеродинні БР набули найбільшого поширення. Смуга пропускання стовбура приблизно дорівнює 40 МГц, основне підсилення в тракті ПЧ  $f_{пч}=70\dots 120$  МГц.

У таких БР, зазвичай, є два перетворення частоти: понижувальне і підвищувальне.

БР з однократним перетворенням. Спектр сигналу переноситься в область частот сигналів, що передаються на Землю. Простота, надійність і відносно великий ККД. Але є труднощі технічної реалізації, які пов'язані з необхідністю отримання значного підсилення на одній з частот в діапазоні НВЧ.

БР з обробкою сигналу на борту цифрових супутникових системах зв'язку. Сигнал може бути повністю демодульованим і регенерованим.

Вибір і розробка БР пов'язані з умовами експлуатації у відкритому космосі. Вимоги: великий термін експлуатації (надійність, мінімальна потужність споживання), як наслідок, високий ККД.

Основні параметри, що характеризують рух ШСЗ, можуть бути визначеними за допомогою законів Кеплера (Kepler Orbit):

1 закон: орбіта супутника Землі лежить у нерухомій площині, що проходить через центр Землі і еліпсом, в одному з фокусів якого знаходиться центр Землі;

2 закон: радіус-вектор ШСЗ за рівні проміжки часу описує рівні площі;

3 закон: відношення квадратів періодів обертання супутників дорівнює відношенню кубів великих півосей орбіт.

На рис. 4.4 наведені: П – перигей; А – апогей; АП – лінія апсид; точка В – висхідний вузол орбіти, точка, де орбіта перетинає площину екватора з південної напівкулі на північну; точка Н – низхідний вузол орбіти, точка перетинання площини екватора орбітою з північної напівкулі до південної; лінія ВН, що поєднує висхідний та низхідний вузли, її ще називають лінією вузлів;  $\theta$  – дійсна аномалія руху.



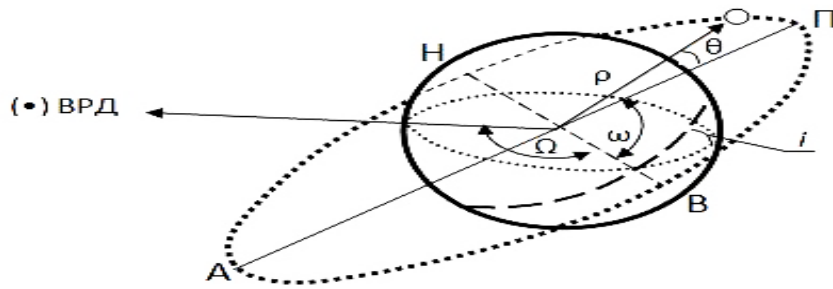


Рисунок 4.4 – Основні параметри орбіти ШСЗ

Орієнтація орбіти у просторі визначається двома параметрами:

- нахилом орбіти ( $i$ ) – кутом між площиною екватора і площиною орбіти;
- прямим збільшенням вихідного кута  $\Omega$  – кута між напрямом на точку ВРД (сузір'я Овен) та напрямом на вихідний вузол (В), який відраховується у площині екватора проти ходу годинникової стрілки.

Положення орбіти в її площині визначається аргументом перигею  $\omega$  – кутовою відстанню перигею від висхідного вузла, що відраховується у площині орбіти по напрямку руху ШСЗ.

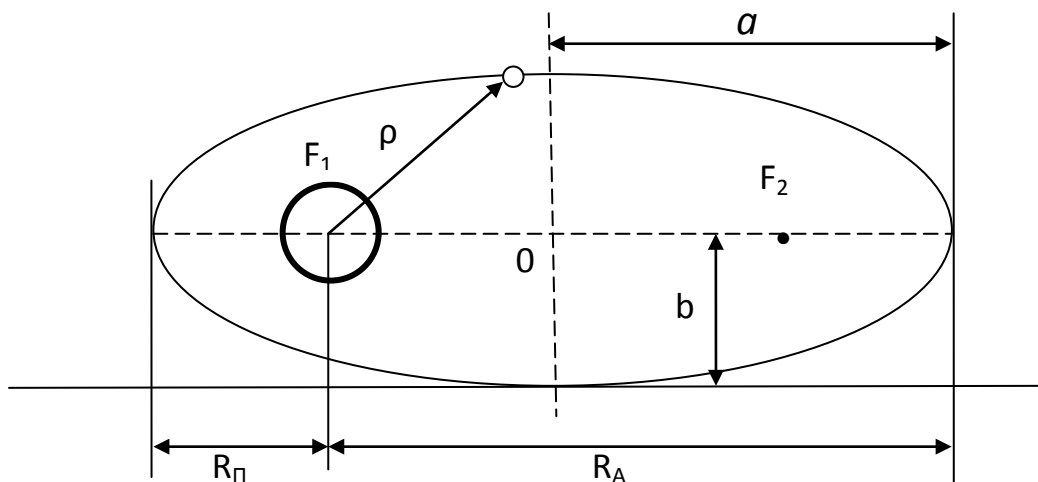


Рисунок 4.5 – Параметри орбіти ШСЗ в її площині (вигляд зверху)

На рис. 4.5 наведені:  $F_1$  та  $F_2$  – фокуси еліпса (орбіти);  $F_1F_2$  – фокусна відстань;  $a$  і  $b$  – відповідно велика та мала піввісь еліпса;  $\rho$  – радіус-вектор ШСЗ.

Ексцентриситет орбіти  $e = \frac{F_1F_2}{2a}$  – характеризує форму орбіти.

Через ексцентриситет визначаються

$$R_A = \frac{a}{(1+e)} \text{ та } R_{\Pi} = \frac{a}{(1-e)}.$$

Якщо розглядати окремий випадок – колову орбіту, коли  $e = 0$ , то для ШСЗ, що буде рухатись за такою орбітою центробіжна сила і сила тяжіння будуть однаковими, тобто

$$m_c V_c^2 / (R + H_c) = K_r M_3 m_c / (R + H_c)^2,$$

де  $m_c$  – маса супутника;  
 $V_c$  – швидкість руху супутника;  
 $H_c$  – висота орбіти;  
 $R$  – радіус Землі;  
 $M_3$  – маса Землі;  
 $K_r$  – гравітаційна стала.

Тоді з попереднього виразу випливає

$$V_c = \sqrt{K_r M_3 / (R + H_c)},$$

отже період обертання за коловою орбітою:

$$T_k = 2\pi(R + H_c) / V_c = 2\pi \sqrt{(R + H_c)^3 / K_r M_3}.$$

Аналогічні результати можна отримати на основі третього закону Кеплера. Якщо в останній вираз підставити чисельні значення  $K_r$  і  $M_3$ , то отримаємо

$$T_k = 1,66 \cdot 10^{-4} \sqrt{(R + H_c)^3},$$

так званий сидеричний або зоряний період обертання, оскільки він не залежить від руху супутника відносно Землі. Таким чином можна визначити  $H_c$ : коли  $T = 24$  години,  $H_c = 35800$  км.

Екваторіальну колову орбіту з висотою 35800 км за умовою напрямку руху, що збігається з напрямком обертання Землі, називають геостационарною. Інтерес становить і високоеліптична орбіта, коли  $V_{\Pi} / V_A = R_A / R_{\Pi}$ , з періодом обертання  $T = 12$  годин.

#### **4.4 Лабораторна робота “Дослідження супутникової системи передавання інформації”**

**Мета роботи:** провести дослідження основних параметрів приймальної абонентської системи супутникової навігації ГЛОНАСС/GPS, визначити основні характеристики та технічні особливості роботи системи в реальному часі.

**Обладнання:** 1. Абонентський комплект системи ГЛОНАСС/GPS.  
2. Візуальний індикатор типу РК.  
3. Антенно-фідерний тракт діапазону 1 – 2,4 ГГц.

#### **Хід виконання роботи**

1. Провести увімкнення приймальної системи в “холодному” режимі.
2. Визначити координати абонентського комплекту.
3. Провести дослідження точності координат залежно від кількості активних супутників.
4. Провести дослідження точності визначення швидкості руху абонентської станції (точність визначення швидкості вимірюється відносно +/-, вимірювання проводиться при нерухомому абонентському комплекті) залежно від кількості активних супутників.
5. Провести дослідження точності визначення висоти абонентської станції залежно від кількості активних супутників. Висоту порівняти із фактичною висотою на карті. Побудувати графіки залежності відносно фактичної висоти.
6. Провести орієнтування по напрямках сторін світу та залежність точності орієнтування від кількості активних супутників.
7. Провести дослідження екранування радіосигналів від супутника. Побудувати графік залежності кількості прийнятих супутників відносно відстані до вікна.

По кожному пункту виконання роботи зробити ґрунтовні висновки.

#### **Питання для самоконтролю**

1. Структура організації каналів зв'язку з використанням активного супутника.
2. Чим характеризується використання низькоорбітального супутника?
3. Яка орбіта має кут нахилу, що дорівнює  $90^\circ$ ?
4. Наведіть основні параметри геостаціонарної орбіти.
5. З чим пов'язаний час запізнення в каналі зв'язку при використанні ШСЗ?
6. Приведіть діапазони робочих частот ШСЗ.

7. Поясніть, на чому базується принцип дії багатостовбурних БР.
8. Чим визначається орієнтація орбіти у просторі?
9. Сформулюйте третій закон Кеплера.
10. Який тип перетворення сигналів використовують в цифрових супутникових системах зв'язку?

## 5 ДОСЛІДЖЕННЯ ІОНОСФЕРНИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

### 5.1 Загальні відомості

**Іоносферні системи** (ionospheric system) (далі ІС) працюють в декаметровому (короткохвильовому) діапазоні радіохвиль ( $\lambda=100\dots 10$  м;  $f=3\dots 30$  МГц).

Розповсюдження декаметрових хвиль в навколоземному середовищі здійснюється шляхом вторинного відбиття від іонізованих шарів іоносфери (F1, F2, Fs) з великою електронною густиною та від поверхні Землі. За умовою вибору відповідної довжини хвилі та кута положення головної пелюстки ДС-антени, декаметрові хвилі розповсюджуються на великі відстані. Один "стрибок" відповідає 2,5...3,5 тис. км. На лініях зв'язку можна використовувати 2...3 "стрибки". Втрати на вторинне відбиття відносно невеликі.

### 5.2 Організація системи зв'язку

На декаметрових лініях зв'язку не можна уникнути ефекту багатопробеневого розповсюдження. Воно зумовлене прибуттям в точку приймання хвиль, що отримали різну кількість відбивань від іоносфери. Така складна структура поля поєднана з флуктуаціями параметрів іоносфери призводить до того, що приймання декаметрових хвиль завжди супроводжується завмираннями частотно-селективного характеру. Через це не викривлена смуга передавання оцінюється величиною

$$\Delta F_{\max}=100\dots 3000 \text{ Гц.}$$

Під час передавання дискретного сигналу в частотно-селективному каналі виникають міжсимвольні перешкоди, величина яких залежить від часу затримки променів, яка, в свою чергу, залежить від довжини траси і стану іоносфери та в середньому становить

$$\Delta t_{\max}= 1,5\dots 2,5 \text{ мс.}$$

Для забезпечення високої перешкодостійкості приймання тривалість дискретних сигналів має бути якнайменше в два рази більшою від середньої величини міжсимвольної перешкоди, тобто:

$$T_{c \min} = 3 \dots 5 \text{ мс.}$$

З цього виразу можна отримати відомості про максимальну швидкість передавання інформації

$$V_{\max} = \frac{1}{T_{c \min}} = 200 \dots 350 \text{ біт/с.}$$

Частотно-селективні завмирання вважаються мультиплікативною перешкодою, величина якої визначається характеристиками декаметрового каналу і майже не залежить від потужності передавача.

Адитивні перешкоди в діапазоні декаметрових хвиль – це теплові і перехідні шуми, що заважають випромінюванню. Відомо, що декаметровий діапазон дуже перевантажений (можлива кількість каналів зі смугою  $\Delta F_{\max} = 5 \text{ кГц}$  становить  $N = 5400$ ). Отже, на одній частоті одночасно вимушені працювати декілька радіостанцій. Крім цього потрібно враховувати, що перешкоди дальніх і близьких гроз також істотно впливають на роботу іоносферних систем радіозв'язку.

У великих, промислово розвинутих містах необхідно враховувати вплив індустриальних перешкод.

В наш час роль декаметрових систем зв'язку невисока, але вони мають ряд переваг порівняно з іншими системами:

- велика дальність зв'язку;
- можливість дальнього зв'язку з мобільними об'єктами.

Ці особливості визначили області використання іоносферних систем:

- зв'язок з українською науково-дослідною антарктичною станцією “Академік Вернадський”;
- зв'язок з українським флотом, як військовим так і цивільним;
- використання у глобальній пошуково-рятувальній системі.

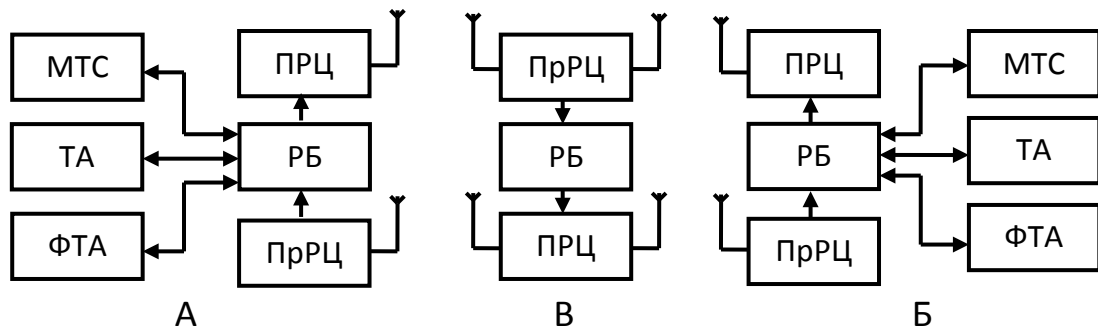


Рисунок 5.1 – Приклад системи зв'язку між пунктами А і Б

На рис. 5.1 показаний варіант побудови системи іоносферного зв'язку між пунктами А і Б з використанням ретранслятора В. У структурній схемі використані такі позначки:

ПРЦ – передавальний радіоцентр;

ПрРЦ – приймальний радіоцентр, у складі якого антени, широкопasmові антенні підсилювачі (одна антена – декілька приймачів), радіоприймальні пристрої;

РБ – радіобюро, де контролюється якість сигналів і здійснюється їх регулювання та комутація джерел і користувачів.

На ретрансляторі може бути організована регенерація цифрових (телеграфних) сигналів. Приймальний і передавальний радіоцентри, зазвичай, рознесені на декілька кілометрів. Це необхідно для уникнення перевантаження приймальних пристроїв сигналами передавача.

### 5.3 Енергетичні характеристики

Щодо енергетичних характеристик, то в системі використовують сигнали з амплітудною (АМ), частотною (ЧМ), однопasmовою (ОБС) модуляцією або цифровими методами модуляції (стандарти DMR/DRM). Залежно від дальності зв'язку використовують передавальні пристрої з потужністю випромінювання від 5 Вт до 100 КВт. Коефіцієнт підсилення передавальної антени  $G_{Пд} = 10...20$  дБ. На приймальному радіоцентрі  $G_{Пм} = 4...15$  дБ, що забезпечує співвідношення сигнал/шум 20 дБ.

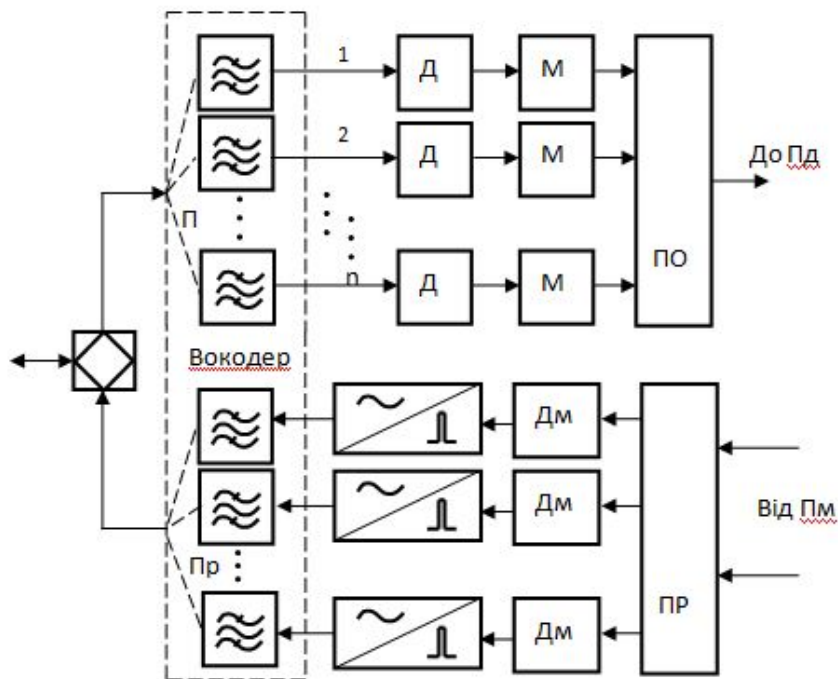


Рисунок 5.2 – Структурна схема вокодера (vocoder)

За умовою односмугової модуляції один передавач може забезпечити передавання від одного до чотирьох ТФК зі смугою КТЧ. Для покращення якості приймання використовують приймання на рознесені у просторі антени. З такою ж метою використовують пристрій, що знижує надмірність телефонного повідомлення – вокодер.

Вокодер (рис. 5.2) має передавальну та приймальну частину. У передавальній частині за допомогою фільтрів відбувається розділення смуги частот на  $n$ -смуг. У кожній смузі здійснюють дискретизацію неперервного сигналу і модуляцію піднесучої, з подальшим об'єднанням в пристрої об'єднання (ПО).

На приймальному боці сигнали від приймачів, що працюють від рознесених антен, потрапляють на пристрій розділення (ПР) піднесучих частот, в демодуляторах здійснюється демодуляція піднесучих, отримуються дискретні сигнали, які перетворюються в аналогову форму у перетворювачах. На приймальному боці вокодера сигнали об'єднуються.

#### 5.4 Лабораторна робота “Дослідження характеристик широкосмугових антенно-фідерних систем”

**Мета роботи:** провести дослідження частотних властивостей антенно-фідерних пристроїв (АФП) системи зв'язку на базі широкосмугового диполя Надененко.

- Обладнання:**
1. Генератор високочастотний Г4-102А.
  2. Мікровольтметр селективний В6-10.
  3. Антена нормована.
  4. Антена широкосмугова типу диполь Надененко.
  5. Фідер коаксіальний типу RG6-U.

#### Хід виконання роботи

1. Ознайомитись з конструкцією лабораторного стенда. З'ясувати призначення та функціонування усіх елементів керування. Продумати порядок використання та способи підключення вимірювальної апаратури.

2. Базуючись на відомих геометричних розмірах елементів антени, оцінити робочий діапазон та смугу частот для проведення експериментальних досліджень. Розрахунок та результати оцінювання подати в звіті.

3. Визначити резонансну частоту та смугу пропускання антени.

Таблиця 5.1 – Експериментальні дані

$f$ , кГц							
$U$ , мкВ							

4. Побудувати амплітудно-частотну характеристику в смузі та поза смугою пропускання диполя.

5. Розрахувати добротність антенно-фідерної системи на базі широкосмугового диполя Надененко.

$$Q = f_0/\Delta f$$
$$\Delta f = f_B - f_H$$

6. Провести вимірювання ефективності роботи антени в заданій смузі частот поза смугою пропускання антени.

Таблиця 5.2 – Експериментальні дані

f, кГц							
U, мкВ							
K <sub>п</sub>							

$$K_{п} = U_{\text{вим}}/U_0.$$

7. В заданій смузі частот (поза смугою пропускання антени) побудувати графік залежності від коефіцієнта передавання. Провести оцінювання неоднорідності.

8. Провести дослідження коефіцієнта передавання на гармонічних частотах.

9. Для п.6 побудувати графіки нерівномірності амплітудно-частотної характеристики.

По кожному пункту виконання роботи зробити ґрунтовні висновки.

### Питання для самоконтролю

1. Наведіть межі короткохвильового діапазону частот.
2. Як відбувається розповсюдження декаметрових хвиль в навіколоземному середовищі?
3. Що таке ефект багатопроменевого розповсюдження на КХ?
4. Що викликає частотно-селективні завмирання?
5. Які потужності випромінювання використовуються на КХ в системах з АМ та DMR/DRM, і чому саме?
6. Поясніть принцип дії аналогового вокодера.
7. Поясніть принцип дії цифрового вокодера.
8. Від чого з'являються адитивні перешкоди в діапазоні декаметрових хвиль?
9. Поясніть принцип появи міжсимвольних завад.
10. Які області використання іоносферних систем вам відомі?



## 6 РОЗРАХУНОК ХАРАКТЕРИСТИК І ПАРАМЕТРІВ КАНАЛІВ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

### 6.1 Визначення оптимальної довжини хвилі і напруженості поля

Визначити оптимальну довжину хвилі і напруженість поля, яку утворює на цій хвилі передавач, можна за такими параметрами: потужність  $P$ , довжина траси. Параметри вибираються згідно з варіантом з окремої таблиці.

Розрахунок напруженості поля в діапазоні довгих і наддовгих радіохвиль в інженерній практиці, зазвичай, проводиться за емпіричними формулами. Найбільшим поширенням користується так звана формула Остіна, виведена на підставі узагальнення результатів численних вимірів напруженості поля.

У тих випадках, коли відома випромінювана потужність, розрахункова формула має вигляд:

$$E_{\text{д}} = \frac{300\sqrt{P_{\text{I[кВт]}} D_1}}{r_{\text{[км]}}} \sqrt{\frac{\theta}{\sin \theta}} e^{-\frac{0.0014}{\lambda_{\text{[км]}}^{0.6}} r_{\text{[км]}}} \text{ мВ/м.} \quad (6.1)$$

Коли відома діюча висота антени і струм в її основі, розрахунок потрібно проводити за формулою

$$E_{\text{д}} = \frac{120\pi I_{\text{д[а]}} h_{\text{д[м]}}}{h_{\text{[м]}} r_{\text{[км]}}} \sqrt{\frac{\theta}{\sin \theta}} e^{-\frac{0.0014}{\lambda_{\text{[км]}}^{0.6}} r_{\text{[км]}}} \text{ мВ/м.} \quad (6.2)$$

Формула Остіна вказує на існування для заданої відстані оптимальної довжини хвилі, при якій напруженість поля досягає максимуму. Фізична причина існування оптимуму обумовлена тим, що зі збільшенням довжини хвилі зменшується випромінювальна здатність антени (що призводить до зменшення напруженості поля) і, в той же час, зменшуються втрати (що викликає збільшення напруженості поля). Зі збільшенням відстані значення оптимальної довжини хвилі зростає.

У реальних умовах внаслідок того, що опір випромінювання антени залежить від частоти, струм не залишається постійним, а змінюється по діапазону. Крім того, оскільки умови приймання визначаються не абсолютним значенням напруженості поля в місці приймання, а відношенням напруженості поля сигналу до рівня перешкод, і останній також змінюється по діапазону, оптимальною хвилею потрібно вважати таку хвилю, при якій відношення напруженості поля сигналу до рівня перешкод досягає максимуму.

Для визначення оптимальної довжини хвилі, вважаючи, що потужність, яка підводиться до антени, не змінюється за діапазоном, обчислюють випромінювальну потужність або струм в антені і, користуючись формулами 6.1 або 6.2, визначають поле для ряду значень довжин хвиль в діапазоні від 3000 до 20 000 м. Знаючи, з іншого боку, залежність напруженості поля завад від довжини хвилі, обчислюють відношення  $E_C / E_{ЗАВ}$ , вважаючи оптимальною ту довжину хвилі, при якій це відношення досягає максимуму.

Таблиця 6.1 – Параметри для розрахунку

Частота, кГц	15	20	30	40	60	80
Коефіцієнт корисної дії антени, %	7,9	14	26	43	47	50
Напруженість поля завад для світлої пори доби, мкВ/м	40	30	25	18	10	5
Випромінювана потужність, кВт	31,6	56	104	172	188	200

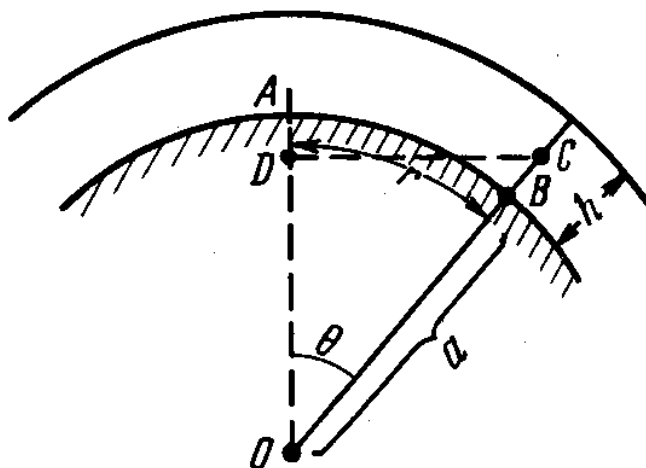


Рисунок 6.1 – Визначення параметрів кута

## 6.2 Визначення медіанного значення напруженості поля

Розрахувати медіанне значення напруженості поля в нічний час на відстані від передавача  $L = \text{___}$  [ \_\_\_ ], довжина хвилі  $\lambda = \text{___}$  [ \_\_\_ ],  $P = \text{___}$  [ \_\_\_ ]. Параметри вибираються згідно з варіантом з окремої таблиці.

$$E_D = \frac{10233}{\sqrt{r_{\text{км}}}} \sqrt{P_{1[\text{кВт}]} D_1} e^{-8.94 \cdot 10^{-4} \lambda_{\text{км}}^{-0.26} r_{\text{км}}} \text{ мВ/м.} \quad (6.3)$$

Формула визначає середнє за рік медіанне значення поля, коли середині траси відповідає місцева північ і магнітне відмінювання в цій точці дорівнює  $61^\circ$ . Передбачається, що відносна кількість сонячних плям дорівнює нулю. Використовується вертикальна антена, висота якої багато менша довжини хвилі.

Подавши цю формулу у вигляді

$$E_d = A / e^{\frac{a}{\lambda}},$$

неважко помітити, що укорочення довжини хвилі (в межах діапазону середніх хвиль) призводить до зменшення поля.

### **6.3 Визначення за методом Казанцева добової зміни медіанного значення напруженості поля**

Розрахувати за методом Казанцева добову зміну медіанного значення напруженості поля для довжини хвилі  $\lambda$ , для обраного місця на лінії радіозв'язку (Вінниця – обране місто), потужність Р. Параметри вибираються згідно з варіантом з окремої таблиці.

Необхідно визначити оптимальні для зв'язку частоти і, враховуючи залежність іонізації області  $F_2$  та Е від часу доби, пори року і фази 6-річного періоду сонячної активності, скласти графік рекомендованих для зв'язку частот.

Для обраних довжин хвиль необхідно розрахувати множник ослаблення, що дозволить визначити необхідну потужність передавача для необхідної напруженості поля в місці приймання, яка, в свою чергу, визначається за рівнем перешкод і заданої надійності зв'язку.

Визначення максимально застосованої частоти (МЗЧ) та складання розкладу зміни частот.

Найбільш простим і зручним способом складання добового графіка МЗЧ для заданої траси є застосування іоносферних карт. За допомогою сітки географічних координат, нанесеної на кожній іоносферній карті (рис. 6.2), виготовляють кальку, на яку наносять екватор, один з меридіанів (наприклад, за Гринвічем) і кінцеві пункти траси.

Таблиця 6.2 – Складання добового графіка МЗЧ на радіотрасах, коротших 4000 км

Час доби , год	МЗЧ-0, МГц	МЗЧ-4000, МГц	МЗЧ, МГц	ОРЧ, МГц
0	6	12	11,3	8,5
2				
4				
.				
.				
.				
22				

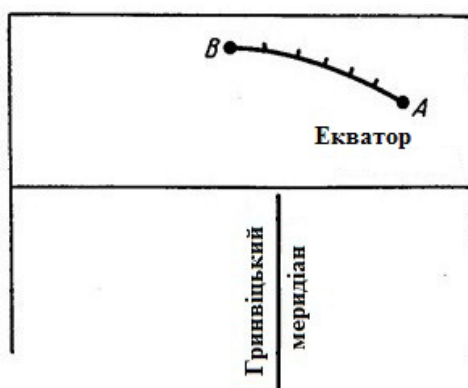


Рисунок 6.2 – До визначення МЗЧ на заданій трасі

Потім за допомогою карти дуг великих кругів, яка додається до кожної інструкції про визначення МЗЧ, за описаним в інструкції методом на кальку наносять дугу великого кола і розмічають через 1000 км масштаб відстаней. Виготовлена таким чином калька показана на рис. 6.2. Далі можуть бути два випадки. Максимальна відстань, на яку поширюється хвиля за рахунок одного відбиття від шару  $F_2$ , дорівнює 4000 км. Якщо довжина траси менше цієї величини, то має місце одне відображення, і точку на середині траси відзначають особливим значком. Далі кальку накладають на іоносферну карту МЗЧ-0 для 0 годин таким чином, щоб екватор і меридіан кальки збігалися з відповідними лініями на карті. Навпроти значка на середині траси відраховують відповідне значення МЗЧ-0, яке заноситься в другий стовпець табл. 6.2.

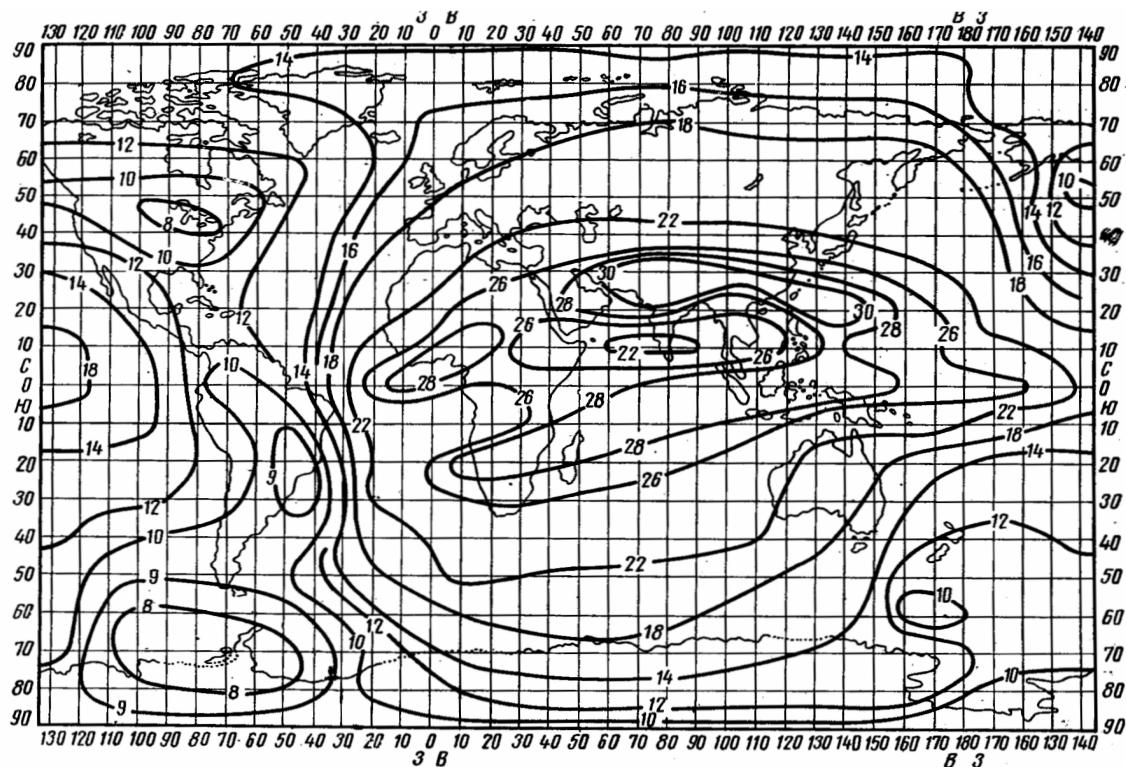


Рисунок 6.3 – Іоносферна карта для  $F_2$ -4000-МЗЧ на серпень (прогноз)[8]

Нехай, наприклад, це значення становитиме 6 МГц. Накладаючи таким же чином кальку на карти МЗЧ-0 для 2, 4 і до 22 годин, заповнюють весь стовпець. Ця процедура далі повторюється для комплекту карт МЗЧ-4000 і заповнюється наступний стовпець. Наприклад, МЗЧ-4000 для 0 год дорівнює 12 МГц. Припустимо, що довжина розглянутої траси становить 3000 км. Зрозуміло, що МЗЧ для такої траси буде менше МЗЧ-4000, але більше МЗЧ-0. Необхідну інтерполяцію можна здійснити за допомогою номограми, поданої на рис. 6.4. Тут потрібно покласти прозору лінійку так, щоб вона проходила через цифру 6 на осі МЗЧ-0 і через цифру 12 на осі МЗЧ-4000. Положення лінійки показано пунктирною прямою. Точка перетину пунктирної лінії з вертикальною прямою, відповідної фактичної довжини траси (в даному випадку 3000 км) наноситься на один з масштабів частот паралельно похилим прямим. Результат – 11,3 МГц – записується у відповідну графу табл. 6.2. Ця процедура використовується для всіх годин доби. В останній стовпчик заносять значення так званих оптимальних робочих частот (ОРЧ), які, зазвичай, становлять  $0,70 \div 0,80$  від МЗЧ. Це робиться, з одного боку, для введення відомого запасу в розрахунок, щоб випадкові флуктуації електронної концентрації не призвели до порушення зв'язку. З іншого боку, при роботі на частотах, близьких до МЗЧ, від іоносфери відбиваються на декількох відмінних висотах два промені, що призводить до додаткової багатопроменевості, а отже, і до посилення завмирань. Зниження робочих частот дозволяє усунути це явище.

Якщо довжина траси перевищує 4000 км, то замість точки відбиття на трасу наносять дві контрольні точки, віддалені на відстані 2000 км від кінцевих пунктів. Це ті точки, в яких пологі промені відбиваються від іоносфери. Розрахунок роблять за допомогою однієї іоносферної карти МЗЧ-4000. Кальку накладають на карту для 0 год, відраховують значення МЗЧ-4000, відповідні обом контрольним точкам, і заносять результати в табл. 6.3.

Таблиця 6.3 – Складання добового графіка МЗЧ на трасах, довгих 4000 км

Час доби, год	1-ша контрольна точка МПЧ-4000, МГц	2-га контрольна точка МПЧ-4000, МГц	МПЧ, МГц	ОРЧ, МГц
0	10	14	10	7,5
2				
4				
·				
22				

Вся ця процедура повторюється для інших годин доби. Як МПЧ записують менше з двох значень МЗЧ-4000, так як умови відбиття визначаються більш “темною” контрольною точкою, тобто точкою з

меншим значенням МЗЧ-4000. ОРЧ обчислюють так само, як при одному відбитті.

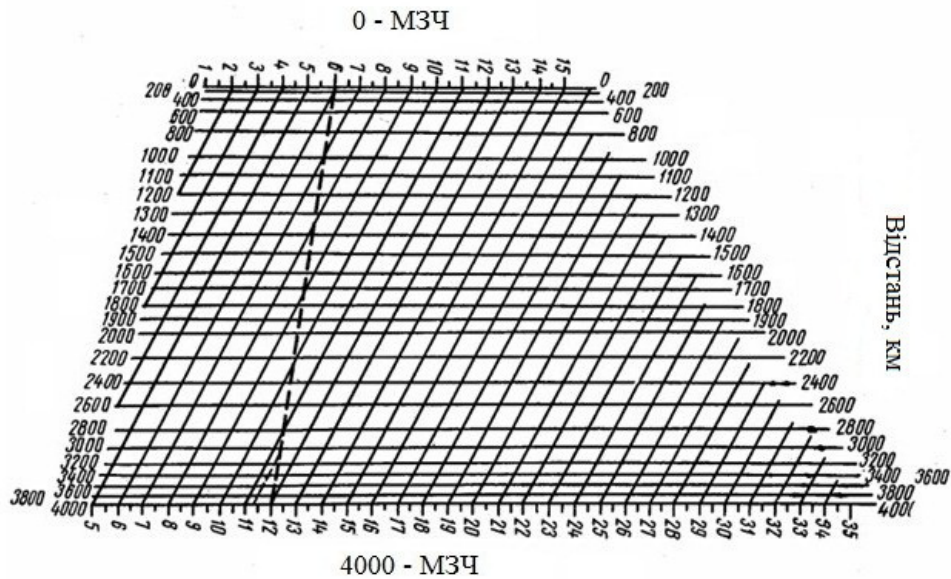


Рисунок 6.4 – Номограма для визначення МЗЧ на трасі протяжністю від 0 до 4000 км [8]

За даними останніх стовпчиків табл. 6.2 і 6.3 будують добовий графік ОРЧ, який має вигляд, подібний до зображеного на рис. 6.5.

Можна стверджувати, що розташовуючи добовим графіком МЗЧ і працюючи на частотах, близьких до ОРЧ, досягають оптимальних умов, при яких використовуються для зв'язку хвилі, що відчують найменше поглинання в іоносфері.

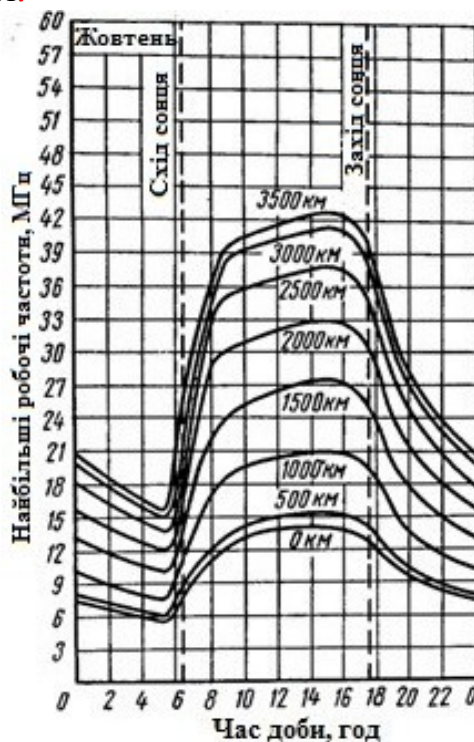


Рисунок 6.5 – Сімейство добових графіків ОРЧ для ліній радіозв'язку різної протяжності [8]

Оскільки в реальних умовах неможливо перебудувувати передавач і приймач кожну годину, а допустимо користуватися добовим набором в дві або три частоти, то необхідно піти на відомий компроміс при виборі рекомендованих для цілодобового зв'язку двох-трьох фіксованих частот. З математичної точки зору підлягає вирішенню завдання, яке може бути сформульоване так: розташовуючи криву добового ходу МЗЧ, необхідно вписати в неї дво- або триступінчасту ламану лінію (рис. 6.6) такої конфігурації, при якій заштрихована область буде мати найменшу площу. За цієї умови за добу, в цілому, частоти, вибрані для зв'язку, будуть найбільш близькі до оптимальних.

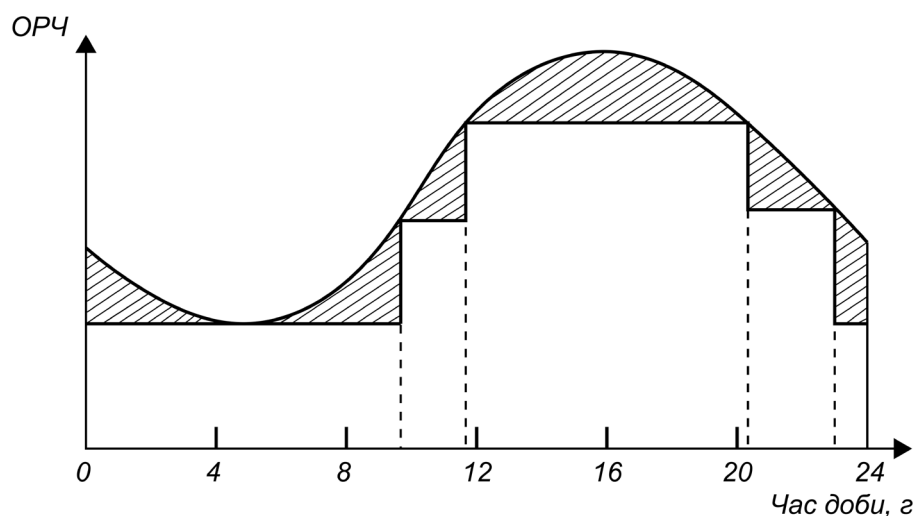


Рисунок 6.6 – До складання розкладу зміни хвиль по кривій добового ходу ОРЧ

У наведеному на рис. 6.6 прикладі добовий набір складається з трьох частот. Абсциси точок, що відокремлюють рівні, являють собою рекомендований час переходу з денної хвилі на проміжну, з проміжної – на нічну, з нічної – на денну. Ординати, відповідні кожному рівню, є абсолютними значеннями рекомендованих частот.

На лінях зв'язку, що знаходяться в простих умовах освітленості, до яких належать всі лінії з однією вершиною відбиття, а також на лінях з декількома відбиттями, що проходять приблизно уздовж меридіана, добовий набір з двох-трьох частот, зазвичай, забезпечує надійний цілодобовий зв'язок. У більш складних умовах знаходяться протяжні лінії зв'язку, орієнтовані приблизно вздовж паралелей. У таких лінях в зимові місяці західна і східна вершини відбиттів у досвітні години знаходяться в дуже різних умовах освітленості, що надзвичайно ускладнює вибір частот. На таких лінях, як правило, доводиться застосовувати добовий набір з трьох, а то й чотирьох частот.

**Розрахунок множника ослаблення.** Точне визначення розрахунковим шляхом множника ослаблення, а отже, і напруженості поля хвилі в місці

приймання пов'язане з труднощами, які збільшуються через відсутність точних відомостей про абсолютні значення коефіцієнта поглинання в нижніх шарах іоносфери (шари D і E).

Для достатньо точного визначення напруженості поля (field intensity) в місці приймання необхідно знати траєкторію радіохвилі і, попередньо обчисливши значення напруженості поля в місці приймання при відсутності поглинання на трасі, помножити його на коефіцієнт  $\exp(\int_s \delta dl)$ , де  $\delta$  – коефіцієнт поглинання, який змінює своє значення на трасі,  $l$  – елемент траси, причому інтеграл розповсюджується на ті ділянки траси, в яких помітно проявляється поглинальна дія іонізованих шарів. Цей розрахунок повинен бути повторений для променів, що зазнали різну кількість відбиттів, з тим, щоб результувальне поле визначалося як сума напруженостей поля окремих променів. Додатковою складністю при розрахунку являється необхідність врахування завмирань.

Для розрахунку використовують метод, розроблений А. Н. Казанцевим. В основу методу Казанцева покладено припущення, що в загальному випадку поле в місці приймання створюється в результаті взаємодії променів, що зазнали різну кількість відбиттів. Результувальне значення напруженості поля визначається за формулою:

$$E_D = \sqrt{\sum_{i=1}^m E_{Di}^2}, \quad (6.4)$$

де кількість променів  $m$  ніколи не перевищує трьох.

Зауважимо, що в більшості випадків, які зустрічаються на практиці  $E_{D1} > E_{D2} > E_{D3}$ , що дозволяє обмежуватися розрахунком поля променя, що зазнав найменшу кількість відбиттів. Однак в тих випадках, коли умови  $E_{D1} > E_{D2} > E_{D3}$  не дотримуються, необхідно виконувати розрахунок за повною формулою 6.4.

Медіанне значення множника ослаблення для кожного променя визначається формулою

$$F_{\text{мед}} = \frac{1}{2} \left( \frac{1+R}{2} \right) R^{n-1} e^{-\sum_{j=1}^n \Gamma_j}, \quad (6.5)$$

де  $R$  – модуль коефіцієнта відбиття від поверхні Землі;  $n$  – кількість відбиттів від іоносфери;  $\Gamma_j$  – коефіцієнт поглинання в  $j$ -й вершині. Кількість відбиттів  $n$ , випробовуваних променем на трасі протяжністю  $r$ , визначається за формулою

$$n \approx r_{[\text{км}]} / 4000 \quad (6.6)$$

шляхом округлення частки до найближчого цілого числа.



У знаменник формули 6.5 введено множник 2, що відповідає зменшенню поля (або потужності) на 6 дБ. З яких 3 дБ (за А. Н. Казанцевим) – втрати за рахунок того, що приймальна антена має лінійну поляризацію, а промінь в процесі відбиття від іоносфери набуває еліптичну (а іноді й кругову) поляризацію. Ще 3 дБ обумовлені втратами при магнітоіонному розщепленні променя.

Множник  $(1 + R)/2$  враховує вплив відбитої від Землі хвилі в місці розташування приймальної антени. Якби приймальна антена А (рис. 6.7) перебувала на оптимальній висоті над поверхнею Землі, то промені 1 і 2 мали б однакову фазу і напруженість результувального поля (при горизонтальній поляризації) визначалася б за формулою  $(1 + R)E_0$ , де  $E_0$  – поле прямого променя. У реальних умовах внаслідок коливань висоти відбивального шару забезпечити виконання оптимальних умов не являється можливим і А. Н. Казанцев бере середні значення коефіцієнта, що враховує вплив відбитого променя, а саме  $(1 + R)/2$ . Зазвичай  $R$  дуже близько до одиниці і тому можна припустити, що  $(1 + R)/2 = 1$ . А. Н. Казанцев рекомендує вибирати  $R$  значення порядку 0,8.

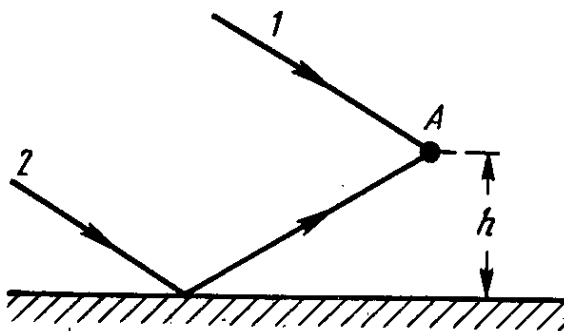


Рисунок 6.7 – Роль відбитих від поверхні Землі хвиль в формуванні результувального поля в місці розташування приймальної антени

Третій множник враховує втрати при відбитті від поверхні Землі в проміжних точках. Для ліній зв'язку з однією вершиною подібні відбиття відсутні і  $R^{n-1} = 1$ .

Нарешті, четвертий множник враховує поглинання в іоносфері. Коефіцієнт поглинання в  $j$ -й вершині визначається за формулою:

$$\Gamma_j = \Gamma_D + \Gamma_E + \Gamma_{F_1} + \Gamma'_{F_2}, \quad (6.7)$$

яка враховує поглинання при двократному проходженні крізь області D, E,  $F_1$  (так зване невідхиляюче поглинання) і при відбитті від шару (відхиляюче поглинання, позначене  $\Gamma'$ ). У тих випадках, коли

розповсюдження здійснюється за рахунок відбиття від області, формула 6.7 спрощується і приймає вигляд  $\Gamma_j = \Gamma_D + \Gamma'_E$ .

У денні години основне поглинання відбувається в області D. Внаслідок близького розташування областей D та E і, враховуючи, що іонізація обох областей в денні години визначається зенітною відстанню Сонця (тобто слідує загальному закону), можна припустити, що сумарне поглинання в обох областях пропорційне критичній частоті області. Таким чином, графіки для коефіцієнтів поглинання, які віднесені до області, фактично враховують поглинання в обох областях – D та E.

Коефіцієнти поглинання залежать від трьох величин: кута падіння на нижню межу іонізованої області  $\varphi_0$ , критичної частоти даної області  $f_{кр}$  і робочої частоти  $f$  (або довжини хвилі).

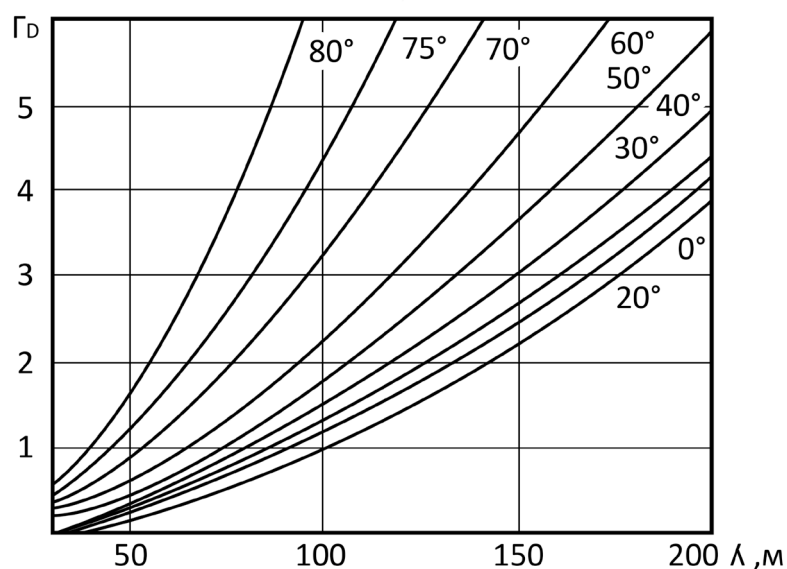


Рисунок 6.8 – Коефіцієнти поглинання для шару D залежно від довжини хвилі для різних значень кута падіння  $\varphi_0$ ;  $\nu = 10^7$  1/с;  
 $N = 10^3$  ел/м<sup>3</sup>[8]

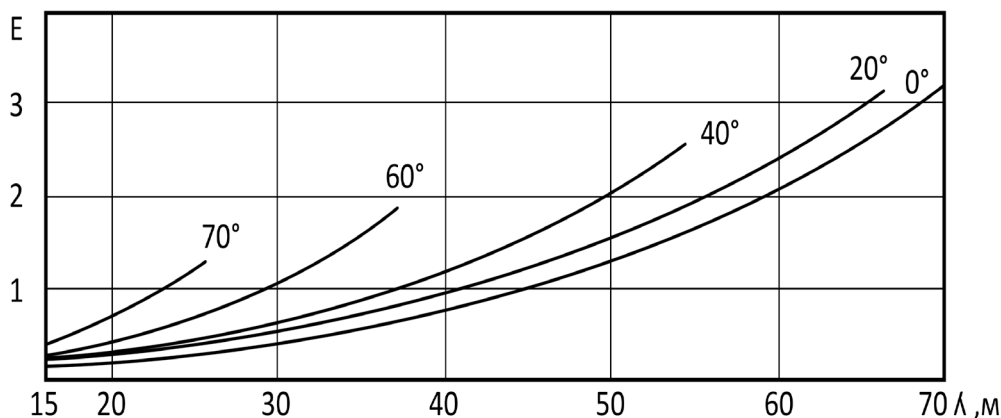


Рисунок 6.9 – Коефіцієнти поглинання для шару E залежно від довжини хвилі для різних значень кутів падіння  $\varphi_0$ ;  $f_{кр0} = 4 \cdot 10^6$  Гц [8]

На рис. 6.8 та 6.9 наведено графіки для визначення коефіцієнтів поглинання  $\Gamma_D$ ,  $\Gamma_E$ ,  $\Gamma'_E$  і  $\Gamma'_{F2}$ . На кожному графіку вказано, до якого значення критичної частоти даної області він належить. А. Н. Казанцев показав, що поглинання в іонізованій області пропорційне максимальному значенню електронної концентрації, яке пов'язане з критичною частотою співвідношенням:

$$N_{\text{макс}} = f_{\text{кр}}^2 / 80.8 \text{ 1/м}^3. \quad (6.8)$$

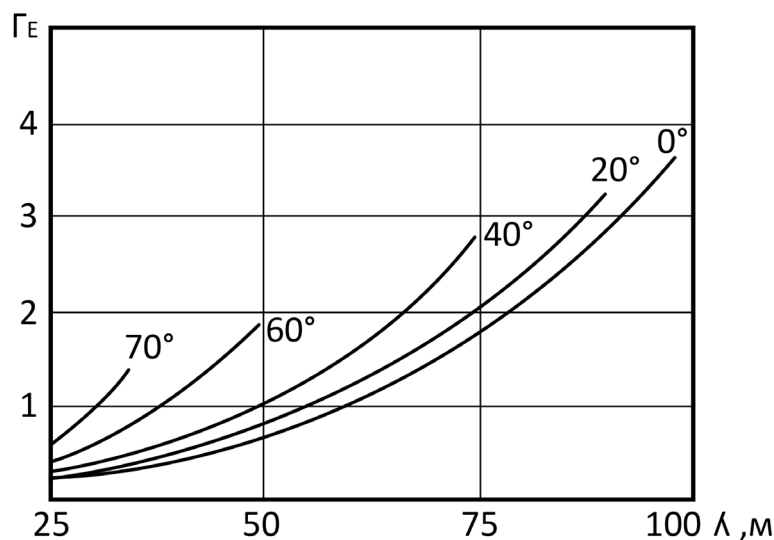


Рисунок 6.10 – Коефіцієнти поглинання для шару E залежно від довжини хвилі для різних значень кута падіння  $\varphi_0$ ;  $f_{\text{кр}0} = 3 \cdot 10^6$  Гц

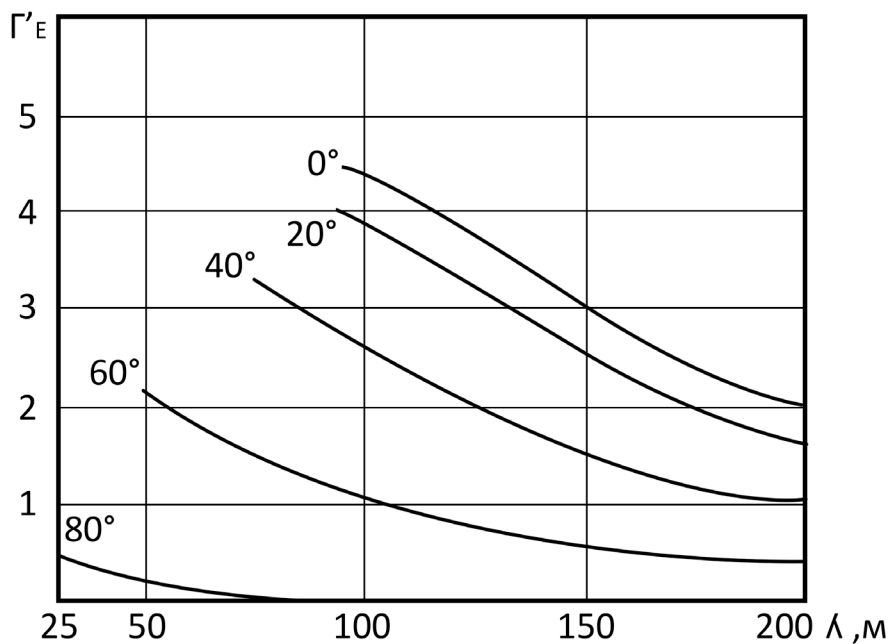


Рисунок 6.11 – Коефіцієнти поглинання при відбитті від шару E залежно від довжини хвилі при різних значеннях кута падіння  $\varphi_0$ ;

$$f_{\text{кр}0} = 4 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

На підставі цього співвідношення дійсне значення коефіцієнта поглинання можна визначити за формулою

$$\Gamma = \Gamma_{f_{кр0}} \left( \frac{f_{кр}}{f_{кр0}} \right)^2, \quad (6.9)$$

де  $f_{кр}$  – фактичне значення критичної частоти, а  $f_{кр0}$  – те значення критичної частоти, для якого складено графік;  $\Gamma_{f_{кр0}}$  – поглинання, обумовлене по графіку.

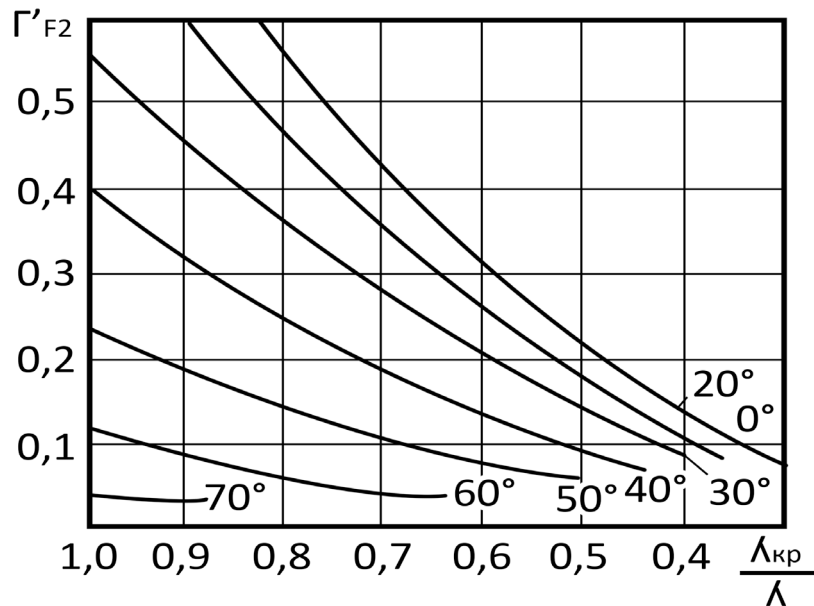


Рисунок 6.12 – Коефіцієнти поглинання при відбитті від шару F залежно від довжини хвилі при різних значеннях кута падіння  $\varphi_0$ ;

$$f_{кр0} = 5.7 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

Таким чином, за відомими  $\lambda$ ,  $\varphi_0$  і  $f_{кр}$  можна обчислити коефіцієнти поглинання для всіх вершин відбиття. Значення  $f_{крE}$  визначають за іоносферною картою для області E. Кут падіння  $\varphi_0$  обчислюють за формулою:

$$\text{tg } \varphi_0 = \frac{a \sin \theta}{h_d + a(1 - \cos \theta)}, \quad (6.10)$$

де  $\theta$  – геоцентричний кут:  $\theta^\circ = r_{[км]} / n222.4$ . Тут  $r$  – повна довжина лінії зв'язку;  $n$  – кількість відбиттів, яка визначається за формулою 6.6;  $h_d$  – висота відбиття області (зазвичай  $F_2$ ), що визначається по добовому графіку діючих висот.

Для практичного застосування методу Казанцева необхідно мати іоносферну карту поглинальних областей або добовим ходом критичних частот цих областей і добовим ходом діючих висот відбивальної області. Необхідно відзначити, що мова йде про ті діючі висоти, на яких відбиваються використовувані для зв'язку хвилі; точні значення цих висот можна визначити по іонограмах. При практичних розрахунках можна застосовувати усереднені графіки добового ходу діючих висот.

Те, що діючі висоти  $h_d$ , відповідні МЗЧ, не є максимальними значеннями висот видно з іонограми похилого зондування. На частотах, що наближаються до МЗЧ, відбиття відбуваються на двох висотах, одна з яких менша відповідної висоти відбиття МЗЧ, а інша – більша. Промінь, який відбивається на більшій висоті, називають променем Педерсена.

Для врахування поглинання в нічні години вважають, що протягом всієї ночі  $f_{крE} = 1$  МГц. Вплив 11-річного періоду сонячної активності враховується автоматично, оскільки в основу розрахунку додають іоносферні дані, що відображають дійсний стан іонізації верхніх шарів атмосфери.

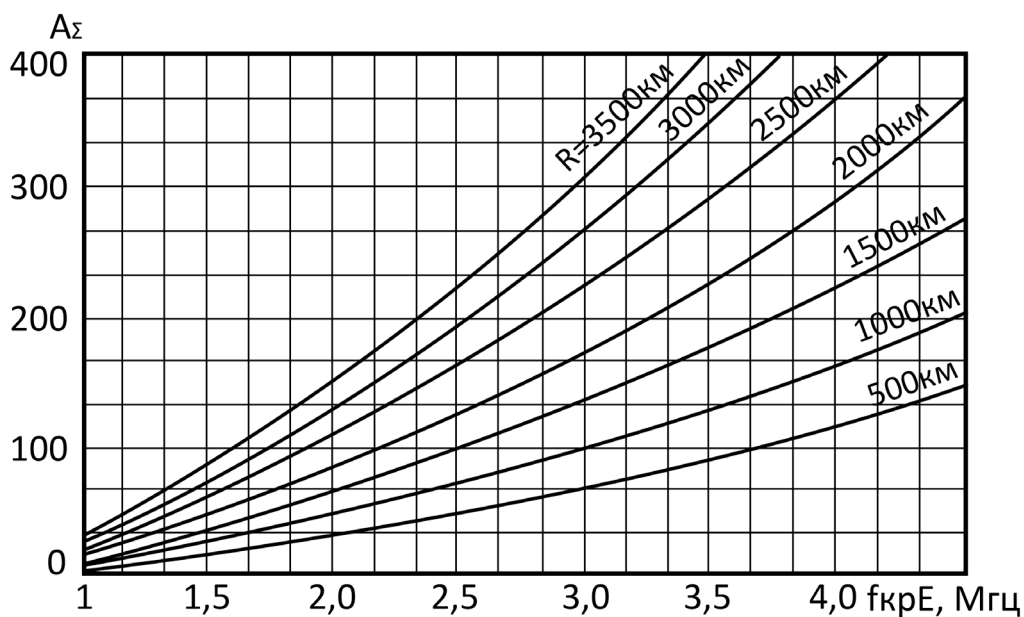


Рисунок 6.13 – Залежність коефіцієнта невідхиляючого поглинання (приведеного до частоти 1 МГц) від критичної частоти шару E [8]

У багатьох випадках можна застосовувати спрощений метод розрахунку і в припущенні, що хвилі відбиваються від області  $F_2$ , визначити коефіцієнт поглинання для кожної вершини відбиття за формулою:

$$\Gamma = \frac{A}{(f_{[МГц]} + f_{[МГц]})^2} + Bf^2. \quad (6.11)$$

Тут коефіцієнт  $A$  характеризує невідхиляюче поглинання, визначається за графіком, що зображений на рис. 6.14, залежно від критичної частоти шару  $E$  і відстані стрибка, а коефіцієнт  $B$  характеризує відхиляюче поглинання за графіком, що зображений на рис. 6.13, залежно від відстані стрибка і висоти відбиваючого шару;  $f_L$  – частота поздовжнього гіромагнітного резонансу, якому, зазвичай, приписують значення 0,8 МГц.

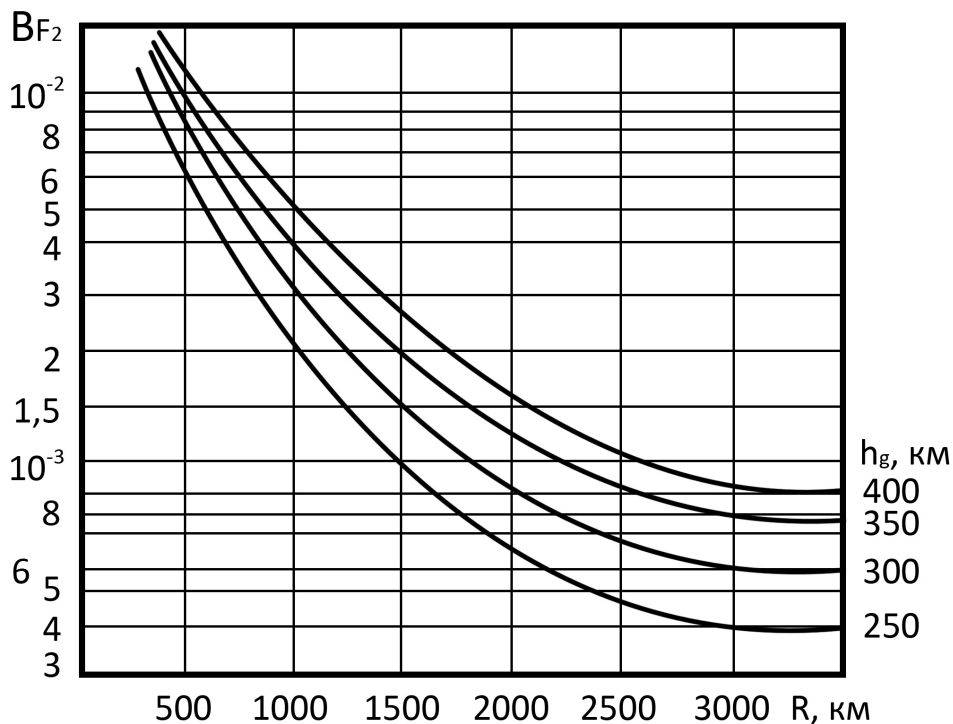


Рисунок 6.14 – Залежність коефіцієнта відхиляючого поглинання в шарі  $F_2$  від довжини хвилі сигналу

Аналогічні формули існують для розрахунку поглинання при відбитті радіохвиль від області  $E$ .

Проведені А. Н. Казанцевим експерименти показують, що отримані за формулою 6.5 значення множника послаблення в першому наближенні відповідають медіанним значенням за тривалий термін спостережень (порядку годин) при заданому стані іонізованих шарів. Інші роботи показали, що повільні коливання поля підкоряються логарифмічно нормальному закону розподілу зі стандартною девіацією 8 дБ. Функція розподілу такого роду флуктуацій подана на рис. 6.14. На повільні коливання накладаються швидкі завмирання, які в межах приблизно десятихвилинних інтервалів підкоряються релеївському закону розподілу. Функції розподілу завмирань (fading) при різній кількості рознесених антен показані на рис.6.15. та рис.6.16. Як відомо, спотворення прийнятих сигналів, обумовлені завмираннями, можна значною мірою компенсувати

використанням приймання на рознесені антени з відповідною системою складання сигналів.

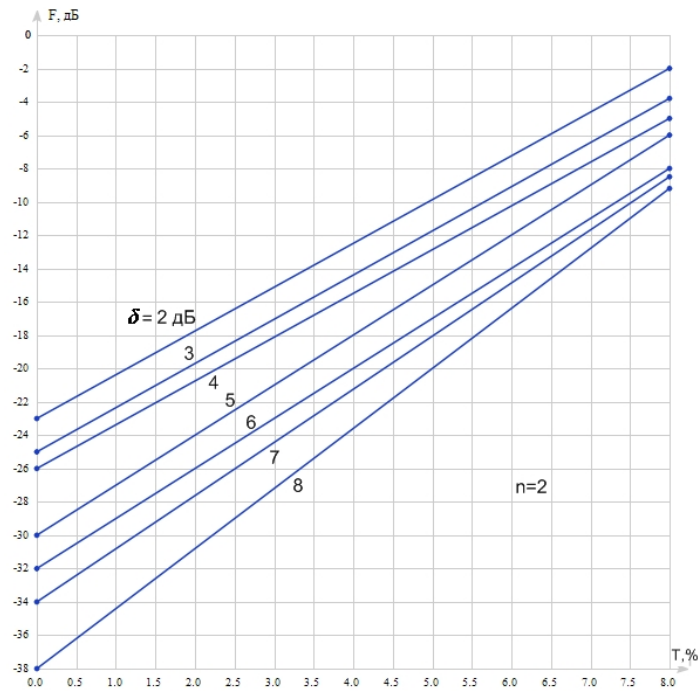


Рисунок 6.15 – Інтегральний розподіл глибини швидких та повільних завмирань при 2-х антенах

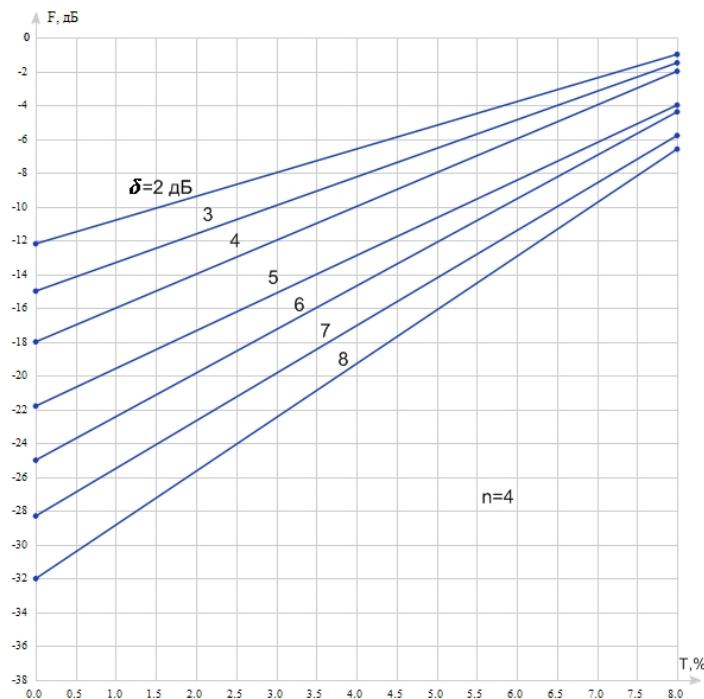


Рисунок 6.16 – Інтегральний розподіл глибини швидких та повільних завмирань при 4-х антенах

Вочевидь, чим менший відсоток часу зриву зв'язку прагнуть отримати, тим більший енергетичний запас повинен бути забезпечено. Порівняння кривих для  $n=2$  та  $n=4$  показує, що при використанні для прийому

чотирьох антен, необхідний менший енергетичний запас. Це говорить про ефективність даного способу збільшення стійкості зв'язку.

#### 6.4 Визначення потужності передавача для забезпечення каналу зв'язку

Визначити потужність передавача для забезпечення зв'язку протягом 99% часу на трасі довжиною  $g$ . Коефіцієнт посилення обирається з міркувань взаємності  $D_1 = D_2$ . Потужність сигналу на вході приймального пристрою повинна становити  $P$ . Параметри вибираються згідно з варіантом з окремої таблиці.

Наближений метод розрахунку ліній зв'язку іоносферного розсіювання. На рис. 6.17 показаний побудований за експериментальними даними графік залежності множника ослаблення при іоносферному розсіюванні метрових хвиль від відстані для п'яти частот. Множник ослаблення відповідає рівню, що не перевищується протягом 99% часу.

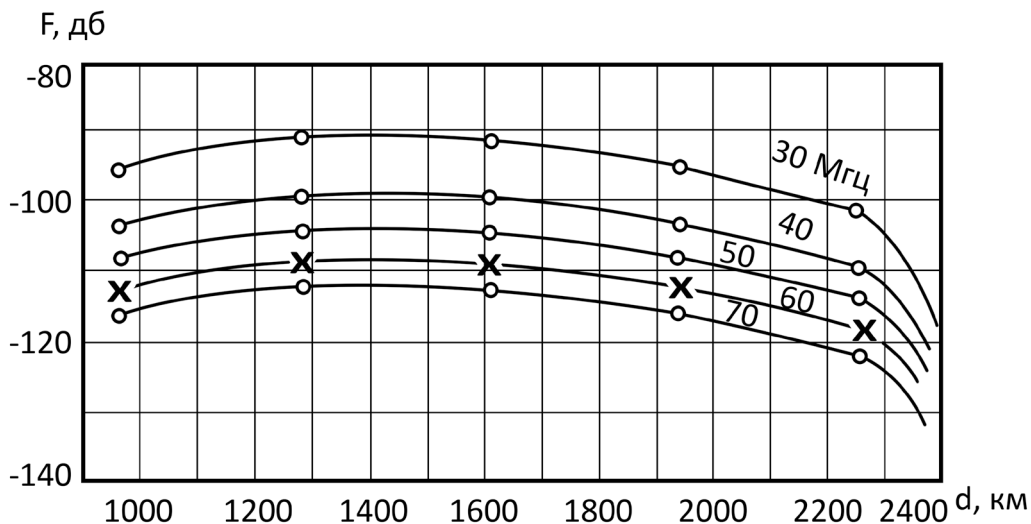


Рисунок 6.17 – Залежність множника ослаблення від відстані при іоносферному розсіюванні метрових хвиль [8]

Розрахунок проводиться за формулою:

$$P_2 = \frac{P_1 D_1 D_2 \lambda^2 F^2}{(4\pi r)^2} \text{ Вт,} \quad (6.12)$$

де  $F$  – множник ослаблення по напруженості поля.

У формулі 6.12 значення необхідно використовувати з розмірністю “рази”, для чого необхідно перевести значення, отримане з графіка (рис. 6.17) в “рази”, враховуючи, що множник ослаблення є функцією напруженості поля.



## ЛІТЕРАТУРА

1. Нефёдов В. И. Основы радиоэлектроники и связи : учеб. пособие / В. И. Нефёдов, А. С. Сигов ; под ред. В. И. Нефёдова. – М. : Высш. шк., 2009. – 735 с.
2. Мамчев Г. В. Основы радиосвязи и телевидения : учебное пособие для вузов / Мамчев Г. В. – М. : “Горячая линия-Телеком”, 2007. – 416 с.
3. Головин О. В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов ; под ред. профессора О. В. Головина. – М. : “Горячая линия-Телеком”, 2006. – 598 с.
4. Гаранин М. В. Системы и сети передачи информации : учеб. пособие для вузов / Гаранин М. В., Журавлёв В. И., Кунегин С. В. – М. : Радио и связь, 2001. – 336 с.
5. Мельник Ю. А. Основы радиотехники и радиотехнические устройства / Ю. А. Мельник, Г. В. Стогов. – М. : “Сов. Радио”, 1973. – 368 с.
6. Громько А. Н. Наземные и космические системы связи и телерадиовещания : учебное пособие / Громько А. Н. – Йошкар-Ола : “Системы радиосвязи”, 2000. – 59 с.
7. Фок В. А. Проблемы дифракции и распространения электро-магнитных волн / В. А. Фок. – М. : Изд-во “Советское радио”, 1970. – 520 с.
8. Марков Г. Т. Электродинамика и распространение радиоволн : учебн. пособие для вузов / Марков Г. Т., Петров Б. М., Грудинская Г. П. – М. : “Сов. Радио”, 1969. – 376 с.
9. Справочник по радиорелейной связи / [Каменский Н. Н., Модель А. М., Наденко Б. С. и др.] ; под ред. С. В. Боровича. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
10. Камнев В. Е. Спутниковые сети связи : учеб. пособие / Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. – М. : “Альпина Паблишер”, 2004. – 536 с.
11. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Борисов В. И. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.
12. Си-Би радиосвязь для всех / [Щербаков В., Спиранский И., Зленко В. и др.] ; под ред. В. В. Щербакова. – М. : “Ассоциация-27”, “Горячая линия-Телеком”, 2000. – 368 с.
13. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория : справочник / [под ред. Я. Д. Ширмана]. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
14. Дурнев В. Г. Основы построения систем передачи ЕАСС : учебник для повышения квалификации рабочих связи на производстве / В. Г. Дурнев, В. Д. Стандрик. – М. : Радио и связь, 1985. – 208 с.
15. Степанов Б. Г. Любительская радиосвязь на КВ : справочник / Степанов Б. Г., Лаповок Я. С., Ляпин Г. Б. – М. : Радио и связь, 1991. – 120 с.

## СЛОВНИК НАЙБІЛЬШ ВЖИВАНИХ ТЕРМІНІВ

радіозв'язок	- radio communication
передавач	- transmitter
радіоприймач	- receiver
бездротовий зв'язок	- wireless
повідомлення	- message
спектр	- spectrum
середня потужність	- average power
еталонна потужність	- reference power
пікова потужність	- capacity
телефонне повідомлення	- telephone message
телеграфні повідомлення	- telegraph message
швидкість модуляції	- speed modulation
підсилення	- amplification
послаблення	- attenuation
частотна модуляція	- frequency modulation
напруженість поля	- field intensity
опорний генератор	- reference oscillator
телевізійний сигнал	- TV signal
відеосигнал	- video
сигнали звукового мовлення	- signals sound broadcasting
канал передавання	- transmission channel
частота сигналу	- frequency
АЧХ	- AFC
ФЧХ	- PFC
частота помилок	- frequency errors
динамічний діапазон	- dynamic range
структурна схема	- block diagram
генератор	- generator
частотомір	- frequency meter
вольтметр	- voltmeter
вокодер	- vocoder
іоносферні системи	- ionospheric system
завмирання	- fading
вихідний опір	- output impedance
вхідний опір	- input impedance
згасання	- attenuation
абсолютна похибка	- absolute error
шуми	- noises
завади	- obstructions
перетворювач	- converter
чутливість	- sensitivity
фідер	- feeder
цифрові методи	- digital methods
вузькосмуговий	- narrowband
радіорелейний	- radio relay
геостационарна орбіта	- Geostationary orbit

*Навчальне видання*

**Бєлов Володимир Сергійович  
Кононов Сергій Павлович**

**СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ**  
Лабораторний практикум

Редактор Є. Плетньова

Оригінал-макет підготовлено В. Бєловим

Підписано до друку 28.04.2017 р.  
Формат 29,7 × 42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Ум. друк. арк. 5,41  
Наклад 50 пр. Зам. № 2017-073

Видавець та виготовлювач  
Вінницький національний технічний університет,  
інформаційний редакційно-видавничий центр.

ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Хмельницьке шосе, 95,  
м. Вінниця, 21021.  
Тел. (0432) 59-85-32, 59-87-38.  
press.vntu.edu.ua;  
e-mail: kivc.vntu@gmail.com.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.