

Міністерство освіти і науки України.  
Державний університет телекомунікацій.  
Кафедра Мобільних та відеоінформаційних технологій

Навчальний посібник з  
дисципліни:  
**«КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ  
СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ, МОБІЛЬНОГО  
ЗВ'ЯЗКУ І РАДІОДОСТУПУ»**

Київ 2021

# Зміст

<b>Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу .....</b>	<b>- 7 -</b>
<b>Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв .....</b>	<b>- 41 -</b>
<b>Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв .....</b>	<b>- 80 -</b>
<b>Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення .....</b>	<b>- 106 -</b>
<b>Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення...</b>	<b>- 151 -</b>
<b>Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу .....</b>	<b>- 172 -</b>
6.1 Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД) .....	- 172 -
6.1.1 Призначення і завдання СЗПД.....	- 172 -
6.1.2 Задачі синтезу СЗПД в АСУ .....	- 173 -
6.1.3 Формулювання мети дослідження .....	- 174 -
6.1.4 Методичний підхід до розв'язання поставленого завдання дослідження .....	- 181 -
<b>Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу .....</b>	<b>- 186 -</b>
7.1 Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи .....	- 186 -
7.1.1 Розробка критерій для порівняння конкурентоздатних варіантів систем збору і передачі даних .....	- 186 -
7.1.2 Розробка обмеження на достовірність обробки інформації в СЗПД.....	- 192 -
7.1.3 Система з резервом пристрої в (РПС) .....	- 197 -
7.1.4 Система змішаного типу (ЗТС) .....	- 202 -
7.1.5 Дослідження впливу методів введення інформаційної надмірності на обмеження за вірогідністю і оперативністю обробки інформації в СЗПД .....	- 207 -
<b>Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів .....</b>	<b>- 217 -</b>
8.1 Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів.....	- 217 -
8.1.1 Задача раціональної побудови багатофазної багатоканальної СЗПД з резервом пристроїв.....	- 217 -
8.1.2 Задача раціональної побудови багатофазної одноканальної СЗПД з резервом часу на ремонт пристроїв .....	- 222 -
8.2 Методика вирішення задачі для оптимізації радіальної системи з резервом пристроїв.....	- 227 -
8.2.1. Радіальна система збору інформації.....	- 227 -
8.2.2 Радіальна система обміну інформації.....	- 234 -
8.2.3 Методика вирішення загальної задачі оптимізації СЗПД .....	- 235 -
<b>Тема 9. Стандарти радіозв'язку .....</b>	<b>294</b>

9.1 Стандарти рухомого і фіксованого радіозв'язку.....	294
9.2 Системи частотно-територіального планування мереж рухомого і фіксованого зв'язку... 322	
9.3 Методики прогнозу зон покриття мереж радіозв'язку.....	348
9.4 Алгоритми і методики частотно-територіального планування.....	370
9.5 Рекомендації з використання методик і алгоритмів частотно-територіального планування .....	405
<b>Література .....</b>	<b>238</b>

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

# Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

## 1.1 Принципи радіомовлення

Радіозв'язок — різновид зв'язку, у якому носієм інформації є радіохвилі.

### 1.1.1 Розповсюдження радіохвиль в земних умовах

Радіохвилі — діапазон електромагнітних хвиль з довжиною хвилі  $10^{10} > \lambda > 5 \cdot 10^{-5}$  м. В експериментах герца (1888 р.) Вперше були одержані хвилі з довжиною кілька десятків сантиметрів. В 1895-99 о. Попов вперше використав радіохвилі для бездротового зв'язку. З розвитком радіотехніки розширявся і частотний діапазон хвиль, що може бути згенерований чи сприйнятий радіоапаратурою. В природі існують і природні джерела радіохвиль у всіх частотних діапазонах. Наприклад таким джерелом може бути будь-яке нагріте тіло. Також радіохвилі можуть генеруватися деякими природними явищами використовуються радіохвилі не лише для власне радіо але й для локації, дослідження космічних об'єктів, дослідження середовища, в якому вони поширюються, і в радіометеорології.

Частотна сітка, використовуєма у радіозв'язку, поділяється на діапазони:

Довгі хвилі (дх) —  $f = 150—450$  кГц ( $\lambda = 2000—670$  м)

Середні хвилі (сх) —  $f = 500—1600$  кГц ( $\lambda = 600—190$  м)

Короткі хвилі (кх) —  $f = 3-30$  мГц ( $\lambda = 100-10$  м)

Ультракороткі хвилі (укх) —  $f = 30$  мГц —  $300$  мГц ( $\lambda = 10-0,01$  м)

В залежності від діапазона радіохвилі мають свої особливості та закони розповсюдження:

Дх сильно поглинаються іоносферою, основне значення мають приземні хвилі, які розповсюджуються, огинаючи землю. Їх інтенсивність по мірі віддалення від передавача зменшується порівняно швидко. Сх сильно поглинаються іоносферою вдень, район їх дії визначається приземною хвилею, ввечері добре відбиваються від іоносфери і район дії визначається відбитою хв.

Кх розповсюджуються виключно відбиттям від іоносфери, тому навколо передавача існує мертва зона. Вдень краще розповсюджуються більш короткі хвилі (30 мГц), вночі — більш довгі (3 мГц). Короткі хвилі можуть розповсюджуватися на великі відстані при малій потужності передавача.

Укх розповсюджуються в ідеальних умовах по прямій як світло. При проходженні укх через іонізовані ділянки атмосфери (грозова активність, магнітні бурі на сонці), вони зазнають менших втрат і радіозв'язок може відбутися на більші відстані.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Росповсюдження радіохвиль від джерела до приймача може відбуватися декількома шляхами одночасно. Таке розповсюдження має назву багатопроміневістю.

як наслідок, багатопроміневості та зміни параметрів середовища, виникають завмирання (англ. Fading) — зміна рівня отриманого відбувається внаслідок інтерференції, тобто у точці прийому електромагнітне поле є сумою зміщених у часі радіохвиль одного й того ж сигналу.

Радіохвилі випромінюються через антену в простір і розповсюджуються у вигляді енергії електромагнітного поля. І хоча природа радіохвиль однакова, їх здібність до розповсюдження сильно залежить від довжини хвилі. Земля для радіохвиль представляє провідник електрики. Проходячи над поверхнею землі, радіохвилі поступово слабшають. Це пов'язано з тим, що електромагнітні хвилі порушують в поверхні землі електрострум, на що і витрачається частина енергії.

Тобто енергія поглинається землею, причому тим більше, чим коротше довжина хвиля (вище частота). Крім того, енергія хвилі слабшає ще і тому, що випромінювання розповсюджується на всі боки простору і, отже, чим далі від передавача знаходиться приймач, тим менша кількість енергії доводиться на одиницю площі і тим менше за неї потрапляє в антену. Передачі довгохвильових мовних станцій можна приймати на відстані до декількох тисяч кілометрів, причому рівень сигналу зменшується плавно, без стрибків. Середньохвильові станції чутні в межах тисячі кілометрів. Що ж до коротких хвиль, то їх енергія різко убуває у міру видалення від передавача. Цим пояснюється той факт, що на зорі розвитку радіо для зв'язку в основному застосовувалися хвилі від 1 до 30 км. Хвилі коротше 100 метрів взагалі вважалися непридатними для телекомунікації. Проте подальші дослідження коротких і ультракоротких хвиль показали, що вони швидко затухають, коли йдуть у поверхні землі.

Радіозв'язок може здійснюватися за допомогою поверхневих і просторових радіохвиль.



Рис.1.1.розповсюдження просторової та поверхневої хвиль

Хвилі, що розповсюджуються уздовж сферичної поверхні землі і частково огинають її внаслідок явища дифракції, отримали назву земних або поверхневих. Здатність хвиль огинати перешкоди і дифрагувати навколо них, визначається співвідношенням між довжиною хвилі і розмірами перешкод. Чимнижче частота сигналу, тим більше дальність розповсюдження поверхневої хвилі. Чим коротше хвилі, тим слабше проявляється дифракція.

З цієї причини укв дуже слабо дифрагує навколо поверхні земної кулі і дальність їх розповсюдження в першому наближенні визначається відстанню ультракороткі хвилі, що поширюються за рахунок розсіювання на неоднорідностях тропосфери на відстань до 1000 км, отримали назву тропосферних.

Нарешті, хвилі довше 10 м, що розповсюджуються навколо земної кулі на скільки завгодно великі відстані за рахунок одноразового та багаторазового відбиття від іоносфери (тобто іонізованої оболонки атмосфери), називаються іоносферними або просторовими.

Шари іоносфери: шар d з слабкою електронною концентрацією, висота 60...80 км (існує тільки вдень), шар e з середньою електронною концентрацією, висота 90...150 км, шар f з найвищою електронною концентрацією, висота 190...500 км; влітку розщеплюється на два шари з різною електронною концентрацією: f1 (висота 190...230 км) і f2 (висота 230...500 км).

Діапазони частот від 3 до 30 кгц - дуже низькі частоти (онч) і від 30 до 300 кгц - низькі частоти (нч).

поверхнева хвиля має яскраво виражену здатність до дифракції і забезпечує стійкий надійний радіозв'язок на великих відстанях при використанні складних і дорогих антенно-щоглових споруд. На відстані до 400 км розповсюдження відбувається тільки за допомогою поверхневої хвилі, до 3000 км - за допомогою поверхневої і просторової хвиль, понад 3000 км - тільки за допомогою просторової хвилі. Використовуються для радіомовлення і радіонавігації. Основне джерело перешкод-атмосферні розряди. Діапазон міліметрових хвиль

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

використовується, як правило, для радіозв'язку під водою. Гектометрові хвилі. Діапазон частот від 300 кгц до 3 мгц - середні частоти (сч). Здатність поверхневої хвилі до дифракції виражена слабше, ніж на кілометрових хвилях. У денний час гектометрові хвилі розповсюджуються тільки у вигляді поверхневої хвилі на відстань до 300...500 км над сушею і до 800...1000 км над морем, а вночі вигляд поверхневих і просторових хвиль на відстань до 4000 км.

Дальність розповсюдження метрових і дециметрових хвиль практично не залежить від метеоумов. Сантиметрові і міліметрові хвилі також розповсюджуються в межах прямої видимості, проте дальність їх поширення істотно залежить від метеоумов. Поглинання сантиметрових хвиль у вологому повітрі становить 0,01 дб/км, на частоті 24 гц спостерігається резонансне поглинання у водяному парі (0,2 дб/км), на частоті 60 гц в кисні (13 дб/км). Поглинання і розсіювання відбувається під час дощу від 0,1 до 10 дб/км в залежності від інтенсивності дощу. Мікрохвильові діапазони використовуються для професійного й аматорського зв'язку, радіолокації, передачі телевізійних програм і укх-чм мовлення. У цих діапазонах працюють супутникові системи декаметрового (короткі) хвилі. Діапазон частот від 3 до 30 мгц-високі частоти (вч). Основний діапазон, використовуваний для аматорського та професійного радіозв'язку на відстані в кілька тисяч і десятків тисяч кілометрів. Радіозв'язок на декаметрових хвилях проводиться тільки за допомогою просторових хвиль, так як поверхневі хвилі в цьому діапазоні мають слабку здатність до дифракції і кривизну земної кулі практично не огинають. Зазвичай в денний час для зв'язку застосовують «денні» хвилі (від 10 до 20 м), а вночі, коли іонізація стає більш слабкою, - «нічні» хвилі (від 35 до 70 м). Зв'язок на декаметрових хвилях часто порушується через глибокі завмирання сигналу.

Причини завмирань - зміни різниці фаз променів, які прийшли в точку прийому за різними шляхами (інтерференційні завмирання з періодом кілька секунд); поворот площини поляризації внаслідок подвійного променезаломлення в іоносфері (поляризаційні завмирання); підвищене загасання в шарі поглинання просторової хвилі (тривалість завмирання до 60 хв); зникнення шару р 2 у високих широтах і зниження мпч в середніх широтах через корпускулярне випромінювання сонця (зовнішні ознаки поява полярних злиттів, тривалість порушень з цим кілька днів). Заходи боротьби з інтерференційними і поляризаційними завмираннями-прийом на рознесені антени і на рознесених частотах, застосування глибокої ару в приймачах, а при завмираннях через корпускулярного випромінювання сонця перехід на більш низькі частоти.

При зв'язку на декаметрових хвилях можлива поява «зони мовчання» у вигляді кільцевої області, яка укладена між радіусом дії поверхневої хвилі і відстанню, на якій з'являється відбита від іоносфери просторова хвиля. Якість телекомунікації на верхньому рівні діапазону частот може погіршуватися також через те, що в точку прийому крім основного сигналу приходить з більшим

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

часовим зсувом (до 0,1 с) другий сигнал, минулий більш довгий шлях по дузі великого кола (кругосвітня луна). Мікрохвильові діапазони. Включають в себе метрові хвилі (дуже високі частоти, двч, 30...300 мгц), дециметрові хвилі (ультрависокі частоти, увч, 300...3000 мгц), сантиметрові хвилі (надвисокі частоти, свч, 3...30 ггц), міліметрові хвилі (украй високі частоти, квч, 30...300 ггц), дециміліметрові хвилі (300...3000 ггц). Радіохвилі мікрохвильових діапазонів розповсюджуються тільки за допомогою поверхневої хвилі, так як в цих діапазонах просторові хвилі від іоносфери не відображаються.

Оскільки дифракція поверхневої хвилі в цих діапазонах майже не проявляється, поширення радіохвиль відбувається тільки в межах прямої видимості. На метрових хвилях завдяки незначній дифракції дальність прийому може бути дещо більше, ніж дальність прямої видимості, проте в зоні дифракції (зона півтіні і тіні) напруженість поля убуває дуже швидко, прийом телевізійних передач стає нестабільним і нестійким. На метрових хвилях спостерігаються окремі випадки далекого і наддалекого прийому телевізійних передач внаслідок розсіювання радіохвиль на неоднорідностях атмосфери і відбиття радіохвиль від областей іоносфери з підвищеною іонізацією. На дециметрових хвилях дифракція практично відсутній, і дальність прийому не перевищує дальності прямої видимості. Випадки далекого і наддалекого прийому телевізійних передач на дециметрових хвилях пов'язують з утворенням атмосферних хвилеводів над тропічними морями при аномальному стані атмосфери (суперрефракція).

### 1.1.2 Випромінювання радіохвиль

Будь який коливальний електричний заряд є джерелом змінного електромагнітного поля, що випромінюється в навколишній простір. Випромінювання зарядом електромагнітної хвилі можна пояснити наступним чином рис. 1.2. Розглянемо дві проводячі кулі, що знаходяться на відстані одна від одної

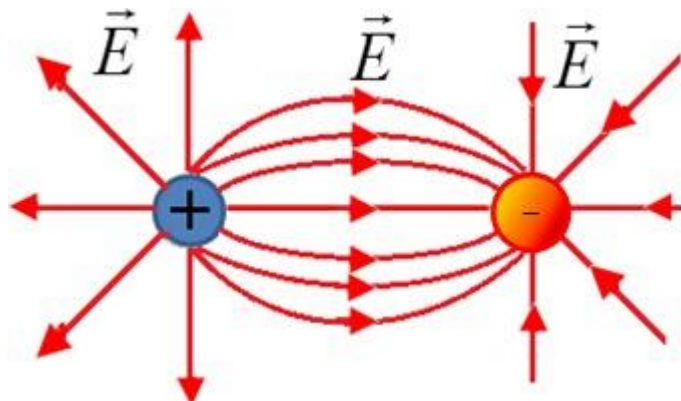


Рис. 1.2. Електричний диполь

Така система називається електричним диполем. Після виключення генератора кулі будуть заряджатися і розряджатися. При цьому по дроту протікають струми зарядки і розрядки ємності, утвореної кулями. Ємність куль багато



Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Більше ємності дротів, тому струмом зміщення між відрізками дроти можна знехтувати. Можна вважати, що струм провідності, що протікає в проводі  $l$  замикається тільки через струм зміщення, що протікає в просторі між кулями. В цьому випадку амплітуда струму вздовж проводу  $l$  залишається постійною. Такий електричний диполь називають диполем Герца.

На рис. 1.3 графічно зображено розподіл амплітуди струму вздовж дроти диполя. На цьому ж малюнку показані силові лінії електричного поля диполя для моменту часу, коли кулі заряджені.

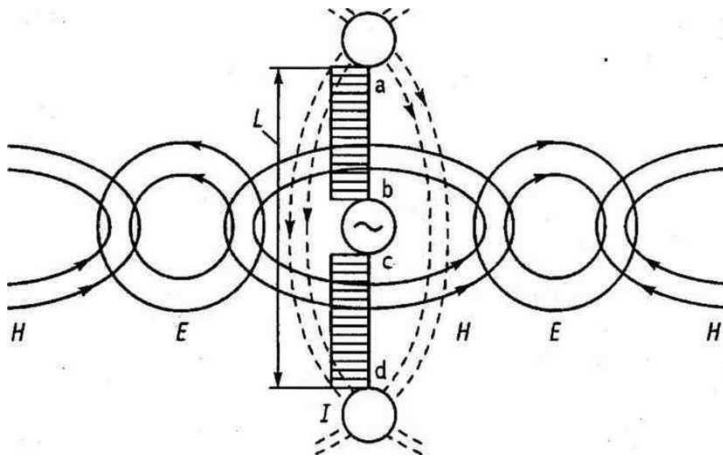


Рис. 1.3 схема виникнення електромагнітної хвилі, випромінюваної диполем Герца

Лінії струму зміщення розташовані в просторі так само, як і лінії електричного поля. При роботі генератора змінний струм зміщення викликає появу змінного магнітного поля, силові лінії якого оточують лінії струму зміщення. В свою чергу змінне магнітне поле за законом електромагнітної індукції викликає в навколишньому просторі появу змінного електричного поля і відповідного струму зміщення і т.д.

Розглянутий процес поширюється в навколишньому середовищі самопідтримуючись. Якщо, наприклад, вимкнути генератор, що живить диполь, то в навколишньому середовищі продовжує поширюватися виникла електромагнітна хвиля - струм зміщення викликає змінне магнітне поле, яке, в свою чергу, створює змінне електричне поле і струм зміщення в сусідніх областях простору. Якщо генератор, збудливий диполь, генерує напруга, що змінюється по гармонійному закону

$$U = U_m \sin \omega t,$$

то і електромагнітне поле змінюється в часі за гармонійним законом з тією ж частотою  $\omega$ . Швидкість поширення фази електромагнітної хвилі називають фазовою швидкістю. Фазова швидкість електромагнітної хвилі в діелектрику дорівнює:

$$V_\phi = 1/\sqrt{\mu\epsilon},$$

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

де  $\mu$  - магнітна проникність середовища;

$\epsilon$  - діелектрична проникність середовища у вільному просторі :

$$\epsilon = \epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$$

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

$$V_\phi \approx 3 \cdot 10^8 \text{ м/с,}$$

Тобто дорівнює швидкості світла. Відстань, яку проходить певна фаза хвилі за час одного періоду коливань  $t$ , називається довжиною хвилі:

$$\lambda = V_\phi T = V_\phi / f .$$

Поверхня, на якій фаза хвилі однакова, називається фронтом хвилі. На великих відстанях  $r$ , від диполя при виконанні умови:  $r \gg l$ . Фаза хвилі однакова на поверхні сфери. Така хвиля називається сферичною. Диполь герца зазвичай як антени не застосовують.

Однак будь-яку дротяну антену можна, що з елементарних відрізків проводу, в межах кожного з яких амплітуда струму може вважатися незмінною. Такий відрізок називають елементарним електричним вібратором, аналогічним диполю герца.

### ***1.1.3 Будова атмосфери землі***

У земних умовах радіохвилі поширюються в атмосфері. Атмосферу поділяють по висоті на три області: тропосферу, стратосферу і іоносферу. Нижня область - тропосфера простирається в [дб] висоті 7...10 км в полярних районах і до 16...18 км над екватором. Тропосфера переходить в стратосферу, верхня межа якої знаходиться на висоті близько 50...60 км. Стратосфера відрізняється від тропосфери майже повною відсутністю водяної пари, опади утворюються тільки в тропосфері. Тропосфера і стратосфера впливають тільки на поширення ухх. На висоті більше 60 км повітря знаходиться в іонізованому стані. Цю область називають іоносферою. Іоносфера в тій чи іншій мірі впливає на поширення радіохвиль всіх діапазонів, так як радіохвилі викликають в ній рух вільних зарядів. Головною причиною іонізації повітря і утворення іоносфери є випромінювання сонця. Встановлено, що іонізацію атмосфери можуть викликати тільки ультрафіолетові промені, що мають довжину хвилі менше 0,1 мкм. Іонізація атмосфери викликається також потоком частинок (корпускул), що випускаються сонцем. Короткохвильові ультрафіолетові промені і корпускули не досягають тропосфери, і повітря в ній практично не іонізований. Іонізація стає помітною на висотах більше 50...60 км. Експерименти показали, що в іоносфері є декілька шарів, від яких відбувається відображення радіохвиль, тобто існують кілька максимумів електронної концентрації.

### ***1.1.4 Заломлення і віддзеркалення радіохвиль в іоносфері***

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

розглянемо переломлення плоскою радіохвилі, падаючої під кутом  $\varphi_0$  на кордон іоносфери, яку для спрощення завдання вважаємо плоскою. Подумки розіб'ємо іоносферу на тонкі ділянки, вважаючи, що в межах кожного з них електронна концентрація  $n$  залишається незмінною і змінюється стрибком на кордоні сусідніх ділянок. Застосовуючи закон заломлення послідовно до сусідніх ділянок, отримуємо

$$n_0 \sin \varphi_0 = n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2 = K = n_i \sin \varphi_i ,$$

де  $n_0, N_1, N_2, \dots, N_i$  - коефіцієнти заломлення відповідно сусідніх ділянок іоносфери. Отже, траєкторія радіохвилі в іоносфері визначається вираженням

$$n \sin \varphi = \text{const} .$$

з висотою концентрація  $n$  збільшується, досягаючи на деякій висоті максимуму, а потім зменшується. Для відображення радіохвилі від іоносфери необхідно, щоб нижчий шар з максимальною електронною концентрацією  $n_{\text{max}}$ , фронт хвилі розташувався перпендикулярно кордоні шару. в цьому випадку верхня частина фронту продовжує поширюватися в області з меншим значенням  $n$ . Швидкість поширення верхньої частини фронту  $v_a$  більше швидкості нижчого кордону  $v_b$ . Внаслідок цього фронт хвилі повернеться в бік землі і радіохвиля повернеться на землю. Умова відображення радіохвилі в іоносфері можна записати у вигляді наступного співвідношення:

$$n_0 \sin \varphi_0 = n_{\text{отр}} \sin 90^\circ ,$$

де  $n_{\text{отр}}$  - коефіцієнт заломлення в області відображення. В кінцевому випадку

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - 80,8 \frac{N_{\text{отр}}}{f^2}} ,$$

Де  $n_{\text{отр}}$  - електронна концентрація відбиває шару іоносфери;  $f$ -частота електромагнітних коливань (радіохвиль). При цьому також повинна

Виконуватися умова  $n_{\text{отр}} < N_{\text{max}}$ . Якщо рівність не виконується до висоти, де  $n = n_{\text{max}}$ , то фронт хвилі не повернеться в бік землі і хвиля піде в світовий простір. Це пояснюється тим, що верхня межа фронту а виявиться в області з меншою електронною концентрацією  $n$ , тобто з великим значенням  $l$  і меншої фазової швидкістю  $v_\phi$ .

### 1.1.5 Антенно-фідерні пристрої

Питання проектування, виготовлення і використання антен для діапазонів довгих (дв), середніх (св), і коротких (кв) хвиль містять значно менше проблем, ніж антен для діапазону укв, особливо телевізійних. Справа в тому, що в діапазонах дв, св, кв передавачі, як правило, мають велику потужність, поширення радіохвиль цих діапазонів пов'язано з великими значеннями дифракції і рефракції в атмосфері, і прийомні пристрої володіють високою чутливістю. При передачі та прийомі сигналу в діапазоні укв і зокрема

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

телевізійного сигналу забезпечення необхідних значень цих параметрів викликає ряд труднощів, а саме: досягнення потужностей телевізійних передавачів, таких як радіомовних, виявилось поки неможливим; явища дифракції і рефракції в діапазоні УКХ незначні; чутливість телевізійного приймача обмежена рівнем його власних шумів і становить через необхідність прийому ширококутового сигналу приблизно 5 мкВ. Тому для отримання на екрані телевізора високого рівня зображення рівень вхідного сигналу повинен бути не менше 100 мкВ. Однак через невелику потужність передавача і гірших умов поширення радіохвиль напруженість електромагнітного поля в точці прийому виявляється невисокою. Звідси виникає одна з головних вимог, що пред'являються до телевізійної антени: при даній напруженості поля в точці прийому антена повинна забезпечити необхідну напругу сигналу для нормальної роботи телевізійного

Приймача. Приймальна антена є одиночним провід або систему провідів, призначених для перетворення енергії електромагнітних

Параметри антен при роботі на прийом і на передачу ідентичні, тому можна застосовувати принцип взаємності антенних пристроїв, що дають можливість деякі характеристики і параметри антен визначати в режимі передачі, а інші в режимі прийому.

Радіохвилі, потрапляючи на навколишні предмети, наводять у них електричні струми високої частоти.

антена приймає як прямі, так і відбиті радіохвилі, які призводять до спотворення зображення на екрані телевізора. Експериментальні дослідження показали, що при використанні вертикальної поляризації до місця прийому приходять значно більше відбитих хвиль, ніж при використанні горизонтальної поляризації. Це пояснюється тим, що в навколишньому просторі, особливо в містах, є безліч вертикальних, добре відображають перешкод (будівлі, стовпи, труби, магніти). При виборі виду поляризації враховуються і вертикальних. Майже всі вони мають спрямованість в горизонтальній площині, що слабшає прийом перешкод і відбитих хвиль за рахунок просторової вибіркості.

Приймальні телевізійні антени повинні відповідати таким основним вимогам: - мати просту і зручну в експлуатації конструкцію; - високу просторову вибіркості; - пропускати широку смугу частот; - забезпечувати високу відношення рівня сигналу до рівня перешкод при прийомі; - володіти слабкою залежністю вхідного опору і коефіцієнта посилення від частоти.

Симетричним вібратором називається прямолінійний провід або металевий стрижень, розділений на дві рівні частини із живленням посередині (рис.2). Довжина кожного плеча дорівнює загальній довжині вібратора дорівнює точкам - клеми антени. Відстань  $aa$  мала в порівнянні з розмірами плечей, тому нею знехтують. Симетричний вібратор звичайно є елементом складних антен і застосовується в радіолокації в діапазоні метрових.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

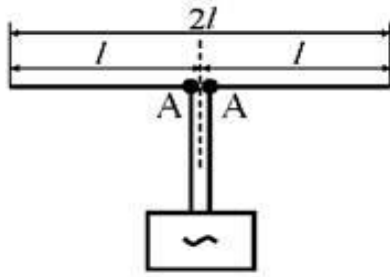


Рис 1.4 симетричний вібратор

У симетричних точках вібратора струм однаковий по величині й напрямку. Закон розподілу струму виражається в такий спосіб:

$$I(x) = I_n \sin \left[ \frac{2\pi}{\lambda} (l - |x|) \right],$$

Відомий закон розподілу струму дозволяє за допомогою правила бонч-бруевича розрахувати діаграму спрямованості симетричного вібратора:

$$f(\theta) = 60 \left| \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} \right|, \quad F(\theta) = \left| \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} \right|,$$

Коефіцієнт підсилення антени в zenit істотно змінюється у діапазоні: швидко росте з ростом частоти, досягає максимуму і потім знову падає. Хід залежностей коефіцієнта підсилення від частоти окремо показаний на рис.2.1

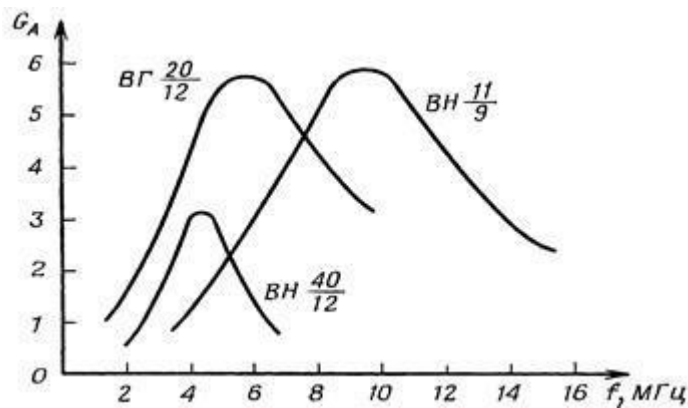


Рис 1.5 коефіцієнт підсилення антени

Оскільки антени оборотні з погляду збереження властивостей при роботі на передачу і на прийом, то вібратори використовуються і для передачі і для прийому сигналів.

Автономні радіостанції середньої потужності зі спільним розміщенням передавача і приймача для забезпечення дуплексної роботи мають окремі передавальні і приймальні антени. В інтересах емс прийомна антена відноситься якомога далі від передавальної антени (до 50м) і з'єднується з приймачем коаксіальним кабелем. Хвильовий опір кабелю відрізняється від

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу середнього входного опору вібратора, крім того, кабель є несиметричним ланцюгом. Для узгодження опорів і переходу від симетричного вібратора до несиметричного кабелю використовується широкополосний феритовий трансформатор.

Прийомні вібратори розраховують звичайно на більш широкий діапазон частот, чим передавальні.

Кілометрові і гектометрові хвилі (довгі і середні) використовуються для радіозв'язку, радіомовлення, навігації та

Інших цілей.

На довгих і середніх хвилях земна поверхня має зазвичай хорошу провідність. У поверхні ж хорошого провідника електричне поле може бути направлено тільки перпендикулярно його поверхні. Тому як передають, так і приймальні антени для цих хвиль повинні володіти розвинутою вертикальною частиною. Для того щоб антена була резонансною і мала досить великі опір випромінювання і коефіцієнт корисної дії (ккд), її розміри повинні наближатися, принаймні, до  $0,25\lambda$ , тобто на довгих хвилях (дв) її висота має бути дорівнює кільком сотням метрів. Практично вдається побудувати антени (щогли) висотою не більше 200...300 м. Тому на хвилях довше 1000 м, як правило, доводиться працювати з антенами довжиною менше резонансною. Внаслідок цього вхідний опір антени має реактивну складову ємнісного характеру, для компенсації якої послідовно з антеною доводиться включати котушку індуктивності. Ці котушки часто називають подовжувальними ( $l_u$ ).

Опір випромінювання у антен з малої електричної довжиною дуже мало. В той же час активний опір подовжувальних котушок досить значно. Тому опір втрат в ланцюзі антени стає більше або того ж порядку, що й опір випромінювання, і ккд антени виходить досить низьким.

На середніх хвилях (св) при роботі антени в широкому діапазоні нижче резонансної. У цьому випадку реактивна складова її вхідного опору має індуктивний характер. У загальному випадку ланцюг налаштування діапазонною антени повинна містити як ємність, так і індуктивність.

Застосування елементів настройки не змінює опору випромінювання антени, яка визначається тільки її електричної довжиною, і тому при роботі з короткими антенами опір випромінювання завжди невелике. Тому для отримання великої потужності випромінювання в таких антенах доводиться порушувати великі струми. Мале опір випромінювання призводить також до того, що резонансна характеристика антени стає дуже гострою; внаслідок цього антена дуже критична в налаштуванні. Крім того, при низькому опорі випромінювання доводиться особливо ретельно виконувати заземлення нижнього кінця антени, де проходить великий.

у діапазоні ухк використовуються переважно антени, які мають спрямованими властивостями хоча б в одній площині.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

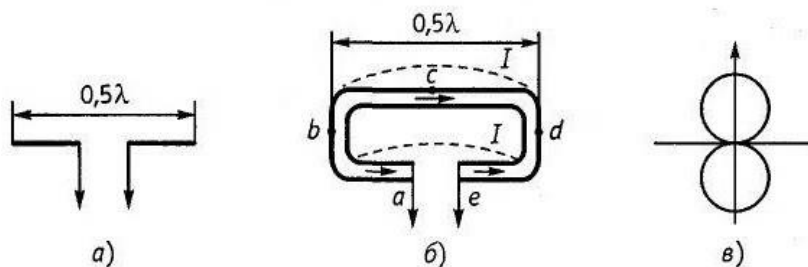
При малій довжині хвилі такі антени виходять досить компактними, що дає можливість, не зустрічаючи великих технічних труднощів, робити їх обертовими. Завдяки цьому є можливість, отримуючи великий виграш в потужності і зменшуючи взаємні перешкоди радіостанцій, здійснювати зв'язок з будь-яким бажаним напрямом.

Антени зазначених діапазонів можна розділити на дві групи: вібраторні і поверхневі. В діапазоні метрових хвиль найбільш часто використовуються різні симетричні і несиметричні вібратори.

Розглянемо в якості прикладу деякі типи телевізійних антен.

Найпростішою телевізійною приймальною антеною є дипольний вібратор (лінійний півхвильовий вібратор) (рис. 2.3, а), а найбільш зручним у конструктивному відношенні - петлевий вібратор пистолькорса (див. Рис. 2.3, б).

Рис.1.6 дипольні вібратори



Цей петлевий вібратор можна розглядати як два півхвильових синфазних вібратора, розташованих на малій відстані один від одного. В точці з вібратора розташовуються пучність струму і вузол напруги, що відповідає режиму короткого замикання. В точках  $b$  і  $d$ , віддалених від  $c$  на  $0,25\lambda$ , утворюються вузол струму і пучність напруги. На затискачах антени  $a$  не виникає пучність струму. Наявність

### 1.1.6 Особливості роботи симетричного вібратора

Симетричний вібратор в якості випромінювача входить до складу багатьох антен. В принципі симетричний вібратор можна представити як довгу лінію, розімкнуту на кінці, дроти якої розгорнуті на  $180^\circ$ . Кожен елемент даної лінії володіє певною індуктивністю і ємністю між проводами. Розглянемо процес вільних електричних коливань в симетричному вібраторі.

Приєднаємо обидві його половини до затискачів джерела постійної ерс (рис. 1.7., а). Після того як розподілені ємності проводів вібратора зарядяться і між його половинами виникне різниця потенціалів, відключимо джерело живлення і замкнемо обидві половини вібратора перемичкою (див. Рис. 1.7, б). При цьому розподілені ємності почнуть розряджатися через перемичку. Очевидно, що через відрізки проводу вібратора, розташовані у середини, протікає найбільший електричний заряд, і тому розрядний струм має найбільше значення; до кінців ж дроту струм зменшується до нуля.

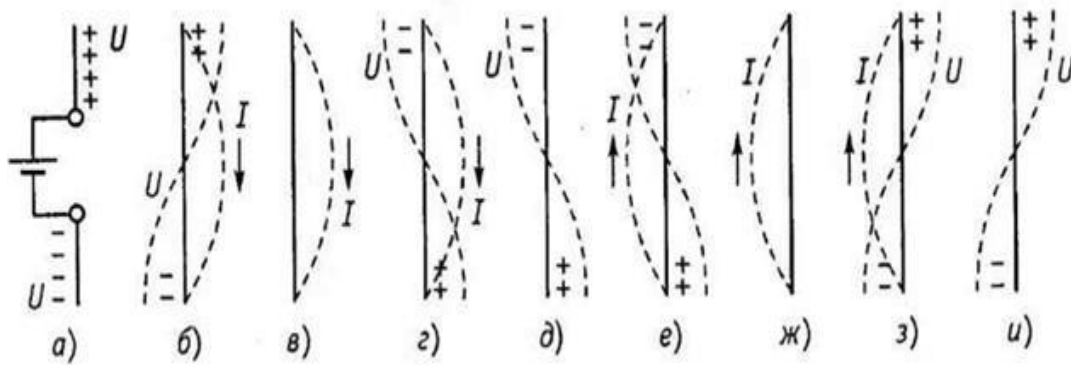


Рис.1.7 вільні коливання в симетричному вібраторі

Вільні коливання в симетричному вібраторі струм в проводі наростає поступово, оскільки в розподілених індуктивностях виникає ерс самоіндукції. Різниця потенціалів між точками, рівновіддаленими від середини вібратора, тим більше, чим більше ці точки віддалені від середини, так як тим більша частина розподіленої індуктивності проводу бере участь в його створенні (див. Рис. 1.7, б). Знак потенціалу щодо середньої точки по обидві сторони від неї різний, так як в одній половині вібратора струм тече до неї, а в іншій - від неї. У міру розрядки розподіленої ємності струм в проводі наростає і досягає максимуму, коли вона повністю розрядиться. При цьому вся енергія електричного поля, запасена ємністю, переходить в енергію магнітного поля розподілених індуктивностей (див. Рис. 1.7, в).

Якщо спочатку індуктивність проводів вібратора перешкождала наростанню струму, то тепер вона перешкоджає його зменшенню. Тому струм зменшується поступово, зберігаючи колишній напрям (див. Рис 1.7, г). За рахунок цього відбувається перезаряд розподіленої ємності, і коли струм спадає до нуля, ємності опиняються перезарядженні (див. Рис. 1.7, д). Після цього процес протікає у зворотному напрямку (див. Рис. 1.7, е-і). Таким чином в вібраторі виникають вільні електричні коливання. При цьому в ньому встановлюються стоячі хвилі струму і напруги і вздовж його довжини укладається половина стоячій хвилі струму і напруги. Отже, довжина хвилі  $\lambda_0$  власних коливань симетричного вібратора вдвічі більше його довжини, тобто  $\lambda = 2l$ . Тому симетричний вібратор називають також напівхвильвим диполем, чим підкреслюється, що він удвічі коротше довжини хвилі власних коливань. Якщо напівхвильвовий вібратор розташувати вертикально, його розмір можна зменшити вдвічі завдяки властивостям землі. При вертикальному розташуванні нижній кінець антени підключається до одного з затискачів генератора електромагнітних коливань (рис. 1.8, а), другий затискач генератора при цьому заземляється. Якщо припустити, що земля є ідеальним провідником, то в ній наводиться ерс, яка діє як дзеркальне зображення основного вібратора (рис 1.8, б). Така антена називається вертикальною несиметричною антеною, її висота приблизно дорівнює  $\lambda = 2l$ . Все сказане справедливо тільки в тому випадку, коли земля являє собою ідеальний провідник. Коли ж земля володіє



Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу  
поганими провідними властивостями, характер розподілу струму в земної поверхні змінюється. Особливо велике значення має опір землі поблизу основи антени.

Для поліпшення провідності цієї ділянки застосовують металізацію: закопують в землю металеві листи, дроти; покращують хімічний склад ґрунту, просочуючи її різними солями.

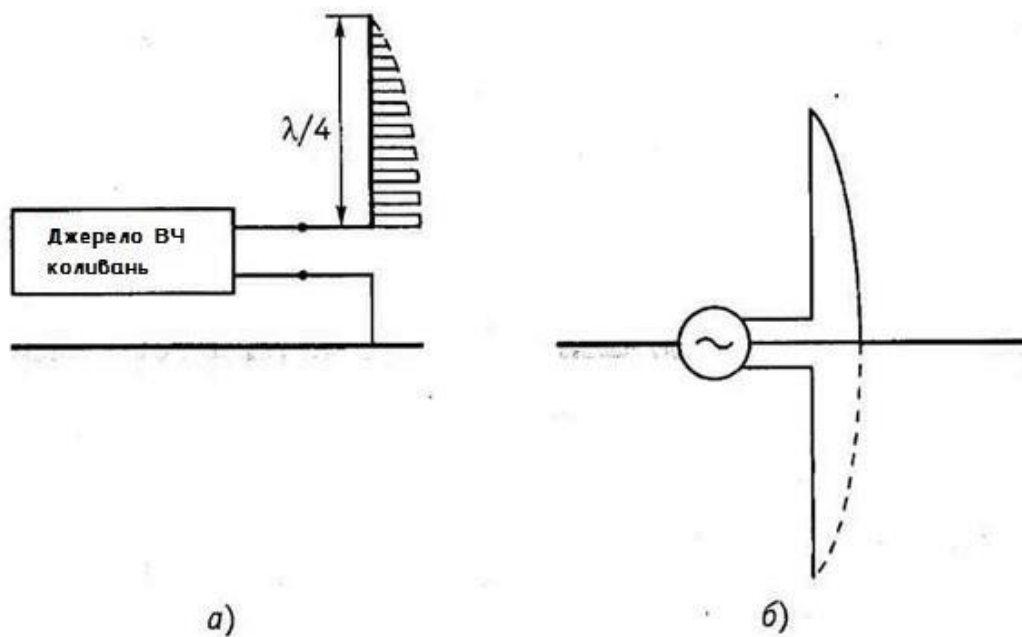


Рис.1.8 конструкція чвертьволнового вібратора

Досвід показує, що немає потреби здійснювати повну металізацію землі, досить добре працює система радіальних розбіжних проводів, закопаних у землю на глибину 50 см. Якість металізації поліпшується, якщо радіальні дроти з'єднуються між собою перемичками. Часто заземлення замінюють системою проводів, що не заритих, а піднятих над землею, званих противагою. Останній повинен досить добре екранувати антенний провід від землі, граючи роль добре провідної поверхні. Він звичайно дає гірші результати, але на пересувних радіостанціях є єдиним виходом з положення. Звичайно як противаги використовується корпус автомобіля, на якому розташована радіостанція. Таким же чином надходять при необхідності установки радіостанції на кам'янистому ґрунті.

### *1.1.7 Антени кілометрових і гектометрових хвиль*

Кілометрові і гектометрові хвилі (довгі і середні) використовуються для радіозв'язку, радіомовлення, навігації та інших цілей. На довгих і середніх хвилях земна поверхня має зазвичай хорошу провідність. У поверхні ж хорошого провідника електричне поле може бути направлено тільки перпендикулярно його поверхні. Тому як передавальні, так і приймальні антени для цих хвиль повинні мати розвиненою вертикальної частиною. Для того щоб

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

антена була резонансною і мала чималі опір випромінювання та коефіцієнт корисної дії (ккд), її розміри повинні наближатися, принаймні, до  $0,25\lambda$ , тобто на довгих хвилях (дв) її висота повинна дорівнювати кільком сотням метрів. Практично вдається побудувати антени (щогли) висотою не більше 200...300 м. Тому на хвилях довше 1000 м, як правило, доводиться працювати з антенами довжиною менше резонансної. Внаслідок цього вхідний опір антени має реактивну складову ємнісного характеру, для компенсації якої послідовно з антеною доводиться включати котушку індуктивності ці котушки часто називають подовжувальними ( $l_y$ ). Опір випромінювання у антен з малою електричною довжиною вельми мало. У той же час активний опір подовжувальних котушок досить значно. Тому опір втрат в ланцюзі антени стає більше або того ж порядку, що і опір випромінювання, і ккд антени виходить досить низьким. На середніх хвилях (св) при роботі антени в широкому діапазоні частот може виявитися, що частота підводяться до неї коливань нижче резонансної. В цьому випадку реактивна складова її вхідного опору має індуктивний характер, і для настройки антени доводиться застосовувати конденсатор, який прийнято називати вкорочують. У загальному випадку ланцюг настройки діапазонної антени повинна містити як ємність, так і індуктивність.

Застосування елементів настройки не змінює опору випромінювання антени, яке визначається тільки її електричною довжиною, і тому при роботі з короткими антенами опір випромінювання завжди невелике. Тому для отримання великої потужності випромінювання в таких антенах доводиться порушувати великі струми. Малий опір випромінювання призводить також до того, що резонансна характеристика антени стає дуже гострою; внаслідок цього антена дуже критична в налаштуванні. Крім того, при низькому опорі випромінювання доводиться особливо ретельно виконувати заземлення нижнього кінця антени, де проходить великий струм, так як в протилежному випадку різко знижується ккд системи.

Для збільшення ккд замість використання котушки індуктивності часто збільшують довжину антени до резонансної та згинають її на висоті щогли під прямим кутом, утворивши залишилася частиною горизонтальний ділянку. Така г-подібна антена випромінює краще, ніж пряма антена з подовжувальною котушкою, але вона вимагає встановлення другої щогли (рис. 3, б). Якщо висота підвісу г-подібної антени невелика, то горизонтальна частина її практично не випромінює, так як вона утворює зі своїм дзеркальним зображенням двохпровідною лінію. Однак при цьому розподіл струму в випромінюючій вертикальній частині істотно поліпшується. У ній вкладається частина стоячої хвилі струму, близька до купності, до того ж купність розташовується ближче до верхнього кінця, який знаходиться в найбільш сприятливих для випромінювання умовах (рис. 1.9, в, г)

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

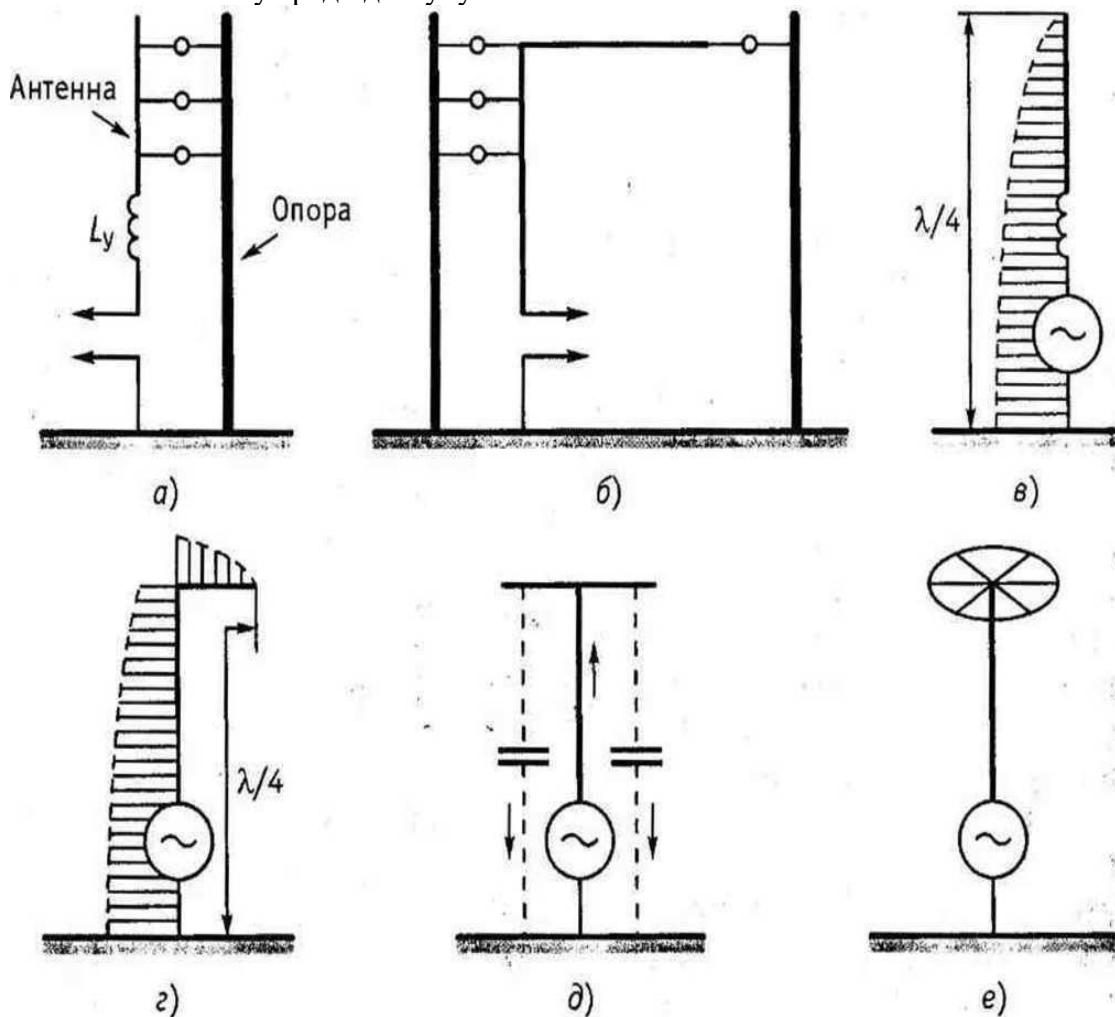


Рис. 1.9 пристрій антени довгих і середніх хвиль:

А - заземлений вібратор з подовжувальної котушкою; б - г-подібна антена; в - розподіл струму в антені з котушкою; г - розподіл струму в г-подібної антени; д - т-подібна антена; е - зонтична антена

Збільшити амплітуду струму на кінці антени можна також, створивши додаткову горизонтальну частину у вигляді двох горизонтальних променів (т- подібна антена на рис. 1.9, д) або у вигляді багатьох променів (зонтична антена на рис. 1.9, е). У всіх випадках горизонтальні елементи утворюють з землею деяку ємність. Завдяки цьому амплітуда струму на кінці вертикальної частини антени вже не дорівнює нулю, і розподіл струму вздовж неї стає більш рівномірним. Площа струму, а отже, і діюча висота антени збільшуються. Конструктивно антени дв і св дуже часто виконуються у вигляді встановлених на ізолятори сталевих вільно стоять антен-веж (рис. 1.10) і антен-щогл (рис.1.11).

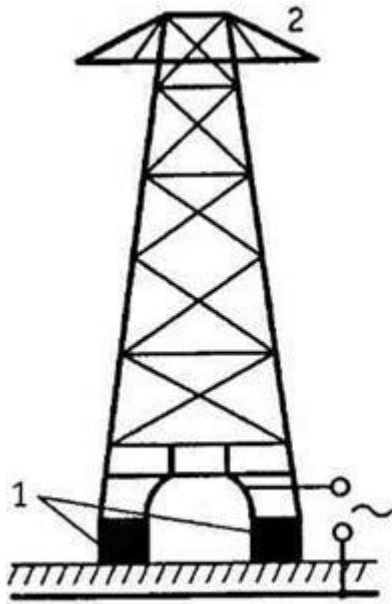


Рис.1.10 конструкція антени-вежі:

- 1 - опорний ізолятор;
- 2 - ємнісна шапка

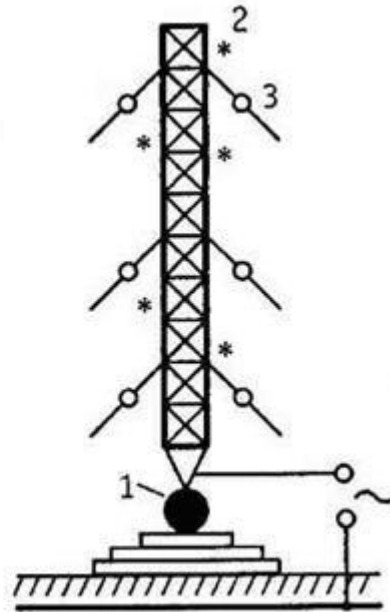


рис.1.11 пристрій антени-щогли

- 1- опорний ізолятор;
- 2-світлова огорожа щогли;
- 3- ізолятори

Струм від передавача підводиться до нижнього кінця вежі або щогли, яка є безпосереднім випромінювачем енергії. Для радіомовлення застосовуються антени висотою 75...300 м. Для збільшення ємності антени на вершині башти або щогли встановлюється ємнісна шапка з металевих трубок. Недоліком передавальних антен-щогл і антен-веж, що мають висоту до 300 м і більше, є їх висока вартість. Крім того, в багатьох випадках застосування високих антен неприпустимо внаслідок близькості радіоцентрів до аеропортів. У всякому разі всі антени цього типу обладнуються системою світлового огородження щогл. На св на відстанях 100...300 км поля поверхневої і просторової хвиль можуть виявитися порівнянними по амплітуді і випадковими по фазі. Тут спостерігаються завмирання (федінга) селективного характеру.

У робочій смузі окремі частоти завмирають по-різному, викликаючи спотворення переданого сигналу. Щоб відсунути далі від передавальної станції зону, піддану завмирань, необхідно на передачі застосовувати антени зі спеціальною формою діаграми спрямованості у вертикальній площині. Ці антени повинні мати максимум випромінювання, спрямованого вздовж землі, і мале випромінювання під кутом більше  $55^\circ$ . Антени з подібною діаграмою спрямованості називаються антифедінговими. Такими, наприклад, є несиметричні вертикальні вібратори висотою  $(0,53...0,6) \lambda$ . На відміну від передавальних, прийомні антени, як правило, не настроюються на частоту прийнятих радіостанцій. Для віщального прийому часто використовуються вертикальні г-, т-образні і зонтичні антени.

### 1.1.8 Антени декаметрових хвиль

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Чим коротше хвиля, тим більше різноманітність використовуваних типів антен. Для коротких хвиль (кв) провідність ґрунту погіршується, і внаслідок цього зростають втрати в заземленні. Тому на цих хвилях зазвичай уникають використання заземлених вібраторів. Тільки біля великих водних поверхонь або при розташуванні радіостанції на сирих ґрунтах заземлення вібратори дають хороші результати. В діапазоні декаметрових (коротких) хвиль (10...100 м) відношення довжини антени до довжини хвилі може бути отримано достатньо великим. Тому забезпечення великого опору випромінювання та високого ккд не викликає ускладнень. Актуальнішим при побудові короткохвильових антен є питання про діаграми спрямованості, до якої висувуються такі вимоги: вона повинна бути по можливості незмінною в усьому діапазоні хвиль, в якому підтримується зв'язок протягом тривалого часу. Ця вимога викликана тим, що за умовами розповсюдження доводиться проводити зміну хвиль навіть протягом однієї доби зв'язку.

Анени, що мають незмінні діаграми спрямованості в широкому діапазоні частот, називаються діапазонними, на відміну від налаштованих. Напрямок максимального випромінювання та прийому має бути таким, щоб число відбитих хвиль від іоносфери і землі було мінімальним, так як кожен стрибок хвилі супроводжується втратами енергії. Тому кут піднесення променя слід зменшувати по мірі подовження лінії зв'язку. Наприклад, для ліній довжиною 600 км рекомендується вибирати кут 30...45°, а для ліній довжиною 3000 км - 10...25°. У зв'язку з нестійкістю стану іоносфери спрямовану дію антени не повинно бути надмірно великим щоб уникнути того, що випромінювана хвиля виявиться поза сферою дії прийомної антени. Тому ширину кута діаграми спрямованості короткохвильової антени у вертикальній і горизонтальній площинах рекомендується встановлювати рівний 10...30°. Для ослаблення впливу промислових перешкод на радіоприймачі максимум діаграми спрямованості приймальної антени не повинен бути занадто близький до земної поверхні. З цієї точки зору в короткохвильових антенах переважніше застосовувати горизонтальні вібратори, а не вертикальні. Однак симетричний горизонтальний вібратор не розрахований на роботу в широкому діапазоні частот, так як його вхідний опір сильно залежить від частоти, що призводить до порушення узгодження з живильним фідером. Вхідний опір вібратора буде змінюватися в менших межах, якщо зменшити його хвильовий опір. Це може бути досягнуто за рахунок збільшення діаметра випромінюючих проводів. В диполі с.і. надененко (антени типу вібратор горизонтальний діапазонний (вот)) плечі вібратора утворені системою з 6-12 проводів, розташованих по котра утворює циліндра діаметром .3 м (рис. 1.12). Зі зміною частоти вхідний опір такого вібратора змінюється в невеликих межах і узгодження з фідером забезпечується в більш широкому діапазоні частот. Робочий діапазон хвиль диполя с.і. надененко становить (1,7 ... 3,3). Ця антена знаходить застосування на передавальних і приймальних станціях, якщо потрібно слабо направлених діапазонна антена. Симетричні вібратори широко використовуються як елемент

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

більш складних антен, які з кількох вібраторів. Такі багато-вібраторні антени забезпечують гостро-направлені випромінювання і прийом.

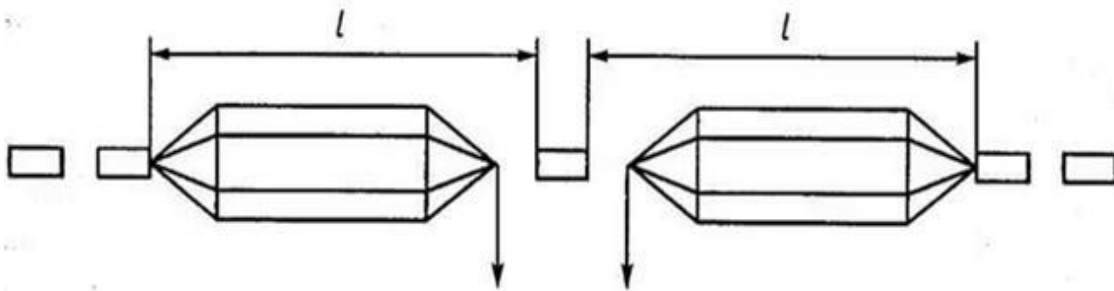


Рис.1.12 конструкція диполя с. І. Надененко

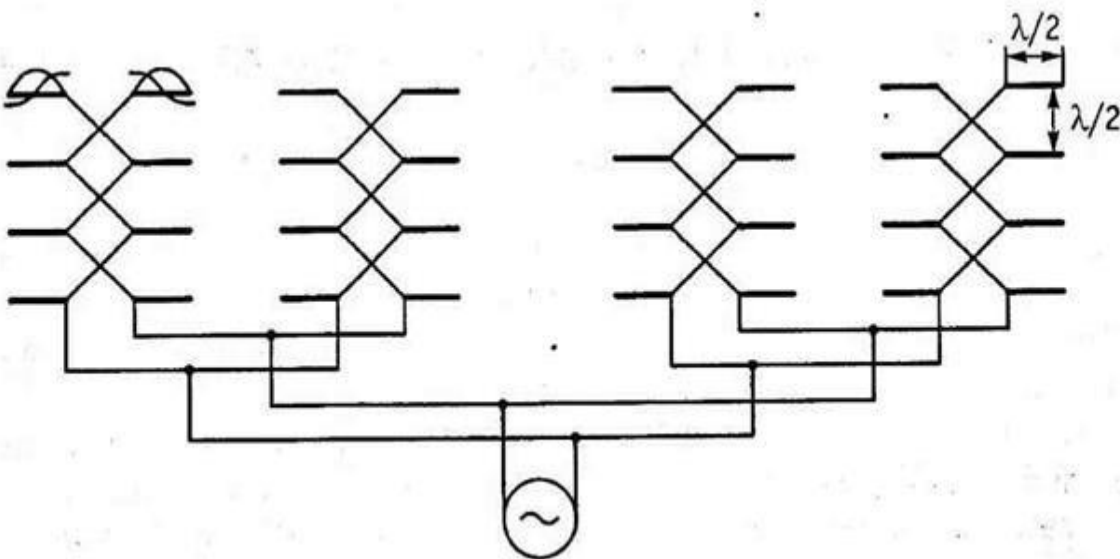


Рис.1.13 синфазна горизонтальна антена

Синфазна горизонтальна антена антенна система складається з горизонтальних напівхвильових вібраторів, розташованих рядами у кілька поверхів. Відстань між поверхами  $\lambda / 2$ , а між вібраторами  $\lambda$ . Якщо струми у всіх вібраторах збуджуються в фазі, таку антену називають синфазною. На рис. 1.13 зображена синфазна горизонтальна антена .

Для магістральної зв'язку в якості прийомних і передавальних антен застосовуються антени з вузькими діаграмами спрямованості в обох площинах, що містять 32 і більше вібраторів. Коефіцієнт посилення цих антен більш 160. С зміною довжини хвилі відстань між поверхами відрізнятиметься від значення  $0,5 \lambda$ . В результаті вібратори різних поверхів будуть харчуватися струмами різних амплітуд і фаз. Все це спотворює діаграму спрямованості. Тому такі антени можуть застосовуватися у вузькому діапазоні хвиль ( $\lambda_{\max} / \lambda_{\min} \approx 1,35$  для двоповерхової;  $\lambda_{\max} / \lambda_{\min} \approx 1,15$  для чотириповерхової). Для того щоб отримати гостронаправлений діапазонну антену, необхідно забезпечити без перебудови елементів антеннофідерної системи сталість напрямки максимального випромінювання, а по можливості і всю діаграму спрямованості при зміні довжини хвилі. Це може бути успішно вирішено, якщо у всій антенною

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

системі створити режим біжучих хвиль. До такого типу антен відноситься ромбова антена, зображена на рис. 1.14. Вона складається з чотирьох горизонтальних проводів 1-4, утворюючих боку ромба. Генератор підключається до проводів 1 і 3 за допомогою фідера, хвилеве опір якого дорівнює хвильовому опору антени. Кінці проводів 2 і 4 замкнуті на активний опір, також рівне хвильовому. Таким чином, у всій антенній системі створюється режим біжучих хвиль. Пристрій ромбічної антени кожен провід антени створює випромінювання, максимум якого спрямований під кутом  $\varphi_{\max}$  до дроту. Якщо гострий кут ромба дорівнює  $2\varphi_{\max}$ , то основні пелюстки ( $a_1, A_2, A_3, A_4$ ) діаграми спрямованості всіх чотирьох проводів збігаються за формою і напрямком. При цьому максимум випромінювання збігається з напрямком великої діагоналі ромба. При досить великій довжині дроти ( $l > 4\lambda$ ) зміна довжини хвилі істотно не змінює кут  $\varphi_{\max}$ , отже, напрямок максимального випромінювання ромбічної антени зберігається постійним у широкому діапазоні хвиль. Робочий діапазон хвиль ромбічної антени становить  $(0,8 \dots 2,5) \lambda$ . Для покриття всього діапазону коротких хвиль достатньо мати дві ромбові антени. Недоліком ромбічної антени є порівняно низький ккд, обумовлений тим, що частина енергії, що надходить від передавача, поглинається в опорі навантаження і не витрачається на випромінювання, а діаграма спрямованості характеризується досить великими бічними пелюстками ( $b_1 - B_4$  на рис. 1.14). Останній недолік в значній мірі усувається в подвійній ромбічній антені (ргд). Антена складається з двох полотен ромбових антен, зміщених по горизонталі в напрямку малої

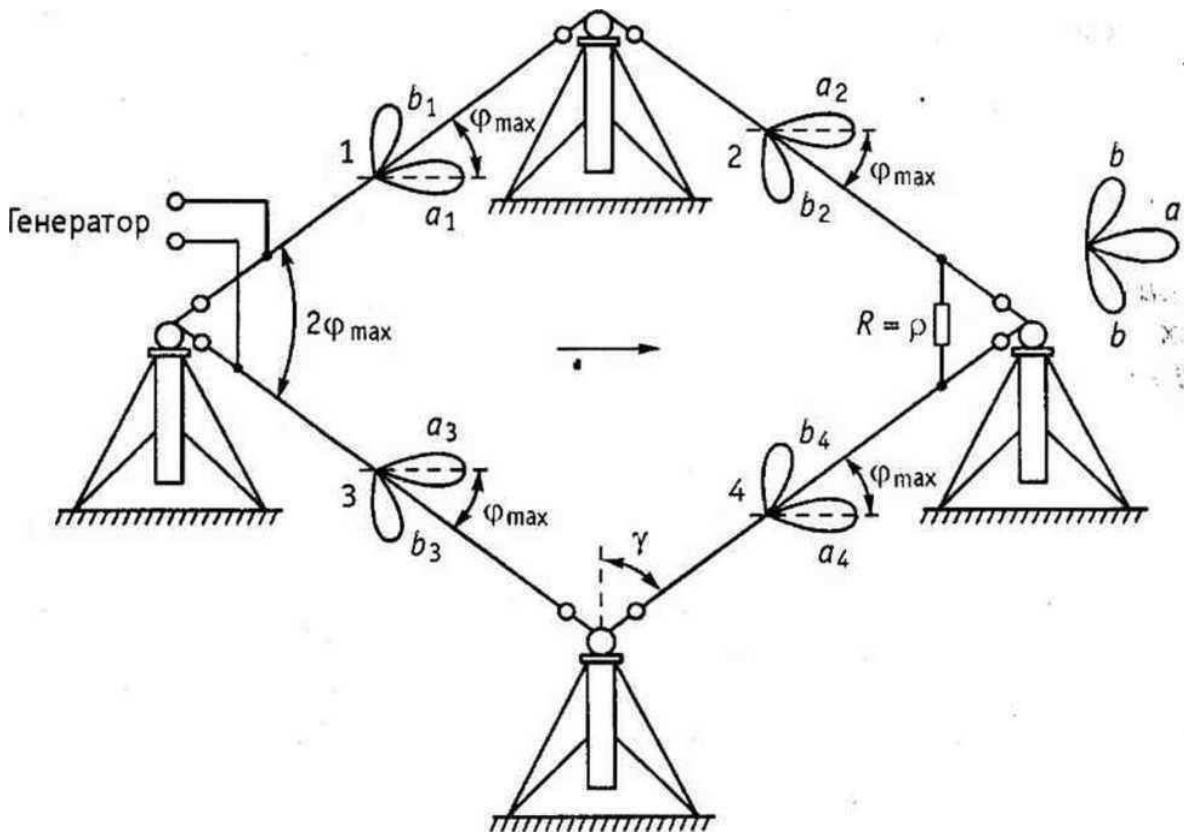


Рис. 1.14 пристрій ромбової антени

Діагоналі і з'єднаних паралельно в вершинах гострих кутів. Висота підвісуромбів відрізняється на 2...3 м, що виключає можливість замикання між проводами антени. Це дозволяє зменшити інтенсивність бічних пелюсток і значно збільшити коефіцієнт посилення антени. Для отримання діаграми спрямованості з одним головним напрямком випромінювання або прийому розглянемо систему, що складається їх двох вібраторів 1 і 2, віддалених один від одного на відстань  $d = 0,25\lambda$ , струми в яких рівні по амплітуді, а фази зрушені відносно один одного на  $90^\circ$  (рис. 1.14, а) так, що струм вібратора 2 випереджає струм вібратора 1.

Отже, в будь-який момент близько вібратора 2 формується поле  $e_2$ , випереджувальний по фазі на  $90^\circ$  поле  $e_1$ , випромінювання вібратором 1. За час проходження полем  $e_2$  відстані  $d = 0,25\lambda$ . Від вібратора 2 до вібратора 1 станеться відставання по фазі на кут  $90^\circ$ . Маючи випередження по фазі виявиться скомпенсованих, і близько вібратора 1 поля  $e_1$  і  $e_2$  обох випромінювачів матимуть однакові фази. Таким чином, в напрямку вібратора 1 поширюватиметься хвиля з подвоєною напруженістю поля. при поширенні в напрямку вібратора 2 поле  $e_1$  вібратора 1, пройшовши шлях  $d = 0,25\lambda$ . До вібратора 2, отримає відставання по фазі на кут  $90^\circ$  і виявиться в протифазі з

полем  $e_2$  вібратора 2 ( $\varphi_1 = -90^\circ$ , ( $\varphi_2 = +90^\circ$ ). Тут поля взаємно компенсуються, і випромінювання в цьому напрямку не буде (права векторна діаграма на рис. 1.15, а). У розглянутому системі вібратор 2 є відбивачем і називається рефлектором або дзеркалом. Рефлектор, який харчується безпосередньо від генератора, називається активним рефлектором. Для спрощення конструкції антен вібратор 2 часто виконується пасивним. До нього не підводять живлення. Пасивний вібратор збуджується в цьому випадку полем активного вібратора. Розглянемо, наприклад, систему, що складається з активного вібратора 1 і пасивного вібратора 2.

Припустимо, що у вібраторі 1 генератором збуджується струм  $i_1$ . В вібраторі, як і в розімкнутої на кінці лінії з малими втратами, встановлюється режим стоячої хвилі, при якому напруга  $u_1$  відстає від струму  $i_1$  на кут, близький до  $90^\circ$ . Напруга  $u_1$  створює близько вібратора 1 поле  $e_1$ , збігається з ним по фазі. При поширенні поля  $e_1$  до пасивного вібратора 2 станеться запізнювання фази поля на кут  $90^\circ$  і поле у вібратора 2 -  $e_{12}$  відставатиме по фазі від

Струму  $i_1$  на  $180^\circ$ . Поле  $e_{12}$  в вібраторі 2 наведе ерс  $e_2$ , збігається по фазі з  $e_{12}$ .



Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

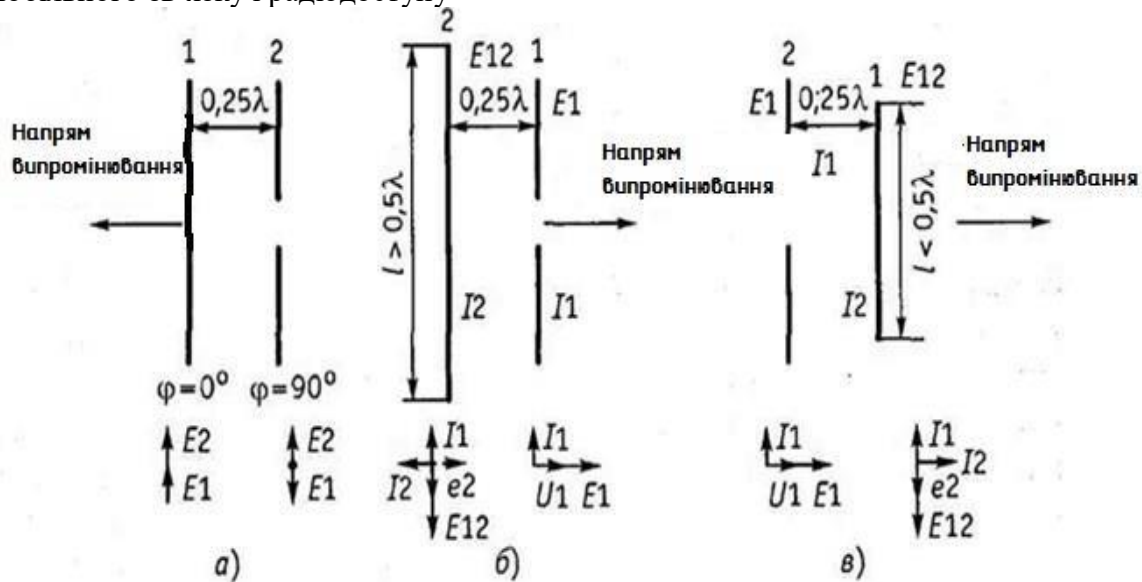


Рис.1.15 пристрій антен, що складаються з двох вібраторів:  
 а- вібратор з активним рефлектором;  
 б- вібратор з пасивним рефлектором;  
 в- вібратор з пасивним директором

## 1.2 Контрольні питання

1. Дайте визначення поняттям радіолінія і радіомережа.

Радіолінія - це сукупність засобів зв'язку, антенно-фідерних пристроїв (фідери - це лінії передачі ел.магн.енергії, що з'єднують антену з радіопередавачем або з приймачем), що беруть участь в прийомі і передачі інформації, а також фізична середовище в якій відбувається поширення сигналів від пункту передачі до пункту прийому.

Радіомережа - це бездротова мережа з радіоканалами, в яких передача даних здійснюється за допомогою хвиль, електромагнітний спектр яких охоплює область від декількох герц до сотень тисяч герц. Радіомережі поділяються на наземні і на супутникові.

У разі радіомережі одна радіостанція, звана головною, може передавати повідомлення як для одного, так і для декількох підлеглих кореспондентів. Її радист-оператор контролює режим роботи в радіомережі і безпосередньо встановлює черговість на передачу підлеглих станцій. Останні при відповідному дозволі можуть обмінюватися інформацією не тільки з головної радіостанцією, але і тільки між собою. Може бути побудований на основі складного симплексного і дуплексного зв'язку.

2. Поясніть принципи організації симплексного і дуплексного радіозв'язку. При симплексному радіозв'язку передача і прийом на кожній радіостанції ведуться по черзі. Радіопередавачі в кінцевих пунктах лінії зв'язку в цьому випадку працюють на однаковій частоті, на ту ж частоту налаштовані і приймачі (при наявності відносно невеликих інформаційних потоків).

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

дуплексному радіозв'язку радіопередача здійснюється одночасно з прийомом. Для кожної дуплексної лінії радіозв'язку повинні бути виділені дві частоти. Це робиться для того, щоб приймач приймав сигнали тільки від передавача з протилежного пункту та не приймав сигнали власного радіопередавача. Радіопередачі і радіоприймачі обох кореспондентів дуплексного радіозв'язку включені в перебігу всього часу роботи лінії радіозв'язку (для систем передачі з великим інформаційним навантаженням).

3. Опишіть принципи випромінювання радіохвиль диполем герца. Виникнення електромагнітних хвиль відбувається при прискореному русі електричних зарядів. Диполь герца - це найпростіша модель джерела електромагнітних хвиль, дипольний момент якого гармонійно змінюється з часом (дипольний момент

Змінюється/коливається у часі). Являє собою розгорнутий коливальний контур з мінімальною ємністю та індуктивністю. Технічний еквівалент - невелика антена, розмір якої набагато менше довжини хвилі. Перші досліди були проведені в 1888 році.

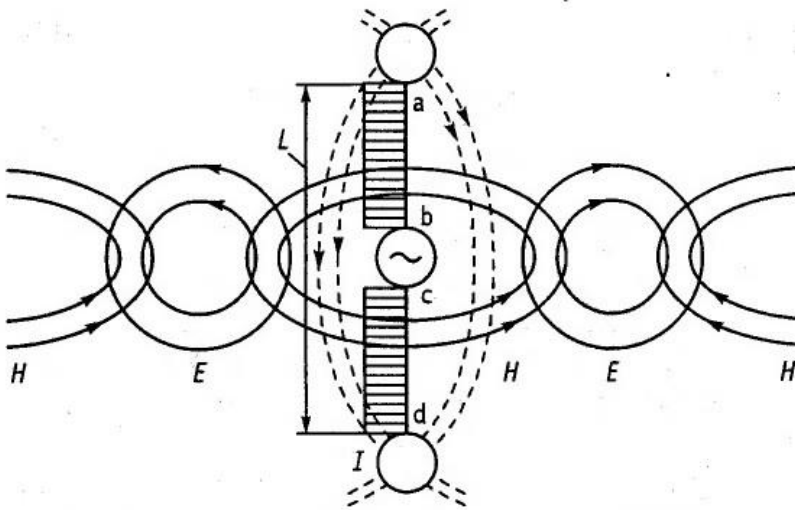


рис.1 схема виникнення ем волни излучаемой диполем герца

Будь-який коливальний електричний заряд є джерелом змінного електромагнітного поля, що випромінюється в навколишній простір. Розглянемо дві провідних кулі, що знаходяться на відстані  $l$  один від одного (рис.1). Після вимкнення генератора кулі будуть заряджатися і розряджатися. При цьому по дроту  $l$  протікають струми зарядження і розрядження ємності, утвореної кулями. Ємність куль набагато більша ємності відрізків  $ab$  і  $cd$  дроту, тому струмом зміщення між відрізками можна знехтувати. Можна вважати, що струм провідності, що протікає в проводі  $l$ , замикається тільки через струм зміщення, що протікає в просторі між кулями. В цьому випадку амплітуда струму і вздовж проводу  $l$  залишається постійною. на малюнку вказані силові лінії електричного поля диполя для моменту часу, коли кулі заряджені. Лінії струму зміщення розташовані в просторі, також, як і лінії електричного поля.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

При роботі генератора змінний струм зміщення викликає появу змінного магнітного поля, силові лінії якого оточують лінії струму зміщення.

У свою чергу змінне магнітне поле за законом електромагнітної індукції викликає в навколишньому просторі появу змінного електричного поля і відповідного струму зміщення і т.д. розглянутий процес поширюється в навколишньому середовищі самопідтримуючись.

4. Як впливають земля і іоносфера на поширення радіохвиль? У земних умовах радіохвилі поширюються в атмосфері. Атмосферу поділяють по висоті на три області:

-тропосфера, нижня область (до 10 км. В ср.широтах; впливає на поширення укх)-стратосфера (50-60км, ні водяної пари, опади тільки у тропосфері; укх)-іоносфера (понад 60 км, іонізує повітря ультрафіолетові промені сонця і потік частинок (корпускул) випускаються сонцем, є кілька шарів від яких відбувається віддзеркалення радіохвиль, тобто існують декілька максимумів електронної концентрації; всіх діапазонів).

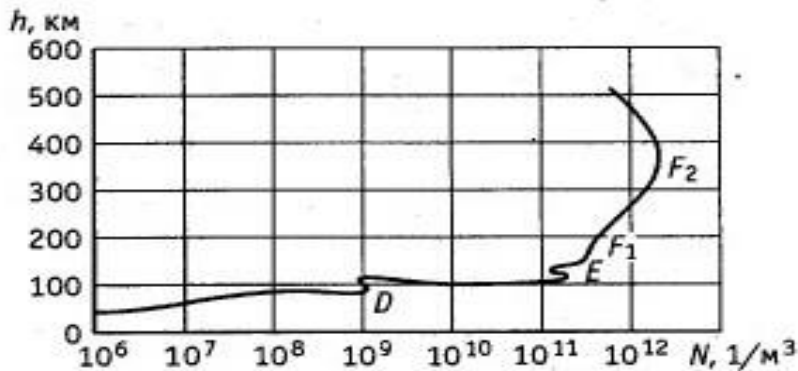


Рис.2 Залежність електронної концентрації в іоносфері від висоти

область d-це область слабкої іонізації, основний вклад в іонізацію вносять рентгенівське випромінювання сонця, цей шар існує тільки вдень і швидко зникає після заходу сонця, коли припиняється іонізуючий вплив. Основним джерелом іонізації шару e - є короткохвильове сонячне випромінювання, воно існує цілу добу, але іонна концентрація днем набагато більша, ніж вночі. Шар e відіграє важливу роль у поширенні середніх і коротких хвиль. Інша назва шару це шар кеннеллі або шар хевісайда.

У денний час у шарі f утворюється «сходінка», так звана область f1, що впливає на поширення коротких радіохвиль. Вище лежить частина шару f називають шарем f2, вони існують влітку, а взимку єдиний шар f. Особливістю шару f є те, що він відображає електромагнітні хвилі з частотою менше 10 мгц, що робить можливим передачу радіохвилі короткохвильового діапазону на значні відстані. Заломлення і відбиття хвиль в іоносфері

5. при яких умовах радіохвилі відбиваються від іоносфери?

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Для відображення радіохвилі від іоносфери необхідно, щоб нижче шару з максимальною електронною концентрацією  $n_{max}$  фронт хвилі  $ab$  розташувався перпендикулярно границі шару.

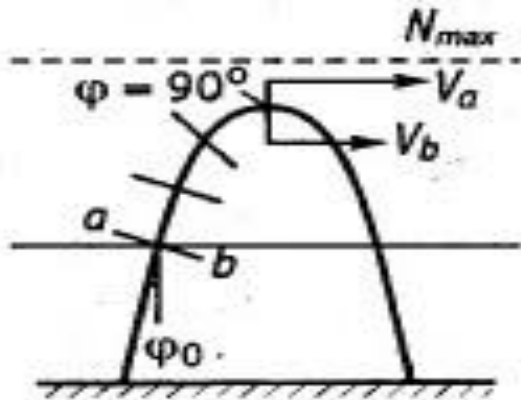


Рис.3 відображення радіохвилі від іоносфери

В цьому випадку верхня частина фронту продовжує поширюватися в області з меншим значенням  $n$ . Швидкість поширення верхньої частини фронту  $v_a$  більша швидкості нижньої межі  $v_b$ .

Внаслідок цього фронт хвилі повернеться в бік землі і радіохвиля повернеться на землю. Умова відображення хвилі в іоносфері можна записати у вигляді співвідношення

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - 80,8 \frac{N_{отр}}{f^2}}$$

Де  $n_{отр}$  – електронна концентрація відбиває шару іоносфери;

$f$  – частота ел.магн. Коливання (радіохвиля).

Також повинна виконуватись умова  $n_{отр} < n_{max}$ . Якщо рівняння не виконується до висоти, де  $n_{отр} = n_{max}$ , то фронт хвилі не повернеться в бік землі піде в світовий простір (як зазначено на рис.4 Нижче)

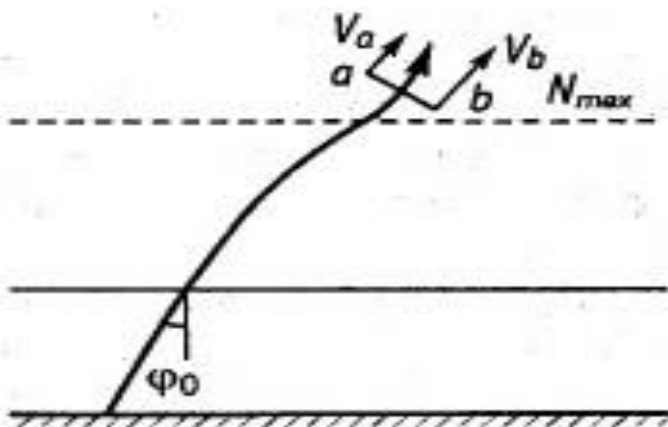


Рис.4. Фронт хвилі

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Якщо радіохвиля падає на іоносферу перпендикулярно її межі ( $\varphi_0=0$ ), то відображення радіохвилі відбувається при виконанні

$$\sin \varphi_0 = 0 = \sqrt{1 - 80,8 \frac{N_{\text{отр}}}{f^2}} \quad \text{или} \quad \varphi_0 = \sqrt{80,8 N_{\text{отр}}}$$

,де  $f_0$  – частота радіохвилі, що відбивається при вертикальному падінні на іоносферу. Якщо відома частота  $f_0$ , то можна знайти частоту радіохвилі  $f$ , здатної вплинути на цій же області іоносфери при похилому падінні,

Т.е.  $f = f_0 \sec \varphi_0$  (закон секанса).

6. Які переваги мають хвилі сантиметрового, дециметрового й метровогодіапазону?

Сантиметрові, дециметрові і метрові радіохвилі об'єднуються під назвою укх (або надвисокі частоти), але у них різні властивості поширення і конструкція апаратури, також вони охоплюють дуже широкий діапазон частот. Ширина діапазону частот тільки сантиметрових хвиль становить 27 000 мгц, тому на укх можлива передача набагато більших потоків інформації, ніж на більш довгих хвилях. В науці та електронній техніці діапазон частот укх знаходиться в межах від 30 мгц (довжина хвилі 10 м) до 3000 мгц (довжина хвилі 0,1 м). Термін укх рекомендується застосовувати для випадків, коли межі робочого діапазону не збігаються з межами стандартних діапазонів. Радіохвилі сильно відрізняються за своїми властивостями. Наприклад, довгі і середні хвилі добре огинають природні перешкоди. Але на середніх хвилях дальність прийому різко відрізняється вдень і вночі. Це пов'язано з тим, що середні хвилі сильно поглинаються нижнім шаром, відбиваються від іоносфери і більш віддаленого шару. Дальність їх прийому сильно зростає вночі, так як із-за відсутності сонячного випромінювання нижній шар іоносфери пропадає. Короткі хвилі відбиваються від іоносфери і, таким чином, багаторазово відбиваючись від поверхні землі та іоносфери можуть поширюватися на дуже великі відстані.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Частоту	Довжина хвилі	Метричне найменування діапазону хвиль	Найменування діапазону частот	Піддіапазон хвиль
Від 3 до 30 кГц	Від 100 до 10 км	Міріаметрові	Дуже низькі (ДНЧ)	Наддовгі хвилі (НДХ)
Від 30 до 300 кГц	Від 10 до 1 км	Кілометрові	Низькі (НЧ)	Довгі (ДХ)
Від 0,3 до 3 МГц	Від 1 км до 100 м	Гектометрові	Середні (СЧ)	Середні (СХ)
Від 3 до 30 МГц	Від 100 до 10 м	Декаметрові	Високі (ВЧ)	Короткі (КХ)
Від 30 до 300 МГц	Від 10 до 1 м	Метрові	Ультрависокі (УВЧ)	
Від 0,3 до 3 ГГц	Від 1 м до 1 дм	Дециметрові	Надвисокі (НВЧ)	
Від 3 до 30 ГГц	Від 10 до 1 см	Сантиметрові	Крайньо високі (КВЧ)	Ультра короткі (УКХ)
Від 30 до 300 ГГц	Від 10 до 1 мм	Міліметрові		
Від 300 до 3000 ГГц	Від 1 до 0,1 мм	Дециміліметрові		

Рис.5. Класифікація хвиль, поділ діапазонів

Довгі, середні, короткі і навіть найбільш довгі хвилі метрового діапазону мають здатність зустрічатися на їх шляху перешкоди, огинаючи їх, так як величина перешкод порівнянна з довжиною хвилі або менше її. Об'їзд досить великих перешкод або кривизни земної поверхні пояснюється віддзеркаленням радіохвиль від іоносфери. Дециметрові і сантиметрові хвилі цією властивістю не володіють. Вони поширюються строго прямолінійно, як промені світла, і вимагають прямої (геометричної) видимості між передавачем і приймачем (як вказано на малюнку нижче) рис.10

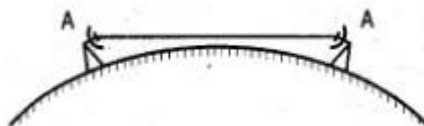


Рис. 6 поширення хвилі між передавачем і приймачем

Радіохвилі укх-діапазону поширюються практично в межах прямої видимості, а також, не відбиваючись від іоносфери, йдуть в космічний простір. Тому антени встановлюють на високих вежах, використовують також наземні радіорелейні

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу лінії і ретранслятори, розташовані на штучних супутниках землі. Укх довжина хвилі яких менше 10м це дециметрові і сантиметрові хвилі.

Тільки на укх можливе телебачення і високочастотне радіомовлення з використанням чс. Важливою перевагою сантиметрових, дециметрових і метрових радіохвиль є порівняно невелике завмирання і мала залежність поширення від часу доби і пори року. Це пояснюється тим, що іоносфера не впливає на розповсюдження укх. Укх діапазон використовується також для зв'язку з космічними об'єктами (так як вони проходять крізь іоносферу землі), а також для аматорської та професійної радіозв'язку.

7. Як змінюється напруженість поля укх зв'язку в межах прямої видимості, при зміні висот підвісу антен?

Гранична відстань прямої видимості між антенами го виходить тоді, коли промінь, що з'єднує антени, торкається земної поверхні. Емпірично встановлено, що го вимірюється в кілометрах за допомогою виразу  $r_0 = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$ , де  $h_1$   $h_2$  – відповідно висоти передавальної і приймальної антен, м. Напруженість поля при зв'язку в межах прямої видимості можна визначити за формулою

$$E_D = \frac{2,18\sqrt{PDh_1h_2}}{r^2\lambda},$$

Де  $e_d$  - діюче (ефективне) значення напруженості поля, мв/м;  $p$  - потужність радіопередавача квт;  $r$  - відстань між приймальною і передавальною антеною, км ( $r \leq r_0$ );  $\lambda$  - довжина хвилі ел.магн. Коливаний, м;  $d$  - коефіцієнт спрямованої дії антени. Виходячи з формули можна зробити висновок, що чим більше висота підвісу антени, тим більше напруженість поля укх зв'язку в межах прямої видимості.

8. Що таке радіоехо і чому воно виникає?

При передачі коротких імпульсів багатопляховість може призвести до появи радіоеха. Радіо - це повторення в точці прийому сигналу внаслідок проходження радіохвиль різними шляхами від точки передачі до точки прийому. Луна виникає тому що запізнювання поширення сигналу по більш довгому шляху в порівнянні з більш коротким перевищує тривалість сигналу.

9. із яких міркувань варто вибирати робочу частоту на короткохвильових лініях зв'язку?

Частота, на якій працює радіолінія, називається робочою. Найбільша частота, що може відбитися від іоносфери на даній трасі і в даний час, називається максимально пристосованою частотою . Вона повинна відповідати закону секанса. Для визначення мпч необхідно знати довжину траси, висоту відображає іоносферного шару і залежність його електронної концентрації від висоти (мпч визначають за іоносферними прогнозами). Робоча частота не може бути більше мпч, так як радіохвилі, частота яких більше мпч, від іоносфери не

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

відображаються, а йдуть у світовий простір. Чим вище робоча сила, тим менше поглинається енергія радіохвилі в іоносфері. Це пояснюється тим, що з ростом частоти зменшується питома питома провідність іонізованого газу. Тому бажано, щоб робоча частота була була найбільш близька до мпч. Найбільша робоча частота, що забезпечує стійке відображення радіохвилі від іоносфери на даній

Трасі і в даний час, називається оптимальною робочою частотою. Знаючи потужність передавача, мінімально допустимий рівень сигналу та умови поширення радіохвиль на трасі, можна визначити найменше відповідні частоти. Чим ближче обрана робоча частота до оптимальних, тим більше напруженість поля в точці прийому.

10. Для чого застосовують антифедінгові антени?

Для відображення гектаметрових (середніх) і більш довгих хвиль від іоносфери потрібна менша електронна концентрація, ніж для відображення декаметрових хвиль. Навіть при великих потужностях передавачів (сотні кіловат) денний рівень поля на цих хвилях виявляється нижче рівня перешкод і прийом іоносферної хвилі можливий тільки вночі. Земна хвиля в цьому діапазоні поширюється на відстані близько 300...400 км, при потужності передавача близько 100 квт і при використанні передавальних антен висотою 100...200м. Вночі крім земної хвилі з'являється іоносферних. Внаслідок інтерференції цих хвиль виникають завмирання (кілька хвилин, так як при більшій довжині хвилі потрібні більш сильна зміна частоти відображення в іоносфері для істотної зміни фази іоносферної хвилі; завмирання можуть бути селективними). Для боротьби із завмираннями використовують спеціальні антифедінгові антени (федінг-сигнал). Антифедінгова антена може бути здійснена установкою в центрі однієї високої щогли (приблизно 0,75 довжини хвилі антени) і декількох (6 - 12) низьких щогл, розташованих по колу діаметром близько довжини хвилі. Такі антени називають циліндричними. Недоліком їх є робота на одній хвилі і необхідність установки багатьох щогл.

Антифедінгова антена на відміну від елементарного вібратора має діаграму спрямованості (дн) у вертикальній площині сильно притиснуту до землі.

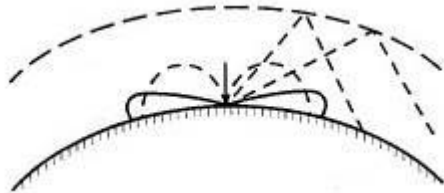


Рис.7 діаграми направлення вертикального вібратора і антифідерної антени

Тому іоносферних хвиля приймає значний рівень тільки на великих відстанях від передавача за межами зони, що обслуговується земною хвилею, завмирання в цій зоні усуваються. Вночі гектаметрові хвилі можуть бути прийнятні на



Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу великих відстанях від радіопередавача за рахунок іоносферного поширення. При цьому багато шляхів призводить до завмирань сигналу.

11. Які параметри характеризують роботу антени?

Антенна це пристрій, призначений для випромінювання або прийому радіохвиль. Будь-яка антенна може працювати в якості як адміністратора так і передавальної. В залежності від призначення антени поділяють на приймальні, передають, приймально-передавальні, хоча параметри антен не відрізняються. Ізотропна антенна-це уявна антенна без втрат, що випромінює рівномірно в усі сторони (реальні випромінюють в простір неоднаково).

Характеристика направленості-це залежність напруженості поля, що випромінюється антеною, виміряна на досить великій, але однаковій відстані від антени, від кута спостереження у просторі  $\phi$ . Графічне представлення цієї характеристики  $f(\phi)$  називають діаграмою спрямованості (дн).

12. Чим визначається діюча довжина приймальної і передавальної антен? Діючою довжиною передавальної антени  $l_0$  називають довжину випромінювання з рівномірним розподілом струму, який в головному напрямку створює таку ж напруженість поля, як і реальна антенна при однакових струмах. Діючою довжиною приймальної антени називають відношення  $e_{rs}$  в антені, наведеної радіохвилею, що приходить з напрямку головного пелюстка дн  $e_a$ , до напруженості поля в місці прийому:  $l_0 = e_{rs} / e_a$ .

Діюча висота (довжина) антени  $h_d$  збігається з довжиною диполя герца, який при однакових струмах харчування створює в напрямку максимального випромінювання поле такої ж напруженості, що і характеризується антенна. Внаслідок нерівномірності розподілу струму для реальних вібраторів  $h_d$  менше їх геометричної довжини.

13. Дайте визначення ефективної площі антен.

Ефективна площа антени-це величина, що характеризує здатність приймальної антени збирати падаючі на нього електромагнітне випромінювання, ефективність та площа при якому немає втрати потужності на випромінювання.

Перебуваючи у полі ел.магн.хвилі, приймальна антенна поглинає частину її енергії і за допомогою фідера передає її в приймач, який є для антени навантаженням. Ефективною площею приймальної антени називають еквівалентну площу з якої може бути віддана максимальна потужність радіохвилі в узгоджену навантаження. Ефективна площа антени  $S_{эф}$  пов'язана з коефіцієнтом спрямованої дії і довжиною хвилі співвідношенням  $S_{эф} = D\lambda^2 / 4\pi$ .

14. У чому сутність принципу оборотності антен?

Антенна радіопередавача (передавальна антенна) призначена для перетворення струму високої частоти в енергію випромінюють нею електромагнітних хвиль.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

Антену радіо (приймальна антена) призначена для перетворення прийнятих нею електромагнітних хвиль в енергію струму високої частоти. Характер процесів, що відбуваються в передавальній і приймальній антени, визначає оборотність їх використання. Оборотність антен знаходить вираження не тільки в принциповій можливості використання однієї і тієї ж антени як передавальної або приймальної, але і в тому, що основні параметри антени зберігаються при використанні її як для передачі, так і для прийому. Це має велике практичне значення. Так, багато пересувні станції, призначені для зв'язку, мають загальну антену для передачі і для прийому.

15. Які конструктивні особливості антен кілометрових і гектаметрових хвиль?

Кілометрові і гектаметрові хвилі (довгі та середні) на земній поверхні мають хорошу провідність. У поверхні ж хорошого провідника ел.поле може бути направлено тільки перпендикулярно його поверхні, тому передавальні і приймальні антени цих хвиль повинні володіти розвинутою вертикальною частиною. Для того щоб антена була резонансною і мала досить великий опір випромінювання і коефіцієнт корисної дії, її розміри повинні принаймні наближатися до  $0,25\lambda$ , а значить на довгих хвилях її висота має бути одно кільком сотням метрів. Практично вдається побудувати антени (щогли) висотою не більше 200...300м. Тому на хвилях довше 1000м, як правило, доводиться працювати з антенами довжиною менше резонансною. Внаслідок цього вхідний опір антени має реактивну складову ємнісного характеру для компенсації якої послідовно з антеною доводиться включати котушку індуктивності (рис.нижче, а). Ці котушки часто називають подовжувальними Іу. Опір випромінювання у антен з малої електричної довжиною дуже мало, а активний опір подовжених котушок досить значно. Тому опір втрат в ланцюзі антени стає більше або того ж порядку, що й опір випромінювання і ккд антени виходить досить низьким. На середніх хвилях при роботі антени в широкому діапазоні частот може виявитися, що частота підводяться до неї коливаний нижче резонансної. У цьому випадку реактивна складова її вхідного опору має індуктивний характер, і для налаштування антени доводиться застосовувати конденсатор, який прийнято називати прикорочуємі. У загальному випадку ланцюг налаштування діапазонною антени повинна як ємність, так і індуктивність.

Застосування елементів настройки не змінює опору випромінювання антени, яка визначається тільки її ел.довжиною і тому при роботі з короткими антенами опір випромінювання завжди невелике. Тому для отримання великої потужності випромінювання в таких антенах доводиться порушувати великі струми. Мале опір випромінювання приводить до того, що резонансна характеристика антени стає дуже гострою, тому антена дуже критична в налаштуванні. Також при низькому опорі випромінювання доводиться особливо ретельно виконувати заземлення нижнього кінця антени, де проходить великий струм, так як в протилежному випадку різко знижується ккд системи. Для збільшення ккд замість використання котушки індуктивності

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

часто збільшують довжину антени до резонансної і скручують її на висоті щогли під прямим кутом, утворивши рештою горизонтальний ділянку. Така г-подібна антена випромінює краще, ніж пряма антена з подовженою котушкою, але вона вимагає встановлення другої щогли. Якщо висота підвісу г-подібної антени невелика, то горизонтальна частина її практично не випромінює, так як вона утворює зі своїм дзеркальним зображенням двопровідну лінію. При цьому випромінювання струму в випромінюючій вертикальній частині істотно поліпшується. В ній укладається частина стоячої хвилі струму, близькою до пучності, пучність розташовується ближче до верхнього кінця, який знаходиться в найбільш прийнятних для випромінювання умовах (рис.8. В,г).

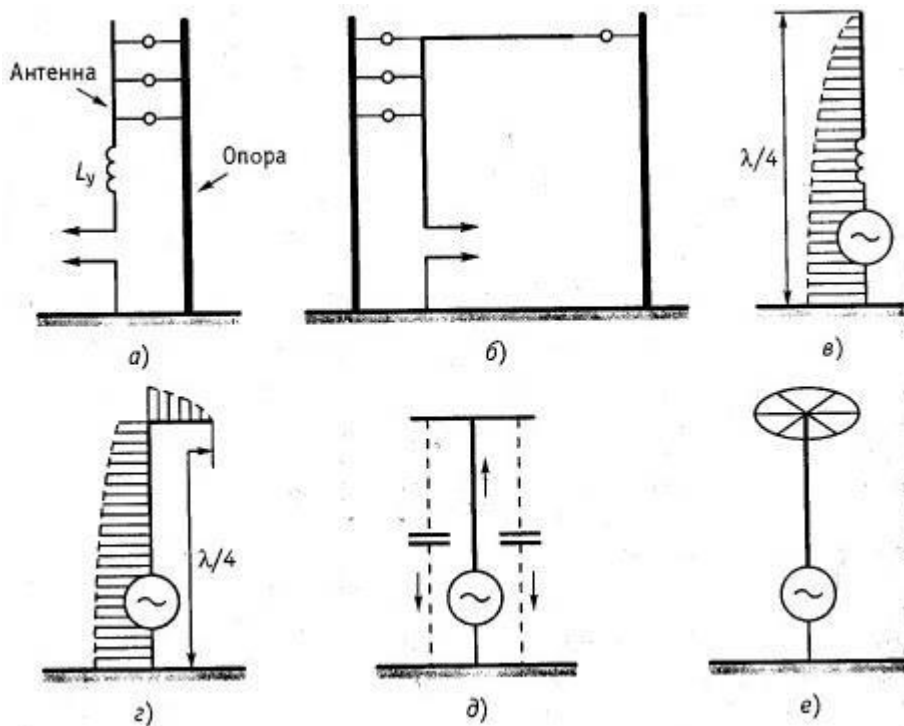


Рис. 8. Пристрій антени довгих і середніх хвиль

Збільшити амплітуду струму на кінці антени можна створити додаткове додаткову горизонтальну частину у вигляді двох горизонтальних променів (т-подібна (рис.8,д) або у вигляді багатьох променів зонтична антена (рис.8). У всіх випадку горизонтальні елементи утворюють з землею деяку ємність. Завдяки цьому амплітуда струму на кінці вертикальної частини антени вже не дорівнює нулю і розподіл струму уздовж неї стає більш рівномірним. Площа струму, а отже і діюча висота антени збільшується. Конструктивно всі антени і св дуже часто виконуються у вигляді встановлених на ізолятори сталевих вільно стоять антен та антени-щогли (рис.9). Струм від передавача підводиться до ближнього кінця вежі або щогли. Для радіомовлення застосовуються антени висотою 75...300м. Для збільшення ємності антени на вершині вежі або щогли встановлюється ємнісна шапка з металевих трубок.

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу

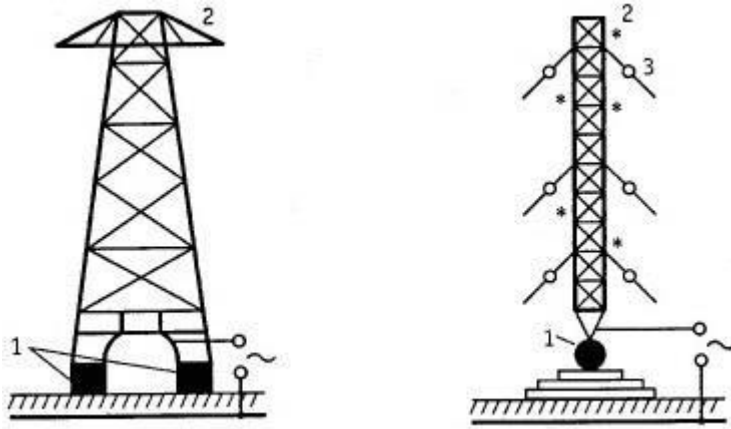


Рис. 9. Конструкція антени вежі; пристрій антени мачти

Недоліком передавальних антен-щогл і антен-веж мають висоту до 300 м і більше є їх висока вартість. Крім того, у багатьох випадках застосування високих антен неприпустимо внаслідок близькості радіо центрів до аеропортам. Всі антени цього типу обладнуються системою мережевого огорожі щогл.

16. Які вимоги пред'являються до антен декаметрових хвиль?

Для кв провідність ґрунту погіршується, і внаслідок цього зростають втрати в заземленні. В діапазоні декаметрових хвиль (10..100м) відношення довжини антени до довжини хвилі може бути отримано достатньо великим. Тому забезпечення великого опору випромінювання та високого ккд не викликає труднощів, а ось діаграма спрямованості вимагає виконання наступних вимог:

1. Вона повинна бути по можливості незмірну у всьому діапазоні хвиль, в якому підтримується зв'язок протягом тривалого часу (так як по умовам розповсюдження доводиться проводити зміну хвиль навіть протягом однієї доби зв'язку). Антени мають незмірні діаграми спрямованості в широкому діапазоні частот називаються діапазонними на відміну від налаштованих.

2. Напрямок максимального випромінювання і прийому має бути таким, щоб число відбитих хвиль від іоносфери і землі було мінімальним, так як кожен стрибок хвилі супроводжується втратою енергії. Тому кут піднесення променя слід зменшувати по мірі подовження лінії зв'язку. Наприклад, для ліній довжиною 600км рекомендують вибирати кут 30о... 45о, а для ліній довжиною 3000км 10о...25о.

3. У зв'язку з нестійкістю стану іоносфери спрямоване дію антени не повинен бути надмірно великим, щоб уникнути того, що випромінюється хвиля виявиться поза сферою дії прийомної антени. Тому ширину кута діаграми спрямованості короткохвильової антени у вертикальній і горизонтальній площинах рекомендується встановлювати рівною 10о...30о.

4. Для ослаблення впливу промислових перешкод на радіоприйом максимум діаграми спрямованості приймальної антени не повинен бути занадто близький до земної поверхні. З цієї точки зору в короткохвильових антенах переважніше застосовувати горизонтальні вібратори, а не вертикальні, хоча він і не розрахований на роботу в широкому діапазоні частот, так як його вхідний опір

Тема 1. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку, мобільного зв'язку і радіодоступу  
 сильно залежить від частоти, що призводить до порушення узгодження з живильним.

17. Опишіть принцип роботи антен ультракоротких хвиль. У діапазоні укх використовуються переважно антени, які мають спрямованими властивостями хоча б в одній площині. При малій довжині хвилі такі антени виходять досить компактними, що дає можливість, не зустрічаючи великих технічних труднощів, робити їх обертовими. Завдяки цьому є можливість, отримуючи великий вигаш в потужності і зменшуючи взаємні перешкоди радіостанцій, здійснювати зв'язок з будь-яких бажаних управлінням. Антени зазначених діапазонів можна розділити на дві групи: вібраторні і поверхневі. В діапазоні метрових хвиль найбільш часто використовуються різні симетричні і несиметричні вібратори. Розглянемо в якості прикладу деякі типи телевізійних антен. Найпростішою телевізійної приймальною антеною є дипольний вібратор (лінійний півхвильовий вібратор) (рис.10,а), а найбільш зручним у конструктивному відношенні-петлевий вібратор пістолькорса (рис.10,б).

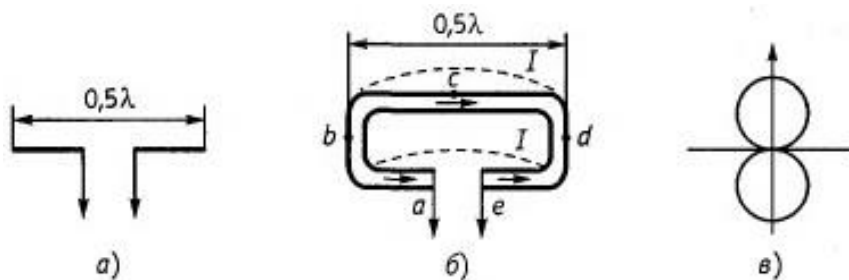


Рис.10. Дипольний (а) и петлевий (б) вибратори і їх діаграма направленості  
 Цей петлевий вібратор можна розглядати як два півхвильових синфазних вібратора, розташованих на малій відстані один від одного. В точці з вібратора розташовуються пучність струму і вузол напруги, що відповідають режиму короткого замикання. В точках  $b$  і  $d$  відстають від  $c$   $0,25\lambda$ , утворюється пучність струму і вузол напруги.

## Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

### 2.1 Радіопередавальні пристрої

#### 2.1.1 Основні функціональні вузли радіопередавача

Схема і конструкція радіопередавача залежать від різних факторів: призначення, діапазону робочих частот, потужності і т.д. проте можна виділити деякі типові блоки, які, однак є в більшості передавачів.

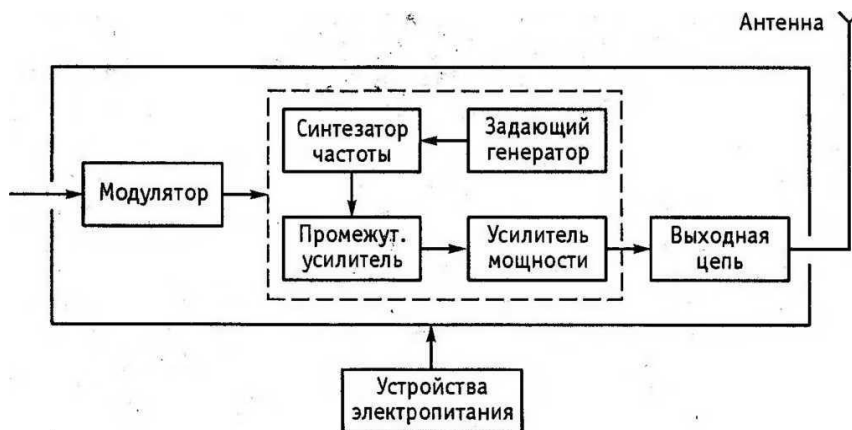


Рис. 2.1. Функціональна схема радіопередавача

Структура передавача (рис. 2.1) визначається його основними загальними функціональними можливостями, до яких відносяться:

- отримання високочастотних коливань потрібної частоти і потужності;
- модуляція високочастотних коливань переданим сигналом;
- фільтрація гармонік та інших коливань, частоти яких виходять за межі необхідної смуги випромінювання і можуть створити перешкоди іншим радіостанціям;
- випромінювання коливань через антену.

Зупинимося детальніше на вимогах до окремих функціональним вузлам радіопередавача.

Генератор високої частоти, часто званий задає або опорним генератором, служить для отримання високочастотних коливань, частота яких відповідає високим вимогам до точності і стабільності частоти радіопередавачів.

Синтезатор перетворить частоту коливань опорного генератора, яка зазвичай постійна, в будь-яку іншу частоту, яка в даний час необхідна для радіозв'язку або мовлення. Стабільність частоти при цьому перетворенні не повинна істотно погіршуватися. В окремих випадках синтезатор частоти не потрібен, наприклад, якщо генератор безпосередньо створює коливання потрібної частоти. Однак із синтезатором легше забезпечити необхідну високу точність і стабільність частоти, так як він, по-перше, працює на більш низькій частоті, на якій легше забезпечити необхідну стабільність; по-друге, він працює на фіксованій частоті.

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Крім того, сучасні синтезатори пристосовані для дистанційного або автоматичного керування синтезується частотою, що полегшує загальну автоматизацію передавача.

Проміжний підсилювач високої частоти, наступний за синтезатором, необхідно з наступних причин:

- завдяки проміжному підсилювача з досить великим коефіцієнтом посилення від опорного генератора і синтезатора не потрібно значної потужності;
- застосування проміжного підсилювача між синтезатором і потужним підсилювачем послаблює вплив на генератор і синтезатор можливих регулювань в потужних каскадах передавача і в антені.

Підсилювач потужності (його називають генератором із зовнішнім збудженням) збільшує потужність радіосигналу до рівня, визначає вимоги системи радіозв'язку. Головною вимогою до підсилювача потужності є забезпечення їм високих економічних показників, зокрема ккд..

Вихідний ланцюг служить для передачі посиленних коливань в антену, для фільтрації високочастотних коливань і для узгодження виходу потужного крайового підсилювача з антеною, тобто для забезпечення умов максимальної передачі потужності.

Модулятор служить для модуляції несучих високочастотних коливань передавача переданим сигналом. Для цього модулятор впливає залежно від особливостей передавача і виду модуляції (амплітудна, частотна, односмугова та ін.) На один або кілька блоків з числа обведених пунктиром на (рис.3). Наприклад, частотна модуляція може виходити в синтезаторі частоти або (рідше) в генераторі; амплітудна модуляція виходить впливом на потужний і проміжний підсилювачі.

Пристрій електроживлення забезпечує підведення до всіх блоків струмів і напруг, необхідних для нормальної роботи входять до їх складу транзисторів, ламп та інших електронних елементів, а також систем автоматичного управління, пристроїв захисту від аварійних режимів та інших, допоміжних ланцюгів і пристроїв. Система електроживлення містить випрямлячі, електромашинні генератори з двигунами внутрішнього згоряння, акумулятори, інвертори (перетворювачі) низького постійної напруги в більш високе абоназад, трансформатори, комутаційну апаратуру, резервні джерела живлення і пристрою для автоматичного переходу з основного джерела на резервний в разі несправностей і т.п

рис. 2.1 не показані численні об'єкти допоміжного обладнання, що входять до складу передавача (особливо потужного), наприклад, засоби автоматичного і дистанційного керування; контрольно-вимірювальні прилади, пристрої дистанційного контролю і сигналізації; пристрої захисту та блокування; вимикають ланцюга високої напруги при аварійних режимах або небезпеки для обслуговуючого персоналу та ін.

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Радіопередавачі діапазонів кілометрових, гектометрових і декаметрових хвиль зазвичай розміщуються групами на спеціальних підприємствах - передавальних радіостанціях. При великому числі передавачів радіостанції називаються радіоцентрами. Радіомовні передавачі метрових і дециметрових хвиль, як правило, розміщуються разом з передавачами телевізійного мовлення. Підприємства зв'язку, на яких встановлені ці передавачі, називаються радіотелевізійними передавальними станціями (центрами).

Технічні показники радіопередавача.

До основних показників радіопередавача відносяться: діапазон хвиль, потужність, коефіцієнт корисної дії, вид і якість переданих сигналів.

Відповідно до класифікації радіохвиль розрізняють передавачі кілометрових, гектометрових, декаметрових та інших хвиль. З цим розходженням пов'язані відповідні особливості конструкцій, так як в різних діапазонах різні конструкції коливальних контурів і типів підсилюючих елементів. Передавач може працювати на одній або декількох виділених для нього фіксованих хвилях, або він може налаштовуватися на будь-яку довжину хвилі в безперервному діапазоні хвиль.

Потужність передавача зазвичай визначається як максимальна потужність високочастотних коливань, що надходить в антену при відсутності модуляції і при безперервному випромінюванні. Однак цієї характеристики недостатньо для оцінки потужності радіопередавача. Справа в тому, що в техніці радіозв'язку часто доводиться мати справу з сигналами, напруга яких змінюється в дуже широких межах і в порівняно короткі проміжки часу може приймати значення, у кілька разів перевершують середній рівень. Характерним прикладом подібного режиму може служити радіолокаційний передавач, що випромінює імпульси тривалості близько 1 мікросекунди, розділені інтервалами близько 1 мілісекунди, тобто в 1000 разів більшої тривалості. Якби при проектуванні передавача розрахунок вівся на те, що в моменти цих викидів потужність випромінювання відповідала б номінальній, то фактична середня потужність випромінювання була б у багато разів менше. Передавач був би використаний значно слабкіше своїх можливостей, а при необхідності забезпечити більшу дальність радіозв'язку треба було б застосувати передавач значно більшої потужності.

У системах радіомовлення проміжки часу, в які амплітуда коливань досягає максимальних значень, займають зазвичай більшу частину загального часу роботи передавача (наприклад, 40 ... 20%), тривалість їх доходить до десятків мілісекунд, але і в цьому випадку описане тимчасове форсування передавача можливо, хоча і в менших межах.

Відповідно до викладеного потужність передавача, крім цифри максимальної потужності, при безперервній роботі характеризують значеннями пікової потужності, яка може бути забезпечена протягом обмежених проміжків часу. Наприклад, якщо середня потужність передавача при безперервній роботі 100



Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
кВт, то вона може доходити до 200 кВт, якщо тривалість імпульсів не перевищує інтервалів між ними.

Найважливішими показниками радіопередавача є стабільність випромінюваної їм частоти і рівень побічних випромінювань. Справа в тому, що якщо суворо дотримується привласнена даному передавача частота сигналу, тоналаштований на цю частоту приймач починає приймати сигнали, що передаються негайно після включення, не вимагаючи підстроювань; це сприяє зручності експлуатації і високої надійності радіозв'язку, а також полегшує автоматизацію обладнання. Крім того, частотні діапазони, які використовують для радіозв'язку і мовлення, щільноними сигналами одночасно працюючих радіостанцій, тому якщо частота передавача відрізняється від дозволеного значення, то вона може наблизитися до частоті іншого передавача, що викличе перешкоди прийому його сигналів.

За існуючим міжнародним нормам відхилення від номіналу частоти передавача для радіозв'язку на гектометрових хвилях не повинно перевищувати 0,005%; для радіомовних передавачів відхилення частоти в цьому діапазоні не повинно перевищувати 10 гц. На декаметрових хвилях допустима нестабільність частоти для передавачів потужністю більше 0,5 кВт дорівнює 15-10-6, що відповідає в діапазоні 4 ... 30 мгц абсолютного відхилення частоти від 60 до 450 гц. Деякі системи радіозв'язку за своїм принципом роботи вимагають, щоб стабільність частоти була значно краще, ніж передбачається зазначеними нормами.

Побічними випромінюваннями радіопередавача називаються випромінювання на частотах, розташованих за межами смуги, яку займає передається радіосигнал. До побічних випромінювань відносяться гармонійні випромінювання передавача, паразитні випромінювання і шкідливі продукти взаємної модуляції.

Гармонійними випромінюваннями (гармоніками) передавача називаються випромінювання на частотах, в ціле число разів перевищують частоту переданого радіосигналу.

Паразитними випромінюваннями називаються виникають іноді в передавачах коливання, частоти яких ніяк не пов'язані з частотою радіосигналу або з частотами допоміжних коливань, використовуваних в процесі синтезу частот, модуляції та інших процесів обробки сигналу.

Відомо, що при дії в нелінійній ланцюга, наприклад, двох ерс з частотами  $f_1$  і  $f_2$ , спектр струму містить, крім складових з цими частотами і їх гармонік, також складові з частотами виду  $mf_1 \pm nf_2$ , де  $m$  і  $n$ - цілі числа. Це явище і лежить в основі взаємної модуляції; воно обумовлено наявністю в передавачі елементів, що володіють нелінійними характеристиками, головним чином транзисторів або електронних ламп.

Інтенсивність побічних випромінювань характеризується потужністю відповідних коливань в антені передавача. Наприклад, за чинним міжнародним нормам радіопередавачі на частотах до 30 мгц повинні мати потужність

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
побічних випромінювань не менше чому в 10 000 разів (на 40 дБ) нижче  
потужності основного випромінювання і не більше 50 мВт.

Показники, що визначають якість передачі мовного сигналу (електроакустичні показники), в принципі не відрізняються від аналогічних параметрів електричного каналу мовлення, що природно, оскільки передавач є частиною каналу - трактом вторинного розподілу.

деяка відмінність полягає лише в тому, що ці показники нормуються і вимірюються щодо рівня сигналу, що відповідає певному коефіцієнту модуляції сигналом частотою 1000 гц. Для допустимого відхилення амплітудно-частотної характеристики цей коефіцієнт дорівнює 50%.

Коефіцієнт гармонік визначається при коефіцієнті модуляції 50, 90, а також 10%, що обумовлено наявністю в модуляторі передавача специфічних викривлень виду двостороннього обмеження, помітних при великому коефіцієнті модуляції, виду «центральної відсічення», помітних при малому коефіцієнті модуляції. Захищеність від інтегральної перешкоди і від психофотометричного шуму вимірюється щодо рівня модулюючого сигналу, відповідного 100% -ної модуляції. Експлуатаційний персонал часто вживає термін «рівень шумів», який оцінюється в децибелах щодо рівня модулюючого сигналу з частотою 1000 гц, відповідного коефіцієнту модуляції 100%. Чисельно він дорівнює величині захищеності від інтегральної перешкоди, взятої зі знаком «мінус».

Радіопередавачі можна класифікувати за призначенням, за діапазоном хвиль, по потужності, по роду роботи, способу транспортування. Так, в залежності від призначення передавачі діляться на зв'язкові, радіомовні, телевізійні, радіолокаційні, радіонавігаційні, телеметричні і т.д. за потужністю передавачі підрозділяються на малопотужні (до 100 вт), середньої потужності (до 10 квт), потужні (до 1000 квт) і надпотужні (понад 1000 квт). За родом роботи (виду випромінювання) розрізняють передавачі телеграфні, телефонні, односмугові, імпульсні і т.д. за способом транспортування передавачі класифікуються на стаціонарні і рухомі (переносні, автомобільні, корабельні, літакові і т.д.).

Особливості підсилювачів потужності радіопередавальних пристроїв

Підсилювачі потужності в техніці радіопередавальних пристроїв прийнято називати генераторами із зовнішнім збудженням.

Навантаженням вихідного каскаду є контур, настроєний на частоту підсилюються коливань.

Вимоги до підсилювачів потужності в радіопередавальних пристроях відрізняються двома характерними особливостями: по-перше, потрібно отримати велику вихідну потужність при мінімумі втрат; по-друге, немає необхідності зберігати форму підсилюються коливань, як в підсилювачах звукової частоти.

Генератор із зовнішнім збудженням (гвв) являє собою перетворювач

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв потужності джерела постійного струму  $p_0$  в потужність високої частоти  $p_k$ . Робота гвв можлива тільки при подачі на його вхід зовнішнього сигналу  $p_{вх}$  (від збудника). При цьому  $p_{вх} < p_k$ . Основні показники роботи гвв: потужність радіочастоти в навантаженні  $p_{кпд}$  генератора " $\eta =$ "  $p_k / p_0$ . Коефіцієнт посилення по потужності  $k_p = p_k / p_{вх}$ . Спектр коливань в навантаженні всередині і поза займаної смуги частот, відсутність самозбудження.

В якості підсилюючих приладів в гвв використовують електронні лампи, біполярні і польові транзистори, а в ключових генераторах - і тиристори. Електронні лампи широко застосовують завдяки їх універсальності. Вони працюють в широкому діапазоні частот і забезпечують вихідну потужність від одиниць ват до декількох мегават, стійкі до зовнішніх впливів (температура, тиск, механічні навантаження), мають термін служби до 5000 год. Напівпровідникові прилади застосовують в передавачах малої та середньої потужності.

Фізичні процеси, що лежать в основі роботи ламп і транзисторів, різні, проте їх вольт-амперні характеристики якісно однакові, хоча і мають деякі відмінності. Лампи володіють лівими характеристиками, тобто знаходяться в області негативних напруг на сітці, а характеристики транзисторів зрушені вправо, і замикання транзистора відбувається при нульовій напрузі на базі.

Генератор зовнішнього порушення може працювати як в лінійному, так і в нелінійному режимах. Лінійний режим роботи забезпечується при куті відсічення  $\theta = 180^\circ$ . Кут відсічення  $\theta$  - це виражена в кутовій мірі (градусах, радіанах) половина тієї частки періоду, протягом якої існує анодний (колекторний) струм. Режим підсилювача потужності радіочастоти при  $\theta = 180^\circ$  називається коливаннями першого роду (вони відповідають класу а в аперіодичних підсилювачах). У режимі коливань першого роду гвв застосовують вкрай рідко через невисокий ккд, що не перевищує 50%.

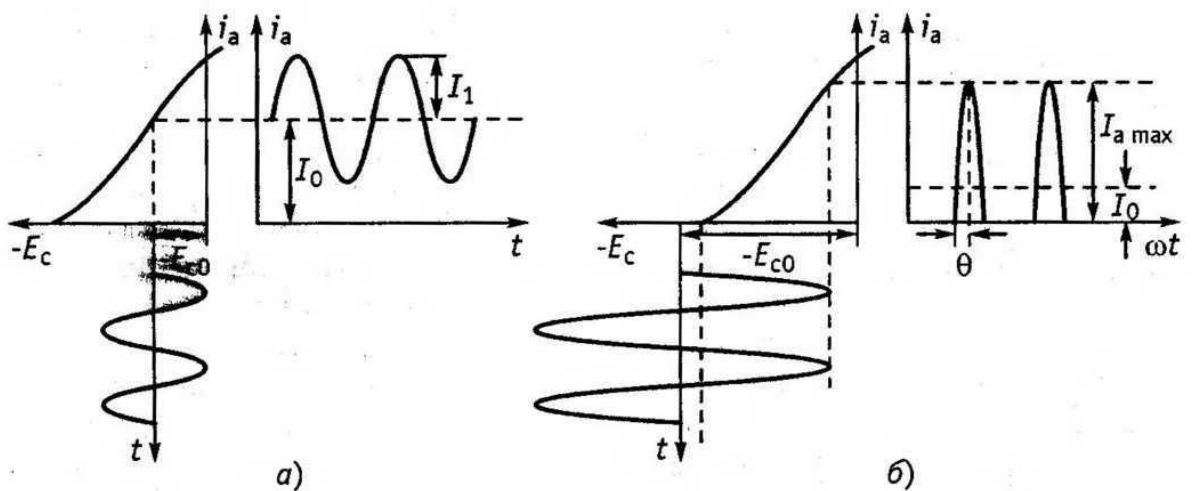


рис. 2.2 режими роботи ламп без відсічення (а) і з відсіченням (б) анодного струму

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

у цьому режимі амплітуди вхідної напруги і напруги зсуву підібрані так, що робота відбувається на лінійній ділянці характеристики лампи (або транзистора) (рис. 2.2, а). При цьому крім змінної складової струму в ланцюзі протікає великий постійний струм  $i_0$ , який обумовлює енергетичні втрати, повна споживана потужність джерела  $p_0 = i_0 e_a$  визначається цим струмом і напругою живлення  $e_a$ . Корисна потужність пов'язана тільки з змінною складовою струму  $i_1$ .

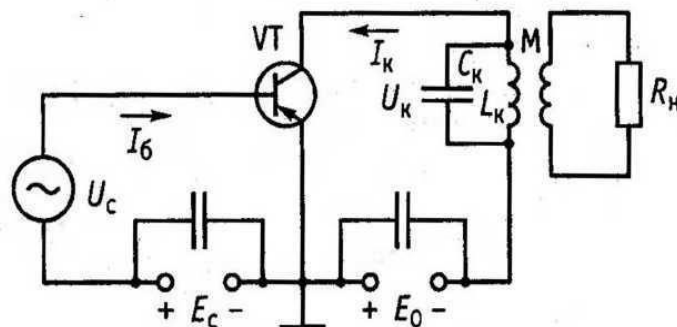


Рис. 2.3 схема транзисторного підсилювача потужності

Нелінійний режим забезпечується при  $\theta < 180^\circ$  (другого роду). При цьому форму імпульсів анодного (колекторного) струму характеризують амплітуда  $i_{am}$  ( $i_{km}$ ) і кут відсічення  $\theta$ .

Кутом відсічення називається та частина періоду (див. Рис. 2.2, б), протягом якого протікає струм змінюється від максимального значення до нуля.

Енергетичні співвідношення в гвв розглянемо на прикладі транзисторного каскаду (рис. 2.3) [2].

Потужність, споживана від джерела,  $p_0 = 0,5 i_{k0} E_0$ , корисна потужність, що виділяється в навантаженні,  $p_k = 0,5 i_{k1} U_k$ , потужність джерела порушення  $p_c = 0,5 i_{c1} U_c$ , коефіцієнт корисної дії (електронний ккд)  $\eta = \frac{p_k}{p_0} = 0,5 \frac{i_{k1} U_k}{i_{k0} E_0}$  і

коефіцієнт підсилення по потужності  $k_p = \frac{p_k}{p_c} = 0,5 \frac{i_{k1} U_k}{i_{c1} U_c}$ . З наведених

співвідношень видно, що кри  $\eta$  визначаються гармонійними складовими струмів транзистора, які, в свою чергу, є функціями кутів відсічення. Графіки залежності коефіцієнтів розкладання косинусоїдального імпульсу  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_1 / \alpha_0$  от кута відсічення  $\theta$  наведено на рис. 2.4.

З графіків видно, що для кожної гармоніки існують оптимальні кути відсічення, при яких їх зміст в імпульсах максимально. Максимум корисної потужності відповідає виразу в  $\theta_{opt} \approx 120^\circ / n$ . Для першої гармоніки  $n = 1$  і  $\theta_{opt} \approx 120^\circ$ , для другої ( $n = 2$ ) - відповідно  $\theta_{opt} \approx 120^\circ$  і т.д.

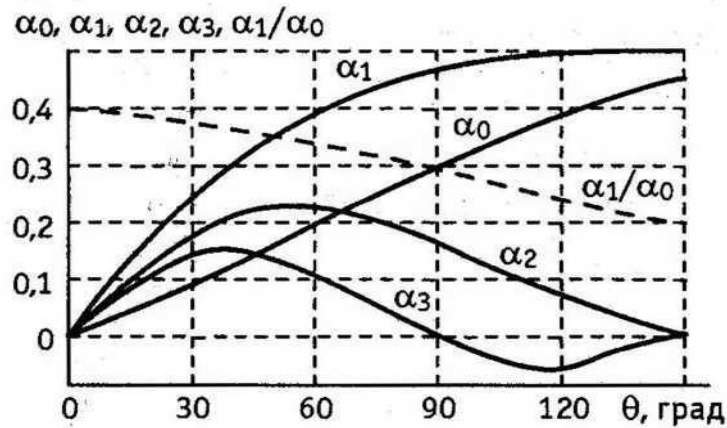


Рис. 2.4. Залежності коефіцієнтів розкладання від кута відсічення

Амплітуда струму  $n$ -й гармоніки завжди менше амплітуді струму гармоніки більш низьких порядку. Слід також зазначити, що при  $\theta_{\text{опт}} = 90^\circ$  коефіцієнт  $\alpha_3 = 0$ , тобто в спектрі струму відсутня третя і всі непарні гармоніки вище третьої.

Ефективність перетворення енергії джерела  $e_0$  в енергію радіочастотних коливань кількісно оцінюють електронним ккд ( $\eta_e$ ). Якщо  $i_{k0} = I_{km}^{\alpha_0} A$   $i_{k1} = I_{km}^{\alpha_1} A$  то  $\eta_e = A_1 U_k / (A_0 / E_0)$  називається коефіцієнтом форми імпульсу струму,  $u_k / E_0$  - коефіцієнтом використання колекторного (анодного) напруги.

Як видно з графіка, при  $0 < \theta < 120^\circ$  корисна потужність падає зі зменшенням  $\theta$ , а  $\eta_e$  зростає (штрихова лінія на рис. 2.4.), досягаючи свого максимуму (при заданому  $i_k$  (а  $\text{max}$ )) при  $\theta = 0$ . Однак такий режим не має фізичного сенсу, так як  $r_k$  і  $r_0$  приймають нульові значення. На практиці вибирають  $\theta = 190^\circ$ . При цьому корисна потужність менше максимально можливої на 7%, а  $\eta_e$  вище майже в 1,2 рази  $\eta_e = 73\%$ . Більш високе значення можна отримати в транзисторних гвв, що працюють у ключовому режимі, коли імпульс струму формується в стані насичення транзистора. Це підвищує надійність роботи схеми, так як при заданій генерується потужності втрати в транзисторі мінімальні; параметри транзистора мало впливають на генеруючу потужність; спрощується настройка генератора у виробництві. Слід зауважити, що форму імпульсу анодного тога можуть спотворювати сіткові струми, так як при низькому анодній напрузі, коли напруга на сітці позитивно, значна частина загального катодного струму може відгалужується на сітку. Ступінь впливу сіткового струму характеризує напруженість режиму роботи генератора. За напруженості розрізняють три режими роботи: недонапружений режим, який характеризується загостреною формою імпульсу анодного струму; критичний режим, коли імпульс анодного струму кілька усічений у верхній частині, і перенапружений режим, при якому виникає провал на вершині імпульсу анодного струму (рис. 2.5).

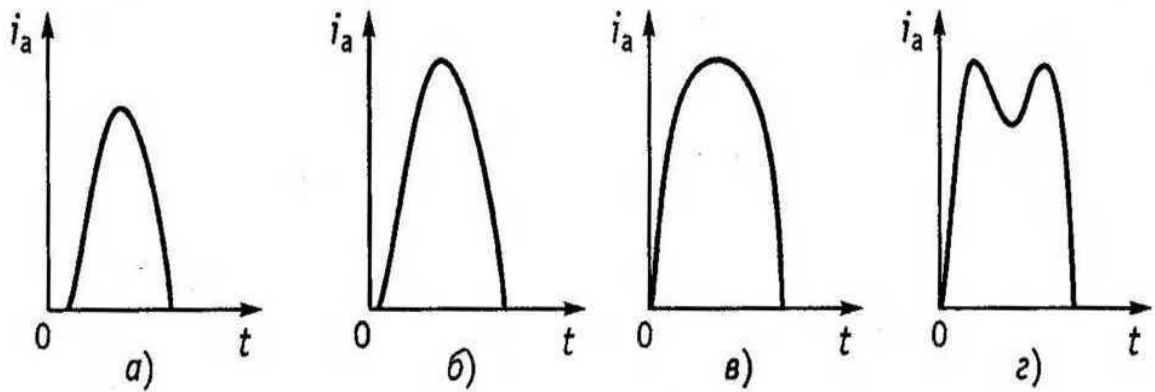
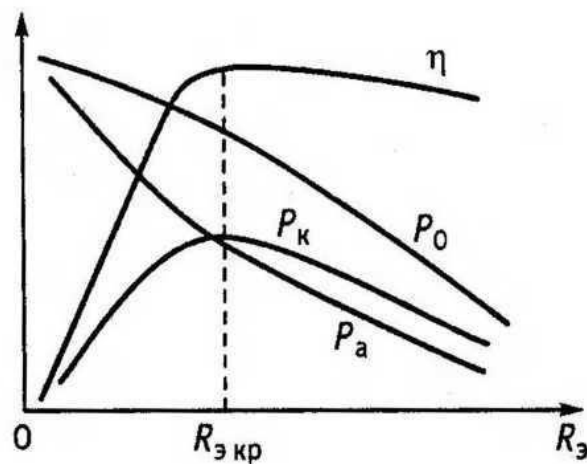


Рис. 2.5. Недонапружений (а, б), критичний (в) і перенапружений (г) режими роботи лампи

Напруженість режиму значною мірою визначається величиною навантажувального опору (еквівалентним опором контуру  $r_e$ ), так як від нього залежить напруга на аноді лампи. Залежно потужностей і ккд анодному ланцюзі від опору навантаження виражаються навантажувальними характеристиками (рис. 2.6). Коливальна потужність в контурі  $P_{k1} = U_{k1}I_{k1}/2$  максимальна в критичному режимі ( $r_e = r_{п кр}$ ) - у недонапруженому режимі напруга на контурі  $u_{k1}$  мало, так як опір контуру  $r_3$  невеликий. В області перенапруги режиму в імпульсах анодного струму з'являються провали, що призводить до зменшення першої гармоніки струму



іа1.

Рис. 2.6. Залежності потужності та ккд кінцевого каскаду від опору навантаження  $R_3$  характеристик також видно, що при зростанні опору навантаження споживана потужність  $P_0$  зменшується. Однак в області недонапруженості режиму це зменшення незначно, так як форма імпульсу анодного струму майже не змінюється. При збільшенні опору  $r_3$  в перенапруженому режимі потужність, що підводиться різко зменшується внаслідок появи провалу в імпульсах анодного струму і відповідного зменшення постійної складової анодного харчування.

Потужність розсіювання на аноді являє собою різницю підводимій і коливальній потужностей. В області недонапруженості режиму розсіює

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
потужність може бути настільки велика, що анод лампи розплавиться. Це, зокрема, відбувається, якщо вимкнути задає генератор при роботі підсилювача потужності в режимі з малим кутом відсічення.

### ***2.1.2 Генерування високочастотних коливань.***

Розглянутий вище генератор вимагає для своєї роботи зовнішнє збудження.

Разом з тим існує клас коливань, виникнення яких не пов'язане з будь-яким зовнішнім впливом. Вони з'являються як би самі собою в спеціальних пристроях, мають цілком певну форму, параметри, свої особливості. Зрозуміло, з нічого ці коливання з'явитися не можуть. Для їх виникнення необхідні певні умови, причини; про них будемо говорити пізніше. Зараз же звернемо увагу на те, що коливання формуються самостійно, без стороннього впливу. Такі коливання називаються автоколиваннями, а пристрої, що їх породжують, - автогенераторами, які надалі будемо називати просто генераторами.

Визначимо ті передумови, які необхідні для мимовільного виникнення автоколивань. Для цього звернемося до звичайного паралельного коливального  $LC$ -контурі. Якщо контур піддати короткочасному впливу (наприклад, імпульсного), у ньому виникнуть електричні коливання, мінливі за синусоїдальним законом. З електротехніки відомо, що коливальний процес в контурі не може тривати нескінченно довго, рано чи пізно він загасне. Причина загасання теж відома: через втрати в контурі енергія коливання неперервно зменшується, розсіюється. Зрештою коливання зменшиться до нуля.

Значить, для того щоб коливання не зникло, необхідно постійно поповнювати розсіювальну енергію. Оскільки в контурі відсутній джерело енергії, доведеться це робити за рахунок зовнішнього джерела. В якості нього можна взяти джерело постійної напруги або струму.

Звернемося до схеми рис. 2.7. Якщо в відсутність в  $LC$ -контурі коливань ключ до перевести в положення 2, конденсатор  $c$  зарядиться до напруги джерела  $e$ , отримавши деяку кількість енергії. При перекладі ключа в положення 1 в контурі виникнуть вільні коливання. Щоб коливання не загасали (через наявність опору втрат  $gp$ ), будемо періодично в такт з коливальним процесом підключати конденсатор  $c$  до джерела  $e$ . В результаті конденсатор буде постійно порціями підзаряджатись від джерела, поповнюючи свою енергію. За рахунок цього коливання в контурі стануть незатухаючими.

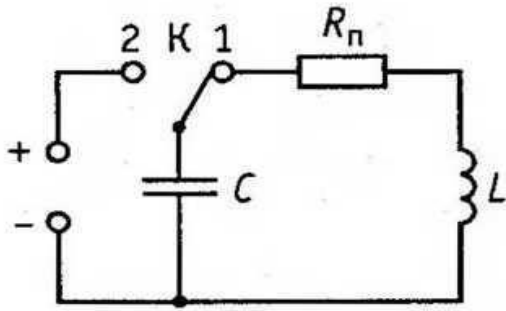


Рис. 2.7. До питання коливань в LC-контурі

Для підтримки в контурі коливань необхідно синхронне з ними перемикання ключа к. Для цього необхідна ланцюг управління (ланцюг зворотного зв'язку), що передає відповідні команди на перемикання. Очевидно, джерелом команд повинен бути сам контур, який визначає періодичність коливань з частотою  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ .

Розглянута найпростіша схема може вважатися моделлю автогенератора гармонійних коливань. Практична реалізація цієї моделі представлена схемою на рис. 2.8. Частотозадавальних ланкою є LC-контур, джерелом енергії - джерело постійної напруги  $e_c$ , включений в ланцюг стоку польового транзистора vt. Роль ключа к виконує затвор транзистора. Напруга  $u_3$  на затворі управляє струмом стоку і змінна складова цього струму поповнює енергію контуру. Зворотній зв'язок забезпечується котушкою зв'язку  $L_{cb}$ , індуктивно зв'язаною з котушкою контуру  $L$ . Ступінь зворотного зв'язку визначається коефіцієнтом взаємної індукції  $M$ . Транзистор не тільки виконує функцію ключа к, а й «допомагає» зворотного зв'язку, забезпечуючи за рахунок свого посилення надходження в контур необхідних порцій енергії. Додаткове джерело  $e$  в ланцюзі затвора відіграє допоміжну роль, встановлюючи, як побачимо далі, необхідний режим роботи транзистора.

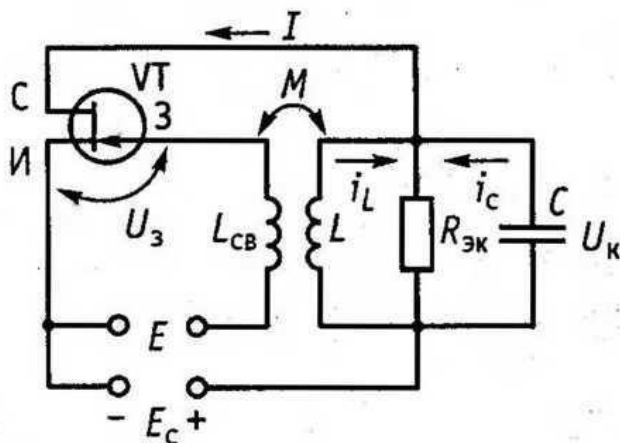


Рис. 2.8. Принципова схема автогенератора



Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Таким чином, всі необхідні для генерації елементи, які визначаються моделлю генератора (див. Рис.2.8.) Знаходимо в принциповій схемі рис. 2.8. Однак для генерації коливань необхідно ще виконати певні умови, які потрібні, по-перше, для появи коливань (і, по-друге, для підтримання виникли коливань з певною амплітудою і частотою (баланс амплітуд).

Спочатку розглянемо фізичну картину самозбудження.

У генераторі, як і в будь-якій схемі і ланцюги, коливання з нічого з'явитися не можуть. Необхідний якийсь поштовх зсередини або ззовні. Таким внутрішнім поштовхом можуть бути флуктуації напруги або струму, викликані тепловим рухом носіїв зарядів (електронів). Ці флуктуації дуже малі по інтенсивності, але при деяких умовах можуть стати джерелом впорядкованих коливань.

Розглянемо більш просту ситуацію, пов'язану з появою струму в момент включення джерела напруги  $e_s$ . При появі струму стоку і конденсатор контуру  $C$  зарядиться і в контурі почнуться вільні затухаючі коливання. Змінний струм  $i_L$ , що проходить по котушці  $L$ , за рахунок взаємоіндукції викликає появу змінної напруги  $u_{3n}$  на котушці зв'язку  $L_{sv}$ . Це напруга, прикладена до затвора, викликає пульсацію струму стоку. У ньому міститься змінна складова, яка створює на контурі змінне напруга  $u_k$ . Фактично напруга  $u_k$  є посиленням транзистором змінною напругою затвора. Частота напруги на затворі дорівнює частоті власних коливань контуру. Отже, і змінна складова струму стоку має ту ж частоту. Тому в контурі автоматично завжди буде резонанс струмів і  $LC$ -контур для змінної складової струму стоку представляє великий резистивний опір  $r$ .

Для самозбудження зворотний зв'язок повинен бути досить великою, інакше змінну напругу на затворі викличе занадто малу змінну складову струму стоку, енергія якої виявиться недостатньою для компенсації втрат в контурі.

В принципі генератор схожий на підсилювач. Коливання, що виникають в контурі, за допомогою зворотного зв'язку подаються на вхід підсилювального елемента (в даному випадку транзистора), посилюються їм і виділяються на контурі, далі знову надходять на вхід транзистора, знову посилюються і т.д. амплітуда коливань зростає і доходить до певної межі. По суті генератор є підсилювачем власних коливань контуру. З цієї причини (якщо виконуються умови самозбудження) будь підсилювач може перетворитися в генератор. Наприклад, мікрофонний підсилювач стає генератором звукових коливань, якщо через невдалу акустики приміщення чи поганий екранування ланцюгів виникають канали акустичної або електричної зворотного зв'язку, що призводять до самозбудженню підсилювача. В даному випадку зворотний зв'язок відіграє шкідливу роль.

Тепер розглянемо умови підтримки вже виникли коливань, характерних для стаціонарного режиму генератора, - коливань з постійною амплітудою і частотою. На рис. 2.9 показані діаграми струмів і напруг в різних точках схеми генератора (див. Рис. 2.8). Причому в них враховуються тільки змінні складові,

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
 бо тільки вони відіграють визначальну роль у розвитку процесу. Постійні складові до уваги брати не будемо.

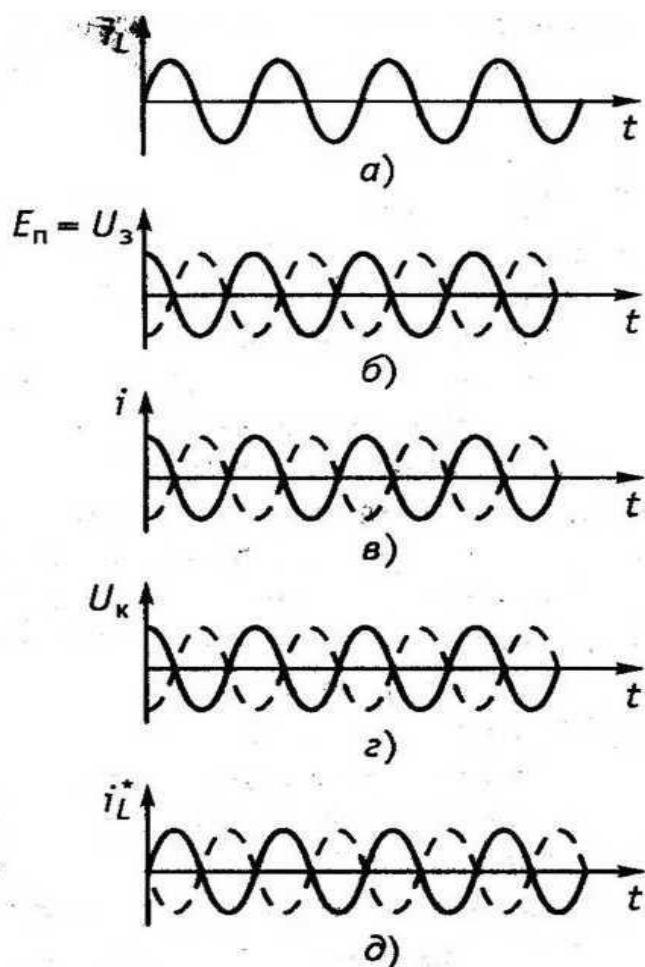


Рис. 2.9. Діаграми напруг і струмів в автогенераторі

Початкове коливання візьмемо струм, що протікає в індуктивної  $LC$ -контурі (а). За рахунок струму  $i_L$  котушці зворотного зв'язку  $L_{cb}$  наводиться едсеп, який є одночасно входною напругою  $U_3$  транзистора (б). Електрорушійна сила  $e_p$  пов'язана зі струмом  $i_L$  простим співвідношенням  $e_p = \pm m di_L / dt$ . Знак «+» або «-» в цьому співвідношенні залежить від того, як намотані і пов'язані між собою котушки  $L_i$  і  $L_{cb}$ . У будь-якому випадку ерс  $e_p$  зрушена щодо струму на  $90^\circ$ , тобто являє собою косінусоїдальне коливання. Проте чи буде  $e_p$  випереджати струм  $i_L$  або відставати від нього, залежить відповідно до вищенаведеної формулою від того, як включені кінці однієї з котушок.

У нашому випадку  $e_p$  випереджає по фазі струм  $i_L$  на  $90^\circ$  (суцільна лінія). Входна напруга  $U_3 = e_p$  викликає зміну струму стоку / в тій же фазі (в). Струм  $i$  створює падіння напруги на контурі генератора (г). Так як контур є «диригентом» частоти і коливання здійснюються на резонансній частоті контуру  $\omega_0$ , фаза напруги  $U_k$  збігається з фазою струму  $i$ . Опір контуру  $r_{ек}$  має тут резистивний характер. Ток  $i_L^*$  в індуктивній гілці контуру відстає по фазі від напруги  $U_k$  на  $90^\circ$  (д).

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Струм  $i^* I$  можна розглядати як «добавку», приріст до існуючих току  $i_l$  (а) контуру. Справді, адже в кінцевому підсумку струм  $i^* I$  змушений своєю появою ерс еп, наведеної в котушку зв'язку  $l_{cb}$ . Якби ерс дорівнювала нулю, всіх наступних коливань просто не було б. Отже, існування і значення струму безпосередньо залежить від наявності та значення ерс. Чим більше наведена в котушці  $l_{cb}$  ерс, тим більшою виявиться амплітуда породженого нею струму  $i^* I$ .

Прирошення  $i^* I$  по стосовно струму може бути позитивним, коли фази  $i^* I$  і  $i_l$  співпадають (струми синфазних), або негативним, коли ці ж струми будуть мати протилежні, зрушені на  $180^\circ$  фази (струми протифазно). У першому випадку струм  $i^* I$  підтримує струм  $i_l$ , у другому - пригнічує цей же струм.

У нашому випадку, як видно з порівняння діаграм (а) і (д), струм  $i_l$  синфазен зі струмом  $i_l$ , отже, збільшує останній. Зворотній зв'язок тут виявляється позитивною.

Якщо тепер поміняти один з одним кінці котушок зв'язку  $l_{cb}$ , ерс еп буде відставати по фазі від струму  $i_l$  на ті ж  $90^\circ$  (знак у вищенаведеній формулі зміниться на протилежний) і виявиться в протифазі зі своїм початковим значенням. На діаграмі (б) для даного випадку коливання показані штриховою лінією. Далі подальші процеси будуть протікати, як описано вище (всі вони показані штриховою лінією). У підсумку бачимо, що струм  $i^* I$  виявляється, як і слід було очікувати, в протифазі зі струмом  $i_l$ . Отримуємо, що струм  $i^* I$  не тільки не буде підтримувати  $i_l$ , але буде останній придушувати, збільшуючи згасання контуру. Зворотній зв'язок стане негативною, при якій ні самозбудження, ні навіть підтримання вже виниклих коливань виявиться неможливим.

Дія позитивної та негативної зворотного зв'язку можна простежити на простий механічної моделі маятника (або гойдалок). Якщо підштовхувати маятник в такт з його власними коливаннями, маятник буде розгойдуватися. Якщо в «протитакт» - маятник буде гальмуватися. Таким чином, для самозбудження генератора і підтримання в ньому незатухаючих коливань повинні виконуватися дві умови: зворотній зв'язок повинен бути позитивною, а її значення - досить великим для повної компенсації розсіюється енергії в контурі. Розглянута картина дає нам, звичайно, тільки якісне уявлення про ті фізичних процесах, які протікають в автогенераторі.

Дві схеми генераторів з самозбудженням показані на рис. 2.10. У схемі рис. 2.10, а застосована автотрансформаторний зв'язок: на вхід підсилювача подається частина напруги з контуру за допомогою відводу від котушки в точціт.

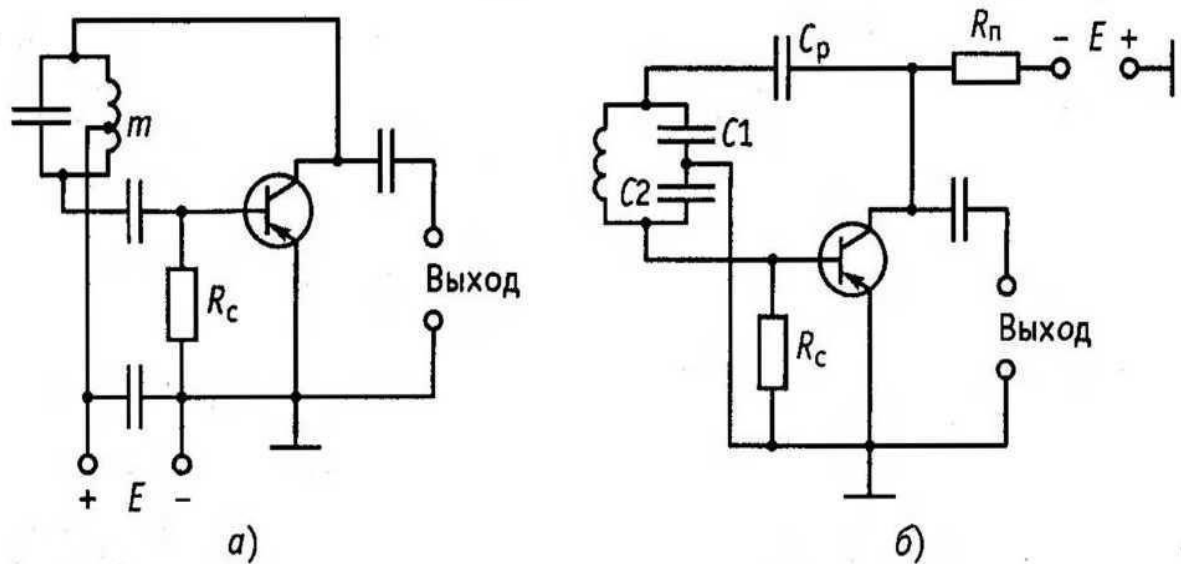


Рис.2.10. Принципові схеми автогенераторів

У схемі рис. 2.10, б застосована місткість зв'язок. Повна ємність контуру утворена включеними послідовно конденсаторами  $C_1$  і  $C_2$ , а на вхід підсилювача подається напруга з конденсатора  $C_2$ . Посилені коливання подаються в контур через конденсатор  $C_p$ , а напругу живлення на підсилювальний елемент подається через резистор  $R_p$ . У всіх схемах між керуючим електродом підсилювального елемента і загальною точкою включено опір. Це опір сприяє стабілізації амплітуди генерованих коливань. Що проходить по ньому струм створює падіння напруги. При зростанні амплітуди струму через опір  $R_c$  падіння напруги на ньому збільшується - зміна напруги зсуву на керуючому електроді зменшує посилення. При зменшенні амплітуди коливань це напруга зменшується, а посилення зростає, що сприяє відновленню первісної амплітуди коливань.

Генератори зі зворотним зв'язком для діапазонів дециметрових і сантиметрових хвиль, в принципі, не відрізняються від описаних. Вони відрізняються лише конструкцією коливального контуру, а в разі найбільш коротких хвиль - також типом підсилювального елемента. На дециметрових і сантиметрових хвилях використовуються відповідно короткозамкнені відрізки коаксіальних ліній і хвилеводів і об'ємні резонатори. Як підсилювального елемента на сантиметрових хвилях застосовують клістри і лампи біжучої хвилі.

При необхідності в генераторі з високою стабільністю частоти перевага віддається підсилювальних елементів мінімальної потужності; в них виділяється відповідно мало тепла, що полегшує стабілізацію температури генератора, яка представляє одну з умов сталості частоти. Широко застосовуються малопотужні транзистори і тунельні діоди.

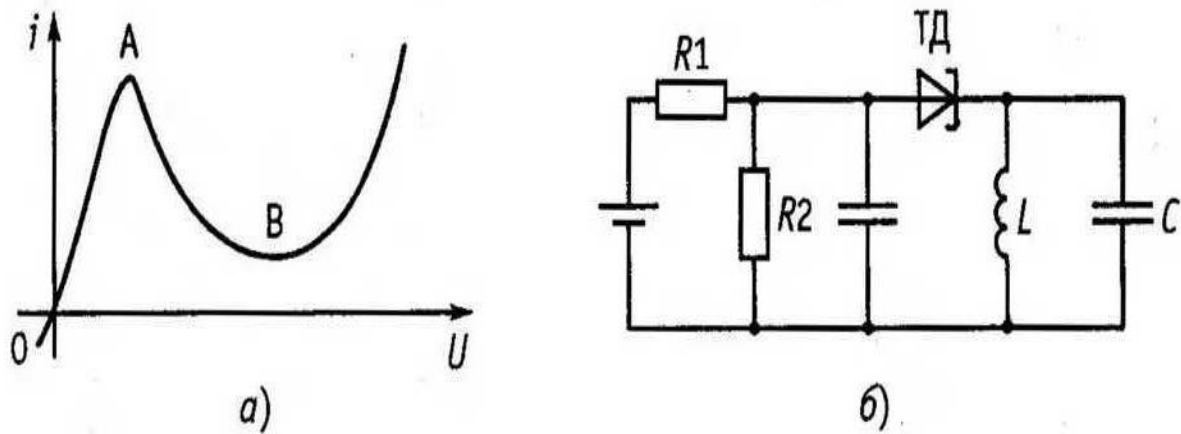


Рис. 2.11. Автогенератор на тунельний діод

Характеристика тунельного діода має падаючу ділянку, якому відповідає негативний опір в межах цієї ділянки (ав на рис. 2.11, а). З наведених вище схем видно, що в автогенераторі зі зворотним зв'язком дію підсилювача еквівалентно шунтування коливального контуру негативним опором; у разі тунельного діода це негативний опір виходить більш просто, шляхом вибору робочої точки на падаючому ділянці характеристики. Тунельний діод (тд) підключається паралельно коливального  $LC$ -контур (рис. 2.11, б) або послідовно з його елементами. Робоча точка встановлюється за допомогою ділянки напруги на резисторах  $r_1$  і  $r_2$ . Генератори з тунельними діодами робляться для будь-яких частот радіодіапазонів, аж до міліметрових хвиль.

### 2.1.3 Принципи стабілізації частоти.

Частота вільних коливань в контурі залежить головним чином від його індуктивності і ємності. Ці параметри не тільки пов'язані з властивостями котушки і конденсатора, але залежать і від приєднаних до коливального контуру зовнішніх ланцюгів. Температура та інші параметри навколишнього середовища, можуть викликати зміну результуючих індуктивності і ємності і через них впливати на частоту коливань контуру. У разі генератора це призведе до зміни частоти генерованих коливань, яка змінюється також при будь-яких регулюваннях або зміни в приєднаних ланцюгах.

Внутрішня ємність підсилювального елемента і його вхідний і вихідний активні опори залежать від прикладеної напруги живлення. Тому мінливість напруги живлення транзистора або тунельного діода та інших електронних елементів, що входять до складу генератора або підключених до нього, також викликає зміну частоти. Механічні струси і удари також можуть призводити до змін частоти через зміни ємності й індуктивності.

Для поліпшення температурної стабільності при виготовленні коливального контуру вибирають матеріали, найменш піддані впливу температури. Додатково застосовують температурну компенсацію, включаючи до складу контуру компенсаційний конденсатор, ємність якого завдяки спеціальному підбору ізоляційного матеріалу зменшується при підвищенні температури і

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв викликає підвищення частоти, що компенсує її зниження через вплив температури на інші елементи.

Щоб усунути вплив зовнішньої температури та інших властивостей зовнішнього середовища на генератор, його поміщають в герметичний термостат-камеру з точно стабілізованою температурою.

Вплив підключених до контуру зовнішніх ланцюгів та елементів зменшується ослабленням зв'язку контуру з ними і, зокрема, з навантаженням. Щоб зменшити вплив навантаження, між нею і генератором використовують проміжний «буферний» підсилювач.

Нестабільність живлячої напруги усувається застосуванням стабілізатора. Вплив механічних струсів запобігаються амортизацією, тобто пружною підвіскою генератора.

Ефективний спосіб отримання коливань стабільної частоти полягає у включенні в генератор кварцового резонатора. Такий резонатор являє собою пластину, вирізану з кристала кварцу і вміщену між двома металевими обкладками (електродами). Кварцові пластини володіють п'єзоелектричним ефектом. При механічній деформації пластини на її поверхні виникають електричні заряди (прямий п'єзоелектричний ефект); при дії електричного поля пластинка деформується (зворотний п'єзоелектричний ефект). Якщо прикладена напруга змінна, то пластинка здійснює механічні коливання

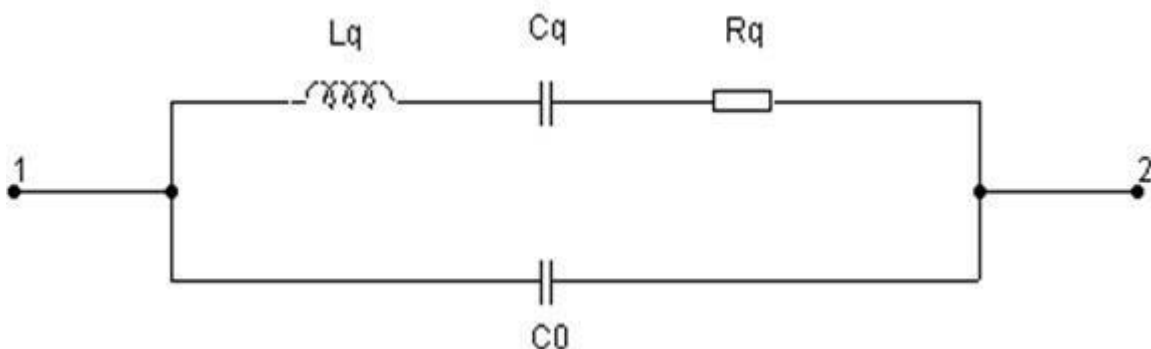


Рис. 2.12. Еквівалентна електрична схема кварцового резонатора

- $L_q$  - еквівалентна динамічна індуктивність - еквівалент коливається маси під електродами резонатора, величина якої визначає величину добротності  $q$ ;
- $C_q$  - еквівалентна динамічна ємність - еквівалент механічної жорсткості кварцовою пластини;
- $R_q$  - еквівалентне динамічне опір - величина, що характеризує активні втрати в кристалічній решітці, демпфювання коливань молекулами навколишнього газу та електричні втрати в підвідних електродах;
- $C_0$  - статична ємність кварцотримача.

Кварцова пластинка, як і всяке пружне тіло, володіє резонансною частотою механічних коливань, яка залежить від її розмірів. Будучи включеною в

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

електричний ланцюг, пластина являє собою звичайну резонансну систему, тобто має властивості коливального контуру. Еквівалентна електрична схема кварцового резонатора являє собою послідовно включені індуктивність, ємність і активний опір, паралельно яким включена ємність між виводами резонатора (рис. 2.12). У відповідності зі схемою (рис. 2.12) кварцовий резонатор має дві резонансні частоти: частоту послідовного резонансу  $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$  і частоту ПАРАЛЕЛЬНОГО РЕЗОНАНСУ  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k [C_k C_0 / (C_k + C_0)]}$ . Оскільки ємність послідовно з'єднаних конденсаторів  $C_k$  і  $C_0$  менше ємності  $C_k$ , то  $\omega_0 > \omega_k$ . Слід зазначити, що різниця між цими частотами становить кілька сотень герц. Так як  $C_0$  залежить і від зовнішніх ланцюгів то  $\omega_0$  вона менш стабільна, ніж  $\omega_k$ .

Чудовою властивістю кварцового резонатора є слабка залежність його параметрів від зміни температури і напруги живлення. Так, відносна зміна частоти генератора з кварцовим резонатором при зміні навколишньої температури на  $1^\circ \text{C}$  або живлячої напруги на 0,1 в не перевищує 10<sup>-8</sup>. Це і визначило виняткову популярність кварцових резонаторів для забезпечення стабільної частоти автогенераторів.

Існує велика кількість різних схем автогенераторів з кварцовим резонатором, що відрізняються активним (підсилювальним) елементом (лампа, транзистор, тунельний діод, інтегральний модуль і т.д.) і способом або місцем включення резонатора (резонатор в якості одного з опорів трьохточечної схеми, резонатор в ланцюга позитивного зворотного зв'язку і т.д.). Найбільш часто в якості активного елемента використовуються транзистор і тунельний діод.

Одна з можливих практичних схем транзисторного кварцового автогенератора наведена на рис. 2.13. Кварцовий резонатор збуджується на частоті, близькою до частоти послідовного резонансу  $\omega_k$ .

Для корекції частоти передбачена котушка  $L$ , включена послідовно з резонатором  $p$ . Робоча точка транзистора визначається опорами резисторів  $r_1$ -  $r_2$ . Конденсатори  $C_1$  і  $C_2$  спільно з резонатором і котушкою  $L$  утворюють схему ємнісний трьохточки.

Сучасні передавачі, як правило, призначені для роботи не на одній частоті, а в широкому діапазоні частот. При цьому на якій би частоті не працював передавач, він повинен забезпечити необхідну стабільність частоти. Використовувати для кожної частоти кварцовий генератор недоцільно. Тому розроблені спеціальні пристрої - синтезатори частоти, в яких використовуються методи прямого чи непрямого синтезу частоти на основі стабільного опорного генератора.

При прямому синтезі вихідна частота синтезатора виходить шляхом багаторазових послідовно проведених операцій ділення, множення, додавання і віднімання частоти коливання опорного генератора і частот, які утворюються при цих операціях коливань.

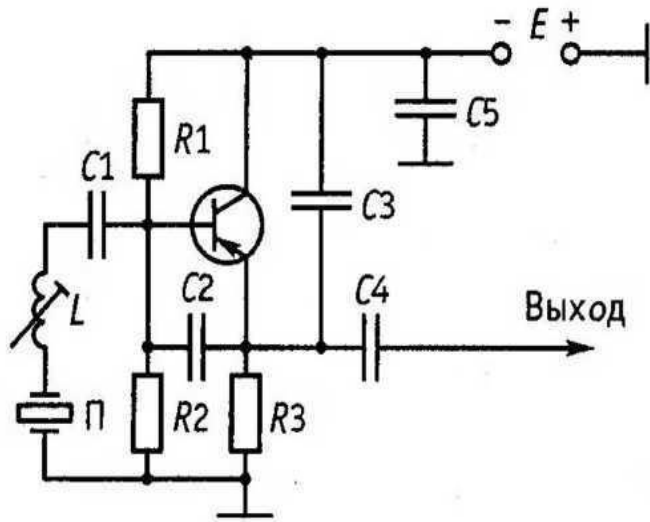


Рис. 2.13 схема кварцового автогенератора

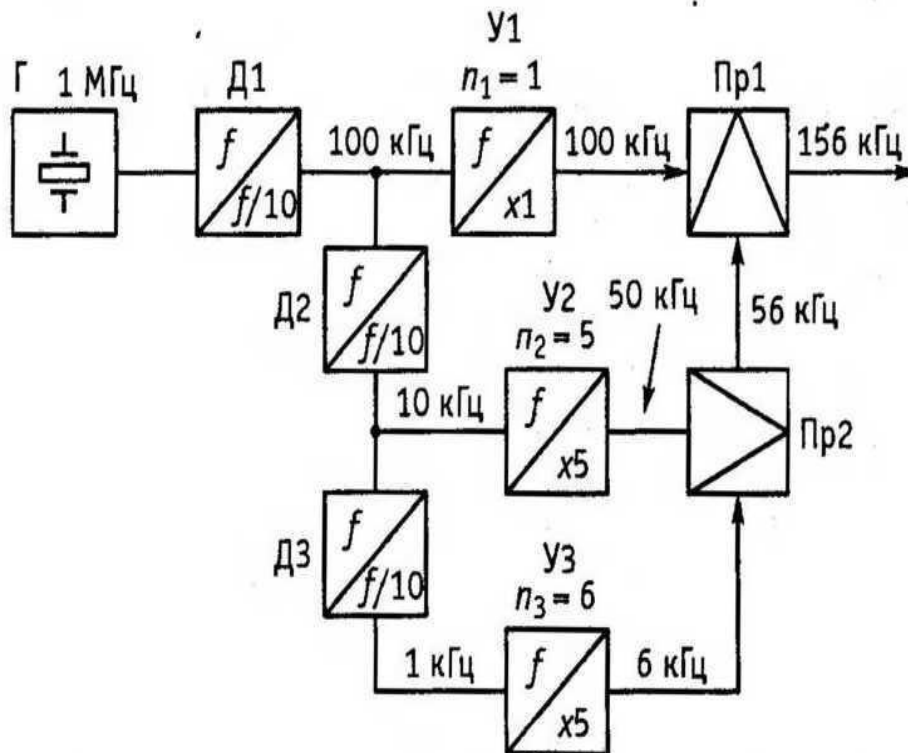


Рис. 2.14 Структурна схема синтезатора частоти

Розподіл частоти проводиться спеціальними каскадами - дільниками частоти, в якості яких можна використовувати, наприклад, тригери.

В якості помножників зазвичай використовуються генератори гармонік, що формують короткі імпульси з колювання, частота якого підлягає множенню. Спектр цих імпульсів багатий гармоніками. За допомогою вузькосмугового смугового фільтра із спектру імпульсів виділяється сигнал необхідної гармоніки.



## Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Додавання і віднімання частот виходить в процесі перетворення частоти в перетворювачах (іноді їх називають змішувачами). На входи перетворювача подаються два сигнали з частотами, які треба скласти або відняти. При взаємодії цих сигналів в перетворювачі виникають складові різних комбінаційних частот, в тому числі сумарної і різницевої, одна з яких виділяється фільтром.

Принцип прямого синтезу частоти можна пояснити за допомогою рис. 2.14, де прийняті наступні позначення:  $\Gamma$  - кварцовий генератор частоти 1 мгц; д1-дз - подільники частоти на 10; у1-уз - помножники частоти із змінним коефіцієнтом множення; пр1, пр2 - перетворювачі частоти. Припустимо, що необхідно отримати частоту 156 кгц. Після подільників частоти д1-дз виходять частоти відповідно 100, 10 і 1 кгц. Встановивши перемикачі налаштування помножників у1-уз в положення  $n_2 = 5$  і  $n_3 = 6$ , отримаємо на виходах помножників відповідно частоти 100, 50 і 6 кгц. На виході перетворювача пр2 виділяється сумарний сигнал з частотою  $50 + 6 = 56$  кгц, а після перетворювача пр1 - потрібна частота 156 кгц.

Виділення потрібних частот після помножників та перетворювачів проводиться резонансними контурами або фільтрами. Слід мати на увазі, що для зменшення побічних складових (сусідні гармоніки, залишки доданків або віднімаються в перетворювачах сигналів, їх комбінаційних складових) необхідно використовувати досить складні фільтруючі пристрої.

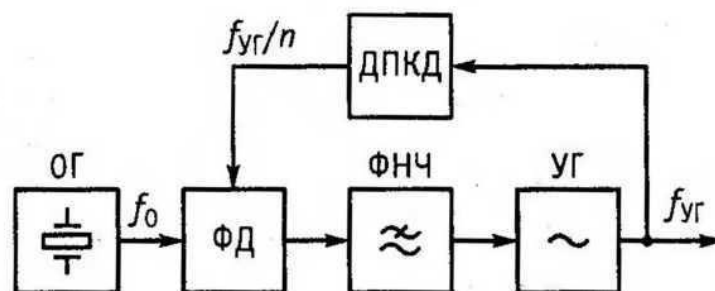


рис. 2.15. Синтезатор частоти з фапч першого типу

У синтезаторах непрямого синтезу джерелом коливань робочої частоти служить перестроюваний за частотою керований напругою генератор (уг). Поточна частота уг перетворюється в частоту, рівну частоті опорного сигналу або частоті іншого коливання, отриманого з сигналу опорного генератора, і зіставляється з нею. У результаті порівняння частот (з точністю до фази) виробляється сигнал помилки, який і підлаштовує керований генератор. Ланцюг, що виконує ці операції, називається системою фазового автопідстроювання частоти (фапч).

Зазвичай використовуються два типи систем фазового автопідстроювання: з розподілом частоти в ланцюзі приведення частоти керованого генератора до частоти опорного сигналу і з підсумовуванням або відніманням сигналів у

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв цього ланцюзі, тобто з перетворенням частоти [2].

Принцип роботи системи фапч першого типу полягає в наступному (рис. 1.16). Коливання керованого напругою генератора уг подаються на один з двох входів фазового детектора (фд) через дільник із змінним коефіцієнтом ділення (дпкд), який ділить частоту сигналу генератора в  $n$  раз. На другий вхід фазового детектора подається сигнал опорного генератора  $og$  з частотою  $f_0$ . Вихідна напруга фазового детектора через фільтр нижніх частот (фнч) впливає на керований генератор так, що частота його сигналу, поділена в  $n$  раз, буде дорівнює частоті опорного генератора. Змінюючи коефіцієнт розподілу дпкд, можна змінювати частоту генератора з кроком, рівним частоті  $f_0$ . В якості дпкд зазвичай використовуються лічильники імпульсів, виконані на цифрових елементах.

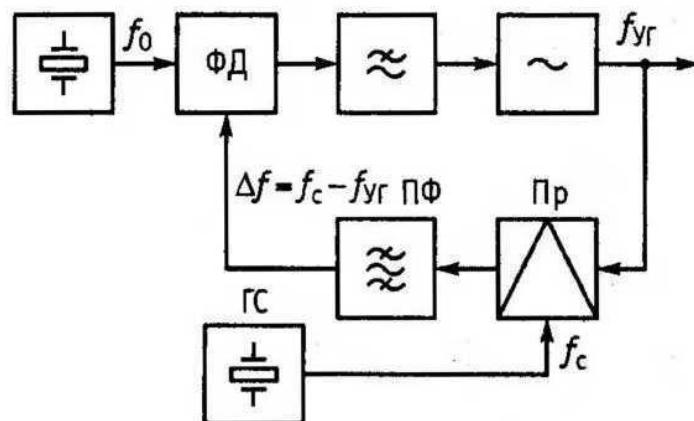


рис. 2.16. Синтезатор частоти з фапч другого типу

Принцип роботи системи фапч другого типу пояснюється рис. 2.16. Коливання керованого генератора з частотою  $f_{уг}$  коливання генератора зсуву (гс) з частотою  $f_c$  подаються на входи перетворювача частоти пр. На виході останнього смуговим фільтром (пф) виділяється сигнал різницевої частоти  $\delta f = f_c - f_{уг}$  і  $\delta f = f_{уг} - f_c$ . Цей сигнал подається на один вхід фазового детектора, на другий його вхід надходить сигнал опорного генератора  $f_0$ . На виході детектора утворюється керуючу напругу, що змінює частоту керованого генератора до отримання рівності  $\delta f = f_0$ . Як генератор зсуву можна використовувати синтезатор, виконаний на основі методу прямого синтезу частоти.

### 2.1.4 Антенно-фідерні тракти

для випромінювання і прийому електромагнітних коливань, що переносять інформацію, використовуються спеціальні радіотехнічні пристрої, звані антенами. Конструкції і характеристики антен залежать від багатьох факторів, зокрема, від призначення радіосигнали пристрої, діапазону робочих довжин хвиль і т.д.

У метровому і дециметровому діапазонах хвиль одним з поширених типів антен

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

є симетричний вібратор. Симетричний вібратор є два однакових відрізка провідника, що лежать на одній лінії з невеликим зазором, величина якого багато менше довжини провідника (рис. 1.6.1). Зазор передбачений для підключення джерела змінного струму. Найкращі характеристики мають симетричні вібратори, у яких довжина кожного з провідників дорівнює чверті довжини хвилі випромінюваного коливання. Розміри антени в цьому випадку виявляються рівними половині довжини хвилі, і така антена називається напівхвильового вібратором.

Однією з найважливіших характеристик антен є діаграма спрямованості. Під діаграмою спрямованості антени розуміють залежність щільності потоку потужності від напрямку випромінювання при передачі. Графік діаграми спрямованості являє собою геометричне місце точок, відстань від яких до центру координат пропорційно щільності потоку потужності, випромінюваної в даному напрямку. При цьому центр антени поміщають в центр координат. При прийомі діаграма спрямованості характеризує залежність наводимій ерс від напрямку просторової орієнтації антени. Однією з характеристик спрямованості є коефіцієнт спрямованої дії  $D$ , який визначається як відношення щільності потоку потужності  $p_{max}$ , випромінюваної в напрямку максимального випромінювання, до щільності потоку потужності  $p$ , випромінюваної точковим джерелом такої ж потужності в тому ж напрямку:

$$D = p_{max}/p.$$

Діаграма спрямованості симетричного вібратора приведено малюнку 2.17, б. В площині, що проходить через вісь провідника, діаграма спрямованості симетричного вібратора нагадує «вісімку». Це означає, що в напрямку осі «х» щільність випромінюваної потужності максимальна, а в напрямку осі «у» - мінімальна. Спрямовані властивості симетричного вібратора виражені слабо, і в досить широкому секторі напрямків  $\varphi$  щільність потоку випромінюваної потужності змінюється незначно.

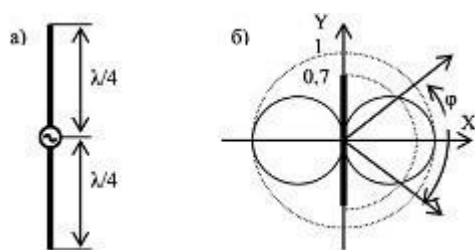


рис. 2.17 напівхвильовий вібратор (а) і його діаграма спрямованості (б)

Спрямовані властивості антени можна підсилити, якщо ускладнити конструкцію антени додатковими елементами. На малюнку 2.18, а приведено схематичне зображення антени типу «хвильовий канал». Вібратор, до якого підключений джерело змінного струму при передачі (або вхід приймача при прийомі), називається активним. Струми, що протікають в активній антені при передачі, створюють в навколишньому просторі електромагнітне поле. В антені типу «хвильовий канал» на певній відстані від активного вібратора поміщають пасивні вібратори. Електромагнітне поле, створене активним

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
 вібратором, наведе індукційні струми в пасивних вібраторах. У свою чергу, струми, що протікають у вторинних вібраторах, наведуть в навколишньому просторі власне електромагнітне поле. Взаємне розташування і розміри пасивних вібраторів вибирають таким чином, щоб посилити результуюче поле в одному напрямку і послабити в іншому. Пасивні вібратори, в напрямку яких від активного вібратора поле посилюється, називаються директорами (д1, д2 і д3 на рис. 2.18, б), вібратор, в напрямку якого результуюче поле послаблюється, називається рефлектором (р).

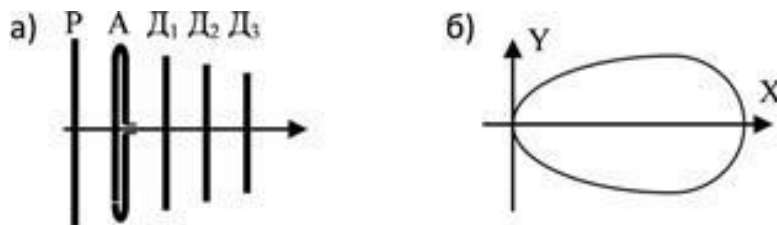


рис. 2.18 антена типу «хвильовий канал» (а) і його діаграма спрямованості (б)

Спрямовані властивості антен можна використовувати як для збільшення дальності зв'язку (у напрямку максимального випромінювання), так і для виборчого прийому в просторі (при цьому різні засоби зв'язку можуть працювати в різних просторових секторах, не надаючи один на одного заважає впливу).

У розглянутих вище варіантах антен поздовжня вісь вібратора розташовувалася в площині, паралельній поверхні землі. Можливий також варіант вертикального розташування осі вібратора. У діапазонах радіохвиль відносно низьких частот земля являє собою хороший провідник електричного струму і вертикальний вібратор може бути представлений тільки однією половиною. Джерело змінного струму включають між підставою вертикального вібратора і землею (рис 2.19)

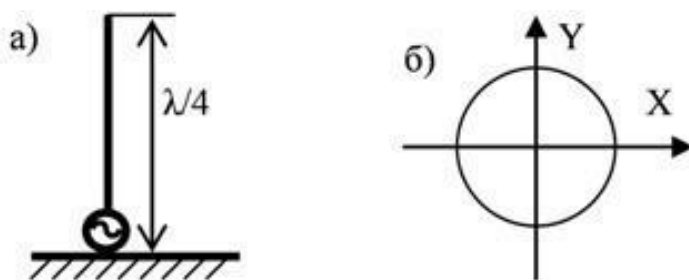


рис. 2.19 несиметричний чвертьхвильовий вібратор (а) і його діаграма спрямованості в горизонтальній площині (б)

яка антена називається несиметричною чвертьхвильовий вібраторною антеною. У разі провідної землі в кожену точку навколишнього надземного простору приходить пряма хвиля безпосередньо від антени і хвиля, відбита від землі. Ці хвилі будуть наводити таке ж електромагнітне поле, як і поле, наводимі повним симетричним вібратором, ізольованим від землі. Результуюче електромагнітне поле над поверхнею землі буде збігатися з полем, сформованим напівхвильового вібратором, але зі зменшеною вдвічі потужністю. Діаграма спрямованості такої антени в горизонтальній площині

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв являє собою коло: передачу (прийом) можна вести з будь-якого напрямку без погіршення характеристик. Такі антени застосовуються не тільки в діапазоні метрових хвиль, але й в діапазонах більш довгих хвиль.

У дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль для передачі електромагнітних коливань використовують хвилеводи (металеві труби круглого або прямокутного перерізу). Відкритий кінець такого хвилеводу здатний випромінювати у відкритий простір електромагнітну енергію. Однак різка зміна умов поширення електромагнітних коливань на кордоні хвилевід - відкритий простір обумовлює погані характеристики випромінювача. Для поліпшення спрямованих властивостей антени і узгодження характеристик переходу середовища поширення хвилевід - відкритий простір випромінюючий кінець хвилеводу виконують у вигляді рупора (рис. 2.20).

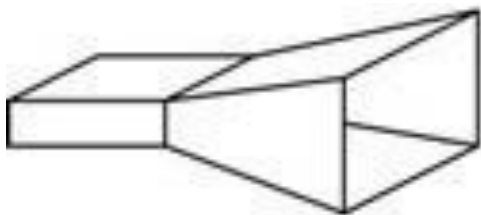


рис. 2.20 рупорна антена

Характеристики спрямованості рупорної антени поліпшуються зі збільшенням площі випромінюючої частини рупора, званої розкритом антени. І все ж в якості самостійного пристрою рупорні антени застосовується вкрай рідко, і більше часто є елементами більш складних антен.

Спрямовані властивості антени можна поліпшити за допомогою дзеркального відбивача спеціальної форми. Якщо у фокусі параболічного рефлектора помістити випромінювач, то відбиті від дзеркала промені будуть концентруватися у вузькому секторі простору (рис.2.21). У даному випадку площа розкриття антени визначається розмірами рефлектора, а спрямовані властивості антени залежать від співвідношення діаметра відображає дзеркала і довжини хвилі випромінюваного коливання.

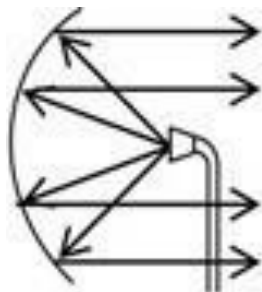


рис. 2.21 дзеркальна параболічна антена

Крім розглянутих в техніці зв'язку використовуються також і інші типи антен.

Електричні ланцюги, за допомогою яких радіосигнали передаються від радіопередавача до антени або від антени до радіоприймача, називаються фідерами. Конструктивне виконання фідерів залежить від діапазону робочих

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв частот, рівнів потужності переданих сигналів, умов експлуатації і т.д.

У діапазоні довгих хвиль фідери виконують у вигляді дротяних ліній. В області більш високих частот використовують коаксіальні кабелі: два провідника у формі циліндрів з суміщеними осями симетрії (coaxial - співвісний). Зовнішній провідник коаксіального кабелю (оплетка) відділений від внутрішньої провідної жили діелектриком і є хорошим захисним екраном для струмів, що протікають по центральному провіднику, від зовнішніх електромагнітних випромінювань. У діапазоні надвисоких частот кращі характеристики для передачі електромагнітної енергії мають хвилеводи: порожнисті металеві труби круглого або прямокутного перетину.

## 2.2 Контрольні питання

1. наведіть функціональну схему радіопередавача і поясніть призначення її основних вузлів.

Схема і конструкція радіопередавача залежать від різних факторів: призначення, діапазону робочих частот, потужності і т.д. проте можна виділити деякі типові блоки, які, однак є в більшості передавачів.

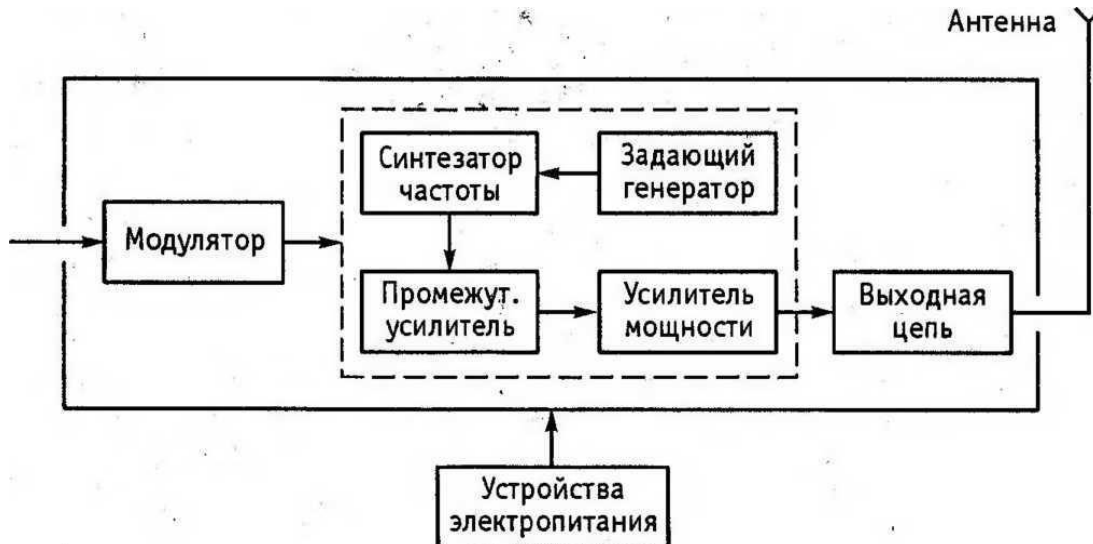


Рис. 2.1.1 функціональна схема радіопередавача

Структура передавача (рис. 2.1.1) визначається його основними загальними функціональними можливостями, до яких відносяться:

- отримання високочастотних коливань потрібної частоти і потужності;
- модуляція високочастотних коливань переданим сигналом;
- фільтрація гармонік та інших коливань, частоти яких виходять за межі необхідної смуги випромінювання і можуть створити перешкоди іншим радіостанціям;
- випромінювання коливань через антену.

Зупинимось детальніше на вимогах до окремих функціональних вузлів радіопередавача.

Генератор високої частоти, часто званий задає або опорним генератором, служить для отримання високочастотних коливань, частота яких відповідає високим вимогам до точності і стабільності частоти радіопередавачів.

Синтезатор перетворить частоту коливань опорного генератора, яка зазвичай постійна, в будь-яку іншу частоту, яка в даний час необхідна для радіозв'язку або мовлення. Стабільність частоти при цьому перетворенні не повинна істотно погіршуватися. В окремих випадках синтезатор частоти не потрібен, наприклад, якщо генератор безпосередньо створює коливання потрібної частоти. Однак із синтезатором легше забезпечити необхідну високу точність і стабільність частоти, так як він, по-перше, працює на більш низькій частоті, на якій легше

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв забезпечити необхідну стабільність; по-друге, він працює на фіксованій частоті. Крім того, сучасні синтезатори пристосовані для дистанційного або автоматичного керування синтезується частотою, що полегшує загальну автоматизацію передавача.

Проміжний підсилювач високої частоти, наступний за синтезатором, необхідно з наступних причин:

- завдяки проміжному підсилювача з досить великим коефіцієнтом посилення від опорного генератора і синтезатора не потрібно значної потужності;
- застосування проміжного підсилювача між синтезатором і потужним підсилювачем послаблює вплив на генератор і синтезатор можливих регулювань в потужних каскадах передавача і в антені.

Підсилювач потужності (його називають генератором із зовнішнім збудженням) збільшує потужність радіосигналу до рівня, вирішенням вимог системи радіозв'язку. Головною вимогою до підсилювача потужності є забезпечення їм високих економічних показників, зокрема ккд.

Вихідна ланцюг служить для передачі посиленних коливань в антену, для фільтрації високочастотних коливань і для узгодження виходу потужного крайового підсилювача з антеною, тобто для забезпечення умов максимальної передачі потужності.

Модулятор служить для модуляції несучих високочастотних коливань передавача переданим сигналом. Для цього модулятор впливає залежно від особливостей передавача і виду модуляції (амплітудна, частотна, односмугова та ін.) На один або кілька блоків з числа обведених пунктиром на рис. 2.1.1. Наприклад, частотна модуляція може виходити в синтезаторі частоти або (рідше) в генераторі; амплітудна модуляція виходить впливом на потужний і проміжний підсилювачі.

Пристрій електроживлення забезпечує підведення до всіх блоків струмів і напруг, необхідних для нормальної роботи входять до їх складу транзисторів, ламп та інших електронних елементів, а також систем автоматичного управління, пристроїв захисту від аварійних режимів та інших допоміжних ланцюгів, і пристроїв. Система електроживлення містить випрямлячі, електромашинні генератори з двигунами внутрішнього згоряння, акумулятори, інвертори (перетворювачі) низького постійної напруги в більш високе або назад, трансформатори, комутаційну апаратуру, резервні джерела живлення і пристрою для автоматичного переходу з основного джерела на резервний в разі несправностей і т.п.

На (рис. 2.1.1) не показані численні об'єкти допоміжною обладнання, що входять до складу передавача (особливо потужного), наприклад, засоби автоматичного і дистанційного керування; контрольно-вимірювальні прилади, пристрої дистанційного контролю і сигналізації; пристрої захисту та блокування; вимикають ланцюга високої напруги при аварійних режимах або небезпеки для обслуговуючого персоналу та ін.



Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Радіопередавачі діапазонів кілометрових, гектометрових і дециметрових хвиль зазвичай розміщуються групами на спеціальних підприємствах - передавальних радіостанціях. При великому числі передавачів радіостанції називаються радіоцентрами. Радіомовні передавачі метрових і дециметрових хвиль, як правило, розміщуються разом з передавачами телевізійного мовлення. Підприємства зв'язку, на яких встановлені ці передавачі, називаються радіотелевізійними передавальними станціями (центрами).

2. якими технічними показниками характеризується радіопередавач?

До основних показників радіопередавача відносяться: діапазон хвиль, потужність, коефіцієнт корисної дії, вид і якість переданих сигналів. Відповідно до класифікації радіохвиль розрізняють передавачі кілометрових, гектометрових, декаметрових та інших хвиль. З цим розходженням пов'язані відповідні особливості конструкцій, так як в різних діапазонах різні конструкції коливальних контурів і типів підсилюючих елементів. Передавач може працювати на одній або декількох виділених для нього фіксованих хвилях, або він може налаштовуватися на будь-яку довжину хвилі в безперервному діапазоні хвиль.

Потужність передавача зазвичай визначається як максимальна потужність високочастотних коливань, що надходить в антену при відсутності модуляції і при безперервному випромінюванні. Однак цієї характеристики недостатньо для оцінки потужності радіопередавача. Справа в тому, що в техніці радіозв'язку часто доводиться мати справу з сигналами, напруга яких змінюється в дуже широких межах і в порівняно короткі проміжки часу може приймати значення, у кілька разів перевершують середній рівень. Характерним прикладом подібного режиму може служити радіолокаційний передавач, що випромінює імпульси тривалістю близько 1 мікросекунди, розділені інтервалами близько 1 мілісекунди, тобто в 1000 разів більшої тривалості. Якби при проектуванні передавача розрахунок вівся на те, що в моменти цих викидів потужність випромінювання відповідала б номінальній, то фактична середня потужність випромінювання була б у багато разів менше. Передавач був би використаний значно слабкіше своїх можливостей, а при необхідності забезпечити більшу дальність радіозв'язку треба було б застосувати передавач значно більшої потужності.

У системах радіомовлення проміжки часу, в які амплітуда коливань досягає максимальних значень, займають зазвичай більшу частину загального часу роботи передавача (наприклад, 10 ... 20%), тривалість їх доходить до десятків мілісекунд, але верб цьому випадку описане тимчасове форсування передавача можливо, хоча і в менших межах.

Відповідно до викладеного потужність передавача, крім цифри максимальної потужності, при безперервній роботі характеризують значеннями пікової потужності, яка може бути забезпечена протягом обмежених проміжків часу. Наприклад, якщо середня потужність передавача при безперервній роботі 100

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
кВт, то вона може доходити до 200 кВт, якщо тривалість імпульсів не перевищує інтервалів між ними.

Найважливішими показниками радіопередавача є стабільність випромінюваної ім частоти і рівень побічних випромінювань. Справа в тому, що якщо суворо дотримується привласнена даному передавача частота сигналу, тоналаштований на цю частоту приймач починає приймати сигнали, що передаються негайно після включення, не вимагаючи підстроювань; це сприяє зручності експлуатації і високої надійності радіозв'язку, а також полегшує автоматизацію обладнання. Крім того, частотні діапазони, іспользуемые для радіозв'язку і мовлення, переуплотнені сигналами одночасно працюючих радіостанцій, тому якщо частота передавача відрізняється від дозволеного значення, то вона може наблизитися до частоті іншого передавача, що викличе перешкоди прийому його сигналів.

За існуючим міжнародним нормам відхилення від номіналу частоти передавача для радіозв'язку на гектометрових хвилях не повинно перевищувати 0,005%; для радіомовних передавачів відхилення частоти в цьому діапазоні не повинно перевищувати 10 гц. На декаметрових хвилях допустима нестабільність частоти для передавачів потужністю більше 0,5 кВт дорівнює  $15 \cdot 10^{-6}$ , що відповідає в діапазоні 4 ... 30 мгц абсолютного відхилення частоти від 60 до 450 гц. Деякі системи радіозв'язку за своїм принципом роботи вимагають, щоб стабільність частоти була значно краще, ніж передбачається зазначеними нормами.

Побічними випромінюваннями радіопередавача називаються випромінювання на частотах, розташованих за межами смуги, яку займає передавальний радіосигнал. До побічних випромінювань відносяться гармонічні випромінювання передавача, паразитні випромінювання і шкідливі продукти взаємної модуляції.

Гармонійними випромінюваннями (гармоніками) передавача називаються випромінювання на частотах, в ціле число разів перевищують частоту переданого радіосигналу.

Паразитними випромінюваннями називаються виникають іноді в передавачах коливання, частоти яких ніяк не пов'язані з частотою радіосигналу або з частотами допоміжних коливань, що використовуються в процесі синтезу частот, модуляції та інших процесів обробки сигналу.

Відомо, що при дії в нелінійній ланцюга, наприклад, двох ерс з частотами  $f_1$  і  $f_2$ , спектр струму містить, крім складових з цими частотами і їх гармонік, також складові з частотами виду  $mf_1 \pm nf_2$ , де  $m$  і  $n$  - цілі числа. Це явище і лежить в основі взаємної модуляції; воно обумовлено наявністю в передавачу елементів, що володіють нелінійними характеристиками, головним чином транзисторів або електронних ламп.

Інтенсивність побічних випромінювань характеризується потужністю відповідних коливань в антені передавача. Наприклад, по: чинним міжнародним нормам радіопередавачі на частотах до 30 мгц повинні мати

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
потужність побічних випромінювання не менш ніж в 10000 разів (на 40 дБ)  
нижче потужності основного випромінювання і не більше 50 мВт.

Показники, що визначають якість передачі мовного сигналу (електроакустичні показники), в принципі не відрізняються від аналогічних параметрів електричного каналу мовлення, що суттєво, оскільки передавач є частиною каналу - трактом вторинного розподілу.

Деяка відмінність полягає лише в тому, що ці показники нормуються і вимірюються щодо рівня сигналу, відповідно певного коефіцієнту модуляції сигналом частотою 1000 гц. Для допустимого відхилення амплітудно-частотної характеристики цей коефіцієнт дорівнює 50%.

Коефіцієнт гармонік визначається при коефіцієнті модуляції 50, 90, а також 10%, що обумовлено наявністю в модуляторі передавача специфічних викривлень виду двостороннього обмеження, помітних при великому коефіцієнті модуляції, виду «центральної відсічення», помітних при малому коефіцієнті модуляції. Захищеність від інтегральної перешкоди і від психометричного шуму вимірюється щодо рівня модулюючого сигналу, відповідного 100% -ної модуляції. Експлуатаційний персонал часто вживає термін «рівень шумів», який оцінюється в децибелах щодо рівня модулюючого сигналу з частотою 1000 гц, відповідного коефіцієнту модуляції 100%. Чисельно він дорівнює величині захищеності від інтегральної перешкоди, взятої зі знаком «мінус».

Радіопередавачі можна класифікувати за призначенням, за діапазоном хвиль, по потужності, по роду роботи, способу транспортування. Так, в залежності від призначення передавачі діляться на зв'язкові, радіомовні, телевізійні, радіолокаційні, радіонавігаційні, телеметричні і т.д. за потужністю передавачі підрозділяються на малопотужні (до 100 вт), середньої потужності (до 10 квт), потужні (до 1000 квт) і надпотужні (понад 1000 квт). За родом роботи (виду випромінювання) розрізняють передавачі телеграфні, телефонні, односмугові, імпульсні і т.д. за способом транспортування передавачі класифікуються на стаціонарні і рухомі (переносні, автомобільні, корабельні, літакові і т.д.

3. Яким чином здійснюється класифікація радіопередавальних пристроїв?

За призначенням: зв'язкові, радіомовні, телевізійні, радіолокаційні, радіонавігаційні, телеметричні.

За потужністю: дуже малої (р 3 вт), малої (3-100 вт) і середньої (0,1-10 квт) потужності, а також потужні (до 1000 квт) і надпотужні (св. 1000 квт).

За родом робіт (вид випромінювання) телеграфні, телефонні, односмугові, імпульсні ...

Сучасні радіопристрою охоплюють спектр електромагнітних коливань від дуже низьких (3-30 кгц) до вкрай високих (30-300 гц) частот. За діапазоном частот. Відповідно до рекомендацій міжнародного союзу електрозв'язку. Мсе.

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

По виду модуляції розрізняють радіопристрою, що працюють в безперервному режимі з амплітудною, частотною, фазовою модуляцією або їх поєднаннями, і імпульсні радіопристрої з різними видами модуляції параметрів радіоімпульсів - амплітудно-імпульсної, широтно-імпульсної, кодоімпульсної та ін. Окремий випадок імпульсної модуляції - маніпуляція використовується при передачі телеграфних знаків. В умовах впливу потужних перешкод застосовують шумоподібні сигнали.

За типом активних елементів, які використовуються для формування радіосигналів в різних діапазонах частот і потужностей, розрізняють р. У. Транзисторні, лампові, клістронні, магнетронні, на лампах біжучої хвилі або зворотної хвилі, лазерні і т. Д.

За способом транспортування: стаціонарні і рухомі (стерпні, літакові, корабельні, автомобільні).

За експлуатаційним вимогам: розширення температурного діапазону, підвищення вібростійкості, ударостійкості.

3. У чому полягають особливості роботи підсилювачів потужності (генераторів із зовнішнім збудженням) радіопередавачів

Поняття режиму роботи або класу підсилювача визначається співвідношенням анодного струму спокою до величини струму сигналу і формою анодного струму. До цих пір у всіх прикладах розглядалися підсилювачі класу а, хоча даний факт досі ніяк не акцентувати. Для виправлення зазначеного упущення необхідно ввести деякі визначення.

Режим класу а

При цьому режимі величина анодного струму спокою завжди задається такою, щоб навіть при мінімально можливому значенні вхідного сигналу (а також і при його відсутності) анодний струм не знижувався до нульового значення. Іншими словами, лампа, що працює в класі а, ніколи не замикається. Якщо на вхід (керуючу сітку) такого каскаду посилення буде подано синусоїдальна напруга, форма анодного струму також буде синусоїдальною. Режим класу а характеризується найкращою лінійністю посилення, однак з енергетичної ефективності він найгірший. Теоретичне значення максимального ккд при синусоїдальній формі вихідного сигналу в режимі класу а дорівнює 50%. Найбільш просте тому пояснення - великий струм спокою, існуючий навіть при повній відсутності вхідного сигналу. Низький ккд крім очевидного високого енергоспоживання, незручний тим, що на анодах ламп розсіюється підвищена теплова потужність, що зменшує максимально досягну корисну потужність, що віддається ними.

Режим класу в

У цьому режимі струм спокою дорівнює нулю, а сам анодний струм протікає тільки при дії позитивної напівхвилі вхідного сигналу. Таким чином, лампа замкнена в період дії негативної напівхвилі вхідного сигналу. Так як вхідний

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв  
сигнал фактично зазнає однонапівперіодне випрямлення, в сигналі виникають суттєві викривлення у вигляді гармонік. Для вирішення даної проблеми доводиться вживати додаткових заходів (застосування двотактних схем підсилення). Однак, в режимі класу в анодний струм існує при будь-якому значенні амплітуди вхідного сигналу, що чи не порушує лінійності амплітудно-амплітудної характеристики підсилювача. Теоретичне значення максимального ккд (при повному використанні лампи по напрузі і струму, що на практиці недосяжно) при синусоїдальній формі вихідного сигналу в разі двотактного підсилювача класу в становить 78,5%. Це прямо пов'язано з відсутністю струму спокою.

#### Режим класу с

У режимі класу с час протікання анодного струму менше часу дії позитивної напівхвилі вхідного сигналу. Даний метод використовується тільки в вч підсилювачах радіопередавачів, в яких можуть використовуватися резонансні методи відновлення основної гармоніки сигналу. Це режим характеризується набагато більш високими значеннями ккд і рівнем спотворень в порівнянні з застосовуваним в підсилювачах режимом класу в.

#### Кут відсічення. Режим класу ав

Для характеристики тривалості тієї частини напівперіоду, протягом якої протікає анодний струм, радіоінженери використовують терміни кутова тривалість імпульсу і кут відсічення. Під кутовий тривалістю імпульсу струму розуміється частина періоду (виражена в радіанах), протягом якої існує анодний струм. Під кутом відсічення (найбільш часто вживаному для кількісного опису режиму роботи підсилюючих приладів) розуміється половинне значення цієї тривалості. Використовуючи даний терміни, і враховуючи, що повний період гармонійних коливань дорівнює  $360^\circ$ , можна сказати, що для підсилювачів класу а тривалість імпульсу струму дорівнює цілому періоду (струм безперервний), а кут відсічення дорівнює  $180^\circ$ . Для підсилювачів класу в кут відсічення складе  $90^\circ$ , а для підсилювачів класу с він становить менше  $90^\circ$ .

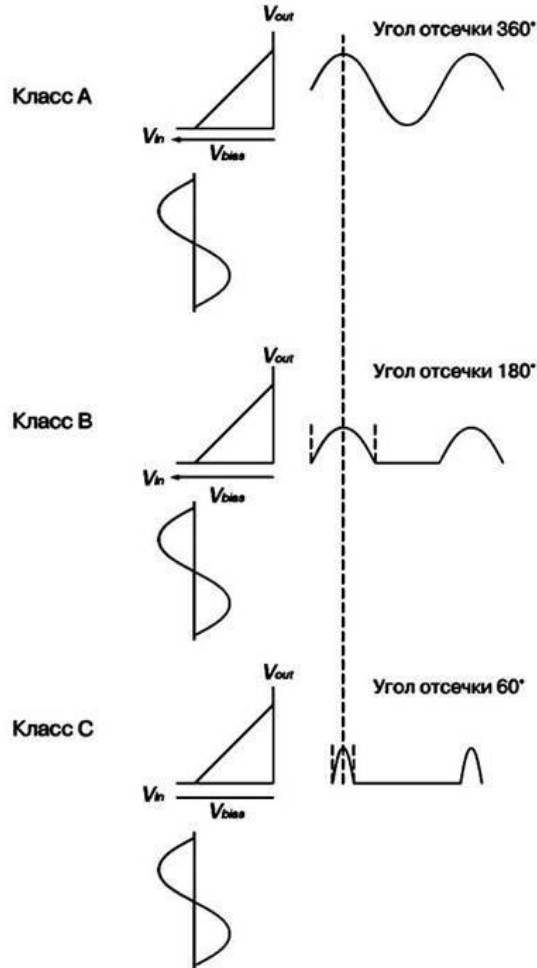


рисунок. 2.2. Співвідношення між формою вихідного сигналу і анодним струмом для підсилювачів класів а, в і с.

Так як перехідна область між класом а і класом в в їх чистому вигляді досить обширна, то ввели проміжний клас підсилювачів, відомий як режим класу ав, де анодний струм існує більше напівперіоду, а кут відсічення перевищує  $90^\circ$ , але не досягає  $180^\circ$ .

На рис. 2.2.приведена ідеалізована прохідна характеристика лампи (рахуючи проникність рівною нулю). Як видно з малюнка, режим роботи підсилювача (визначається формою анодного струму) залежить від напруги зсуву на сітці лампи. У режимі класу а зміщення вибирається на середині лінійної ділянки прохідній характеристики, завдяки чому анодний струм існує весь період дії вхідного (сіткового) напруги. У підсилювачах класу в напруга зсуву вибирається рівним напрузі відсічення прохідній характеристики лампи, що замикає її при всіх більш негативних напругах. Тому тільки під час дії позитивного напівперіоду вхідного сигналу забезпечуються умови для існування анодного струму. У режимі класу с напруга зсуву вибирається більш негативним, ніж напруга відсічення лампи. Чим більше негативний зсув вибрано, - тим менше буде кут відсічення. Для отримання режиму класу ав, навпаки, зміщення вибирається менш негативне, ніж напруга відсічення. У цьому випадку, чим менше негативний зсув вибрано, тим більше буде кутвідсічення.

Режими класів ав1 і ав2

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

У аудіотехніки, як правило, вводять додаткову класифікацію режимів ав, спираючись на наявність або відсутність струму керуючої сітки.

Режимом ав1 вважається режим класу ав, при якому струм керуючої сітки не існує. Велика частина потужних (понад 50 Вт) класичних підсилювачів являють собою двотактні підсилювачі класу ав 1.

Режимом ав2 вважається режим, при якому вхідний сигнал створює позитивний щодо катода потенціал на сітці, що створює умови для протікання сіткового струму. Це збільшує ефективність роботи, так як за цієї умови залишкове анодна напруга може більшою мірою наблизитися до нульового значення, що особливо важливо при роботі триодов. З початком протікання сіткового струму вхідний опір вихідного каскаду катастрофічно падає (відповідно до співвідношення  $1/gm$ ) і в цих умовах для задає каскаду повинно виконуватися вимога мати дуже низький вихідний опір, щоб забезпечити передачу обробленого сигналу в цю виключно нелінійну навантаження без спотворень. Єдиним способом знизити вплив цього додатково виникає джерела спотворень застосування сіткового резистора витоку з низьким значенням опору, який пропускав би більший за величиною струм сигналу в порівнянні з очікуваним сітковим струмом; таким чином, в момент, коли протікає сітковий струм, відносна зміна струму навантаження (а, отже, і викликаються його наявністю нелінійні спотворення) будуть невеликими. Для деяких сучасних підсилювачів з несиметричним виходом розробниками також заявлений клас роботи а2.

Далі буде показано, що ефективність роботи підсилювача може бути підвищена тільки за рахунок поліпшення лінійності його характеристики.

4. Поясніть принципи роботи автогенератора.

Автогенератор - електронний генератор з самозбудженням.

Автогенератор виробляє електричні (електромагнітні) коливання, які підтримуються подачею по ланцюзі позитивного зворотного зв'язку частини змінної напруги з виходу автогенератора на його вхід. Це буде забезпечено тоді, коли наростання коливальної енергії буде перевершувати втрати (коли петлевий коефіцієнт підсилення більше 1). При цьому амплітуда початкових коливань буде наростати.

Такі системи називають автоколивальними системами або автогенераторами, а генеруються ними коливання - автоколиваннями. У них генеруються стаціонарні коливання, частота і форма яких визначаються властивостями самої системи.

Автогенератори застосовуються, наприклад, в радіопередавальних пристроях.

Існує 2 режиму роботи автогенератора: м'який і жорсткий режими.

М'який режим характеризується безумовним швидким встановленням стаціонарного режиму при включенні автогенератора.

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

Жорсткий режим вимагає додаткових умов для встановлення коливань: або великої величини коефіцієнта зворотного зв'язку, або додаткового зовнішнього впливу (накачування).

5. Яким чином забезпечується стабільність частоти в кварцовому автогенераторі?

Стабілізація частоти в радіотехніці, підтримання сталості частоти електричних коливань в автогенераторі (див. Генерування електричних коливань). Частота коливань автогенератора може відхилитися від початкового значення під дією дестабілізуючих факторів, як-то: зміна температури, вологості та атмосферного тиску, зміна живлять напруг і опору навантаження, шуми електровакуумних і напівпровідникових приладів, старіння деталей, поштовхи і вібрація, радіоактивне опромінення і т. Д. Відхилення (догляд) частоти призводить до небажаних наслідків, таких, як взаємні перешкоди радіоприйому сусідніх (по частоті) радіостанцій, «відхід» (з часом) налаштування радіомовного супергетеродинного радіоприймача (див. Супергетеродинний радіоприймач) на станцію, і багато ін. Заходи с. Ч. Направлені на підвищення стійкості частоти коливань генераторів по відношенню до дестабілізуючих чинників, т. Е. На пониження нестабільності частоти генерованих коливань. Остання характеризується величиною відносної нестабільності частоти ( $f / f_0$ , де  $f$  - відхилення частоти від первинного значення  $f_0$  (нерідко  $f / f_0$  називається також відносною стабільністю частоти). Розрізняють нестабільність короткочасну (визначувану відхиленням частоти за час  $< 1$  сек) і довготривалу; на практиці користуються поняттями хвилинної, вартовий, добовий, місячної та річної нестабільності.

Підвищення стабільності частоти в автогенераторі (зменшення  $f / f_0$ ) досягають збільшенням добротності коливального контуру, що задає частоту (див. Добротність коливальної системи), і зменшенням його температурного коефіцієнта частоти, вибором схеми, конструкції та режиму роботи автогенератора, його термостатуванням, стабілізацією живлять напруг і т.

Найбільш поширена кварцова чс., при якій в якості коливального контуру використовують електромеханічну коливальну систему - п'єзоелектричний кварцовий резонатор. Кварцові генератори (див. Кварцовий генератор) створюють на транзисторах, тунельних діодах або електронних лампах; вони мають нестабільність ( $f / f_0 = 10^{-6}$ - $10^{-10}$  і відрізняються малими габаритами, економічністю і надійністю. Висока стабільність частоти кварцового генератора досягається завдяки малому температурному коефіцієнту частоти кварцового резонатора, стійкості його параметрів до зовнішніх впливів і виключно високої добротності (до  $10^7$ , тоді як добротність звичайного коливального контуру у більшості випадків становить стабілізація частоти  $10^2$ ). Радіотехнічні пристрої з кварцовою с. Ч. Широко застосовують в радіопередавачах середньої та великої потужності (див. Задає генератор), еталонах і стандартах часу і частоти, в генераторах систем багатоканальної зв'язку (див. Багатоканальний зв'язок) і т.д



Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

.; при цьому в діапазонних радіопристроях використовують декадний синтез частот (див. Синтезатор частот).

Найвищою стабільністю частоти ( $(f / \dot{f} = 10^{-11} - 10^{-13})$ ) володіють квантові стандарти частоти, що пояснюється принципово вищою стійкістю мікросистем (атомів і молекул) в порівнянні з макросистемами (коливальними контурами, об'ємними і кварцовими резонаторами та ін.) . Крім того, мікросистема, на відміну від макросистеми, не схильна до старіння і механічних впливів.

7. Наведіть структурні схеми синтезаторів частот різних типів.

До гетеродинних сучасних радіоприймальних пристроїв в даний час пред'являються вимоги забезпечувати стабільність частоти таку як можуть забезпечити тільки кварцові генератори. При цьому вони повинні забезпечувати перебудову з однієї частоти на іншу. Ці вимоги можуть бути суміщені тільки в особливих пристроях - синтезаторах частот.

Синтезатори частот, які застосовуються як гетеродинів радіоприймачів, в даний час в основному реалізуються за допомогою схеми фазової автоматичного підстроювання частоти (фапч). Це пов'язано з тією обставиною, що діапазон перебудови гетеродинів в приймачах мобільного зв'язку укх діапазону досить малий.

Розглянемо основні блоки, що входять в структурну схему фазового автоматичного підстроювання частоти (фапч). Структурна схема фапч приведена на рис. 2.7.1

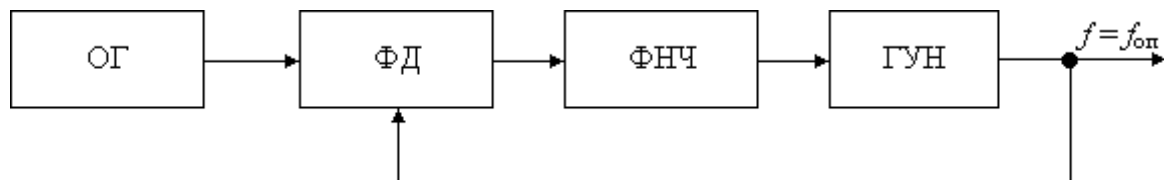


рисунок 2.3. Структурна схема ланцюга фазового автопідстроювання частоти (синтезатора частот)

До складу цієї структурної схеми входить фазовий детектор (фд), що формує сигнал помилки формованого коливання. Вихідна коливання виробляється генератором, керованим напругою (гун). Зразкове коливання в цій схемі формує опорний генератор (ог). Ще одним невід'ємною ланкою ланцюга фазового автопідстроювання частоти є фільтр нижніх частот (фнч), що дозволяє уникнути самозбудження всієї схеми в цілому.

Залежно від елементів, використаних у схемі фазового автопідстроювання частоти, вона може бути аналоговою (при використанні аналогових схем фазового детектора), цифровий (при використанні як фазового детектора логічних ланцюгів) і повністю цифровий (при реалізації фільтра низької частоти в цифровому вигляді).

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв

В результаті роботи схеми, наведеної на рис. 2.3, ми в ідеальному випадку можемо отримати точно таке ж коливання, що і коливання опорного генератора. Але тоді навіщо потрібна вся схема? Адже можна було б просто взяти сигнал з виходу опорного генератора.

Перша задача, яку можна вирішити при використанні схеми фазової автоматичного підстроювання частоти - це реалізація детектування частотно-модульованого сигналу. Якщо знімати напругу з виходу фнч, що входить до складу схеми фазового автопідстроювання частоти, то його рівень буде пропорційний відхиленню частоти опорного генератора від номінального значення.

Однак ми збиралися використовувати схему фпч для генерації заданого набору частот. Тобто нам потрібно навчитися змінювати частоту генератора, керованого напругою. Для цього включимо в ланцюг зворотного зв'язку дільник частоти, як це показано на рис. 2.4. Частота сигналу на виході цього подільника зменшиться в порівнянні з вхідним значенням в коефіцієнт розподілу раз. Але ж на вході фазового детектора частоти повинні бути рівними один одному. Для цього ми збільшимо частоту гун в коефіцієнт розподілу раз. При спробі частоти гун змінитися щодо цього значення, ланцюг фазового автопідстроювання буде повертати її до номінального значення.

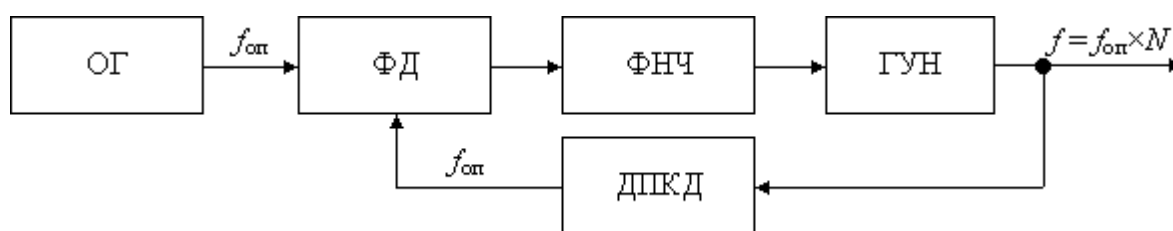


рисунок 2.4. Структурна схема цифрового синтезатора частот

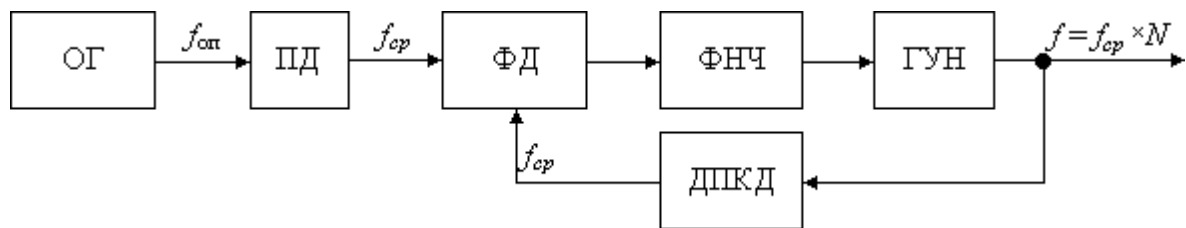
У структурній схемі, наведеній на рис.2.4, використаний дільник із змінним коефіцієнтом ділення (дпкд). Змінюючи коефіцієнт розподілу  $n$  подільника дпкд, можна перебудувувати вихідну частоту генератора. У цій схемі в якості фазового детектора може бути застосований як цифровий фазовий детектор, такі фазовий компаратор. Застосування фазового компаратора дозволяє розширити частотний діапазон захоплення петлі фазового автоматичного підстроювання частоти синтезатора частот.

Як ми вже знаємо з курсу цифрової схемотехніки, коефіцієнт розподілу цифрового дільника частоти може досягати кілька тисяч. Вибравши досить низьку опорну частоту  $f_{оп}$  можна отримати крок перебудови синтезатора, що задовольняє вимогам до перебудовується генератора частот. Крок перебудови синтезатора в схемі фпч виходить рівним частоті опорного генератора.

Зазвичай в радіотехнічних схемах потрібно малий крок перебудови генератора. Величина цього кроку становить сотні герц або, в крайньому випадку, одиниці кілогерц. У системах мобільного радіозв'язку крок перебудови синтезатора

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв частот повинен бути рівний ширині каналу зв'язку. В результаті виникає нова проблема. Ми не можемо використовувати для формування такої частоти кварцовий генератор, адже прийнятні за габаритами і вартості кварцові резонатори можуть працювати тільки в діапазоні частот від 1 до 30 мгц.

Тим не менш, для отримання низької частоти порівняння на виході фазового детектора, на виході опорного генератора можна поставити ще один цифровий дільник частоти з постійним коефіцієнтом ділення, як це виконано в схемі, наведеній на рис. 2.5. У цій схемі ми можемо вибирати значення частот порівняння  $f_{cp}$ , опорної частоти  $f_{оп}$  вихідного коливання  $f$  в досить широкому діапазоні.



рисунк 2.5. Структурна схема цифрового синтезатора частот з малим кроком перебудови частоти

Як приклад давайте визначимо вимоги до блоків, що входять в структурну схему синтезатора, який виробляє частоти в діапазоні від 146 до 174 мгц. Нехай у схемі буде використаний генератор опорної частоти 6,4 мгц. Такі високостабільні генератори пропонуються багатьма фірмами в якості готових модулів, наприклад, модуль 6.4 mhz cfpt-9006-fc-1b фірми c-mac.

Крок перебудови по частоті в заданому діапазоні частот визначається розносом радіоканалів по частоті (шириною каналу). В даний час в цьому діапазоні частот мккр рекомендує будувати апаратуру з шириною смуги радіоканалу 12,5 кгц. Нехай наш синтезатор частот буде мати саме таким кроком налаштування частоти. Тоді частота порівняння на вході фазового детектора теж повинна відповідати цьому значенню. Звідси можна визначити коефіцієнт розподілу постійного дільника пд:

$$K_{пд} = \frac{f_{оп}}{f_{cp}} = \frac{6,4 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 512$$

Тепер визначимо максимальне і мінімальне значення коефіцієнтів ділення дпкд:

$$K_{min} = \frac{f_{min}}{f_{cp}} = \frac{146 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 11680$$

$$K_{max} = \frac{f_{max}}{f_{cp}} = \frac{174 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 13920$$

Всі отримані коефіцієнти розподілу легко реалізуються однією зі схем подільників частоти (цифрових лічильників), розглянутих нами в попередніх

Тема 2. Побудова та моделювання радіопередавальних пристроїв розділах. Тепер можна приступати до розробки принципової схеми синтезатора. Єдиним блоком, що не розглянутим у попередніх розділах, залишився блок визначення помилки по частоті. Зупинимося на цьому блоці докладніше.

## Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

### 3.1 Радіоприймальні пристрої

#### 3.1.1 Призначення і види радіоприймальних пристроїв

Радіоприймальний пристрій (рпрп) - це комплекс електричних ланцюгів, функціональних вузлів і блоків, призначених для уловлювання електромагнітних коливань штучного або природного походження, що поширюються у відкритому просторі. Відповідно до займаних в радіоканалі місцем радіо-приймальний пристрій повинен забезпечувати виконання наступних основних функцій:

- ✓ Виділення корисного сигналу із суміші з шумом або іншими перешкоджаючими сигналами;
- ✓ Посилення корисного сигналу;
- ✓ Ослаблення дії перешкод, присутніх у спектрі електромагнітних коливань;
- ✓ Детектування радіочастотних сигналів з метою формування коливань, відповідних переданому повідомленню.

крім перерахованих вище основних функцій для багатьох сучасних радіоприймальних пристроїв характерно виконання додаткових досить складних операцій, наприклад:

- ✓ Частотне перетворення прийнятих радіосигналів з метою перенесення в область частот, де забезпечуються найкращі умови для їх обробки;
- ✓ Зміна окремих параметрів радіоприймального пристрою для досягнення заданої або найкращої якості його роботи, тобто адаптація при змінах електромагнітного стану в місці прийому, обумовленою сукупністю впливаючих перешкод.

Існують різні системи класифікації радіоприймальних пристроїв.

- За основним призначенням: радіомовні, телевізійні, зв'язкові, пеленгаційної, радіолокаційні, для систем радіоуправління, вимірювальні та ін.;
- За основним функціональним призначенням радіоприймальні пристрої діляться на професійні та мовні. До професійних приймачів, призначених для виконання в системах передачі інформації, відносяться зв'язні, телевізійні, телеметричні і інші радіоприймальні пристрої. Приклад професійного приймача на рисунку 1.

мовні приймачі (рис.3.1) забезпечують прийом програм звукового і телевізійного мовлення. Їх масове виробництво і необхідність відносно невисокої вартості обумовлюють порівняно прості технічні рішення.

### Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

Професійні радіоприймальні пристрої відрізняються великою складністю і вартістю, часто сумірною з вартістю передавального обладнання.



Рис.3.1 скануючий професійний радіоприймач icom ic-r8500

Icom ic-r8500 - професійний приймач з широким набором спеціальних функцій - починаючи від швидкісного сканування і закінчуючи розвиненим комп'ютерним інтерфейсом.

Основні параметри приймача:

широкий діапазон: 0.1-2000мгц з кроком 10гц.  
Види модуляції: ssb (usb, lsb), cw, am, fm, wfm, включаючи спеціальні види: вузька cw, широка і вузька am, вузька fm (для прийому вузької cw вимагається фільтр fl-52a).

надвисока стабільність частоти.

високостабільний кварц (tcxo) забезпечує стабільність менш +/- 100гц (до 30 мгц).

зрушення пч дозволяє розділити близько розташованих сигнали. Режекторний фільтр використовується для придушення інтерференції від накладених один на одного сигналів, що особливо ефективно при роботі з cw. Розширені функції використання пам'яті. У кожному каналі запам'ятовується частота, вид модуляції (включаючи ширину смуги), крок настройки і т.д.

7 типів сканування: програмований, діапазон, по каналам пам'яті, за видами сигналу, по групах каналів пам'яті, пріоритетне, з автоматичним записом частот.



Рис.3.2 звичайний мовний приймач vef 202

радіоприймальні пристрої класифікуються за діапазоном прийнятих хвиль, відповідно до рекомендацій МККР (міжнародний консультативний комітет по радіо):

Назва діапазону	Довжина хвилі	Частота	Назва частот смуги
Міріаметрові хвилі	100-10 км	3 кГц-30 кГц	Днч
Кілометрові хвилі	10-1 км	30 кГц-300 кГц	Нч
Гектометрові хвилі	1000-100м	300 кГц-3 мгц	Сч
Декаметрові хвилі	100-10м	3 мгц-30 мгц	Вч
Метрові хвилі	10-1м	30мгц-300 мгц	Двч
Дециметрові хвилі	100-10см	300 мгц-3 гГц	Увч
Сантиметрові хвилі	10-1 см	3 гГц-30 гГц	Свч
Міліметрові хвилі	10-1 мм	30 гГц-300 гГц	Квч

Приймачі різних діапазонів хвиль можуть істотно відрізнятися за структурою, схемної і конструктивної реалізаціям, елементній базі. Приймач, що включає всі широкомовні діапазони (дв, св, кв, укв) називають всехвильової.

По виду прийнятих сигналів приймачі ділять на аналогові і цифрові. За принципом побудови приймального тракту: детекторні, прямого підсилення,

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв прямого перетворення, регенеративні, надрегенеративні, супергетеродинні з одноразовим, дворазовим або багаторазовим перетворенням частоти;

По характеру прийнятої інформації розрізняють радіотелефонні, звукового мовлення, факсимільні, телевізійні, передачі даних та інші радіоприймальні пристрої.

В залежності від виду використовуваної модуляції бувають приймачі амплітудно-модульованих (ам), частотно-модульованих (чм), фазо-модульованих (фм) сигналів, кодова модуляція: ssb, qam, qps, gmsk, ofdm, cofdm, tcm, aim, дм, ікм, об, шім, чім, фім, dsss.

По застосованій елементній базі: на кристалічному детекторі, лампові, транзисторні, на мікросхемах;

Розрізняють радіоприймальні пристрої за місцем установки (стаціонарні, мобільні, бортові, переносні).

За способом живлення (живляться від мережі змінного струму, від акумуляторів, сонячних батарей, з універсальним живленням), за способом управління (з ручним, частково або повністю автоматизованим, дистанційним, комбінованим керуванням).

По виконанню: автономні і вбудовані (до складу ін. Пристрою).

Узагальнена структурна схема, відбиває основні робочі функції радіоприймальних пристроїв наведена на рис. 3.3. Схема складається з п'яти функціональних блоків. У підсилювально-перетворювальної тракті (пт) здійснюється виділення корисних сигналів з усієї сукупності, які надходять від антени а, сигналів і перешкод, які не збігаються за частотою з корисним сигналом, і посилення останнього до рівня, необхідного для нормальної роботи подальших каскадів. Безпосередньо з сигналом можуть проводитися нелінійні процедури (зміщення спектра, обмеження амплітуди та ін. Але в прийнятій інформації вказаний тракт суттєвих перекручень не вносить, і в цьому сенсі його можна вважати лінійним.

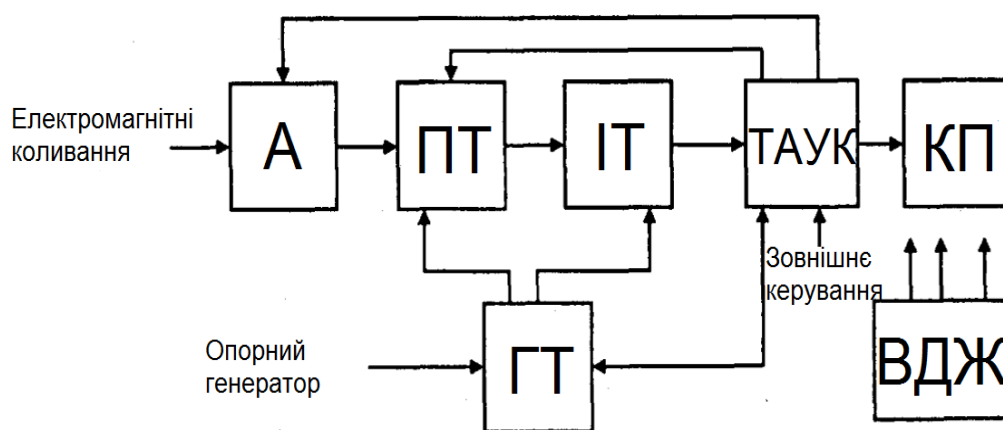


Рис. 3.3. Узагальнена структурна схема рпру

в інформаційному тракті (іт) здійснюється основна обробка сигналу з метою виділення в ньому інформації (демодуляції) і ослаблення заважаючого впливу перешкод. При цьому найважливішим завданням є виділення інформації з максимальною достовірністю - так званий оптимальний прийом. Для цього у складі іт передбачаються оптимальний фільтр, ланцюги



Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв післядетекторної обробки, слідкуючі системи частотного (чапч) і фазового (фапч) автоматичного налаштування частоти, які використовуються для демодуляції сигналу, а також для його пошуку та супроводу по частоті, фазі і затримці.

Гетеродинний тракт (гт) перетворює частоту власного або зовнішнього опорного генератора і формує сітки частот, необхідні для роботи перетворювачів частоти в ут, стежачих систем і пристроїв обробки сигналу в іт. У сучасних приймачах може використовуватися самостійний пристрій - синтезатор частот (сч), що забезпечує роботу і інших підсистем радіосистеми, насамперед рпрп.

Тракт адаптації, управління та контролю (таук) дозволяє здійснювати ручне, дистанційне і автоматизоване управління режимом роботи рпру (включення і виключення, пошук і вибір сигналу, адаптація до мінливих умов роботи тощо.) І відображає якість його роботи на відповідних індикаторах. У крайовому пристрої (оу) енергія сигналу що виділяється використовується для отримання необхідного вихідного ефекту - акустичного (телефон, гучномовець), оптичного (кінескоп, дисплей), механічного (друкувальний пристрій).

Вторинне джерело живлення (вдж) перетворює енергію первинного джерела в форму, зручну для використання безпосередньо в рпрп. У вдп може здійснюватися перетворення напруги, випрямлення, фільтрація, стабілізація.

Ієрархічність структури рпрп проявляється в тому, що окремі тракти, блоки та вузли є керуючими для одних і керованими для інших елементів підсистеми. Оскільки прийом корисних сигналів завжди здійснюється в умовах впливу недетермінізованих, непередбачуваних перешкод, функціонування прийомної підсистеми носить стохастичний (випадковий) характер.

розглянута структурна схема є найбільш загальною, проте в конкретних рпрп окремі зв'язки між трактами і навіть деякі тракти можуть бути відсутніми або виконувати більш обмежений набір функцій.

### *3.1.2 Основні показники радіоприймальних пристроїв*

якісні показники радіоприймальних пристроїв визначаються електричними, конструктивно-експлуатаційними та виробничо-економічними характеристиками.

Одна з найважливіших електричних характеристик будь-якого радіоприймача - чутливість, під якою розуміють здатність приймача приймати слабкі сигнали. Кількісно чутливість оцінюється мінімальної ерс в антені  $e_{a0}$  (для радіоприймальних пристроїв, що працюють в діапазонах помірно високих частот) або номінальною потужністю  $p_{a0}$  (для радіоприймача свч типу) модульованого сигналу, при яких на виході приймача сигнал відтворюється з необхідною якістю. Під необхідною якістю зазвичай розуміється або отримання заданого рівня сигналу на виході, що забезпечує нормальне функціонування кінцевого блоку при певному відношенні потужності сигналу до потужності шумів (с-ш), або реалізація одного з імовірнісних критеріїв прийнятого сигналу. При цьому чутливість обмежена посиленням, яке забезпечується підсилювально-перетворювальним блоком: чим вище посилення, тим більше

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв  
рівень сигналу на виході радіоприймального пристрою і тим легше отримати потрібну якість прийому.

Чутливість радіоприймачів залежно від їх призначення може коливатися в широких межах. Наприклад, чутливість радіомовних приймачів знаходиться в межах 50 ... 300 мкВт залежно від класу якості. Чутливість радіолокаційних приймачів має значення близько 10-12 ... 10-15 Вт

Однак у реальних умовах експлуатації радіоприймальних пристроїв частіше мають місце ситуації, коли знехтувати впливом перешкод на радіоприйом можна. Якщо приймається сигнал і перешкоди сумірні сигналу, збільшення посилення радіоприймача не приводить, очевидно, до зростання чутливості і, таким чином, найменший рівень сигналу, який може бути прийнятий, визначається фактично рівнем не найбільшого сигналу, а перешкод. Впливаючі на приймач перешкоди можуть бути як зовнішніми (від інших радіосистем, індустриального або природного походження), так і внутрішніми (шуми). Причому якщо зовнішні перешкоди відсутні, на виході радіоприймального пристрою завжди присутні внутрішні перешкоди, обумовлені в основному його флуктуаційними шумами. У останньому випадку межа чутливості приймача визначається його внутрішніми шумами. Таке становище особливо характерно для радіоприймальних пристроїв нвч діапазону, в якому рівень зовнішніх перешкод порівняно малий і вирішальне значення мають внутрішні шуми. Чутливість, обмежену внутрішніми шумами, кількісно оцінюють реальною чи пороговою чутливістю, коефіцієнтом шуму або шумовою температурою.

вибірковістю (селективністю) називається здатність радіоприймального пристрою виділяти корисний сигнал, послаблюючи дію сигналів, що заважають (перешкод). Заснована вона на використанні тих чи інших відмінностей корисних і заважаючих сигналів: напрями приходу і часу дії, поляризації, амплітуди, частоти і фази.

Просторова вибірковість досягається за допомогою гостронаправлених приймальних антен або шляхом електронного управління синтезованою діаграмою спрямованості антенної решітки. Поляризаційна вибірковість реалізується також приймальною антеною, що настроюється на вид поляризації хвилі корисного сигналу.

Тимчасова вибірковість (при прийомі імпульсних сигналів) досягається включенням приймача тільки на час дії корисного сигналу

Основне значення має частотна вибірковість, оскільки в системах радіозв'язку, звукового мовлення й телебачення сигнали зазвичай відрізняються за частотою і їх поділ здійснюється за допомогою резонансних ланцюгів і фільтрів. Розрізняють односигнальну та ефективну частотну вибірковість.

Односигнальна вибірковість визначається амплітудно-частотною характеристикою (аЧХ) фільтрів підсилювально-перетворювального блоку приймача при дії на його вході тільки одного сигналу невеликої величини (корисного чи заважаючого), що не викликає нелінійних ефектів. Нормованою аЧХ уПБ називають величину:

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

$$Y(f) = \frac{K(f)}{K_0}$$

Де  $k(f)$  - модуль коефіцієнта посилення (передачі) уПБ по на-напрузі на довільній частоті  $f$ ,

$K_0$  - резонансний коефіцієнт підсилення на частоті радіоприймача  $f_0$ . Кількісно односигнальна вибірковість радіоприймального пристрою оцінюється величиною, зворотної  $u(f)$ , тобто

$$se = \frac{K_0}{K(f)}$$

І визначає ослаблення перешкоди при його заданого розладу  $\delta f = f - f_0$  відносно  $f_0$ . Залежність  $se(\delta f)$  (рис.3.4) називається характеристикою односигнальної вибірковості. Оскільки в сучасних радіоприймальних пристроях межі змін  $se(\delta f)$  досить значні, зазвичай використовується оцінка вибірковості в децибелах:  $s_e [Дб] = 20 \lg \left[ \frac{k_0}{k(\delta f)} \right]$  (рис. 3.5).

Найбільший інтерес представляють величини вибірковості на частотах, поблизу або на яких в уПБ можуть потрапити перешкоди.

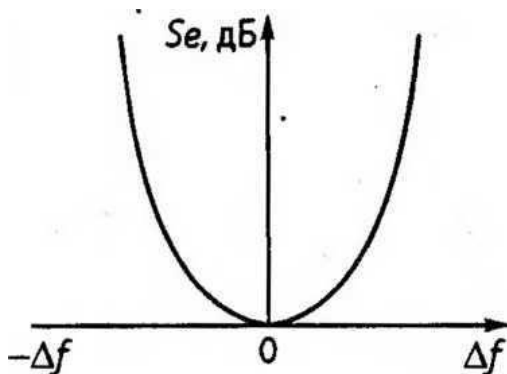


Рис. 3.4. Характеристика односигнальної вибірковості

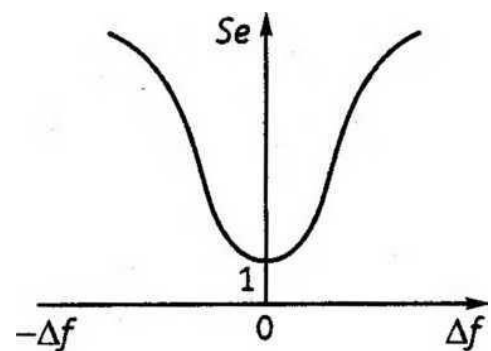


Рис. 3.5. Характеристика односигнальної вибірковості вимірюваної в дБ.

ідеальною характеристикою вибірковості є прямокутна зі смугою пропускання, рівної ширині спектра корисного сигналу, в межах якої  $s_e = 1$ , а за її межами  $s_e \rightarrow \infty$ . При такій характеристиці забезпечуються неспотворене відтворення спектра сигналу і нескінченно велике придушення будь-якої позасмугової перешкоди. Для оцінки ступеня близькості реальної характеристики вибірковості до ідеальної використовується коефіцієнт прямокутності  $k_{пр} = \frac{p_u}{p_{0,7}}$ , де  $p_{0,7}$  - смуга пропускання уПБ на рівні  $\frac{1}{1,4142}$ ;

0,707 (3 дБ) і  $p_u$  - смуга на заданому рівні  $u$ , який вибирається рівним одному із значень: 0,1; 0,01; 0,001 і т.д. для ідеальної характеристики  $k_{пр} = 1$ , тобто вибірковість тим вище, чим ближче коефіцієнт прямокутності до одиниці.

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв  
У більшості систем радіозв'язку і радіомовлення корисний сигнал приймається на тлі однієї або декількох значних за рівнем позасмугових перешкод, при цьому навіть незначна нелінійність

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

уПБ призводить до таких ефектів, як перехресна модуляція, стиснення амплітуди, блокування, інтермодуляція. Перехресна модуляція проявляється в перенесенні модуляції перешкоди на корисний сигнал. Вона погіршує відношення сигнал-перешкода або робить прийом корисного повідомлення взагалі неможливим. Стиснення амплітуди радіосигналу, тобто порушення лінійної залежності між амплітудами сигналу на виході і вході уПБ, спостерігається в режимі великого корисного сигналу і обумовлено зменшенням середньої крутизни підсилюючих приладів за період під його впливом. Блокування корисного сигналу виникає також внаслідок зменшення коефіцієнта посилення уПБ, але вже під дією сильних заважають сигналів з частотами, відмінними від частот основного і побічного каналів прийому.

Інтермодуляція полягає в тому, що при дії на який-небудь нелінійний елемент в уПБ двох або більше перешкод з частотами  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$ ,  $f_{p3}$ , ... На виході цього елемента виникає складний спектр інтермодуляційних коливань виду  $m f_{p1} \pm n f_{p2} \pm r f_{p3} \pm \dots$ , де  $m$ ,  $n$ ,  $r$  - цілі числа. Якщо частоти однієї або декількох складових цього спектру збігаються з частотою настройки радіоприймального пристрою або будь-якого побічного каналу прийому, то такі складові посилюються в уПБ нарівні з корисним сигналом, накладаються на нього, знижують відношення с-ш і спотворюють прийняті повідомлення.

В умовах дії сильних перешкод, що призводять до зазначених ефектів, найбільш корисну характеристику виборчих властивостей приймача дає ефективна, або багатосигнальна частотна вибірковість.

Завадостійкість - здатність радіоприймального пристрою забезпечувати необхідну якість прийому при дії різних видів перешкод, поділених на мультиплікативні, пов'язані з випадковими змінами властивостей середовища поширення електромагнітних хвиль і призводять до завмирань, спотворень форми сигналу, міжсимвольна інтерференція і т.п., і адитивні, які утворюються в результаті підсумовування сторонніх електромагнітних коливань з корисним сигналом. Останні діляться на природні (атмосферні і космічні шуми, шуми теплового випромінювання землі) і штучні, в числі яких створювані сторонніми радіопередавачами, індустриальні і т.п. перешкоди, які не потрапляють в основний канал прийому (позаканальних), послаблюються ланцюгами, що забезпечують частотну вибірковість радіоприймального пристрою. Для придушення внутріканальних перешкод використовується відмінність їх спектральних, часових характеристик від характеристик сигналу, для чого застосовують перешкодостійкі види модуляції, коригувальні коди і спеціальні види обробки сигналів.

Електромагнітна сумісність це здатність радіоприймальних пристроїв працювати з урахуванням впливу друг на друга. Через цей показник показується сумісність радіоприймального пристрою з іншими пристроями.

Вірність відтворення повідомлень це здатність приймача в відсутність перешкод відтворювати закон модуляції вхідних сигналів з заданою точністю. Точність відтворення задається допустимими спотвореннями електричного повідомлення: лінійними, нелінійними і динамічними.

Лінійні спотворення - це зміна співвідношення амплітуд спектральних складових повідомлення і зміна (нерівність) часу їх запізнювання. Вони визначаються амплітудно-частотними і фазо-частотними характеристиками

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв тракту приймача. Для характеристики амплітудно-частотних спотворень часто користуються кривою вірності приймача.

Нелінійні спотворення зазвичай оцінюються коефіцієнтами гармонік частоти модуляції на виході приймача при випробувальному сигналі, що має гармонійну модуляцію.

Динамічні спотворення визначаються при подачі на вхід приймача радіоімпульса з прямокутною огинаючою. Оцінюють час запізнювання, час встановлення і відносний викид відеоімпульса на виході приймача.

Динамічний діапазон приймача - це межі зміни рівня вхідних сигналів, в яких забезпечується задана якість відтворення повідомлення. Інакше кажучи, це діапазон вхідних сигналів, в якому приймально-підсилювальний тракт можна вважати лінійним.

Мінімальний рівень сигналу визначається чутливістю приймача, тобто в кінцевому рахунку рівнем його власного шуму (точніше, відношенням сигнал/шум). Максимальний рівень сигналу обмежений проявом нелінійних властивостей тракту приймача.

Конструктивно-експлуатаційні характеристики:

- маса;
- габарити;
- економічність живлення;
- зручність експлуатації (ергономіка);
- надійність;
- ремонтпридатність;
- стабільність характеристик при зміні умов експлуатації.

### ***3.1.3 Перший радіоприймач***

винахідником першого приймача був а.с.попов . Приймач а.с. попова (названий їм спочатку «грозовідмітчиком») містив всі основні частини радіоприймача (рис.3.6):

- Антенну,
- Коливальний ланцюг
- Детектор,
- Реєструючий пристрій.

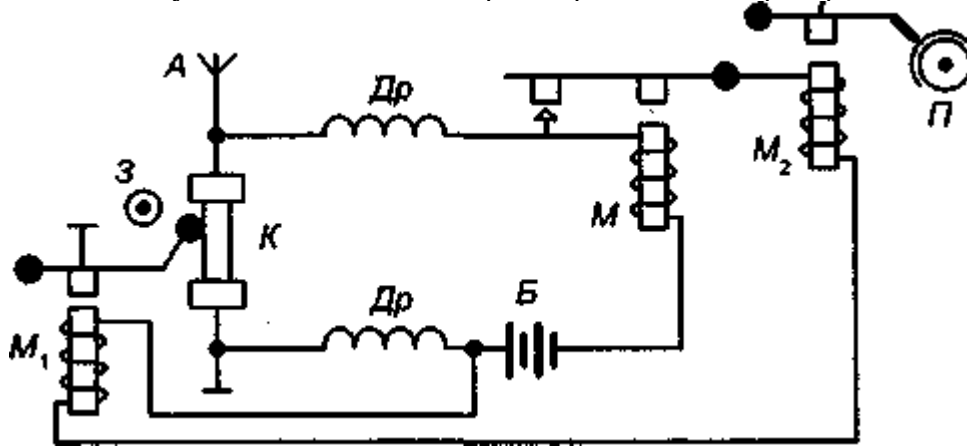


Рис.3.6. Радіоприймальний пристрій а.с.попова

К- порошковий когерер - детектор електромагнітних хвиль; м, м1 і м2 - електромагніти; б - гальванічна батарея; др - дроселі; з - дзвінок; а - антена; п - записуючий пристрій.

Геніальної здогадкою з'явилося використання зворотного зв'язку - автоматичного механічного струшування когерера з метою відновлення його чутливості до появи поля.

когерер представляв собою скляну трубку з двома торцевими металевими електродами. Трубка заповнювалася металевою тирсою. У початковому стані електричний опір когерера постійному струмові досить великий, і електричний ланцюг, що включає в себе гальванічну батарею, когерер і електромагніти, розімкнутий.

При проходженні через когерер струму високої частоти, що наводиться в антені електромагнітною хвилею, тирса спікалась між собою, утворюючи електропровідний канал, і опір когерера різко падав. Ланцюг живлення електромагніту м замикався. Якір, притягуваний електромагнітом м, замикав ланцюг живлення більш потужного електромагніту м1, який притягував молоточок, що ударяв по чашці дзвінка і по когереру. При цьому зв'язку між частинками всередині когерера руйнувалися, і його опір повертався в початковий стан. Після цього приймач був готовий для ресстрації нового сигналу. Як джерело електромагнітного випромінювання використовувалися іскрові розрядники.

Двадцять четвертого березня 1896р. А.с.попов вперше в історії людства продемонстрував передачу електричними сигналами без проводів усвідомленого тексту, що складається з двох слів («генріх герц»).

### 3.1.4. Структурні схеми радіоприймачів

Структурні схеми радіоприймальних пристроїв різняться насамперед побудовою ланцюгів високої частоти.

Найбільш простий схемою є схема детекторного приймача. В детекторному приймачі виконуються всього дві абсолютно необхідних функції: частотна селекція сигналу (настройка на станцію) і демодуляція (детектування) сигналу, що полягає у виділенні повідомлення.

Найпростіший приймач, що виконує над радіосигналом зазначені вище операції, складається з вхідний виборчого ланцюга (одиначного контуру), що здійснює фільтрацію сигналу, і детектора. Структурна схема такого радіоприймального приладу представлена на рис.3.7. Основні недоліки

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв детекторного приймача, це слабка вибірковість і нездатність приймати слабкі сигнали. Слабкі сигнали, що подаються на вхід детектора, перетворюються в первинний сигнал з великими спотвореннями. Такі приймачі застосовувалися на зорі радіотехніки, в даний час внаслідок притаманних їм серйозних недоліків практично не використовуються, за винятком оптичного діапазону хвиль.

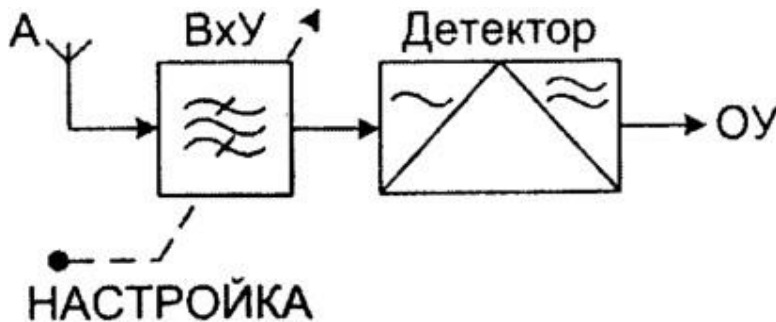


Рис. 3.7. Структурна схема детекторного радіоприймача

Для поліпшення характеристик приймача використовують додаткову операцію - посилення прийнятого сигналу. Посилення може здійснюватися як на високій частоті (до детектора), так і на низькій частоті (після детектора). Посилення до детектора реалізується за допомогою підсилювачів з резонансною навантаженням, які забезпечують додаткову фільтрацію.

Змінюючи резонансну частоту контурів в навантаженні підсилювачів за допомогою конденсатора змінної ємності, можна перебудовувати приймач по частоті, виділяти необхідні корисні сигнали в деякому діапазоні робочих частот.

Рівень прийнятих сигналів на вході приймача може бути різним, а напруга на вході детектора повинно бути постійною. Тому в приймач зазвичай вводять регулювання підсилення. Усі вище перераховані операції реалізуються в приймачах прямого посилення, прямого перетворення і в приймачах супергетеродинного типу. Структурна схема приймача прямого посилення зображена на рис.3.7. Посилення сигналу проводиться безпосередньо на частоті прийнятого сигналу аж до детектора, тобто на частоті, яка сприймається антеною. У даній структурній схемі можна виділити основні тракти радіоприймача: прийнятої і низької частот.

Приймач прямого підсилення має суттєво кращі, ніж детекторний приймач, якісні показники. До його переваг можна віднести високу стабільність частоти настройки і відсутність в схемі яких-небудь генераторів.

Недоліки приймача прямого підсилення:

- недостатньо висока і нерівномірна по діапазону частотна вибірковість;
- нерівнорність чутливості за діапазоном.



Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

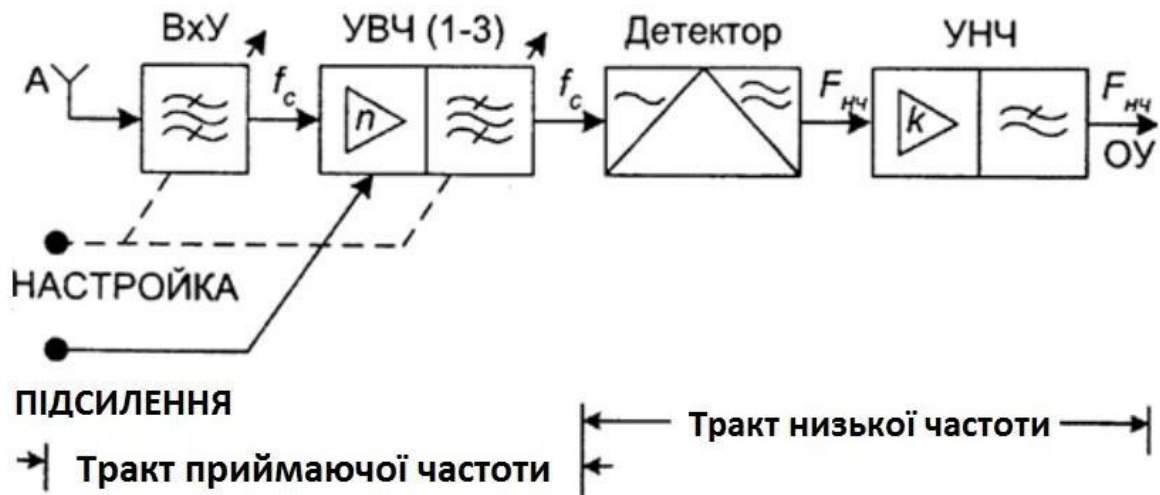


рис.3.8. Структурна схема приймача прямого підсилення

Приймач, в якому частота сигналу до детектора перетвориться в деяку постійну, звичайно досить низьку частоту, називають приймачем супергетеродинного типу (рис. 3.8). Частота, в яку перетворюються сигнали, називається проміжною частотою. Закон зміни моделюючого параметра сигналу в перетворювачі частоти не змінюється. Призначення перетворювача частоти складається в перенесенні (перетворенні) високої радіочастоти прийнятого сигналу на проміжну частоту без зміни закону модуляції. Перші супергетеродина не мали видимої переваги по порівняно з приймачем прямого підсилення, головним чином через погану якість ламп. Тому після його винаходу зусилля вчених спрямовувалися на вдосконалення приймача прямого посилення, зокрема, за рахунок використання в деяких каскадах посилення регенерації (регенеративні приймачі). Остаточний перелом в сторону супергетеродина стався у зв'язку з появою якісних ламп і швидким освоєнням декаметрового діапазону хвиль, де переваги супергетеродина очевидні.

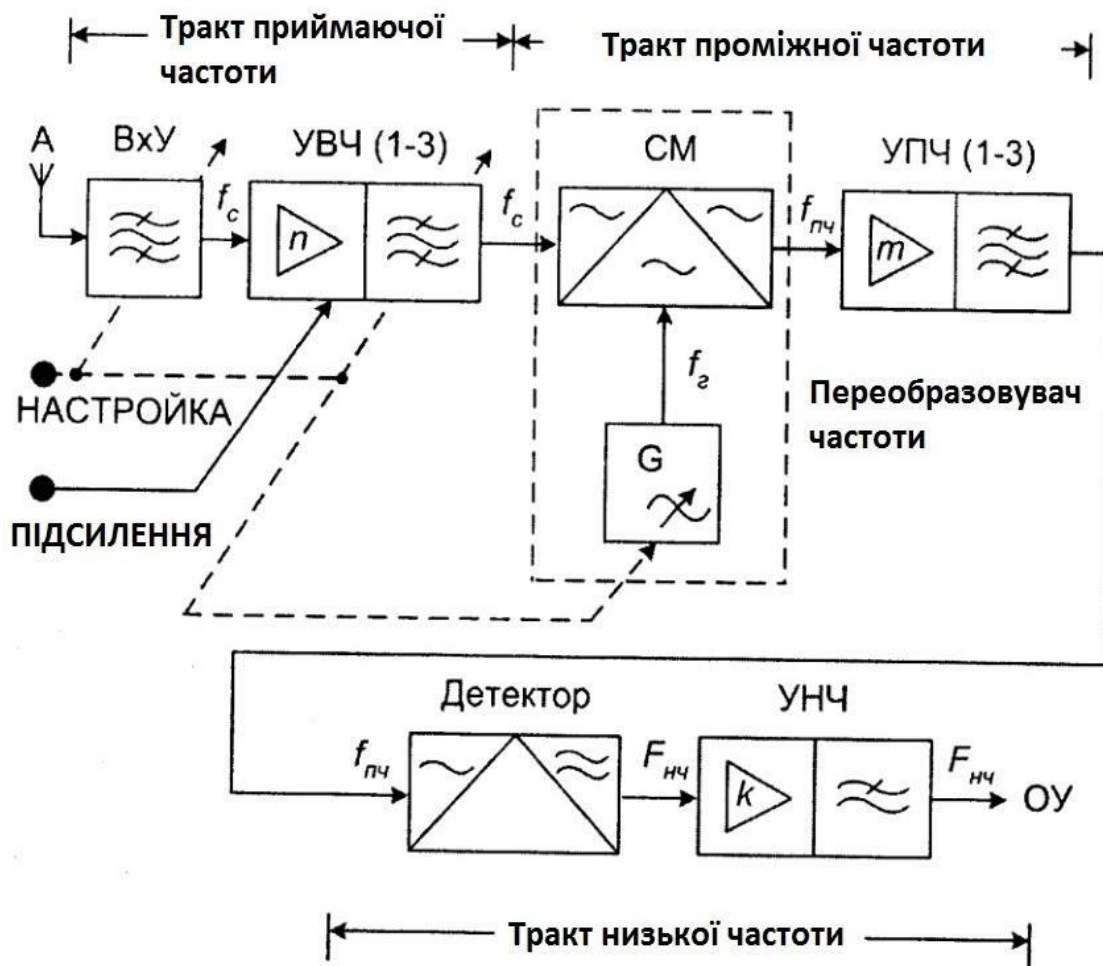


Рисунок 3. 9. Структурна схема супергетеродинного приймача  
Схема містить:

- тракт прийнятої (високої) частоти;
- тракт проміжної частоти;
- тракт низької частоти.

Тракт прийнятої (високої) частоти містить вхідний пристрій і кілька резонансних підсилювачів високої частоти (1 - 3 каскаду). Вхідна пристрійтакож містить 1 - 2 контура. Все резонансні системи налаштовуються на частоту прийнятого сигналу.

Тракт проміжної частоти - частина схеми приймача від входу змішувача до входу детектора. В цьому тракті реалізуються основна вибірковість приймача по сусідніх каналах прийому і посилення, необхідне для роботи детектора.

Тракт низької частоти - частина схеми від виходу детектора до виходу приймача (до входу кінцевого пристрою). Детектор забезпечує вилучення інформації з сигналу, перетворюючи його в низькочастотне коливання. Тракт низької частоти - необхідне посилення і додаткова обробка по низькій частоті.

Щоб проміжна частота залишалася постійною при перебудові приймача, необхідно, щоб резонансна частота преселектора і частота гетеродина змінювалися злагоджено, відрізняючись один від одного на значення  $f_p$ . Забезпечення постійної різниці частоти настройки преселектора і частоти гетеродина в діапазоні робочих частот називається сполученням настройки. Як

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв і в перетворювачі, закон зміни модулюючого параметра сигналу в ппч не змінюється. Тому частина супергетеродинного радіоприймача від входу до детектора називають лінійною щодо модулюючого напруги високочастотного сигналу.

При такій схемі недоліки, властиві приймачу прямого посилення, в значною мірою усуваються. Сталість проміжної частоти і можливість вибору її найнижчого значення обумовлюють гідності супергетеродина:

- більш висока і постійна в діапазоні робочих частот вибірковість. В тракці проміжної частоти на постійній проміжній частоті можна використовувати складні виборчі системи (фільтри зосередженої селекції (фсс), кварцові, електронно-механічні і т.п.). За допомогою таких фільтрів можна отримати достатньо вузькі і незмінні смуги пропускання;
- більш висока і постійна (рівномірна) в діапазоні робочих частот чутливість приймача, так як основне посилення також забезпечується в тракці проміжної частоти підсилювачами з низькою і фіксованою частотою настройки;
- невеликі нелінійні спотворення при детектуванні, так як забезпечується достатнє посилення і робота детектора в лінійному режимі.

Однак така схема приймача має і суттєві недоліки порівняно з приймачем прямого підсилення, а саме:

- нестабільність настройки. Внаслідок нестабільності частоти гетеродина стабільність настройки приймача може бути нижче, ніж в приймальнику прямого посилення. Відхилення частоти гетеродина від його номінального значення призводить до відхилення фактичного значення проміжної частоти сигналу від номінальної, тобто від частоти настройки фільтрів в тракці проміжної частоти;
- можливість випромінювання коливань гетеродина в антену;
- порівняльна складність сполученої перебудови каскадів преселектора і гетеродина за діапазоном. Викликається тим, що коефіцієнт перекриттявхідного пристрою преселектора відрізняється від коефіцієнта перекриття контуру гетеродина;
- відносна складність схеми;
- наявність побічних каналів прийому.

Якщо частоту гетеродина в супергетеродинному приймачі вибрати рівній частоті прийнятого сигналу, то проміжна частота буде дорівнює нулю. При цьому в приймачі забезпечується пряме перетворення частоти радіосигналу в низьку звукову частоту без попереднього її переносу на проміжну. Подібні приймачі отримали назву приймачів прямого перетворення. В таких приймачах придушення перешкод і основне посилення сигналу здійснюється на низькій частоті, що реалізується істотно простіше і дешевше.

Спрощена структурна схема приймача прямого перетворення представлена на рис.3.10. Сигнал, що приймається від антени через вхідний пристрій і увч подається на перетворювач частоти, частота гетеродина вибирається рівна несучої частоті сигналу. На виході перетворювача включений фільтр нижніх частот, що виділяється їм звуковий сигнал посилюється ппч.

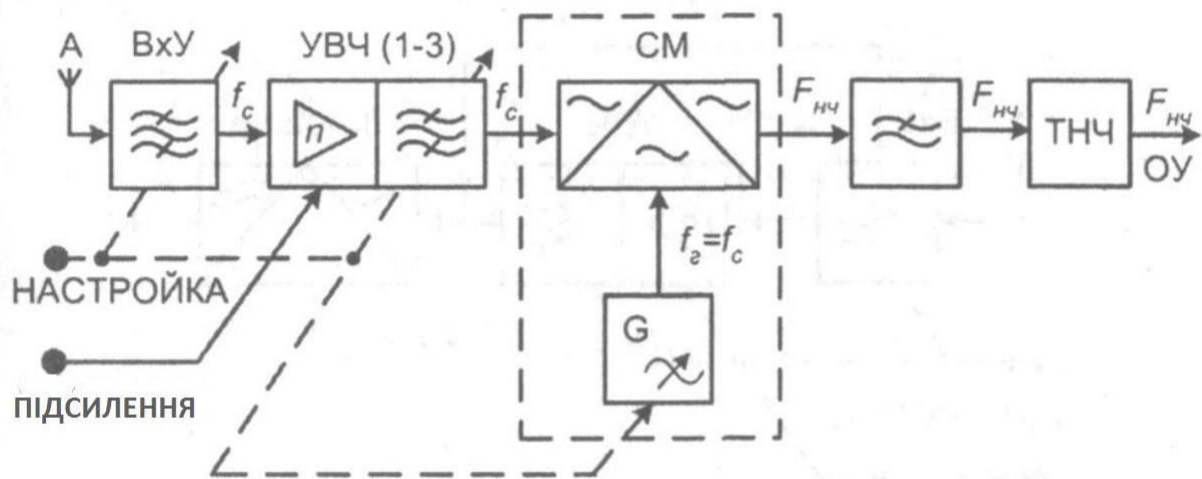


Рисунок.3.10. Структурна схема приймача прямого перетворення

При прийомі амплітудно-модульованого сигналу в такому приймачі після перетворення частоти з'являються звукові сигнали від двох бічних смуг, які можуть різнитися за частотою, що призводить до спотворення сигналу. До того ж при перетворенні високої радіочастоти в звукову важко реалізувати перетворювач частоти з низьким коефіцієнтом шуму і забезпечити високу чутливість приймача. Приймачі прямого перетворення в більшій мірі, ніж супергетеродинні, схильні до дії різних перешкод і наведень.

### 3.2 Контрольні питання

1 узагальнена структурна схема радіоприймального пристрою

Радіоприймач - це пристрій, який з'єднаний з приймальною антеною і служить для здійснення радіоприйому електромагнітних хвиль радіодіапазону з подальшим перетворенням інформації, яка міститься в них до виду, в якому вона могла б бути використана. На рис. 1 представлена узагальнена структурна схема радіоприймального пристрою.

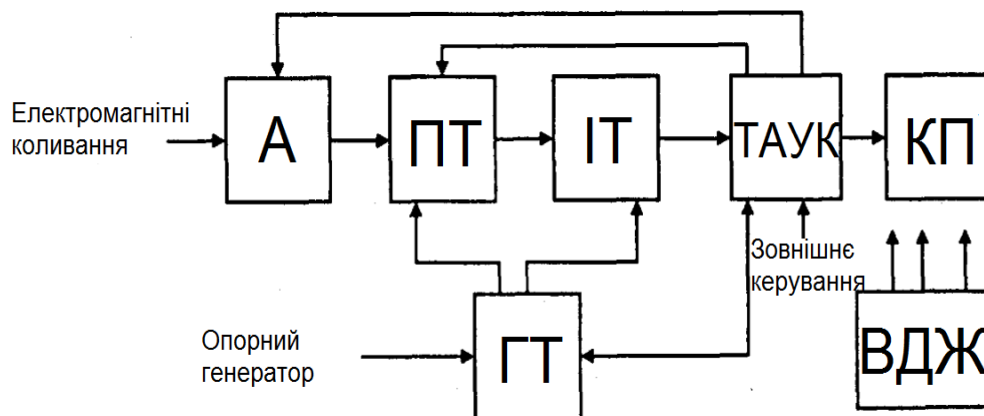


Рисунок. 1 узагальнена структурна схема радіоприймального пристрою, А - приймальна антена; пт - підсилювально-перетворювальний тракт; Іт - інформаційний тракт; гт - гетеродинний тракт; Таук - пристрій управління і відображення; кп - кінцевий пристрій.

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

За допомогою приймальної антени (а на рис.1) відбувається перетворення електромагнітних хвиль в електричні сигнали.

В підсилювально-перетворювальному тракті (пт на рис. 1) здійснюється виділення корисних сигналів з усієї сукупності, що надходять від антени сигналів і перешкод і посилення перших до рівня, необхідного для нормальної роботи подальших каскадів. Цей тракт є лінійним.

Інформаційний тракт (іт на рис. 1) виконує основну обробку сигналу з метою виділення корисної інформації (детектування) і ослаблення дії, що заважає: перешкоди природного і місцевого походження.

Гетеродинний тракт (гт на рис. 1) перетворює частоту власного або зовнішнього опорного генератора електромагнітних коливань і формує дискретні частоти, необхідні для перетворення частоти в підсилювальному тракті, для роботи систем стеження і управління цифрових пристроїв обробки сигналу в інформаційному тракті, для перебудови радіоприймального пристрою на іншу вхідну частоту.

Тракт адаптації, управління та контролю (таук на рис. 1) дозволяє здійснювати ручне, дистанційне і автоматичне управління режимом роботи радіоприймального пристрою (вмикання і вимикання, пошук сигналу, адаптація до умов, роботи) і відображає якість його роботи на відповідних індикаторах.

В кінцевому пристрої (кп на рис. 1) енергія виділеного сигналу використовується для отримання необхідного вихідного ефекту – акустичного сигналу (телефон, гучномовець), оптичного сигналу (кінескоп, дисплей), механічного сигналу (друкувальний пристрій) і т. Д.

Вторинне джерело живлення (вдж рис.1) перетворює енергію первинного джерела в форму, зручну для використання безпосередньо в рпрп. У вдп може здійснюватися перетворення напруги, випрямлення, фільтрація, стабілізація

## 2 класифікація радіоприймальних пристроїв

За призначенням: радіомовні і професійні.

радіомовні:

а) звукові;

б) телевізійні:

професійні:

а) зв'язкові:

- міський зв'язку;
- обласний зв'язку;
- магістральної зв'язку;
- космічного зв'язку;

б) телевізійні:

- диспетчерські;
- вимірювальні;
- інформаційні;

в) радіолокаційні:

- ближньої локації;
- дальньої локації;

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

г) радіонавігаційні:

- ближньої навігації;
- дальньої навігації;

д) вимірювальні;

е) телеуправління;

ж) телеметричні.

Група радіомовних радіоприймальних пристроїв відрізняється відносно простими технічними рішеннями задач прийому повідомлень, так як масовий випуск радіомовних приймачів з особливою гостротою диктує економічну доцільність подібного підходу до розробок.

Група професійних прийомних пристроїв відрізняється більш складними технічними рішеннями, так як ці пристрої працюють переважно з одним радіопередавачем і витрати на приймальне і передавальне обладнання можуть бути рівноцінними.

По виду модуляції, використовуваної на лінії зв'язку:

- приймачі амплітудно-модульованих сигналів;
- приймачі частотно-модульованих сигналів;
- приймачі фазо-модульованих сигналів;
- приймачі імпульсно-модульованих сигналів;
- приймачі односмугових сигналів;
- приймачі комбінованих сигналів.

за діапазону прийнятих хвиль:

- приймачі довгих хвиль;
- приймачі середніх хвиль;
- приймачі коротких хвиль;

приймачі укх:

- приймачі метрових хвиль;
- приймачі дециметрових хвиль;
- приймачі сантиметрових хвиль;
- приймачі міліметрових хвиль.

Якщо приймач містить у собі кілька діапазонів, то їх називають всехвильової. Приймачі ультракоротких хвиль (м), тобто надвисоких частот (мгц), по конструкції і за методами розрахунку істотно відрізняються від приймачів більш довгих хвиль, тобто більш низьких частот.

Тому радіоприймальні пристрої часто ділять на два великих класи:

- приймачі помірно-високих частот (мгц);
- приймачі надвисоких частот (мгц);

за особливостями схеми:

- а) детекторні приймачі;
- б) приймачі прямого підсилення;
- в) регенеративні приймачі;
- г) супергетеративні приймачі;
- д) інфрадїни.

за родом роботи:

- телеграфні;

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

- телефонні;
- телевізійні;
- фототелеграфні

за місцем установки:

- стаціонарні;
- пересувні;
- літакові;
- корабельні;
- автомобільні;
- переносні та ін.

За способом живлення:

- з автономним живленням від акумуляторів або сухих батарей;
- мережеві.

3. Дайте визначення основних показників радіоприймальних пристроїв.

якісні показники радіоприймальних пристроїв визначаються електричними, конструктивно-експлуатаційними та виробничо-економічними характеристиками.

одна з найважливіших електричних характеристик будь-якого радіоприймача - чутливість, під якою розуміють здатність приймача приймати слабкі сигнали. Кількісно чутливість оцінюється мінімальною ерс в антені до (для радіоприймальних пристроїв, що працюють в діапазонах помірно високих частот) або номінальною потужністю  $P_{\text{рао}}$  (для радіоприймача нвч типу) модульованого сигналу, при яких на виході приймача сигнал відтворюється з необхідною якістю. Під необхідною якістю зазвичай розуміється або отримання заданого рівня сигналу на виході, що забезпечує нормальне функціонування кінцевого блоку при певному відношенні потужності сигналу до потужності шумів (с-ш), або реалізація одного з імовірнісних критеріїв прийнятого сигналу. При цьому чутливість обмежена посиленням, яке забезпечується підсилювально-перетворювальних блоком: чим вище посилення, тим більше рівень сигналу на виході радіоприймального пристрою і тим легше отримати потрібну якість прийому.

Чутливість радіоприймачів залежно від їх призначення може коливатися в широких межах. Наприклад, чутливість радіомовних приймачів знаходиться в межах 50 ... 300 мкв залежно від класу якості. Чутливість радіолокаційних приймачів має значення близько 10-12 ... 10-15 вт

однак у реальних умовах експлуатації радіоприймальних пристроїв частіше мають місце ситуації, коли знехтувати впливом перешкод на радіоприєм не можна. Якщо приймається сигнал і перешкоди співмірні, збільшення посилення радіоприймача не приводить, очевидно, до зростання чутливості і, таким чином, найменший рівень сигналу, який може бути прийнятий, визначається фактично рівнем не самого сигналу, а перешкод. Впливають на приймач перешкоди можуть бути як зовнішніми (від інших радіосистем, індустріального або природного походження), так і внутрішніми (шуми). Причому якщо

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв  
зовнішні перешкоди відсутні, на виході радіоприймального пристрою завжди присутні внутрішні перешкоди, обумовлені в основному його флуктуаційними шумами. В останньому випадку межа чутливості приймача визначається його внутрішніми шумами. Таке становище особливо характерно для радіоприймальних пристроїв нвч діапазону, в якому рівень зовнішніх перешкод порівняно малий і вирішальне значення мають внутрішні шуми. Чутливість, обмежену внутрішніми шумами, кількісно оцінюють реальною чи пороговою чутливістю, коефіцієнтом шуму або шумовою температурою.

Вибірковістю (селективністю) називається здатність радіоприймального пристрою виділяти корисний сигнал, послаблюючи дію сигналів, що заважають (перешкод). Заснована вона на використанні тих чи інших відмінностей корисних і заважають сигналів: напрями приходу і часу дії, поляризації, амплітуди, частоти і фази.

просторова вибірковість досягається за допомогою гостронаправлених приймальних антен або шляхом електронного управління синтезованою діаграмою спрямованості фазированою антеною решітки. Поляризаційна вибірковість реалізується також приймальною антеноюналаштується на вид поляризації хвилі корисного сигналу. Тимчасова вибірковість (при прийомі імпульсних сигналів) досягається включенням приймача тільки на час дії корисного сигналу.

4. Проведіть порівняльну оцінку приймача прямого посилення і супергетеродинного приймача.

переваги супергетеродинного приймача в порівнянні з приймачем прямого підсилення:

Супергетеродин дозволяє отримати більше посилення в порівнянні з приймачем прямого підсилення за рахунок додаткового посилення на проміжній частоті, що не приводить до паразитної генерації: позитивний зворотний зв'язок не виникає через те, що в каскадах вч і пч посилюються різні частоти.

- висока вибірковість, обумовлена фільтрацією сигналу в каналі пч. Фільтр пч можна виготовити зі значно більш високими параметрами, так як його не потрібно перебудовувати по частоті. Наприклад, широко використовують кварцові, пезокерамічні та електромеханічні фільтри зосередженої селекції. Вони дозволяють отримати як завгодно вузьку смугу пропускання з дуже великим придушенням сигналів за її межами;

- можливість приймати сигнали з модуляцією будь-якого виду, у тому числі з амплітудною маніпуляцією (радіотелеграф) і односмуговою модуляцією.

Недоліки супергетеродинного приймача:

- виникнення «дзеркальної перешкоди»;

- у супергетеродині можливий паразитний прийом станцій, що працюють на проміжній частоті. Його запобігають екрануванням окремих вузлів і приймача в



Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв цілому, а також застосуванням на вході фільтра-пробки, налаштованого на проміжну частоту.

5. Яким чином виникає «дзеркальна» перешкода і як можна її зменшити?

найбільш значним недоліком супергетеродинного приймача є наявність так званого дзеркального каналу прийому - другої вхідної частоти, що дає таку ж різницю з частотою гетеродина, що і робоча частота. Сигнал, переданий на цій частоті, може проходити через фільтри пч разом з робочим сигналом. Це і є так звана «дзеркальна перешкода».

перешкоди від дзеркального каналу зменшують двома шляхами. По-перше, застосовують більш складні та ефективні вхідні смугові фільтри, що складаються з декількох коливальних контурів. Це ускладнює і здорожує конструкцію, так як вхідний фільтр потрібно ще й перебудувувати по частоті, притому узгоджено з перебудовою гетеродина. По-друге, проміжну частоту вибирають досить високою в порівнянні з частотою прийому. У цьому випадку дзеркальний канал прийому виявляється відносно далеко за частотою від основного, і вхідний фільтр.

6. Які заходи слід приймати для підвищення реальної чутливості радіоприймача?

реальною чутливістю приймача називають мінімальну потужність сигналу на вході приймача, при якій забезпечується заданий коефіцієнт розрізнення.

основний шлях підвищення реальної чутливості - це зниження коефіцієнта шуму. Зменшення власних шумів досягається:

- використанням малошумливих підсилювачів;
- охолодженням вхідних каскадів приймача із застосуванням криогенної техніки.

Другий напрямок - це зниження необхідного коефіцієнта розрізнення, яке досягається:

- застосуванням завадостійких сигналів;
- оптимальним детектуванням;
- післядетекторної обробкою складних сигналів.

Третій напрямок - це зменшення смуги пропускання радіотракта, в тому числі ціною зменшення швидкості передачі інформації.

9. Порівняйте різні види приймачів та поясніть принцип їх дії.

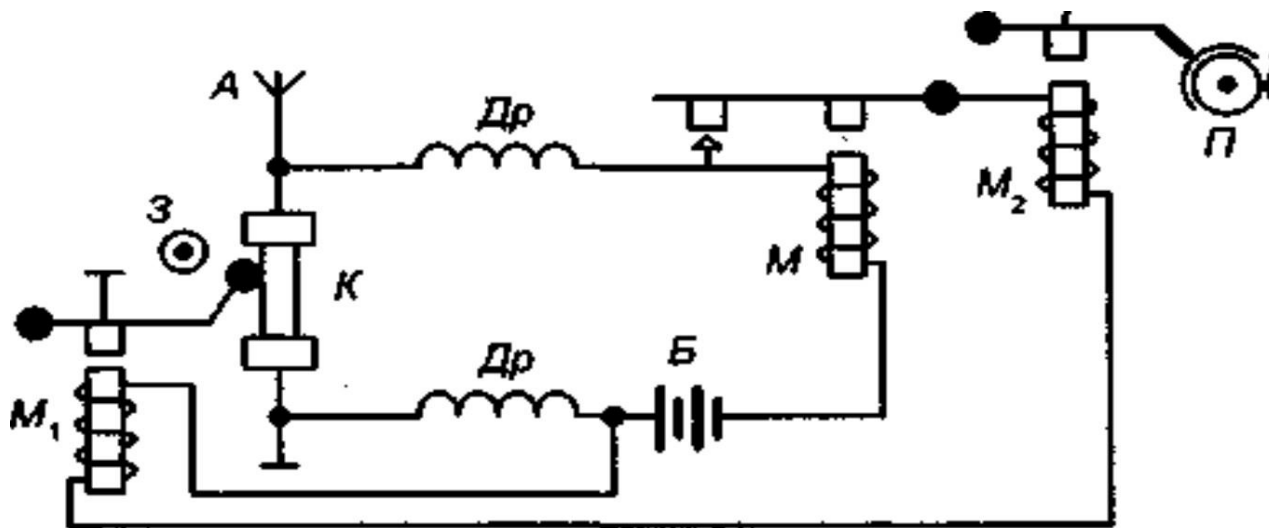
У приймачах прямого посилення тракт радіочастоти містить вхідний ланцюг (пц) і підсилювач надходить з антени радіосигналу - так званий підсилювач сигналу (урс). У цьому випадку всі резонансні ланцюга налаштовані на частоту прийнятого сигналу, на якій і здійснюється підсилення. Вхідна ланцюг забезпечує попередню частотну селекцію до першого каскаду урс, а сам урс - основну частотну селекцію та додетекторне посилення сигналів. Резонансні контури пц і урс перебудовуються в межах потрібного діапазону

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв робочих частот. Оскільки зазвичай необхідні висока вибірковість і посилення, може знадобитися декілька підсилювальних каскадів і резонансних контурів. Через конструктивну складність реалізації перебудови число контурів рідко перевищує 3 ... 4. При цьому посилення на радіочастоті може виявитися нестійким, а селективність недостатньою. Для зменшення числа підсилювальних каскадів і спрощення конструкції в тракці радіочастоти приймачів прямого посилення використовуються регенеративні і суперрегенеративні підсилювачі. У приймачі з регенеративним підсилювачем за рахунок позитивного зворотного зв'язку в резонансний контур вноситься негативний опір, частково компенсує втрати в ньому, що збільшує коефіцієнт підсилення. Однак такі приймачі мають невисоку стійкість, бо працюють у режимі близькому до самозбудження. При цьому можливе проникнення генеруючих коливань в антену, а їх випромінювання веде до посилення перешкод іншим приймачем, що вкрай небажано з точки зору електромагнітної сумісності. У суперрегенеративному приймачі позитивний зворотний зв'язок з урс періодично змінюється з деякою допоміжною частотою, значно перевищує частоту модуляції сигналу. Суперрегенеративному приймачу, як і регенеративному, властиві спотворення сигналів і інтенсивні паразитні випромінювання, що не відповідає вимогам електромагнітної сумісності. Їх перевагою є мала потужність джерела живлення при мінімальних розмірах імасі. Тому подібна структура використовується для портативних приймачів, що допускають великий рівень спотворень.

### 3.3 схеми. Лабораторні роботи.

#### 3.1 структурні схеми

Схема 2. Перший радіоприймач:



К- порошокий когерер - детектор електромагнітних хвиль; м, м1 і м2 - електромагніти; б - гальванічна батарея; др - дроселі; з - дзвінок; а - антена;п - записуючий пристрій.

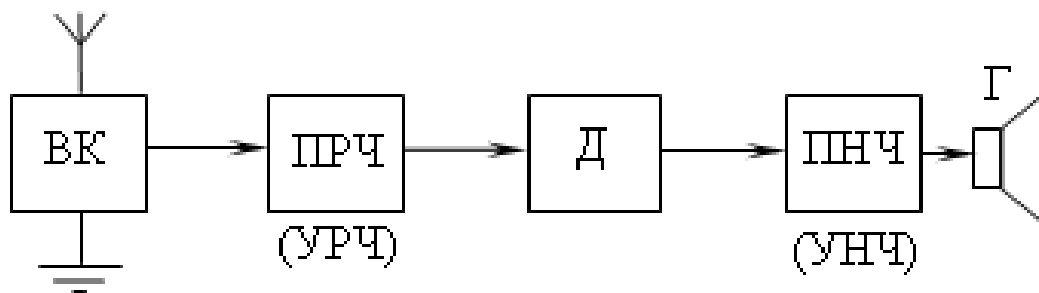
Попова складався з антени а, когерера к, електромагнітного реле м, електричного дзвінка п і джерела постійного струму б. Електромагнітні хвилі

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

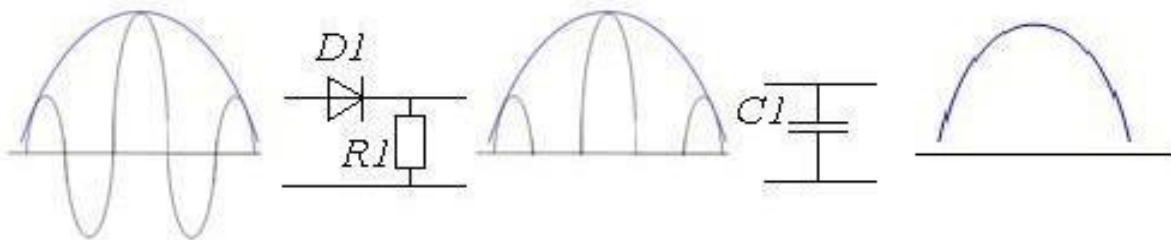
викликали вимушені коливання струму і напругу в антені. Змінний струм з антени подавався на два електроди, які були розміщені в скляній трубці, заповненій металічними ошурками. Ця трубка і є когерер. Послідовно з когерером вмикались електрромагнітне реле і джерело постійного струму.

Через погані контакти між ошурками опір когерера переважно великий, тому електричний струм в ланцюгу малий і реле ланцюга не замикає. Під дією змінної напруги високої частоти в когерері виникають електричні розряди між окремими ошурками, частинки ошурків спікаються і її опір зменшується в 100-200 разів. Сила струму в котушці електрромагнітного реле зростає, і реле включає електричний дзвінок. Так реєструється прийом електрромагнітної хвилі антеною.

Послідовно з дзвінком вмикався молоточок що бив по когереру, стряхував ошурки і повертав його у висхідне положення, приймач знову був готовий до реєстрації електрромагнітних хвиль. Структурна схема 3. Приймач прямого підсилення:

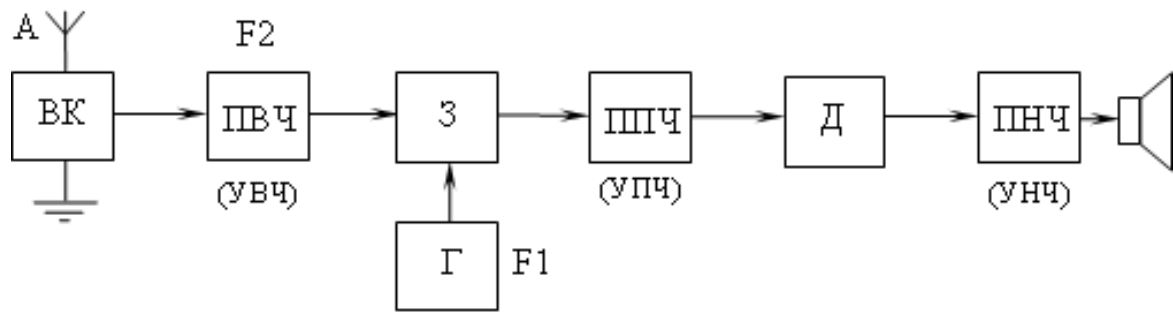


вхідні кола вк зазвичай складаються з коливальних контурів і котушки зв'язку, які знаходяться на феритовому стержні і виконується попередня селекція (виділення) сигналів. Коливальний контур настроєний в резонанс на потрібну нам частоту, яку ми вибираємо повертаючи ручку настройки приймача. Далі виділений сигнал поступає на підсилювач радіочастоти прч, де виконується основне підсилення і основна селекція виділеного сигналу в детекторі (демодуляторі) виділяється напруга сигналу. Найпростіший детектор складається з діода.



### Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

Високочастотний модульований сигнал подається на детекторний діод d1, на



А - антена;

ВК - вхідні кола (коливальні контури);

ПВЧ - підсилювач високої частоти;

З - змішувач;

Г - гетеродин;

ППЧ - підсилювач проміжної частоти;

Д - детектор;

ПНЧ - підсилювач низької частоти.

резисторі навантаження  $r_1$  виділяється один півперіод сигналу, але в ньому є ще залишки несучої частоти. Щоб їх подавити, паралельно резистору ставиться конденсатор  $c_1$ . Його ємність вибирається такою, щоб реактивний опір для несучої частоти був малим, а для продетектованого низькочастотного сигналу великий (конденсатор має таку властивість). Відповідно несуча частота пропадає, а низькочастотний сигнал, який ми можемо почути, залишається. Далі низькочастотний сигнал подається на підсилювач низької частоти пнч, а потім

на гучномовець г.

Не дивлячись на простоту виконання, приймач прямого підсилення рідко використовується через свою низьку чутливість. Але його роботу зручно розглядати в навчальних цілях.

### Структурна схема 3. Гетеродинний приймач

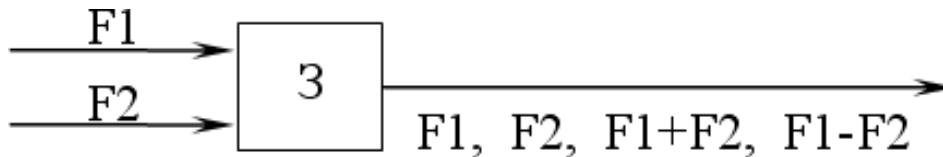
гетеродин - це такий прилад, який створює коливання допоміжної хвильової частоти. Ці коливання змішуються з надходять ззовні для отримання різницевої частоти.

принцип дії супергетеродинного приймача полягає в тому, що прийнятий високочастотний (вч) сигнал перетворюється в сигнал так званої проміжної частоти (пч). Вона лишається постійною на всіх діапазонах. Основне підсилення прийнятого сигналу здійснюється в підсилювачі проміжної частоти. Оскільки його настройка постійна, можна застосовувати більшу кількість каскадів підсилення пч і отримати високу чутливість. Застосовуючи смугові фільтри, можна виділити дуже високу вибірність потрібного сигналу.

Вч сигнал приходять з антени через вхідний пристрій на підсилювач високої частоти пвч (його ще називають преселектор). Вхідний контур разом із преселектором забезпечує основну вибірковість і попереднє підсилення сигналу радіостанції, передачу якої ми бажаємо приймати із великої кількості сигналів прийнятих антеною.

Тема 3. Побудова та моделювання радіоприймальних пристроїв

Від пвч, а якщо він відсутній, то з вхідних кіл, сигнал подається на перетворювач, що складається із змішувача і гетеродина. Сигнал з нього подається на змішувач, де змішується з напругою сигналу, яка прийшла з вхідних кіл. В результаті на виході змішувача в контурі, що настроєний на проміжну частоту, отримується сигнал пч так само модульований як і вч сигнал.



частота гетеродина зазвичай вища, ніж частота прийнятої станції на величину проміжної частоти. В радіомовних приймачах проміжна частота дорівнює 465 кГц, для прийому радіостанцій в діапазонах довгих, середніх і коротких хвиль, а також в ультракороткохвильовому діапазоні – 10,7 мгц. Зміна налаштувань вхідного контуру і частоти генератора проводиться одночасно спільною ручкою управління. Сигнал пч на виході змішувача в 3 – 10 раз більший, ніж напруга вч сигналу на вході змішувача, тобто змішувальний каскад крім перетворення частоти дає ще підсилення. Після змішувача сигнал проміжної частоти (пч) подається на підсилювач проміжної частоти (ппч), що містить за звичай 1 – 2 каскади.

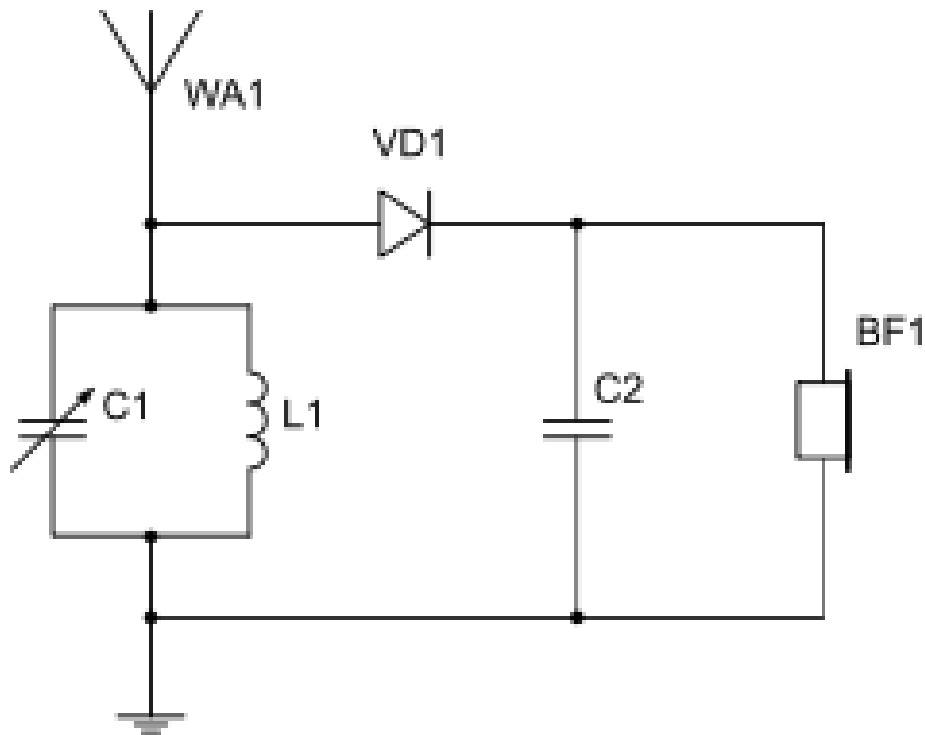
При прийомі сигналів станцій, що працюють з амплітудною модуляцією від підсилювача пч коливання подаються на детектор.

Детектор і пчч виконують ті ж самі функції, що і в приймачах прямого підсилення.

Завдяки великому підсиленню, в супергетеродинних приймачах застосовують різні пристрої, що покращують експлуатацію якості приймачів:

- Автоматичне регулювання підсилення арп (ару);
- Автоматичне підстроювання частоти гетеродина;
- В приймачах вищого і першого класів стоїть вузол бшн (безшумна настройка);
- Електронний індикатор налаштувань.

схема 4. Детекторний приймач:



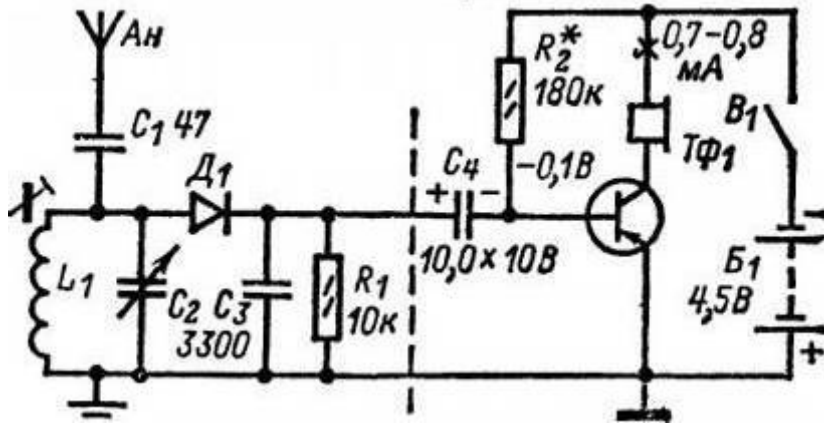
Складається з коливального контуру, до якого підключені антена і заземлення, і діодного (у більш ранньому варіанті кристалічного) детектора, що виконує демодуляцію амплітудно-модульованого сигналу. Сигнал звукової частоти з виходу детектора, як правило, відтворюється високоомними навушниками.

Електромагнітні хвилі під час надходження створюють в антені і контурі високочастотні модульовані коливання. Якщо конденсатором налаштувати контур у резонанс частоті коливань, які слід прийняти, то навіть дуже слабкі хвилі, надходячи, створять помітні модульовані коливання в контурі.

Ці коливання потрапляють на демодулятор і за допомогою телефону, зашунтованого конденсатором, розділяються на коливання низької і високої частоти. Коливання низької (звукової) частоти проходять переважно через телефон, мембрана якого коливатиметься так само, як мембрана мікрофона на передавальній станції, і ми почуємо такий самий звук, який був виголошений перед мікрофоном.

Детекторний приймач дуже простий, надійний, не вимагає джерела живлення, однак він може приймати сигнали лише від близьких або дуже потужних радіостанцій.

Схема 5. Однотранзисторний радіоприймач.



Ускладнена схема детекторного радіоприймача.

Його ліва частина, відокремлена штриховою лінією, це детекторний приймач з налаштуванням коливального контуру конденсатором змінної ємності  $C_2$ , тільки замість телефонів в детекторний ланцюг включений резистор  $r_1$ , а права - однокаскадний підсилювач коливань звукової частоти. Електролітичний конденсатор  $C_4$  є сполучним елементом між ними. Незалежно від способу настройки коливального контуру - феритовим сердечником або конденсатором змінної ємності - модульовані колювання високої частоти будуть продетектовані діодом. Резистор  $r_1$  виконує роль навантаження детектора. Створені на ньому колювання звукової частоти через конденсатор  $C_4$  надходять на базу транзистора  $T_1$ , а після посилення головними телефонами  $тф_1$ , включеними в колекторний ланцюг, перетворюються в звукові колювання. Резистор  $r_2$  задає робочу точку транзистора. Джерелом живлення служить батарея  $Б_1$  напругою 4,5 в., живлення вмикається перемикачем  $В_1$ .

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

## **Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення**

### **4.1 Фізичні основи телебачення**

Вперше термін «телебачення» застосував російський інженер к.д. перський у 1900р. На міжнародному електротехнічному конгресі в парижі.

Телебаченням називають галузь сучасної радіоелектроніки, що пов'язана з передачею і прийманням рухомих та нерухомих зображень предметів, розташованих у просторі, засобами електричного зв'язку у реальному або зміненому масштабі часу.

Основу телебачення складають три фізичні процеси: перетворення світлової енергії в електричні сигнали; передача електричних сигналів по каналу зв'язку; перетворення електричних сигналів в оптичне зображення.

Ідея створення першої телевізійної системи була запропонована в 1875 р. Дж. Керрі (сша). В його проекті була закладена ідея розкладу (розбит-тя) зображення на окремі елементи і передача середньої яскравості кожно-го елемента. Метод поелементної передачі – основа всіх наступних телеві-зійних систем, у тому числі і сучасних. Ступних телевізійних систем, у тому числі і сучасних.

В 1879 р. Португальський учений де-пайва запропонував проект одноканальної системи телебачення. Проект базувався на врахуванні інерційності зорового сприйняття, завдяки якій можлива передача інфо-рмації про яскравість всіх елементів зображення не одночасно, а послі-довно (почергово).

Практична проблема послідовної передачі елементів була розв'язана в проекті польського вченого п. Ніпкова, який в 1884 р. Отримав патент на оптико-механічний пристрій, відомий під назвою диск ніпкова. Непрозорий диск містить ряд отворів, розташованих по спіралі біля зовнішнього краю. Розмір отвору визначає величину елемента зображення. Кожний отвір зміщений по радіусу до центра диска відносно попереднього на висоту отвору.

Перші практичні системи телебачення з механічною розгорткою були втілені в життя в 1925 р. Дж. Бердом в англії.

Ідею розгортки зображення електронним променем запропонував в 1908 р. Англійський інженер кембелл-суінтон, а в 1911 р. Дав принципову схему повністю електронної системи передачі зображень.

Одна з перших телевізійних систем була створена в 1929 р. В лєнінграді. Така система була оптико-механічною з розкладом в 40 рядків. В 1934 р. Система була вдосконалена до 180 рядків розкладу, 1937–1938рр. – 343 рядки, 1948 р. – 625 рядків.

Подальший розвиток телебачення як окремої самостійної галузі (але тісно пов'язаної з доробками в електроніці) привів до впровадження кольорового



#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

телебачення 1 жовтня 1967 р.

Сучасний стан телебачення характеризується бурхливим розвитком як елементної бази, так і технологій. Цифрове телебачення, супутникове телебачення – останні досягнення людства в цій галузі.

##### **4.1.1 Основні характеристики зорового аналізатора**

Зоровий аналізатор є найважливішим серед інших, бо дає людині понад 80 % всієї інформації про оточуюче середовище. Зорова сенсорна система складається з трьох частин (рис. 4.1):

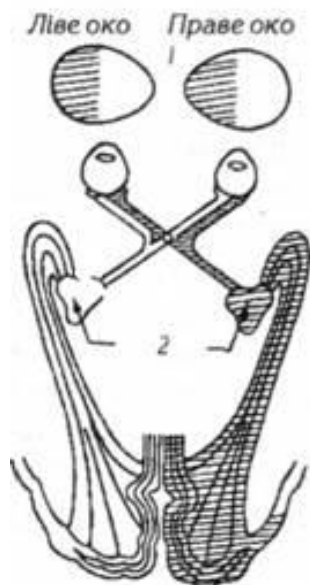


Схема будови провідних шляхів зорового аналізатора:  
1 — схема полів очей; 2 — латеральні тіла

- периферичної, що представлена рецепторним апаратом сітківки ока (паличками та колбочками);
- провідникової, що складається з чутливого правого і лівого зорового нерва, часткового перехреста нервових зорових шляхів правого і лівого ока (хіазма), зорового тракту, що зазнає багатьох перемикань, коли проходить через зорові пагорбки чотиригорбикового тіла середнього мозку і таламус (латеральні колінчасті тіла, рис.6) проміжного мозку і далі продовжується до кори головного мозку;
- центральної, що знаходиться у потиличних ділянках кори головного мозку і де саме розташовані вищі зорові центри.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Функцією зорового аналізатора є зір, то б то здатність сприймати світло, величину, взаємне розташування та відстань між предметами за допомогою органа зору, яким є пара очей.

Кожне око міститься в заглибині (очній ямці) черепа і має допоміжний апарат ока і очне яблуко.

Око або очне яблуко, має кулясту форму з діаметром до 24 мм і масою до 7-8 г .

Стінки очного яблука утворені трьома оболонками: зовнішньою (фіброзною), середньою (судинною) та внутрішньою (сітківкою).

Зовнішня біла оболонка, або склера утворена міцною не прозорою сполучною тканиною білого кольору, яка забезпечує певну форму ока і захищає його внутрішні утворення. Передня частина склери переходить у прозору рогівку, яка захищає від пошкодження внутрішність ока та пропускає в його середину світло. Рогівка не містить кровоносних судин, живиться за рахунок міжклітинної рідини і має форму опуклої лінзи.

Під склерою міститься середня або судинна оболонка" що має товщину 0,2-0,4 мм і щільно пронизана великою кількістю кровоносних судин. Функція судинної оболонки полягає у забезпеченні живленням інших оболонок та утворів ока. Ця оболонка в передній своїй частині переходить у райдужку, що має центральний округлий отвір (зіницю) та райдужну оболонку, багату на пігмент меланін, від кількості якого колір райдужки може бути від блакитного до чорного. У передньому відділі очного яблука судинна оболонка переходить у війчасте тіло, що містить війчастий м'яз, який зв'язаний з кристаликом і регулює його кривизну. Діаметр зіниці може змінюватися залежно від рівня освітлення. Якщо навколо більше світла, то зіниця звужується, а коли менше — вона розширюється і стає максимально розширеною у повній темряві. Діаметр зіниці змінюється рефлекторно (зіничний рефлекс) завдяки скороченням не посмугованих м'язів райдужної оболонки, одні з яких іннервуються симпатичною (розширюють), а інші — парасимпатичною (звужують) нервовою системою.

Внутрішня оболонка ока представлена сітківкою, товщина якої 0,1-0,2 мм. Ця оболонка складається з багатьох (до 12) шарів різних за формою нервових клітин, які, з'єднуючись між собою своїми відростками, сплітають ажурну сітку (звідси її назва). Розрізняють такі основні шари сітківки :

- зовнішній пігментний шар (1), що утворений епітелієм і містить пігмент фуксин. Цей пігмент поглинає світло, що проникає в око і тим перешкоджає його віддзеркаленню та розсіюванню, а це сприяє чіткості зорового сприйняття. Відростки пігментних клітин також оточують фоторецептори ока, беручи участь в їх обміні речовин і в синтезі зорових пігментів;
- фоторецептори ока представлені колбочками (7-8 млн), які мають низьку чутливість, збуджуються лише в разі високої освітленості, але забезпечують кольоровий зір і паличками (110-130 млн), які мають високу чутливість, здатні

**Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення**

сприймати світлові промені в умовах присмеркового освітлення, але не спроможні реагувати на кольори;

- біполярні (мініатюрні та плоскі) нейрони (нейроцити);
- гангліозні (мініатюрні та дифузні) нейрони (нейроцити), аксони яких формують зоровий нерв;
- горизонтальні та амакринові нейроцити, що виконують роль проміжних зв'язківців між елементами сітківки.

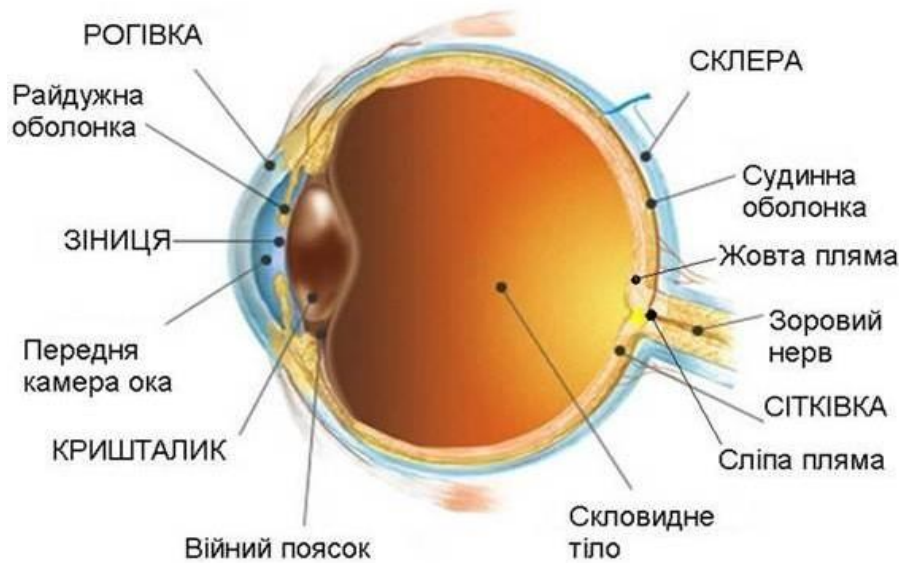


Рис. 4.2

Найбільша кількість інформації (близько 90 %) передається через зоровий аналізатор, адекватними подразниками для якого є світлова енергія, а рецептором - око. Зір дає змогу сприймати форму, яскравість, колір і рух об'єктів. Можливості зорового аналізатора визначаються його енергетичними, просторовими, часовими та інформаційними характеристиками.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення



#### Енергетичні характеристики

Енергетичні характеристики зорового аналізатора визначаються інтенсивністю сигналів, або яскравістю. Світловий потік, що падає на око людини, породжує певні зорові відчуття. Об'єкт краще виглядатиме або сприйматиметься, якщо він випромінюватиме певну кількість світла, тобто матиме певну яскравість, яка визначається за формулою:

Сама яскравість об'єкта визначає величину нервових імпульсів. Що виникають на сітківці ока. Яскравість випромінювання визначається потужністю та світловіддачею самого об'єкта.

Діапазон чутливості зорового аналізатора значний — від  $10^{-6}$  до  $10^6$  кд/м<sup>2</sup>. Контрастність між об'єктом і фоном теж зумовлює ефективність приймання інформації оператором. Розрізняють два види контрасту: прямий і зворотний. Оптимальна величина коефіцієнта контрастності знаходиться в межах 0,60...0,95.

Робота в прямому контрасті більш сприятлива, ніж у зворотному, але для забезпечення нормальної роботи оператора необхідно знати, як цей контраст сприймається в конкретних умовах. Для цього вводиться поняття порогового контрасту. Пороговий контраст, тобто найменший контраст, що розрізняється оком за даних умов, залежність порогової контрастності від яскравості й кутових розмірів об'єкта до того ж величина порогового контрасту залежить від яскравості та розмірів об'єкта

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

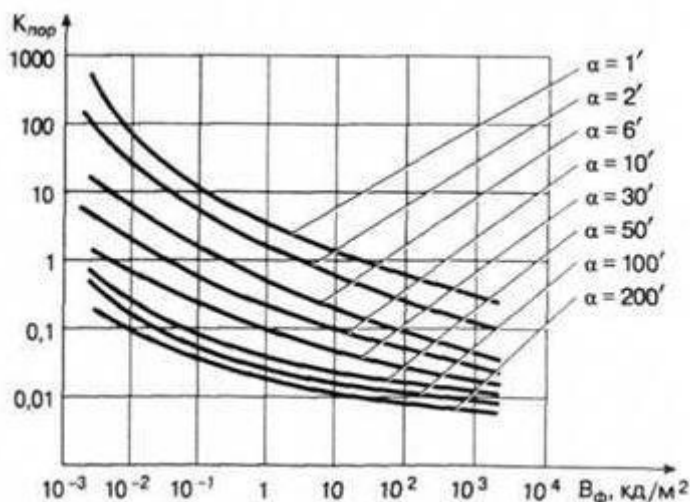


Рис.4.3

Аналіз наведених на рис.4.3 свідчить, що об'єкти великих розмірів добре сприймаються і за менших контрастів.

Значний вплив на ефективність сприймання інформації має характер зовнішнього освітлення. Цей вплив буде іншим при роботі оператора з інформацією, що подається у прямому чи зворотному контрасті. Збільшення освітлення за прямого контрасту поліпшує умови сприймання інформації, оскільки яскравість фону зростає більше, ніж яскравість об'єкта, а за зворотного контрасту - навпаки. Величина порогового контрасту залежить і від часу експозиції інформації.

Засліплююча яскравість. Оператор сприймає інформацію різної інтенсивності, однак сигнали значної яскравості можуть спричинити осліплення. Засліплююча яскравість визначається розміром освітленої поверхні, яскравістю сигналу, а також рівнем адаптації ока.

Значення засліплюючої яскравості при різних рівнях адаптації наведені в таблиці 4.1. Прийнятними вважаються перепади яскравостей у межах 1/10...1/30. Таким чином, для створення нормальних умов зорового сприймання інформації необхідно забезпечити певну яскравість і контрастність сигналів, а також рівномірність розподілу яскравостей у полі зору оператора.

Яскравість поля адаптації, кд/м <sup>2</sup>	Засліплююча яскравість, кд/м <sup>2</sup>	Яскравість поля адаптації, кд/м <sup>2</sup>	Засліплююча яскравість, кд/м <sup>2</sup>
$3,2 \times 10^{-6}$	$6,4 \times 10$	$3,2 \times 10$	$1,11 \times 10^4$
$3,2 \times 10^{-3}$	$5,9 \times 10^2$	$3,2 \times 10^3$	$4,62 \times 10^4$
$3,2 \times 10^{-1}$	$2,18 \times 10^3$	$15,9 \times 10^4$	$15,9 \times 10^4$

Таблиця 4.1: «характеристики засліплюючої яскравості»

Відносна видимість. Око людини сприймає електромагнітні хвилі діапазону 380...760 нм. Але очі людини мають різну чутливість до різних хвиль.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Найбільша чутливість - до хвиль в діапазоні 500...600 нм. Це - жовто-зелений колір. Для забезпечення однакового зорового відчуття сигналів різного кольору необхідно, наприклад, потужність синього випромінювання збільшити у 16,6 раза, а червоного - в 9,3 раза відносно жовто-зеленого кольору сигналів. Підвищення потужності сигналів можна забезпечити за рахунок яскравості, розміру сигналу та збільшення часу його сприймання.

#### Інформаційні характеристики

інформаційні характеристики зорового аналізатора зумовлені пропускнуою здатністю, що визначає кількість інформації, яку може сприйняти аналізатор за одиницю часу.

Якщо зоровий аналізатор уявити каналом зв'язку, котрий складається з ділянок різної пропускнуої здатності, то найбільша пропускна здатність -  $5,6 \times 10^9$  біт буде на рівні фоторецепторів (сітківки) ока, на рівні кори - 20...70 біт, а для діяльності в цілому (прийняття рішень та виконання керуючих дій людини) - 2...4 біти. Тому зоровий аналізатор порівнюють з інформаційною "лійкою" - на вході має місце значна кількість інформації, яка поступово зменшується, досягаючи рівня прийняття рішення або рівня реакції.

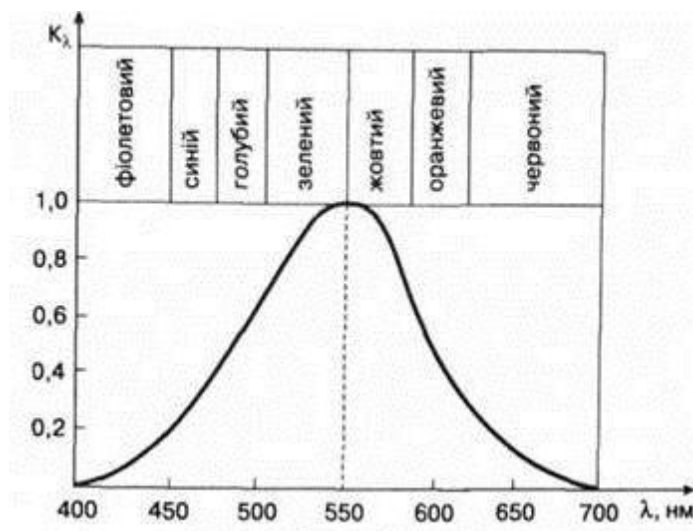


Рис 4.4 чутливість ока до хвиль різної довжини

#### Просторові характеристики

просторові характеристики зорового аналізатора залежать від гостроти зору, поля зору і обсягу сприймання.

гострота зору характеризується властивістю ока розрізнявати дрібні деталі об'єкта. Вона визначається величиною, еквівалентною тому мінімальному розмірові об'єкта, за якого він розрізняється оком. Розмір об'єкта виражається в кутових величинах, котрі пов'язані з його лінійними розмірами таким співвідношенням:

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

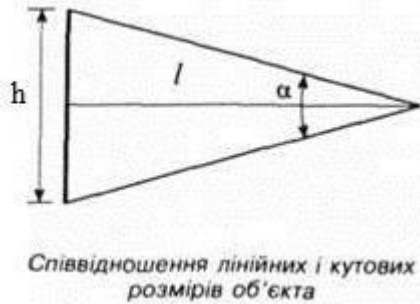


Рис 4.5

$$h = 2l \operatorname{tg}(\alpha / 2),$$

де  $l$  — відстань до об'єкта;  $h$  і  $\alpha$  — відповідно лінійний і кутовий розміри об'єкта (рис. 7).

Нормальним вважається зір, при якому людина розрізняє об'єкти величиною  $1'$ ,

Що є одиницею гостроти зору, котра залежить від рівня освітлення об'єкта, відстані до нього та його положення відносно спостерігача.

так, наприклад, якщо розглядати об'єкт під кутом  $10^\circ$ , гострота зору буде в 10 разів менша, а під кутом  $30^\circ$  - у 23 рази менша, ніж коли цей об'єкт знаходиться прямо перед спостерігачем.

гострота зору характеризує абсолютний просторовий поріг зорового аналізатора. Оператор повинен працювати на рівні оперативного порога, в якому кутовий розмір об'єкта буде не менший ніж  $15'$  - для об'єктів найпростішої форми, а для складних об'єктів цей розмір має бути в межах зо...40. Це розмір знака та інших елементів зображення об'єкта, котрі мають зовнішні та внутрішні деталі.

поле зору умовно поділяють на три зони:

- центральне поле  $\sim 4^\circ$ , де повніше розрізняються всі деталі об'єкта;
- поле ясного бачення  $\sim 30^\circ \dots 35^\circ$ , де не розрізняються малі деталі об'єкта;
- периферійне поле  $\sim 75^\circ \dots 90^\circ$ , в якому об'єкт тільки виявляється, але не розпізнається.

об'єкти, що перебувають у периферійній зоні, можуть бути переміщені в іншу зону при простому повороті голови або русі очей.

Обсяг сприймання характеризується кількістю об'єктів, які охоплює людина за одну фіксацію ока, тобто за симультанного сприймання. Доведено, що за одну фіксацію людина може охопити 4-8 не пов'язаних між собою об'єктів. Було експериментально доведено, що в зоровому образі відображається значна кількість об'єктів, але відтворюється їх значно менше, і цей процес залежить від

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

обсягу пам'яті, тобто при визначенні цього параметра потрібно враховувати не стільки характеристики сприймання, скільки характеристики короточасної пам'яті, зокрема обсяг зберігання та відтворення інформації.

##### Часові характеристики

часові характеристики зорового аналізатора визначаються часом та його складовими, необхідними для виникнення зорового відчуття і сприймання потрібної інформації в певних умовах роботи оператора.

Латентний період - це час до виникнення відчуття з початку подавання сигналу. Залежить він від потужності подразника, його значущості, складності роботи і віку оператора, його індивідуально-типологічних характеристик. У середньому для людини він становить 150...240 мс.

Розглянемо часову діаграму роботи зорового аналізатора (рис. 4.6).



Рис 4.6

##### Часова діаграма роботи зорового аналізатора

упродовж часу  $t_0 - t_3$  діє подразник, втім, зорове відчуття починається лише через певний період  $t_0 - t_1$  тобто латентний період. Зорове відчуття, що виникає в момент  $t_1$ , поступово розвивається (період  $t_1 - t_2$ ) і адекватно відображає сигнал протягом часу  $t_2 - t_3$ , тобто до кінця дії подразника ( $t_3$ ). Після закінчення дії подразника зорове відчуття зникає не одразу, а поступово "згасає" за період  $t_3 - t_4$ , який дістав назву періоду інерції відчуття.

тривалість інерції відчуття залежить не тільки від характеристик сигналу (яскравості, кутових розмірів), а й від того, яким буде наступний сигнал, тобто наскільки він зможе "загасити" дію попереднього сигналу. В цей час виникають так звані "послідовні образи", які мають різні характеристики (за кольором і розміром) і в певній послідовності змінюють один одного.

може виникнути така ситуація, коли дія попереднього (першого) сигналу буде мати своє продовження завдяки послідовним образам, і в той же час почнеться дія наступного (другого) сигналу, тобто послідовний образ може накладатися на перцептивний образ наступного сигналу, і оператор не зможе відрізнити елементи першого сигналу від елементів другого. Тому час дії основного сигналу повинен враховувати час дії послідовного образу (табл. 4.2).



#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Кутові розміри об'єкта	Рівень яскравості,кд/м <sup>2</sup>				
	31	32	34	73	113
23'	26	25	26	48	88
1,5°	17	15	19	38	68
90°	13	17	14	26	54

Таблиця 4.2

Залежність часу інерції відчуття від яскравості та кутових розмірів об'єкта

якщо сигнали подаються дискретно, то їхній період має бути не менший за 0,2...0,6 с, в іншому разі образи попереднього і наступного сигналів будуть накладатись один на інший.

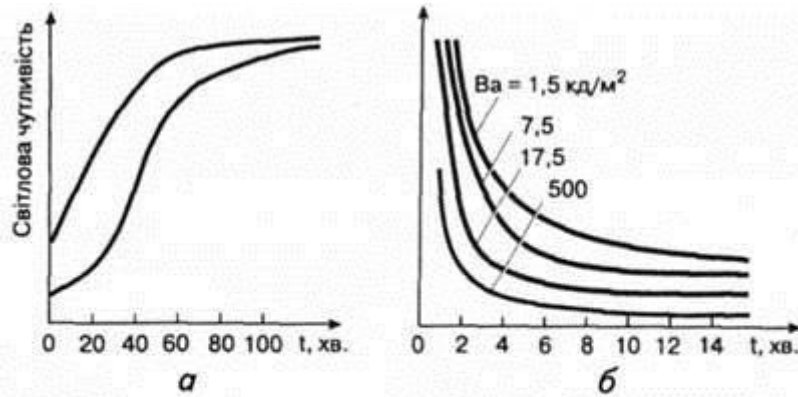
критична частота мерехтіння (кчм) - це частота, за якої відбувається злиття поточних образів подразників у єдиний образ об'єкта, тобто окремі проблиски сигналу сприймаються сукупно. В нормальних умовах спостереження кчм становить 15...25 гц, при втомі вона знижується. Якщо мерехтіння застосовується для кодування інформації (привертання уваги оператора), треба мати на увазі, що зорова втома буде найменшою за частоти 3-8 гц.

час адаптації. Чутливість зорового аналізатора може змінюватися в 10 разів. Є дві форми адаптації:

- темнова, при переході від світла до темряви;
- світлова, при переході від темряви до світла.

Час адаптації залежить від її форми і становить десятки хвилин при темновій та хвилини або частки хвилини при світловій.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення



Графіки зміни чутливості ока при адаптації:  
а – темновій; б – світловій

Рис 4.7

тривалість інформаційного пошуку. Значну роль у процесі сприймання сигналу та об'єктів відіграють рухи очей. Це дає змогу розглядати сприймання як дію, спрямовану на пошук джерела сигналу та обстеження об'єкта для побудови його образу. рухи очей поділяються на дві групи:

- пошукові, настановчі;
- гностичні, пізнавальні.

для деяких видів операторської діяльності процес сприймання інформації зводиться до інформаційного пошуку сигналу або об'єкта з заданими ознаками. Такими ознаками можуть бути: світіння об'єкта, мерехтіння сигналу, колір або форма об'єкта, положення стрілки на приладі тощо. Завдання оператора полягає у знаходженні необхідного сигналу за допомогою руху очей і встановлення їх у потрібну позицію.

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

завдання	
Пошук сигналу на екрані рлс	370
Читання літери або цифри	310
Пошук умовних знаків	300
Пошук звичайних геометричних Фігур	200
Фіксація мерехтіння індикатора	280
Знаходження певного умовного Знака	640
Наведення на ціль при Бомбардуванні	1200

Таблиця 4.3

Середня тривалість фіксації погляду при вирішенні завдань інформаційного пошуку

Значну роль у сприйманні інформації відіграють рухи очей. Вони поділяються на два основні класи: пошукові та гностичні.

за допомогою пошукових рухів очей оператор віднаходить необхідний об'єкт або задану його ознаку, переводить об'єкт у потрібне поле зору (ясного бачення або центральне).

тривалість пошукових рухів залежить від структури інформаційного поля, складності об'єкта та визначеності його параметрів, тобто трудності завдання, а також від професійного досвіду оператора та його індивідуально-психологічних характеристик.

Застосування характеристик активності рухів очей

людини-оператора для визначення часу інформаційного пошуку дає змогу оцінити різні варіанти інформаційної моделі та визначити кількість об'єктів, за якими може стежити оператор .

гностичні (пізнавальні) рухи очей беруть участь в обстеженні об'єкта, розрізненні необхідних деталей, ознак, його впізнанні. Відомо, що основну інформацію очі отримують за час фіксації , яка при інформаційному пошуку є величиною відносно постійною. Потрібно зауважити, що при розв'язанні завдань інформаційної підготовки рішення як складових процесу оперативного мислення , порушується регулярність сакадичних рухів очей, а тривалість фіксацій , змінюється у широкому діапазоні залежно від стадій процесу інформаційної підготовки рішення . до того ж важливі не тільки кількісні показники активності рухів очей, а і якісні, певна послідовність переміщення погляду, з допомогою якої можна охарактеризувати застосовану тактику або стратегію діяльності оператора. Таким чином, у процесі інформаційної підготовки рішення беруть участь неусвідомлювані компоненти діяльності оператора, на які впливають так звані суб'єктивні фактори - мотиви, цілі, установки, воля тощо. Методи самоспостереження тут непридатні, тому ведеться пошук таких методів, за допомогою яких можна було б описати не тільки фази інформаційної підготовки рішення, а й саму розумову діяльність оператора, її стадії, фази і компоненти.

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

### **4.1.2 Особливості сприйняття кольору**

Колориметричне визначення кольору. Колориметрія, іноді кольорометрія — наука, що досліджує методи вимірювання, вираження кількості кольору і відмінностей кольорів, що виникла у минулому столітті. Головну роль в її розвитку відіграло відкриття німецьким математиком Г. Грасманом законів, за якими кожен колір є сумою трьох інших кольорів, узятих у певних долях. При цьому такі кольори мають бути незалежними, тобто два з них, змішуючись, не повинні давати третій.

В колориметричному розумінні поняття «колір» має таке визначення: «колір — тривимірний векторна величина, що характеризує групу випромінювань, візуально нерозрізнених в колориметричних умовах спостереження». В цьому визначенні вже відображені принципи класифікації і вимірювання кольорів. Кольорова метрика базується на законах змішування кольорів, встановлених Грасманом.

Згідно з першим законом Грасмана, будь-який колір може бути утворений шляхом змішування в різних пропорціях трьох кольорів, кожний з яких неможливо отримати змішуванням двох інших.

Другий закон змішування кольорів говорить про неперервність зміни кольору при неперервній зміні спектрального розподілу випромінювання.

Згідно з третім законом змішування, колір суміші залежить лише від кольорів змішуваних компонентів і не залежить від їх спектральних складів, тобто один і той самий колір може мати випромінювання різних спектральних складів (така властивість випромінювання називається метамеризмом). З цього закону випливає, що координати кольору суміші дорівнюють сумам координат змішуваних кольорів.

Таким чином, із законів Грасмана випливає уявлення про вектор кольору, три складові якого мають спільний початок і різні напрямки у просторі. Колір може бути зображений як діагональ паралелепіпеда, побудованого на цих складових. Сукупність тримірних векторів кольору складає розміщені на одній прямій, яка виходить із початку координат, характеризуються однаковою колірністю. Колірність, таким чином, вказує напрямок вектора кольору в просторі і визначається двома координатами.

Для зображення координат колірності використовують колірний трикутник, який є січенням трикоординатного простору площиною, яка проходить через одиничні кольори вибраної системи вимірювання. Координати колірності — відносні величини, що визначають положення точки в трикутнику. Методи і засоби технічних вимірювань кольору

Визначення кольору принципово може здійснюватися трьома методами: розрахунком за даними вимірювання відносно розподілу енергії до і спектральних коефіцієнтів відбивання або пропускання освітлюваного об'єкта; колориметричним візуальним методом шляхом візуального зіставлення

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

вимірюваного кольору з кольором, отриманим сумуванням основних кольорів колориметра; колориметричним об'єктивним методом за допомогою фізичних приймачів випромінювання, криві спектральної чутливості яких приведені до кривих складання колориметричної системи мко або є їх лінійною трансформацією.

Розрахунковий (спектрофотометричний) метод, який спирається безпосередньо на стандартні криві питомих координат, є найточнішим і визнаний в міжнародній практиці як основний.

#### Кольоропередача

Складність і великий різноманітність спектрів сучасних рл обумовили необхідність введення і контролю спеціальної характеристики якості кольоропередачі джерел нарівні зі світловою віддачею. Кольоропередача характеризує вплив спектрального складу випромінювання джерела на глядацьке сприйняття кольорових об'єктів порівняно з їх сприйняттям при освітленні опорним джерелом.

#### Колірна система хуз

Колірний простір хуз — це еталонна колірна модель, задана в строгому математичному сенсі організацією сіе (international commission on illumination — міжнародна комісія з освітлення) в 1931 році. Модель хуз є майстер- моделлю практично всіх колірних моделей, що використовуються в технічних галузях.

В основу побудови системи хуз були покладені наступні умови:

- 1) питомі координати – криві змішання не повинні мати негативних ординат, тобто всі реальні кольори визначаються позитивними значеннями модулів основних кольорів вибраної координатної системи;
- 2) кількісна характеристика кольору – яскравість – повинна повністю визначатися одним його компонентом;
- 3) координати білого кольору рівноенергетичного випромінювання є повинні бути рівними.

Для забезпечення даних умов в якості основних кольорів були обрані три теоретичні (реально не відтворюваних) кольори хуз. Координатна система хуз вибрана так, щоб вектори основних кольорів знаходились в кольоровому просторі поза тілом реальних кольорів.

Осі  $x$ ,  $y$ ,  $z$  являються ортогональною декартовою системою координат осей в кольоровому просторі – координата  $y$  повністю визначається яскравістю кольору, а два інших основні кольори  $x$  і  $z$  лежать в площині нульової яскравості.

Вимірявши координати кольору всіх спектрально чистих випромінювань видимої зони спектру ми отримаємо координатну систему всіх можливих

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

кольорів. Присутність в цій системі від'ємних координат робило її незручною в користуванні, оскільки більшість обрахунків в цей час проводилися вручну. Це було однією з причин створення системи хуз, в якій всі координати кольору мають позитивні значення.

Система хуз також базується на адитивному змішуванні стимулів, проте на відміну від системи rgb, яка використовувалася в описаному вище візуальному колориметрі, в хуз використовуються нереальні, математично описані стимули, які підібрані з метою полегшення обрахунків. Тобто при отриманні системи хуз використовувалися не досліди, а математичні перетворення даних дослідів гільда та райта. Координати кольору хуз не мають від'ємних значень, і саме ця система використовується для опису стандартного спостерігача сіе. Дані хуз можуть бути отримані

Вимірюванням на колориметрах, які мають безпосередньо проградуєвані в хуз шкали (це можливо, незважаючи на нереальність основних стимулів хуз), або шляхом проведення обрахунків за даними спектрального розподілу енергії відбивання, пропускання чи випромінювання. Провівши обчислення координат кольору приведених вище метамерних кривих в системі хуз, ми отримуємо однакові координати кольору цих двох стимулів. Незалежно від спектрального розподілу, стимули, що викликають відчуття однакового кольору, будуть мати однакові координати кольору хуз. Тобто ця система описує, як будуть сприйматися колірні стимули нашою зоровою системою і її можна використовувати для числового опису кольору.

на практиці, найчастіше використовується похідна від хуз координатна система — хуу, яка була отримана простим перерахунком з хуз:

$$x = \frac{X}{(X+Y+Z)}; \quad y = \frac{Y}{(X+Y+Z)}; \quad Y = Y \quad \text{Де } x \text{ та } y \quad \text{—}$$

координати

колірності, а  $y$  — коефіцієнт яскравості, який залишається без змін (задання яскравості кольору величиною  $y$  було закладено при створенні системи хуз).

Колірність — двомірна величина, яка включає в собі поняття колірної тону та насиченості. Саме діаграми колірності ху найчастіше можна побачити при графічному показі координат кольору. Дана діаграма приведена на рис. 4.8:

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

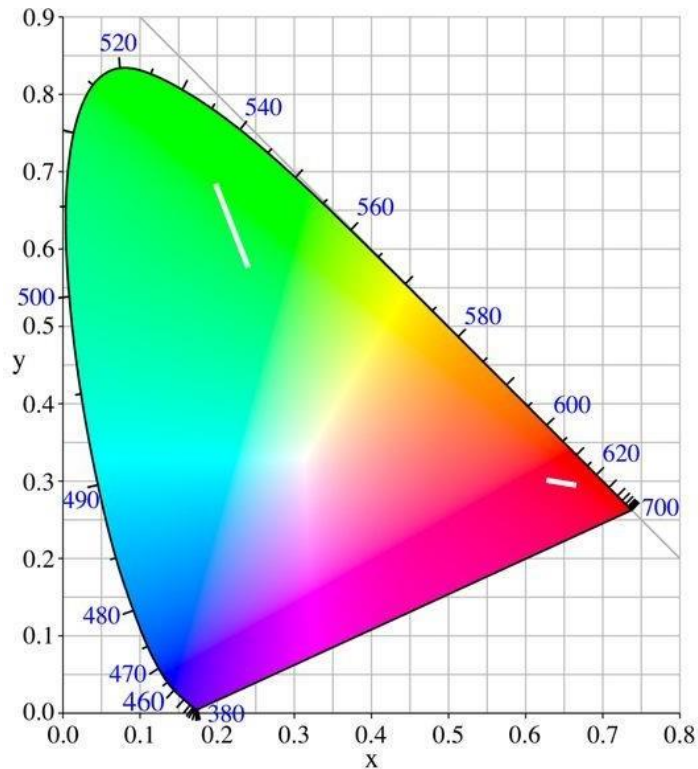


Рис. 4.8

Чорна замкнута крива — це координати колірності всіх спектрально чистих та пурпурних стимулів. Всередині неї знаходяться всі інші кольори, насиченість яких падає з наближенням до білої точки (наприклад, для денного світла біла точка має координати  $x$  0,31 та  $y$  0,33 відповідно).

Діаграма  $x$ у дозволяє наочно показати колірність різних стимулів, кольорові охоплення пристроїв та порівняти їх. Проте дана діаграма має один суттєвий недолік: однакові відстані на графіку не відповідають однаковій колірній різниці, яку відчуває наша зорова система. Така нерівномірність проілюстрована двома білими відрізками на попередньому малюнку. Довжини цих відрізків відповідають відчуттю однакової різниці колірності. Іншими словами, одна й та ж відстань на графіку в одній його зоні може сприйматися чітко помітною різницею в кольорі, тоді як в іншій зоні — ніякої різниці не спостерігатиметься.

Для подолання цього недоліку комітетом сіє в 60-70-их роках хх століття була розроблена серія рівноконтрастних (рівномірних для сприйняття) графіків та шкал, в яких одиниця шкали завжди відповідає однаковій різниці відчуття кольору. Найпоширенішою серед них є система сіє  $lab$ , або  $l^*a^*b^*$  чи просто  $lab$ . Ця система рівноконтрастна не тільки відносно колірності, але і відносно сприйняття яскравості стимулів, тобто світлоти. Величина  $l^*$  — рівноконтрастна шкала світлоти, тоді як  $a^*$  та  $b^*$  — рівномірні шкали колірності. Оскільки дана система тривимірна, її прийнято називати колірним простором  $lab$ .

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Простір  $lab$  отриманий шляхом математичних трансформацій простору  $xuz$ , тобто дані  $lab$  можна отримати з даних  $xuz$  чи  $xуу$ , і навпаки.

##### 4.1.3 Параметри відтворюваних телевізійних зображень

Телевізійному перетворенню зображень в електричний сигнал передують побудова оптичного зображення. Це зображення може бути представлене безліччю інтегральних джерел, інтенсивність кожного з яких може приймати т різних значень. Чим більше число елементарних джерел  $n$  (елементів зображення), тим вище гранично помітна детальність зображення, тобто елементи повинні бути досить дрібні, а їх число на зображенні має бути достатньо великою, щоб око не помічав дискретної структури зображення.

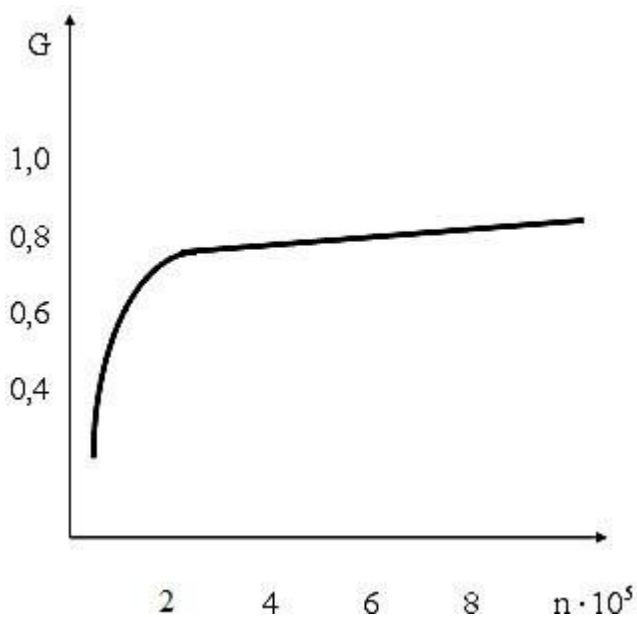


Рис 4.9

Погіршення чіткості при зменшенні числа елементів розпаду

Перший принцип телебачення полягає в розбитті зображення на окремі елементи і в поелементно передачу всього зображення. Елементом зображення називається мінімальна деталь зображення, яка може бути помітна і відтворена тб системою. Зображення, утворене сукупністю всіх елементів, називається кадром.

Другий принцип, на якому базується телебачення, – це послідовні в часі передача і відтворення інформації про яскравість (і кольорі) окремих елементів

зображення. Це можливо завдяки інерційності зору людини, яке виявляється в тому, що миготіння джерела світла при високій частоті мерехтіння здається безперервною, що світиться.

Процес послідовної поелементно передачі (аналізу) і відтворення (синтезу) зображення називається розгорткою зображення.



#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

У тв мовлення системах розгортка зображення і на передавальній, і на приймальній стороні здійснюється в результаті руху променя з постійною швидкістю по горизонталі (рядку) зліва направо і по вертикалі (кадру) зверху вниз. Утворена в процесі розгортки структура поля – сукупність рядків – називається тб растром.

Передача і відтворення кожного елемента зображення повинні здійснюватися синхронно і синфазно. Це забезпечується підтримкою в заданих межах закону розгортки та їх періодичної примусової синхронізацією по рядку і по кадру на передавальній і приймальній сторонах тв системи.

До параметрів, що характеризує якість телевізійного зображення, відносяться масштабування, яскравість і контраст, структурні і колірні параметри. До масштабування телевізійного зображення ставляться розміри телевізійного зображення, формат телевізійного кадру, ступінь геометричної подібності телевізійного зображення до зображеного об'єкту.

Розмір зображення на екрані телевізора залежить від діагоналі екрана кінескопа. Кінескоп — електронно-променева трубка, яка призначена для відтворення телевізійного зображення. Застосовується в телевізійних приймачах, моніторах, індикаторах та інших радіоелектронних пристроях.

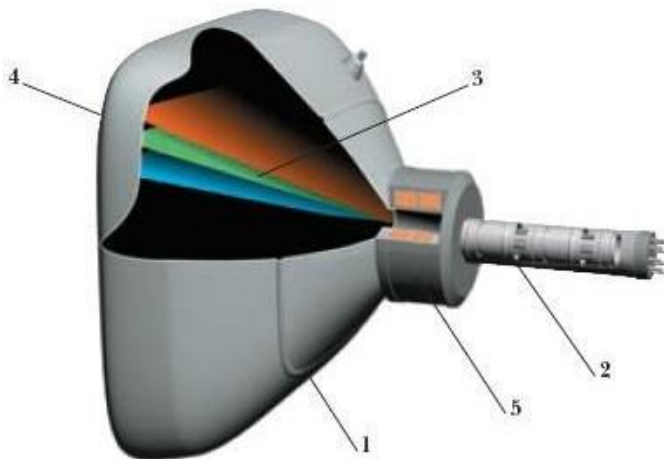


Рис 4.10

Схема приладу кінескопа:

1 – скляна колба; 2 – горловина з електронними гарматами; 3 – електронні промені; 4 – екран; 5 – відхиляюча система

Яскравість зображення оцінюється в канделах на квадратний метр по максимальній яскравості найбільш світлих ділянок зображення. Максимальна яскравість телевізійного зображення на екрані кінескопа кольорового телевізора лежить в межах 170 ... 320 кд/м<sup>2</sup>. Так як яскравість є уніполярною фізичною величиною, сигнал зображення також уніполярний і, отже, має постійну складову, пропорційну середній яскравості зображення. При цьому за позитивну полярність сигналу приймається така полярність, при якій максимальне значення сигналу відповідає максимальній яскравості (рівню

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

білого), а за негативну – полярність, при якій максимальне значення сигналу відповідає мінімальній яскравості (рівню чорного).

Контрастність зображення - характеризує відмінність в яскравості окремих елементів зображення. Контраст зображення залежить від розмірів і взаємного розташування темних і світлих ділянок зображення. Контраст і число відтворених градацій яскравості зображення. Контрастом зображення називається відношення максимальної яскравості зображення  $L_{\max}$  до мінімальної яскравості. Контраст є одним з найважливіших якісних параметрів зображення, так як він характеризує діапазон зміни яскравості і визначає число помітних градацій яскравості (півтонів зображення). При зменшенні контрасту зображення стає бляклим, як би покривається туманом, зменшується розрізнення його деталей. До цього явища призводить і зовнішня засвітка зображення, так як контраст при наявності паразитної засвітки  $L_d$  неминуче падає:

$$K'_{\text{из}} = \frac{L_{\max} + L_d}{L_{\min} + L_d} < K_{\text{из}}.$$

До структурних параметрів телевізійного зображення, що характеризує

його детальність, є роздільна здатність. Роздільна здатність кінескопа характеризує його можливість відображати різні дрібні деталі зображення. Роздільна здатність кількісно виражається максимальним числом чергуються візуально помітних чорних і білих ліній при відтворенні зображення штриховий світи, нанесеної на телевізійній випробувальній таблиці.

розрізняють роздільну здатність по горизонталі і по вертикалі. Сучасні стаціонарні телевізори кольорового зображення забезпечують роздільну здатність по горизонталі 400 ... 450 ліній, по вертикалі 450 ... 500 ліній, переносні - відповідно 300 ... 350 і 350 ... 400 ліній. Найбільша роздільна здатність досягається в гібридних кінескопах з планарним розташуванням електронних гармат і точкової тіньової маскою (близько 1000 телевізійних ліній).

До основних колірних параметрів, які характеризують якість кольорового зображення, відносяться чистота кольору, його насиченість, баланс білого кольору.

Чистота кольору – кількісна колориметрична характеристика зорового

Сприйняття насиченості кольору, що виражається кількістю енергії монохроматичного випромінювання, яке в поєднанні з білим випромінюванням відтворює в колориметричних умовах вимірюваний колір. Найбільшою чистотою кольору, рівної 1,0, володіють чисті спектральні кольори; найменшою, - рівною 0,0 — ахроматичні кольори, що не мають колірного тону.

Насиченість — це інтенсивність певного тону, тобто ступінь візуальної відмінності хроматичного кольору від рівного по світлості ахроматичного

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

(сірого) кольору. Насичений колір можна назвати соковитим, глибоким, менш насичений — приглушеним, наближеним до сірого. Повністю ненасичений колір буде відтінком сірого. Насиченість (saturation) — одна з трьох координат кольорних просторах hsl та hsv. Насиченість (колірна насиченість, в кольорних просторах сіе 1976  $l^*a^*b^*$  та  $l^*u^*v^*$  є неформалізованою величиною, яка використовується в поданні сіе  $l^*c^*h$  світлість, хрому, насиченість, тон.

Баланс білого кольору — один з параметрів передачі кольорового зображення, що визначає відповідність кольорової гами зображення об'єкта кольоровій гамі об'єкта зйомки. Зазвичай вживається як змінювана характеристика фотографічного процесу, фотоматеріалу, систем кольорового

Друку й копіювання, телевізійних систем і пристроїв відтворення графічної інформації (наприклад, моніторів).

Баланс білого, корекція балансу білого, настроювання білої крапки або корекція кольору — технологія корекції кольорів зображення об'єкта до тих кольорів, у яких людина бачить об'єкт у природних умовах (об'єктивний підхід), або до тих кольорів, які є найпривабливішими (суб'єктивний підхід).

виставлення балансу білого не може бути замінене простою зміною яскравості одного з каналів, а встановлюється зміною співвідношення яскравостей каналів таким чином, щоб сумарна яскравість лишалась незмінною.

формат кадру. Форматом кадру називається відношення ширини зображення  $b$  до його висоти  $h$ .

У тб величина формату кадру рівна  $k = 4:3$ , що визначається кутовими розмірами поля ясного зору ока і враховує вибір форми зображення в кіно, фотографії та живопису. У сучасних системах використовується  $k = 16:9$ .

число рядків розкладання. Число рядків розкладання  $z$  визначає номінальну чіткість тб зображення, тобто його детальність. Ці параметри залежать від числа елементів в зображенні  $n$ . Враховуючи, що вздовж рядка укладається елементів,

$$n = zkz = kz^2$$

під елементом розуміється мінімальна ділянка тб зображення, всередині якого відтворюється лише середня яскравість. Число рядків розкладання вибирається виходячи з величини роздільної здатності ока (при розгляданні зображення у вугіллі ясного зору).

число кадрів, переданих в секунду. Число кадрів — число нерухомих зображень, що передаються в одну секунду, — вибирається, виходячи з інерційних властивостей зорового аналізатора. Завдяки інерції зорового

**Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення**

Сприйняття («пам'яті») вдається імітувати плавний рух деталей зображення і сприйняття мерехтливого світлового потоку, як безперервноговипромінювання.

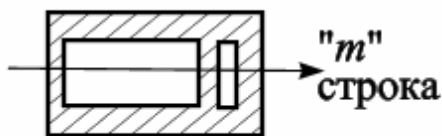
з досвіду кіно відомо, що для отримання враження плавного руху об'єктів в більшості випадків достатньо відтворювати 16 нерухомих зображень на секунду. Однак при такій кількості кадрів очей зауважує мерехтіння яскравості зображення на екрані. Величина критичної частоти мерехтіння, при якій очей перестає помічати періодична зміна яскравості телевізійного екрану, лежить в межах (48 ... 50) гц. Виходячи з цього кількість кадрів тв системи при порядкового розгортці повинно бути вибрано  $n = 50$  к / с. Однак при  $n = 50$  к / с по каналу зв'язку передається надлишкова інформація, що значно розширює спектр сигналу зображення.

скорочення спектру тб сигналу за рахунок зменшення швидкості передачі зображення (числа кадрів в секунду) можна добитися за допомогою черезрядкової розгортки. При такій розгортці кожен кадр передається за два прийоми: спочатку непарні рядки (непарне поле), потім парні (парне поле). При цьому частота мерехтіння яскравості зображення в 2 рази перевищує число кадрів, що передаються у секунду, тому для сучасних мовних систем з чергуванням рядків число кадрів вибрано рівним  $n = 25$  к / с при мерехтінні яскравості зображення з частотою 50 гц. Це дозволяє скоротити спектр частот сигналу зображення в 2 рази і забезпечити непомітність мерехтіння яскравості зображення на екрані.

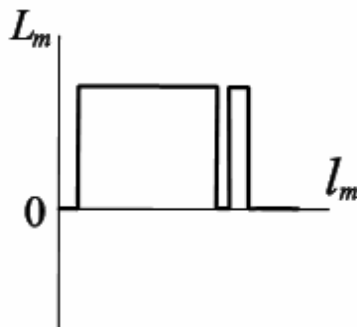
Дійсно, при  $k = 4:3$ ,  $z = 625$  ;,  $n = 25$  к / с верхня частота спектру дорівнює

$$f_z = \frac{kz^2n}{2} = \frac{4}{3} \cdot \frac{625^2 \cdot 25}{2} \approx 6,5 \text{ МГц.}$$

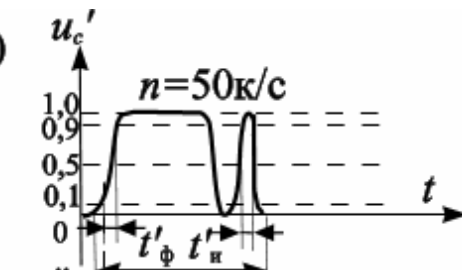
а)



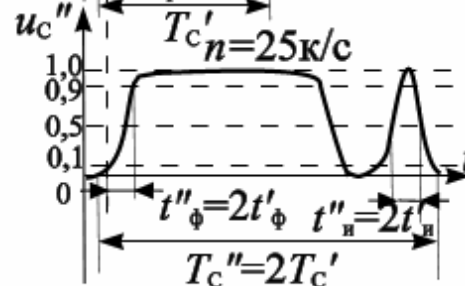
б)



в)



г)



#### **4.1.4 Основні відомості про телебачення**

Телебачення - це передача зображення на відстань за допомогою Електронних пристроїв. При передачі зображення формуються електричні і сигнали елементів зображення, при цьому один кадр зображення Розбивається на рядки. Кількість рядків строго фіксовано по стандарту 625/50 або 575/60. При формуванні окремих рядків елементи зображення перетворюються в електричні сигнали аналогової або цифрової форми. Для перетворення елементів зображення в сигнал застосовують прийомопередавальні елементи, які дозволяють перетворити квант світлової Енергії в електричний сигнал. Світлова енергія, отримана прийомопередавальною трубкою (птт) (або, Інша назва, електронним "оком"), спочатку надходить на потенційний (резистивний) рельєф зображення. Він представляється у вигляді елементів матриці. У кожен момент часу на рельєф надходить світлова енергія певної інтенсивності. Для перетворення світлової енергії в електричну кожного Окремого резистивного елемента зображення застосовується електронний промінь. Він забезпечує струм в ланцюзі, в яку включений резистор Елементів зображення. Зображення з часом змінюється, тому з часом Змінюється і струм в ланцюзі кожного елемента зображення. З урахуванням інтенсивності світлової енергії і величин потенціалів окремих резистивних Елементів відповідно будуть змінюватися величини електричних сигналів.

#### Кольорове телебачення

В основу кольорового телебачення покладено принцип розщеплення Колірної енергії від елемента зображення на три складових кольори – Червоний, синій і зелений. Відповідно до хвильової теорією кольору, червоний колір має довжину хвилі 687 нм, зелений колір - 527 нм, синій колір - 485 нм.

Для отримання чистих червоних, синіх і зелених кольорів застосовується Система дихроическим дзеркал (це спеціальні складові дзеркала, які Дозволяють пропускати або відображати певну хвилю світла.

У відеокамері застосовують два дихроическим дзеркала, розташованих Взаємно перпендикулярно. При цьому перше дзеркало відображає червоний

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Колір і пропускає зелений і синій. Друге дзеркало відображає синій і пропускає зелений колір. Для отримання електричних сигналів аналогової або цифрової форми  $e_r$ ,  $e_g$  і  $e_b$  ( $r$  - red - червоний,  $g$  - green - зелений,  $b$  - Blue - синій) відбиті кольору подаються на прийомопередаючі трубки, які формують електричні сигнали квітів кожного елемента зображення.

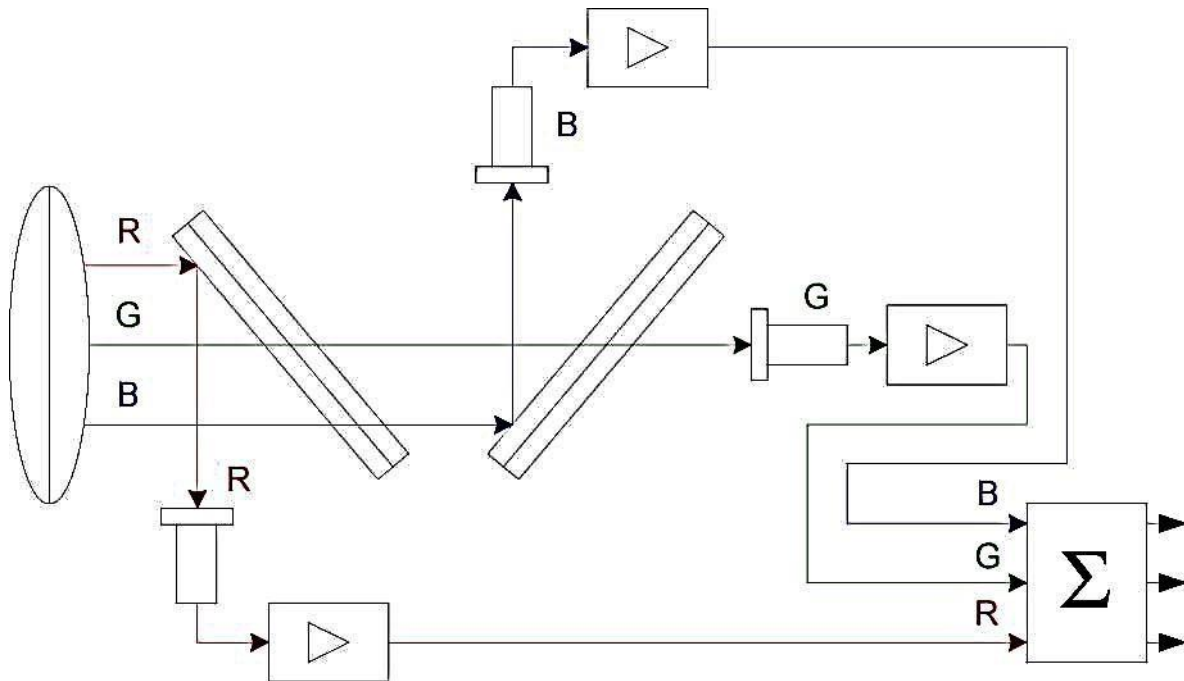


Рис.4.12

#### 4.1.5 Форма повного телевізійного сигналу

Для спрощення процесу ознайомлення доцільно розглянути спочатку структуру телевізійного сигналу в тимчасовому інтервалі, де відсутні кадрові гасять імпульси (кгі). Форма повного телевізійного сигналу, відповідного одному періоду рядкової розгортки  $гг$ .

В інтервалі часу  $t_z$ , відповідному прямому ходу рядкової розгортки, Передається відеосигнал, що представляє собою сукупність електричних імпульсів, пропорційних яскравості елементів зображення що передаються. Рівень відеосигналу, відповідний мінімальному значенню яскравості, Називається рівнем чорного, а рівень, який відповідає максимальному значенню яркості, - рівнем білого. Між цими рівнями розташовуються всі інші значення відеосигналу, відповідні проміжним значенням яскравості.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Світло за своєю природою уніполярний, так як яскравість не може бути негативною величиною. Відеосигнал, будучи величиною, пропорційною Яскравості зображення, також уніполярний, тобто змінюється в одну сторону Від нульового значення і, отже, має «постійну» складову, пропорційну Середній яскравості переданого зображення. Якщо рівню білого відповідає Максимальне значення сигналу, а рівню чорного - мінімальне, то полярність Такого сигналу називається позитивною, а сигнал - позитивним. У

Зворотному випадку відеосигнал має від'ємну полярність і є негативним. Величина повного телевізійного сигналу визначається його розмахом, тобто Різницею між максимальним і мінімальним значеннями напруги ( $u_{max}$ ), і виражається в вольтах.

Щоб зворотні ходи розгортки не були помітні на зображенні, необхідно Яскравість в цей час зробити мінімальною.

Для цієї мети в відеосигнал під час зворотного ходу рядкової і кадровий розгортки вводяться спеціальні рядкові, які гасять імпульси (сг) і кгі, тривалість яких відповідає тривалості зворотних ходів рядкової та кадрової розгортки. За формою гі

Представляють собою прямокутні імпульси. Друге призначення гі полягає в Передачі «постійної» складової телевізійного сигналу. З цією метою Амплітуда сг змінюється в відповідності з величиною напруги «постійної» складової.

Рядкові і кадрові синхроімпульси (ссі, ксі), що передаються по каналу Зв'язку, не повинні заважати передачі відеосигналу, тому їх розташовують на вершинах гі в так званій області «чорніше чорного». Різниця між ними Полягає в частоті повторення і тривалості: частота повторення ссі Відповідає частоті рядків 4, а тривалість дорівнює 4,7 мкс, частота проходження ксі дорівнює 50 гц при тривалості 160 мкс.

У повному телевізійному сигналі за опорний приймається рівень гі. Він Створює межу між областю передачі відеосигнала і областю передачі Сигналів синхронізації. Якщо прийняти весь розмах повного телевізійного сигналу  $u_{max}$  за 100%, то згідно стандарту амплітуда синхронізуючих Імпульсів (сі) завжди повинна становити 30% від цього максимуму поза Залежності від змісту зображення. Ця сталість амплітуди забезпечує надійне Їх відділення від відеосигналу в телевізорах за допомогою амплітудних

Тема 4. **Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення**

селекторів, які представляють собою амплітудні обмежувачі. Рівень білого Відеосигналу при позитивній полярності (див. Рис. 4.13) відстоїть від Максимального рівня повного телевізійного сигналу (контрольного рівня Білого) на 10 ... 15%, а між рівнем чорного і рівнем гі розташовується Охоронна смуга, складова від 0 до 7% від  $U_{max}$  - охоронний рівень в області білої оберігає канал зв'язку від перевантажень. Охоронна смуга в області Чорного необхідна для оберігання синхронізуючих імпульсів від потрапляння імпульсних завад з області відеосигналу.

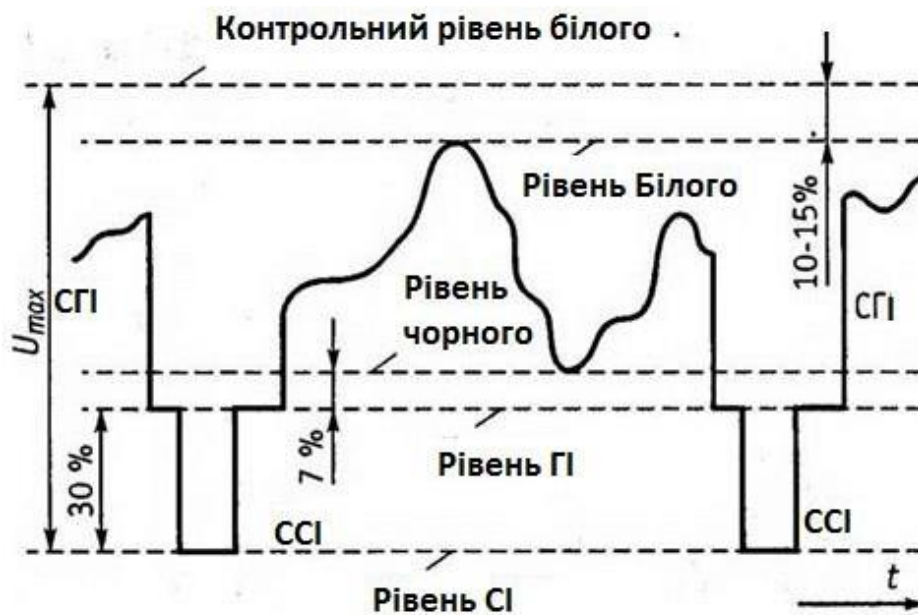


Рис.4.13

**4.1.6 Узагальнена структурна схема телевізійної системи**

Сучасна система телевізійного мовлення складається з двох частин: передаючої і прийомної, між якими знаходиться канал зв'язку. В якості каналу зв'язку використовується радіо простір.

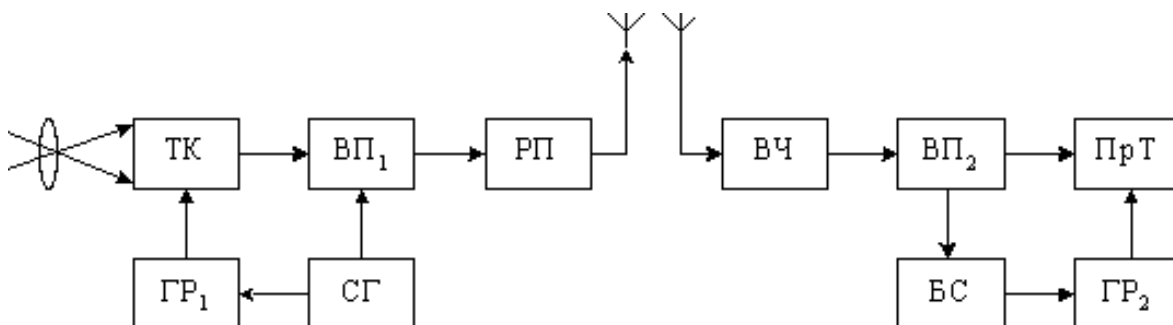


Рис. 4.14. Структурна схема телевізійної системи

Передаюча частина:



#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Тк – телевізійна камера (оптико - електронний перетворювач)

Гр<sub>1</sub>- пристрій розгортки;

Вп<sub>1</sub> – відеопідсилювач;

Сг – синхрогенератор;

Рп – радіопередавач.

Приймачна частина:

Вч – високочастотна частина приймача;

Вп<sub>2</sub> – відеопідсилювач;

Бс – блок синхронізації;

Гр<sub>2</sub> – генератор розгорток;

Прт – приймальна телевізійна трубка (розгортальний пристрій).

Приймально передавальна трубка ( тк)

Основними елементами ппт є:

1. Фоторезистивний шар (фото мішень).

2. Дрібноструктурна сітка, що забезпечує дискретне уявлення

Фотомішені і знаходиться перед фоторезистивний шаром.

3. Електронна гармата.

4. Відхиляюча система, що забезпечує формування магнітного поля,

Яке змінюється за законом пилоподібної напруги.

5. Котушка індуктивності, що забезпечує лінійність променя і

Перпендикулярність потрапляння його на фото мішені по всій її площині.

6. Струмоз'ємне кільце, яке контактує з усім резистивним шаром.у результаті в ппт електронний промінь переміщається строго по закону:зліва направо, зверху вниз. Зображення на екрані прямокутне. Длязабезпечення цього тривалість одного рядка строго фіксована - рівно 64 мкс.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

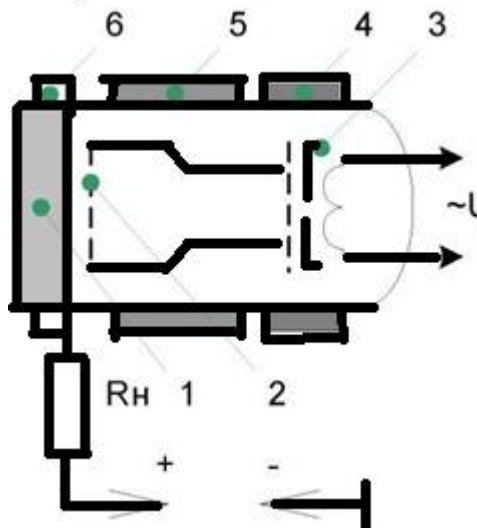


Рис.4.15.приймально-передавальна трубка

#### Генератор розгортки

Генератор електричних коливань різної форми (синусоїдальної, пилоподібної та ін.) Для переміщення (розгорнення) по заданому закону променя на екрані епп. Найбільш поширені генератори тимчасової розгорнення, при якій переміщення променя на екрані прямо пропорційно часу. Генератор розгортки застосовують в осцилографіях, тв пристроях, радіолокації. Індикаторах.

#### Генератор рядкової розгортки (грр)

пристрій, призначений для здійснення рядкової розгортки телевізійного зображення. Грр входять до складу телевізійних передавальних камер і телевізійних приймальних пристроїв. Вони забезпечують синхронне і синфазне лінійне відхилення електронних променів в передавальних і приймальних електронно-променевих трубках. При цьому, як правило, використовується магнітне відхилення променя за допомогою так званих відхиляючих котушок, в яких протікає генерований грр струм, що змінюється за законом, близькому до лінійного (пилкоподібний струм).

зазвичай грр містить : генератор імпульсів малої тривалості, повторюваних з частотою рядкової розгортки; електричну ланцюг, формуючу з них необхідну керуючу напругу; вихідний каскад посилення потужності, як правило, з трансформатором в ланцюзі навантаження. Крім струму, що живить котушки, що відхиляють, з трансформатора додатково знімаються імпульси високої напруги для харчування (після їх випрямлення) другого анода, що прискорює і фокусує електроди кінескопа, а також імпульси для гасіння зворотного ходу променя по горизонталі.

#### Генератор кадрової розгортки (гкр)

Електронний пристрій для розгортки зображення у вертикальному напрямку. Гкр застосовують в телевізійній передавальній камері і телевізорі для

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

синфазного і синхронного відхилення електронних променів передавальної і приймальної електронно-променевих трубок. В телебаченні, як правило, для кадрової розгортки використовується магнітне відхилення електронного променя. Воно створюється протікає в котушках, що відхиляють електричним струмом; сила струму лінійно змінюється по пилкоподібний закону. Такої форми ток одержують за допомогою гкр, основними частинами якого є: автогенератор прямокутних імпульсів малої тривалості з частотою повторення їх 50 або 60 гц, ланцюг або каскад формування керуючої (пилообразної) напруги і вихідний каскад відхилення. генератором прямокутних імпульсів найчастіше служить блокінг-генератор, рідше - мультівібратор, на які подаються кадрові синхронізуючі імпульси містяться в повному телевізійному сигналі, керуюча напруга формується в каскаді на електронній лампі або транзисторі з розрядної ланцюгом.

Найбільш поширений вихідний каскад відхилення з трансформаторним виходом, до якого підключаються кадрові котушки, що відхиляють. На такий вихідний каскад подається керуюча напруга імпульсно-параболічної форми.

#### відеопідсилювач

Широкосмуговий ламповий або напівпровідниковий підсилювач, застосовують в телевізійних, радіолокаційних, осцилографічних та ін. Пристроях для посилення відеосигналами перед подачею їх на електронно-променеву трубку. Для збереження форми відеосигналів він повинен рівномірно (відхилення не більше 1-3 дб) їх підсилювати в широкій смузі пропускання частот (від 10-30 гц до 4-6 мгц) без помітних фазових спотворень. Найчастіше застосовують схеми одно- і двукаскадного відеопідсилювача, в ланцюг навантаження підсилювальної ступені яких включається резистор з малим опором з різним поєднанням котушок індуктивності, конденсаторів, резисторів. Ці сполучення вибираються таким чином, щоб викликати підйом посилення в області високих і низьких частот, що приводить до рівномірного посилення і зменшення фазових спотворень в більш широкій смузі частот.

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

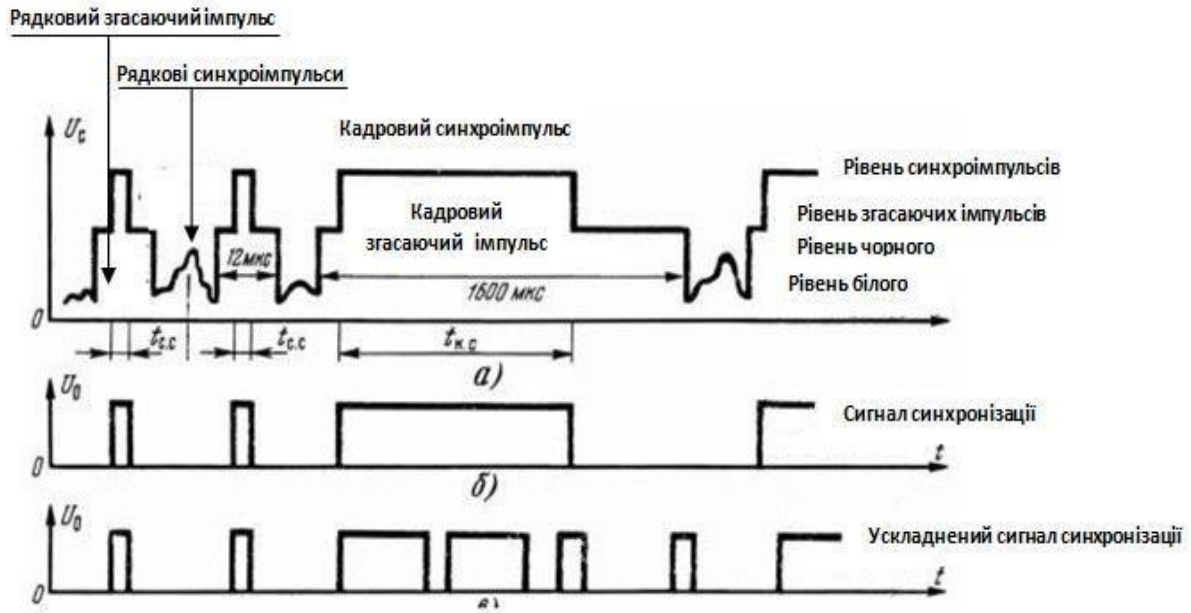


Рис.4.16.

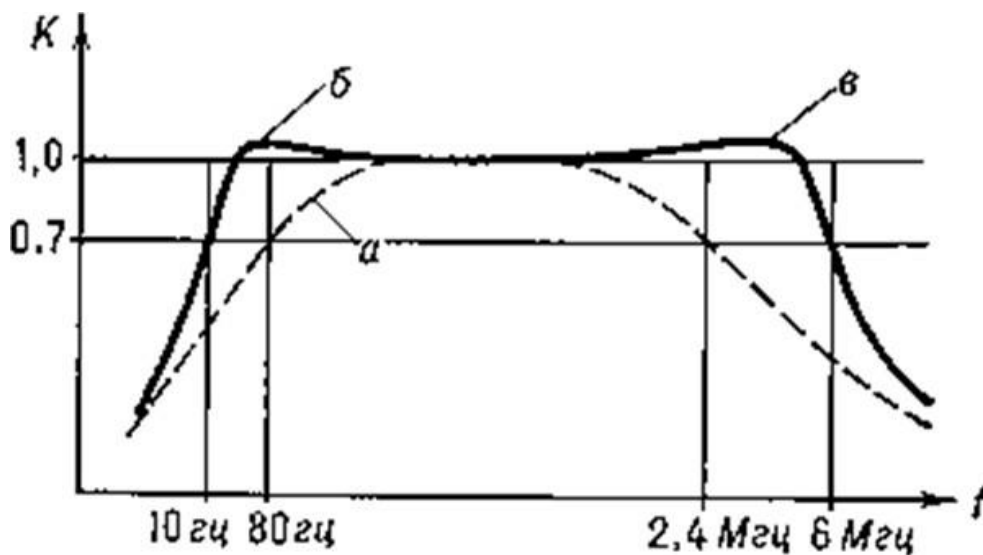


Рис.4.17. Пояснення призначення згасаючих імпульсів, передаючих сумісно з відеосигналом.

### Синхрогенератор

Синхрогенератор - електронне пристрій, що виробляє різні види імпульсів заданої форми і з належними тимчасовими зрушеннями між ними. Застосовується, головним чином, в тв апаратурі (на телецентрах) для формування синхронізуючих (малих і кадрових) і гасять імпульсів управління роботою пристроїв розгортки зображення, в апаратурі багатоканального зв'язку з тимчасовим поділом каналів.

Сигнали синхронізації вироблювані в синхрогенератора представляють собою імпульси різної тривалості і частоти. Одні імпульси синхронізації виробляються один раз протягом періоду рядкової розгортки, інші - один раз

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

протягом періоду вертикальної розгортки. Імпульси синхронізації надходять в розгортають пристрою, а також в відеопосилувач, де підсумовуються з сигналом яскравості, після чого подаються в передавальний пристрій. Сукупність сигналів синхронізації, передана спільно з сигналом яскравості по каналу зв'язку, яка потім надходить безпосередньо в телевізійні приймачі, називається синхросуміш'ю.

У телевізійній системі розгортають пристрою на що аналізує й синтезує сторонах працюють в автоколивальному режимі. Синхронність і синфазність їх роботи забезпечується подачею на них сигналів синхронізації.

Синхрогенератор виробляє також згасаючі сигнали зворотних ходів розгортають елементів (електронних променів) в передавальних і відтворюючих пристроях, забезпечують їх замикання на час зворотних ходів. На майданчиках згасаючих імпульсів розташовуються синхронізуючі імпульси.

Результуючий сигнал, що складається з сигналу яскравості (відеосигналу), згасаючого імпульсу і сигналу синхронізації, називається повним телевізійним сигналом.

#### Радіопередавач

Радіопередавач — пристрій, який разом з антеною забезпечує формування та випромінювання радіочастотного сигналу. Функціонально радіопередавач складається з наступних частин: електронний генератор (наприклад, синтезатор з фапч або dds); модулятор (наприклад, аналоговий або dsp із застосуванням векторної модуляції iq); попереднього, основного і кінцевого підсилувачів; схем узгодження імпедансів, фільтрів, систем захистів від аварійних режимів роботи, вимірювання параметрів і індикації.

Радіопередавач дуже часто використовується разом з радіоприймачем і живильним пристроєм, разом весь цей комплекс називається радіостанцією. Самостійно радіопередавачі використовуються в тих областях, де не потрібний прийом інформації в місці її передачі — сигнали точного часу, різноманітні навігаційні радіомаяки для визначення місцезнаходження об'єктів, багатопозиційна радіолокація, радіомовлення,

дистанційне керування, телеметрія і т. Д.

#### канал зв'язку

Канал — частина комунікаційної системи, яка зв'язує між собою джерело та приймач повідомлень.

Канал поширення сигналу може бути штучним, природним і комбінованим. У першому і третьому випадку – це сукупність технічних засобів та середовища розповсюдження, що забезпечує передавання повідомлень від відправника до одержувача.

Середовище найчастіше має штучне походження: металевий дріт, хвилевід, скловолокно, але може бути і природним: вакуум, повітря, вода. Передача

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

енергії завжди супроводжується розсіюванням частини енергії. Величина, пропорційна логарифму відношення потужностей отриманого і переданого сигналів, називається згасанням. В основі роботи к.з. лежить поширення вздовж лінії зв'язку акустичних або електромагнітних коливань у вигляді імпульсів (дискретні сигнали) чи синусоїдальних гармонік (безперервні сигнали). Накладання сигналу як функції часу на первинний коливальний процес полягає в зміні амплітуди, частоти і фази коливань і називається відповідно амплітудною, частотною і фазовою модуляцією.

Частотний діапазон коливального процесу, в якому згасання сигналу приблизно однакове для довільної частоти, називається смугою пропускання. Він визначається для телефонних каналів зв'язку. У межах 300–3400 гц, радіомовних — 30 гц — 15 кгц, телевізійних — 50 гц — 5 мгц, з оптичного волокна — до сотень мгц. В обчислювальній техніці канал зв'язку використовують для передачі двійкової інформації між вузлами процесора (шиною, магістраллю), процесором і зовнішнім пристроєм для зв'язку еомі терміналів (локальна мережа) і для віддаленого зв'язку еом з еом (регіональна та глобальна мережі). Пропускна здатність, або швидкодія, цифрового каналу визначається кількістю бітів інформації, що передається за одиницю часу. Одиниця швидкодії в 1 біт/с називається бод. Внутрішня магістраль еом працює зі швидкістю, яка визначається тактовою частотою її елементної бази становить десятки мбіт/с. Селекторний канал використовується для сполучення із зовнішньою магнітною пам'яттю і переключається по черзі на той або інший пристрій. Мультиплексний канал дозволяє з'єднувати процесор одночасно з кількома зовнішніми пристроями (дисплеєм, принтером і т.п.). Швидкодія каналу у локальних мережах залежить від їх конструкції становить від декількох кбіт/с до 10 мбіт/с. У локальних мережах все частіше використовують радіоканали.

#### приймачна частина

Радіоприймач — пристрій, призначений для приймання електромагнітних хвиль радіодіапазону (тобто з довжиною хвилі від декількох тисяч метрів до частин міліметра) з наступним перетворенням інформації, яка у них зберігається до вигляду, в якому вона може бути використана.

У найзагальнішому вигляді принцип роботи радіоприймача виглядає так: коливання електромагнітного поля (суміш корисного радіосигналу і перешкод різного походження) наводять у антені змінний електричний струм; отримані таким чином електричні коливання фільтруються для відділення необхідного сигналу від перешкод; з сигналу виділяється (детектується) корисна інформація; отриманий в результаті сигнал перетворюється у вид, придатний для використання: звук, зображення на екрані телевізора, потік цифрових даних, безперервний або дискретний сигнал для управління виконавчим пристроєм (наприклад, телетайпом або рульовою машинкою) тощо. В залежності від конструкції приймача сигнал в його тракці може проходити, крім

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

детектування, багатоетапну обробку: фільтрацію за частотою, підсилення, перетворення частоти (зсув спектру), обмеження за амплітудою, оцифровку з подальшою програмною обробкою і перетворенням в аналоговий вигляд.

У приймальному пристрої відбувається посилення прийнятого телевізійного сигналу як за високою (радіо), так і проміжною частотам, а також його детектування.

після детектування повний телевізійний сигнал надходить на відеопосилувач, де відбувається посилення сигналу до необхідної величини для управління перетворювачем сигнал-світло, наприклад, кінескопом, і на селектор імпульсів синхронізації. У цьому пристрої здійснюється виділення з повного телевізійного сигналу імпульсів синхронізації, які управляють розгортають пристроїв, забезпечуючи синхронність і синфазність руху розгортають елементів аналізує і синтезує пристроїв.

### 4.2 Контрольні питання.

1. поясніть принципи роботи зорової системи людини

Зорова сенсорна система складається з трьох частин:

- периферичної, що представлена рецепторним апаратом сітківки ока (паличками та колбочками);
- провідникової, що складається з чутливого правого і лівого зорового нерва, часткового перехреста нервових зорових шляхів правого і лівого ока (хіазма), зорового тракту, що зазнає багатьох перемикань, коли проходить через зорові пагорбки чотиригорбикового тіла середнього мозку і таламус (латеральні колінчасті тіла, рис.б) проміжного мозку і далі продовжується до кори головного мозку;
- центральної, що знаходиться у потиличних ділянках кори головного мозку і де саме розташовані вищі зорові центри.

Функцією зорового аналізатора є зір, то б то здатність сприймати світло, величину, взаємне розташування та відстань між предметами за допомогою органа зору, яким є пара очей.

Будова очного яблука

Відділ органа	Будова	Функція
Зовнішня оболонка		
Фіброзна Оболонка:	Фіброзна оболонка є непрозорою капсулою, утвореною сполучною тканиною. Має два відділи: задній	

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та		
Відділ органа	Будова	Функція
Середня оболонка	Утворена щільною волокнистою сполучною тканиною. У шарі тканини переплетені колагенові й еластичні волокна	Захищає внутрішнє ядро ока, зберігає його форму
	Утворена сполучною тканиною,	Пропускає та заломлює
Судинна Оболонка:	Судинна оболонка багата на кровоносні судини. Складається з власне судинної оболонки, війкового тіла й райдужної оболонки	Живлення очного яблука, сприйняття й передача світла до кришталика
— райдужна оболонка	Райдужка містить пігментні клітини, де розташований пігмент, що визначає колір очей. У центрі райдужки є отвір — зіниця. Навколо зіниці розміщені кругові м'язи, внаслідок скорочення яких зіниця звужується. Вона змінює свій діаметр рефлекторно, залежно від інтенсивності освітлення	Пропускання світла
— війкове тіло	Розташовується в передній частині судинної оболонки. Складається з м'язів і зв'язок, до яких прикріплена капсула	Зміна кривизни кришталика



**Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення**

	кришталіка. М'язи війкового тіла змінюють кривизну кришталіка	
— власне судинна оболонка	Займає задню частину очного яблука. Багата на кровоносні судини. Містить чорний пігментний шар, що поглинає світло	Живлення очного яблука й поглинання світла
Внутрішня оболонка		
Світлочутлива Сітківка	Сітківка містить світлочутливі рецептори: палички та колбочки. Центр сітківки більше заповнений колбочками, периферія — паличками (жовта пляма). Світлочутливі клітини — палички та колбочки — здатні перетворювати енергію світла в енергію нервового імпульсу й у такий спосіб передавати збудження у вищі відділи головного мозку	Колбочки сприймають колір, форму та деталі об'єкта, забезпечують денний зір. Палички сприймають форму й забезпечують зір за умов слабкого освітлення

**Ядро очного яблука**

Кришталік	Є прозорою еластичною двоопуклою лінзою. Розташований за зіницею. Судини й нерви відсутні. Занурений у капсулу, сполучену з війковим тілом. Скорочення цих м'язів приводить до зміни кривизни кришталіка	Заломлює світлові промені, що входять в око, і фокусує їх на сітківці. Змінюючи кривизну, кришталік забезпечує «далекий» і «короткий» («ближній») зір
Скliste тіло	Заповнює всю порожнину очного яблука за кришталіком. Має вигляд зовсім прозорої желеподібної маси, не має кровоносних судин	Має світлозаломну здатність, підтримує внутріш-ньоочний тиск
Водяниста	Між кришталіком і райдужкою	Підтримує форму ока завдяки

Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Волога	розташована задня камера ока, між рогівкою і райдужкою — передня камера. Водяниста волога заповнює порожнини камер	гідростатичному тиску водянистої вологи та склистого тіла
Зоровий нерв	Фоторецептори сполучаються з нервовими клітинами, потім — із нервовим волокном (зоровим нервом). Місце виходу зорового нерва із сітківки називається сліпою плямою, бо воно позбавлене фоторецепторів	Передача зорової інформації в зорову кору великих півкуль

2. Перерахуйте основні характеристики зорового аналізатора

Зір дає змогу сприймати форму, яскравість, колір і рух об'єктів. Можливості зорового аналізатора визначаються його енергетичними, просторовими, часовими та інформаційними характеристиками.



Світлова чутливість  
світлова чутливість вимірюється величиною порогу сприйняття світлового подразника.  
око має різну чутливість у різних умовах. При

поганому освітленні, зір зумовлений чутливістю паличок. Такий зір називається скотопічним зором. На противагу, фотопічний зір - це зір при доброму освітленні, коли основну роль у світлосприйнятті відіграють колбочки.

Гострота зору

здатність різних людей бачити великі або менші деталі предмету з однієї і тієї ж відстані при однаковій формі очного яблука й однаковій заломлювальній силі діоптричної очної системи зумовлюється відмінністю у відстані між паличками і колбочками сітківки і називається гостротою зору.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

прийнято вважати, що при граничному куті розрізнення рівному  $1'$ , гострота зору дорівнює 1. Якщо око дозволяє розрізнити  $30''$ , то гострота зору дорівнює 2 і т. Д.

#### Бінокулярність

розглядаючи предмет обома очима, ми бачимо його тільки тоді одиничним, коли осі зору очей утворюють такий кут збігання (конвергенцію), при якому симетричні виразні зображення на сітківках утворюються в певних відповідних місцях чутливої жовтої плями (fovea centralis). Завдяки такому бінокулярному зору ми не тільки робимо висновки про відносне положення і відстань до предметів, але й сприймаємо враження рельєфу та об'єму.

#### 3. Назвіть основні положення теорії кольорового зору

зір — відчуття (сенсорне відчуття), що дозволяє сприймати світло; колір та зовнішню структуру навколишнього світу у вигляді зображення або картини.

Теорії кольорового зору. Більшістю визнається трьохкомпонентна теорія кольорового зору юнга — гельмгольца. Основи цієї теорії були викладені м. В. Ломоносовим (1756).

Відповідно до цієї теорії, в сітківці є три види колбочок, кожен з яких містить особливу кольорореактивну речовину. Завдяки вмісту різних кольорореактивних речовин одні колбочки володіють підвищеною збудливістю до насиченого червоного кольору, інші — до насиченого зеленого, треті — до насиченого синьо-фіолетового.

Передбачається, що існують колбочки, що реагують тільки на дію світлових хвиль певної довжини (модулятори) і на хвилі більш широкого діапазону (домінатор), а сприйняття червоного, зеленого і синьо-фіолетового — результат спільної реакції трьох угруповань різних модуляторів (р. Граніт, 1955).

У зоровому нерві існують три особливі групи нервових волокон, кожна з яких проводить аферентні імпульси від однієї з груп колб. У природних умовах світло діє не на одну з груп колбочок, а на дві або навіть три групи, при цьому хвилі різної довжини збуджують їх у різного ступеня.

Характер колірного відчуття обумовлений фізіологічними процесами в зоровому аналізаторі. При відведенні потенціалів від окремих волокон зорового нерва найбільша електрична активність виявлена на ділянках помаранчевого, зеленого і синьо-фіолетового. Трикомпонентна теорія підтверджується електрофізіологічними дослідженнями. Доведено, що збудливість зелено- і сінереактивних елементів сітківки зростає при збільшенні тону симпатичної системи, а збудливість краснореактивних елементів зростає при збільшенні тону парасимпатичної системи. Проте нещодавно висунута двокомпонентна

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

теорія на тій підставі, що всі відчуття кольору виходять при суміщенні наекрані двох позитивів: жовтувато-зеленого і оранжево-червоного (е. Ленд).

На думку п. Л. Лазарева, відчуття кольору виникають при достатній концентрації іонів, які утворюються при фотохімічному розпаді трьох кольорореактивних речовин, що мають різні спектри поглинання. При впливі білого кольору концентрація іонів, що утворилися з усіх трьох речовин, однаково велика. Кольоровідчуття виникають при неоднаковій концентрації іонів.

Друга теорія відчуття кольору — е. Герінга (1872) — виходить з особливостей сприйняття кольорів спектра. Відповідно до цієї теорії існують прості кольори: червоний, жовтий, зелений, синій, білий, чорний. Основні зорові відчуття є результатом процесів дисиміляції та асиміляції, що відбуваються в трьох кольорореактивних речовинах.

При спричиненій дії світлових променів дисиміляції цих речовин виникають відчуття білого, червоного і жовтого. При дії інших світлових променів відбувається асиміляція цих речовин, що дає відчуття чорного, зеленого і синього. Коли два додаткових кольори одночасно викликають асиміляцію та дисиміляцію, вони врівноважують один одного і залишаються тільки хімічні процеси в біло-чорній речовині, так з'являється сірий колір. При дії на кожне око різних кольорів виходить бінокулярне змішання кольорів. Цей факт вказує на те, що основну роль у виникненні кольоровідчуттів відіграють процеси, що протікають в зоровому аналізаторі великих півкуль.

#### 4. Поясніть принципи побудови кольорової системи хуз

в основу побудови системи хуз були покладені наступні умови:

- 1) питомі координати – криві змішання не повинні мати негативних ординат, тобто всі реальні кольори визначаються позитивними значеннями модулів основних кольорів вибраної координатної системи;
- 2) кількісна характеристика кольору – яскравість – повинна повністю визначатися одним його компонентом;
- 3) координати білого кольору рівноенергетичного випромінювання  $e$  повинні бути рівними.

для забезпечення даних умов в якості основних кольорів були обрані три теоретичні (реально не відтворюваних) кольори хуз. Координатна система хуз вибрана так, щоб вектори основних кольорів знаходились в кольоровому просторі поза тілом реальних кольорів. Осі  $x$ ,  $y$ ,  $z$  являються ортогональною декартовою системою координат осей в кольоровому просторі – координата  $y$  повністю визначається яскравістю кольору, а два інших основні кольори  $x$  і  $z$  лежать в площині нульової яскравості.

Вимірявши координати кольору всіх спектрально чистих випромінювань видимої зони спектру ми отримаємо координатну систему всіх можливих кольорів. Присутність в цій системі від'ємних координат робило її незручною в

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

користуванні, оскільки більшість обрахунків в цей час проводилися вручну. Це було однією з причин створення системи хуз, в якій всі координати кольору мають позитивні значення.

Система хуз також базується на адитивному змішуванні стимулів, проте на відміну від системи rgb, яка використовувалася в описаному вище візуальному колориметрі, в хуз використовуються нереальні, математично описані стимули, які підібрані з метою полегшення обрахунків. Тобто при отриманні системи хуз використовувалися не досліди, а математичні перетворення даних дослідів гільда та райта. Координати кольору хуз не мають від'ємних значень, і саме ця система використовується для опису стандартного спостерігача сіє. Дані хуз можуть бути отримані вимірюванням на колориметрах, які мають безпосередньо проградуєвані в хуз шкали (це можливо, незважаючи на нереальність основних стимулів хуз), або шляхом проведення обрахунків за даними спектрального розподілу енергії відбивання, пропускання чи випромінювання. Провівши обчислення координат кольору приведених вище метамерних кривих в системі хуз, ми отримаємо однакові координати кольору цих двох стимулів. Незалежно від спектрального розподілу, стимули, що викликають відчуття однакового кольору, будуть мати однакові координати кольору хуз. Тобто ця система описує, як будуть сприйматися колірні стимули нашою зоровою системою і її можна використовувати для числового опису кольору.

5. яким чином здійснюється вибір формату і розмірів телевізійного зображення?

До масштабування телевізійного зображення ставляться розміри телевізійно-

го зображення, формат телевізійного кадру, ступінь геометричної подібності телевізійного зображення до зображеного об'єкту.

Розмір зображення на екрані телевізора залежить від діагоналі екрана кінескопа. Кінескоп — електронно-променева трубка, яка призначена для відтворення телевізійного зображення. Застосовується в телевізійних приймачах, моніторах, індикаторах та інших радіоелектронних пристроях.

формат кадру. Форматом кадру називається відношення ширини зображення  $b$  до його висоти  $h$ .

У тб величина формату кадру рівна  $k = 4:3$ , що визначається кутовими розмірами поля ясного зору ока і враховує вибір форми зображення в кіно, фотографії та живопису. У сучасних системах використовується  $k = 16:9$ .

число кадрів, переданих в секунду . Число кадрів – число нерухомих зображень, що передаються в одну секунду, – вибирається, виходячи з інерційних властивостей зорового аналізатора. Завдяки інерції зорового сприйняття («пам'яті») вдається імітувати плавний рух деталей зображення і сприйняття мерехтливого світлового потоку, як безперервного випромінювання.

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

з досвіду кіно відомо, що для отримання враження плавного руху об'єктів в більшості випадків достатньо відтворювати 16 нерухомих зображень на секунду. Однак при такій кількості кадрів очей зауважує мерехтіння яскравості

Зображення на екрані.

Величина критичної частоти мерехтіння, при якій очі перестають помічати періодичну зміну яскравості телевізійного екрану, лежить в межах (48 ... 50) гц.

Виходячи з цього кількість кадрів тв системи при порядку розгортці повинно бути вибрано  $n = 50$  к / с. Однак при  $n = 50$  к / с по каналу зв'язку передається надлишкова інформація, що значно розширює спектр сигналу зображення.

скорочення спектру тб сигналу за рахунок зменшення швидкості передачі зображення (числа кадрів в секунду) можна добитися за допомогою

Черезрядкової розгортки. При такій розгортці кожен кадр передається за два прийоми: спочатку непарні рядки (непарне поле), потім парні (парне поле). При цьому частота мерехтіння яскравості зображення в 2 рази перевищує число кадрів, що передаються у секунду, тому для сучасних мовних систем з чергуванням рядків число кадрів вибрано рівним  $n = 25$  к / с при мерехтінні яскравості зображення з частотою 50 гц. Це дозволяє скоротити спектр частот сигналу зображення в 2 рази і забезпечити непомітність мерехтіння яскравості зображення на екрані. Дійсно, при  $k = 4:3$ ,  $z = 625$  ;,  $n = 25$  к / с верхня частота спектру дорівнює

$$f_z = \frac{kz^2n}{2} = \frac{4}{3} \cdot \frac{625^2 \cdot 25}{2} \approx 6,5 \text{ МГц.}$$

6. З яких умов визначається число рядків розкладання тб зображення?

число рядків розкладання. Число рядків розкладання  $z$  визначає номінальну чіткість тб зображення, тобто його детальність. Ці параметри залежать від числа елементів в зображенні  $n$ . Враховуючи, що вздовж рядка укладається елементів,  $N = zkz = kz^2$

під елементом розуміється мінімальна ділянка тб зображення, всерединякого відтворюється лише середня яскравість. Число рядків розкладання вибирається виходячи з величини роздільної здатності ока.

7. Чому рівняється частота зміни кадрів в тб системі?

кількість кадрів на секунду — це число нерухомих зображень, що послідовно змінюються одне за одним впродовж однієї секунди відеоматеріалу, створюючи ефект руху об'єктів на екрані.

Чим більша частота кадрів на секунду, тим плавнішим і природнішим буде здаватися рух. Мінімальний показник, за якого рух буде сприйматися однорідним — приблизно 10 кадрів на секунду (це значення індивідуальне для

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

кожної людини). У традиційному плівковому кінематографі використовується частота 24 кадри на секунду. Системи телебачення pal й secam використовують 25 кадрів на секунду (англ. 25 fps або 25 герц), а система ntsc використовує 29,97 кадри на секунду. Комп'ютерні оцифровані відеоматеріали гарної якості, як правило, використовують частоту 30 кадрів на секунду. Верхня гранична частота мерехтіння, що сприймається людським мозком, в середньому становить 39-42 герца й індивідуальна для кожної людини. Деякі сучасні професійні камери можуть знімати з частотою до 120 кадрів на секунду. Застосовуються також спеціальні камери для надшвидкої зйомки з частотою до 1000 кадрів на секунду і вище, така швидкість необхідна для детального вивчення траєкторії польоту кулі або структури вибуху.

8. Дайте кількісну характеристику яскравості і контрасту тб зображень

Яскравість зображення оцінюється в канделах на квадратний метр по максимальній яскравості найбільш світлих ділянок зображення. Максимальна яскравість телевізійного зображення на екрані кінескопа кольорового телевізора лежить в межах 170 ... 320 кд/м<sup>2</sup>. Так як яскравість є уніполярною фізичною величиною, сигнал зображення також уніполярний і, отже, має постійну складову, пропорційну середній яскравості зображення. При цьому за позитивну полярність сигналу приймається така полярність, при якій максимальне значення сигналу відповідає максимальній яскравості (рівню білого), а за негативну – полярність, при якій максимальне значення сигналу відповідає мінімальній яскравості (рівню чорного).

Контрастність зображення - характеризує відмінність в яскравості окремих елементів зображення. Контраст зображення залежить від розмірів і взаємного розташування темних і світлих ділянок зображення.

Контраст і число відтворюваних градацій яскравості зображення контрастом зображення називається відношення максимальної яскравості зображення  $I_{\max}$  до мінімальної яскравості. Контраст є одним з найважливіших якісних параметрів зображення, так як він характеризує діапазон зміни яскравості і визначає число помітних градацій яскравості (півтонів зображення). При зменшенні контрасту зображення стає бляклим, як би покривається туманом, зменшується розрізнення його деталей. До цього явища призводить і зовнішня засвітка зображення, так як контраст при наявності паразитної засвітки  $I_d$  неминуче падає:

$$K'_{\text{из}} = \frac{L_{\max} + L_d}{L_{\min} + L_d} < K_{\text{из}}$$

9. Чому в телевізійній системі забезпечують пропорційність між відтворенням півтонів і розподілом яскравостей в спостережуваних об'єктах?

при пропорційному відтворенні градації яскравості телевізійного зображення розподіляється рівномірно по шкалі півтонів спостережуваного

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

об'єкта. Наприклад, дві градації яскравості об'єкта відтворюються одною градацією в тб зображенні.

пропорційна залежність яскравості відповідає степеневій залежності контрастів, а коефіцієнт пропорційності рівний показнику степеня  $\gamma$ .

Зазвичай градація яскравості відтворюваного телевізійного зображення не пропорційно розподіляється по градаціям спостережуваного об'єкта.

наприклад, в темних місцях декілька градацій яскравості об'єкта відтворюється однією градацією яскравості зображення, а одна градація яскравості у світлих місцях відтворюється інтервалом яскравості, рівним декільком градаціям. В цьому випадку, півтона в темних місцях об'єкта на відтворюваному телевізійному зображення будуть однакової яскравості (зіллються), а в світлих місцях будуть мати підвищену контрастність.

10. Як називаються електронні пристрої, що коректують амплітудну характеристику телевізійної системи?

В телебаченні задача пропорційності відтворення півтонів вирішується використання спеціальних електронних коректорів, що мають необхідну амплітудну характеристику. Подібні прилади отримали назву гамма-коректорів.

Гамма-коректори в кольоровому телебаченні будуються за звичайними схемами. Тільки включати їх потрібно доцільно роздільно в кожен канал колірної інформації, оскільки модуляційні характеристики кольороперетворювачів (три трубки або три променя в одній трубці) можуть розрізнятися одна від іншої. Змінні гамма-коректори виконані у вигляді вставних модулів.

Описані гамма-коректори служать для корекції нелінійної характеристики приймальної трубки. Тому, перш ніж задаватися коефіцієнтом нелінійності для коректора, слід визначити значення у приймаючої трубки.

Призначення гамма-коректора полягає в лінеаризації (один з методів наближеного подання нелінійних систем, при якому дослідження нелінійної системи замінюється аналізом лінійної системи, в деякому розумінні еквівалентної початковій) характеристики передачі. Іншими словами, гамма-коректор призначається для отримання результуючого значення, рівного одиниці.

11. як створюється кольорове зображення?

В основу кольорового телебачення покладено принцип розщеплення колірної енергії від елемента зображення на три складових кольори - червоний, синій і зелений.

відповідно до хвильової теорії кольору, червоний колір має

Довжину хвилі 687 нм, зелений колір - 527 нм, синій колір - 485 нм.

Для отримання чистих червоних, синіх і зелених кольорів застосовується



#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Система дихроическим дзеркал (це спеціальні складові дзеркала, які Дозволяють пропускати або відображати певну хвилю світла) .

У відеокамері застосовують два дихроическим дзеркала, розташованих Взаємно перпендикулярно. При цьому перше дзеркало відображає червоний колір і

Пропускає зелений і синій. Друге дзеркало відображає синій і пропускає Залишився зелений колір.

Для отримання електричних сигналів аналогової або цифрової форми  $E_r, e_g$  і  $e_b$  ( $r$  - red - червоний,  $g$  - green - зелений,  $b$  - blue - синій)

Відбиті кольору подаються на прийомопередавальні трубки, які і

Формують електричні сигнали квітів кожного елемента зображення.

12.перерахуйте основні елементи приймально передавальної трубки

Основними елементами ппт є:

1. Фоторезистивний шар (фото мішень).

2.дрібноструктурна сітка, що забезпечує дискретне уявлення

Фотомішені і знаходиться перед фоторезистивний шаром.

3. Електронна гармата.

4. Відхиляюча система, що забезпечує формування магнітного поля, Яке змінюється за законом пилоподібної напруги.

5. Котушка індуктивності, що забезпечує лінійність променя і

Перпендикулярність потрапляння його на фотомішені по всій її площині.

6. Токоезмне кільце, яке контактує з усім резистивним шаром.

13.яку дію виконують генератори кадрової та рядкової розгортки у телевізійному зображенні?

Генератор рядкової розгортки (грр)

пристрій, призначений для здійснення рядкової розгортки телевізійного зображення. Грр входять до складу телевізійних передавальних камер і телевізійних приймальних пристроїв. Вони забезпечують синхронне і синфазне лінійне відхилення електронних променів в передавальних і приймальних електронно-променевих трубках. При цьому, як правило, використовується магнітне відхилення променя за допомогою так званих відхиляючих котушок, в яких протікає генерований грр струм, що змінюється за законом, близькому до лінійного (пилкоподібний струм).

зазвичай грр містить : генератор імпульсів малої тривалості, повторюваних з частотою рядкової розгортки; електричну ланцюг, формуючу з них необхідну

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

керуючу напругу; вихідний каскад посилення потужності, як правило, з трансформатором в ланцюзі навантаження. Крім струму, що живить котушки, що відхиляють, з трансформатора додатково знімаються імпульси високої напруги для харчування (після їх випрямлення) другого анода, що прискорює і фокусує електроди кінескопа, а також імпульси для гасіння зворотного ходу променя по горизонталі.

#### Генератор кадрової розгортки (гкр)

Електронний пристрій для розгортки зображення у вертикальному напрямку. Гкр застосовують в телевізійній передавальній камері і телевізорі для синфазного і синхронного відхилення електронних променів передавальної і приймальної електронно-променевої трубок. В телебаченні, як правило, для кадрової розгортки використовується магнітне відхилення електронного променя. Воно створюється протікає в котушках, що відхиляють електричним струмом; сила струму лінійно змінюється по пилкоподібний закону. Такої форми ток одержують за допомогою гкр, основними частинами якого є: автогенератор прямокутних імпульсів малої тривалості з частотою повторення їх 50 або 60 гц, ланцюг або каскад формування керуючої (пилообразної) напруги і вихідний каскад відхилення.

Генератором прямокутних імпульсів найчастіше служить блокінг-генератор, рідше - мультівібратор, на які подаються кадрові синхронізуючі імпульси містяться в повному телевізійному сигналі, керуюча напруга формується в каскаді на електронній лампі або транзисторі з розрядною ланцюгом. Найбільш поширений вихідний каскад відхилення з трансформаторним виходом, до якого підключаються кадрові котушки, що відхиляють.

#### 14. для чого потрібен відео підсилювач?

Широкосмуговий ламповий або напівпровідниковий підсилювач, застосовують в телевізійних, радіолокаційних, осцилографічних та ін. Пристроях для посилення відеосигналами перед подачею їх на електронно-променеву трубку. Для збереження форми відеосигналів він повинен рівномірно (відхилення не більше 1-3 дб) їх підсилювати в широкій смузі пропускання частот (від 10-30 гц до 4-6 мгц) без помітних фазових спотворень. Найчастіше застосовують схеми одно- і двухкаскадного відеопідсилювача, в ланцюг навантаження підсилювальної ступені яких включається резистор з малим опором з різним поєднанням котушок індуктивності, конденсаторів, резисторів. Ці сполучення вибираються таким чином, щоб викликати підйом посилення в області високих і низьких частот, що приводить до рівномірного посилення і зменшення фазових спотворень в більш широкій смузі частот. Підйом (корекція) посилення в області високих частот досягається в наслідок резонансних явищ в коливальних контурах, утворених котушками індуктивності  $L_a$ ,  $L_c$  і паразитними ємностями схеми спар, в області низьких частот – підбором параметрів ланцюга анодної розв'язки гф сф.

#### 15. що представляє собою синхрогенератор?

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

Синхрогенератор - електронне пристрій, що виробляє різні види імпульсів заданої форми і з належними тимчасовими зрушеннями між ними. Застосовується, головним чином, в тв апаратурі (на телецентрах) для формування синхронізуючих (малих і кадрових) і гасять імпульсів управління роботою пристроїв розгортки зображення, в апаратурі багатоканального зв'язку з тимчасовим поділом каналів.

Сигнали синхронізації вироблювані в синхрогенератора представляють собою імпульси різної тривалості і частоти. Одні імпульси синхронізації виробляються один раз протягом періоду рядкової розгортки, інші - один раз протягом періоду вертикальної розгортки. Імпульси синхронізації надходять в розгортають пристрою, а також в відеопосилувач, де підсумовуються з сигналом яскравості, після чого подаються в передавальний пристрій. Сукупність сигналів синхронізації, передана спільно з сигналом яскравості по каналу зв'язку, яка потім надходить безпосередньо в телевізійні приймачі, називається синхросуміш'ю.

У телевізійній системі розгортають пристрою на що аналізує й синтезує сторонах працюють в автоколивальному режимі. Синхронність і синфазність їх роботи забезпечується подачею на них сигналів синхронізації.

Синхрогенератор виробляє також згасаючі сигнали зворотних ходів розгортають елементів (електронних променів) в передавальних і відтворюючих пристроях, забезпечують їх замикання на час зворотних ходів.

На майданчиках згасаючих імпульсів розташовуються синхронізуючі імпульси. Результируючий сигнал, що складається з сигналу яскравості (відеосигналу), згасаючого імпульсу і сигналу синхронізації, називається повним телевізійним сигналом.

16. з яких частин складається радіопередавач?

Функціонально радіопередавач складається з наступних частин: електронний генератор ;модулятор ;попередній, основний і кінцевий підсилювач;схем узгодження імпедансів, фільтрів, систем захистів від аварійних режимів роботи, вимірювання параметрів і індикації.

17. у чому різниця селекторного та мультиплексного каналу?

Селекторний канал використовується для сполучення із зовнішньою магнітною пам'яттю і переключується по черзі на той або інший пристрій. Мультиплексний канал дозволяє з'єднувати процесор одночасно з кількома зовнішніми пристроями (дисплеєм, принтером і т.п.). Швидкодія каналу у локальних мережах залежить від їх конструкції і становить від декількох кбіт/с до 10 мбіт/с. У локальних мережах все частіше використовують радіоканали.

2.18. поясніть принцип роботи радіоприймача

#### Тема 4. Принципи створення, проектування та моделювання систем радіозв'язку та телебачення

У найзагальнішому вигляді принцип роботи радіоприймача виглядає так: коливання електромагнітного поля (суміш корисного радіосигналу і перешкод різного походження) наводять у антені змінний електричний струм; отримані таким чином електричні коливання фільтруються для відділення необхідного сигналу від перешкод; з сигналу виділяється (детектується) корисна інформація; отриманий в результаті сигнал перетворюється у вид, придатний для використання: звук, зображення на екрані телевізора, потік цифрових даних, безперервний або дискретний сигнал для управління виконавчим пристроєм (наприклад, телетайпом або рульовою машинкою) тощо. В залежності від конструкції приймача сигнал в його тракті може проходити, крім детектування, багатоетапну обробку: фільтрацію за частотою, підсилення, перетворення частоти (зсув спектру), обмеження за амплітудою, відцифровку з подальшою програмною обробкою і перетворенням в аналоговий вигляд.

У приймальному пристрої відбувається посилення прийнятого телевізійного сигналу як за високою (радіо), так і проміжної частотам, а також його детектування. Після детектування повний телевізійний сигнал надходить на відеопідсилювач, де відбувається посилення сигналу до необхідної величини для управління перетворювачем сигнал-світло, наприклад, кінескопом, і на селектор імпульсів синхронізації.

## **Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення**

### **5.1 Основні принципи функціонування телевізійних систем**

#### **5.1.1 Особливості телевізійної розгортки**

Передача зображень спостережуваних об'єктів в телебаченні здійснюється електричним способом, тобто оптичне зображення об'єкта перетворюється в електричний сигнал, передаваний по каналу зв'язку, який потім в місці прийому перетворюється в телевізійне зображення.

Для телевізійної системи при сприйманні спостерігачем, ступінь точності відтворення зображення розглянутого об'єкта обмежується фізіологічними характеристиками зору, а саме :

- роздільною здатністю очей;
- контрастною чутливістю очей;
- інерційністю зорового сприйняття.

тому при телевізійній передачі зображення об'єкта, це зображення умовно розбивається приблизно на 500 000 елементарних майданчиків, званих елементами зображення. Телевізійна система повинна передавати інформацію про яскравість кожного елемента. Але при одночасній передачі сигналів яскравості всіх елементів в телебаченні було б потрібно число каналів, яке дорівнює кількості елементів зображення, що практично неможливо.

Тому в телебаченні використовується послідовна передача сигналів яскравості елементів зображення, звана розгорткою. У загальному випадку процес розгортки полягає в періодичному русі розгортаючих елементів по переданому і відтворюваному зображенні. Наприклад, у разі використання в телевізійній системі вакуумних (електронно-променевих) передавальних і приймальних трубок (наприклад, кінескопа), розгортка здійснюється за допомогою електронного променя, переміщуваного в межах відтворюваного зображення.

Однак у сучасних телевізійних системах, як на передавальному кінці, так і безпосередньо в приймачах, все частіше застосовується твердотільні матричні пристрої. Наприклад, в передавальних камерах використовуються матриці на основі приладів із зарядним зв'язком (пзз), а в відтворюючих пристроях - рідкокристалльні панелі та плазмові екрани. У цьому випадку телевізійна розгортка забезпечується формуванням спеціальних напружень, які керують роботою відповідних матриць.

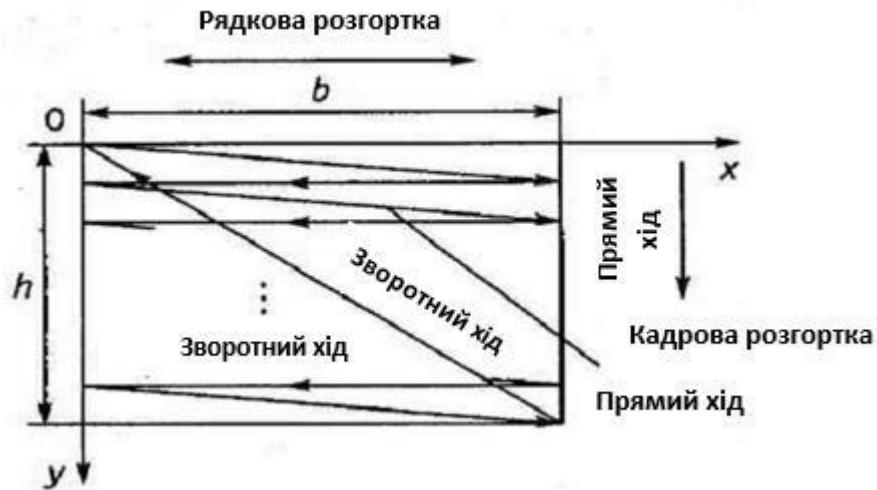


Рис. 5.1. Схема утворення растра при прогресивній розгортці зображення

Для детального вивчення особливостей телевізійної розгортки розглянемо більш докладно процес розкладання і синтезу зображень в телевізійних системах з електронно-променевими трубками.

Спосіб переміщення електронних променів по площині зображень може бути будь-яким. Однак для геометрично правильного відтворення зображення закон руху електронних променів при передачі та прийомі зображень повинен бути строго однаковим, тобто необхідно дотримувати синхронність і синфазність розгорток.

В телебаченні прийнята лінійно-рядкова розгортка, при якій по всій площі зображення рух розгортаючого елемента здійснюється одночасно по двох взаємно перпендикулярним напрямкам: по горизонталі - вздовж осі  $x$  і по вертикалі - по осі  $y$ . За рахунок руху електронного променя по горизонталі прокреслюються паралельні прямі лінії, називаємі рядками. Рух від початку до кінця рядка утворює прямий хід рядкової розгортки, а повернення розгортаючого елемента від кінця попереднього рядка до початку наступного називається зворотним ходом, який необхідний для підготовки до розгортки наступного рядка.

В результаті переміщення по вертикалі, створюваного кадровою (вертикальною) розгорткою, всі рядки розташовуються одна під іншою і утворюють геометричну фігуру, яка називається растром. Якщо всі рядки растра прокреслюються послідовно одна під одною, то така розгортка називається рядковою або прогресивною. При рядковій розгортці за один період кадрової розгортки відбувається передача нерухомого зображення, званого кадром.

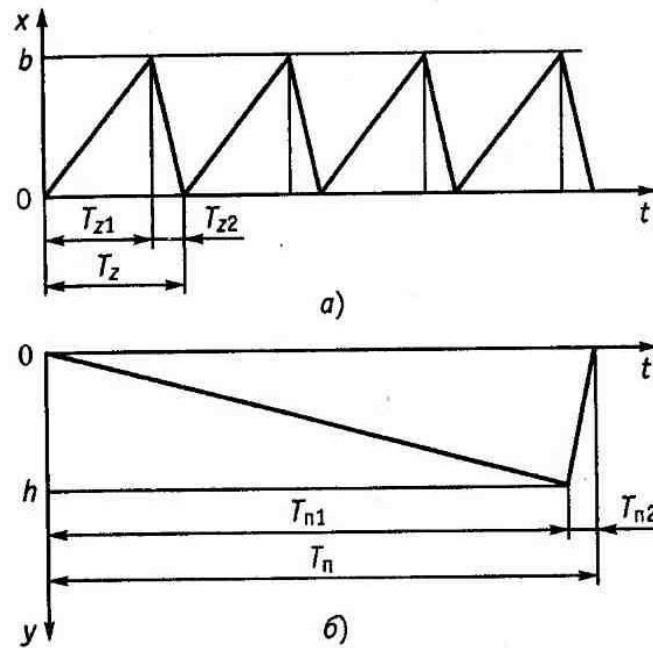


Рис. 5.2. Тимчасові графіки руху розгортуючих елементів. Прогресивній зрозгортці:

А - для рядкової розгортки; б - для кадрової розгортки

Щоб рядки строки були паралельними і розташовувалася одна під одною, характер руху по вертикалі також робиться лінійним. При цьому рядки растра виявляються декілька нахиленими по відношенню до горизонтального кордону телевізійного зображення, що при великому числі рядкового розкладання рядків практично непомітно. Закон руху розгортаючого елемента по вертикалі функція часу якого  $y=f(t)$ . Аналогічний закону руху по горизонталі і також є пилкоподібним .

Аналогічно рядковій, кадрова розгортка має прямий і зворотний ходи.

При застосуванні черзрядкового чергування рядків

Першого і другого полів досягається вибором непарного числа рядків в кадрі, завдяки чому друге поле починається з половини рядка і всі рядки другого поля виявляються відповідно зсунутими по вертикалі щодо рядків першого поля.

З математичної точки зору умови формування черзрядкового чергування забезпечуються наступними співвідношеннями:

$$z = 2m + 1, \quad 2f_z = (2m + 1)f_n,$$

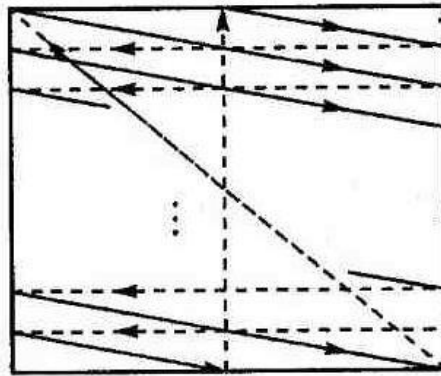


Рис. 4.3. Структура телевізійного кадру при чересстрочній розгортці.

Де  $m$  - ціле число;  $f_z = z f_n$  - частота рядкової розгортки;  $f$  - частота зміни кадрів;  $f_n$  ( $n$  - номінальна частота полів). У цьому випадку буде забезпечений жорсткий зв'язок частот розгортки по рядках і по кадрам.

Черезрядковість, кратність якої дорівнює 2:1 застосовується у всіх системах мовного телебачення для скорочення смуги частот, займаної телевізійним сигналом, в два рази.

Для вітчизняного віщального телевізійного стандарту частота рядкової розгортки 1г має наступне чисельне значення:

$$F_z = 625 * 25 \text{ гц} = 15625 \text{ гц}$$

При цьому період рядкової розгортки  $t_z$ , дорівнює :

$$T_z = 1/f_z = 1/15625 = 64 \text{ мкс}$$

Причому  $t_z = t_{z1} + t_{z2}$

$t_a$  - тривалості відповідно прямого і зворотного ходів рядкової розгортки. Під час зворотного ходу рядкової розгортки відеосигнал не передається і зображення не відтворюється, тому цей час бажано робити коротше. Практично тривалість зворотного ходу складає 12 мкс. Період кадрової (вертикальної) розгортки дорівнює :

$$T_n = 1/f_n = t_{n1} + t_{n2} = 1/50 = 2 * 10^{-3} \text{ с} = 20 \text{ мс}$$

Тривалості відповідно прямого і зворотного ходів кадрової розгортки. Час зворотного ходу кадрової розгортки охоплює 25 періодів рядків, які не беруть участь в утворенні телевізійного растра, тобто:

$$T_{n2} = 20 t_z = 64 * 10^{-6} * 25 = 1.6 \text{ мс}$$

Якщо врахувати, що в телебаченні використовується черезрядковість, то протягом періоду кожного кадру здійснюються два зворотних ходу по вертикалі.

Тому з номінального числа рядків в одному кадрі



Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

( $\gamma = 625$ ) 50 рядків не відтворюються на зображенні, так як вони припадають на інтервали зворотних ходів по вертикалі. Практика спостереження телевізійних зображень показала, що чіткість дрібних деталей по вертикалі через дискретності растра дещо знижується.

Втрати вертикальної чіткості при рядковому розкладанні враховуються коефіцієнтом:

келла ( $k = 0,75 \dots 0,85$ ).

телевізійне зображення з черезрядковою розгорткою в якості (з точки зору вертикальної чіткості) поступається зображенню з рядковим розгорненням. Зокрема, це обумовлено тимчасовими характеристиками зорової системи людини. Тимчасове інтегрування яскравості світлових точок екрану кінескопа на періоді поля через швидке загасання світіння люмінофора не дає бажаного ефекту.

Внаслідок цього при спостереженні черезрядковості телевізійного растра глядач сприймає міжрядкові мерехтіння яскравості з частотою кадрів, дрейф рядків і частково помічає рядкову структуру зображення. Експериментально встановлено, що при переході від стандарту з прогресивною розгорткою, з частотою кадрів в 50 гц і подвоєною частотою рядків ( $2f_z = 31250$  гц) до стандарту з чергуванням рядків, з частотою кадрів 25 гц і вдвічі меншою частотою рядків ( $f_z = 15625$  гц), коефіцієнт втрати чіткості  $k_{\text{кпч}} = 0.63$ . При частоті зміни полів

90 гц втрат чіткості вже немає  $i = 1$ .

Використовуючи принципи лінійної інтерполяції, обчислимо коефіцієнт втрати вертикальної чіткості черезрядковості при частоті полів 75 гц.

Із розрахунку випливає, що  $k_{\text{кч}} = 0.85$ . Таким чином, при черезрядковій розгортці з  $f_z = 25$  гц

( число відтворюваних в секунду полів 50 ) для досягнення якості телевізійного зображення, відповідного прогресивним розкладанням з тими ж параметрами, число рядків розгортки  $\gamma$  має бути збільшено приблизно в 1,6 рази.

Дане співвідношення практично справедливо при зміні яскравості телевізійного зображення від 50 до 250 кд / м<sup>2</sup>. Тому, з урахуванням втрат вертикальної чіткості через дискретності растра, за рахунок черезрядковості число рядків розкладання в перспективних телевізійних системах має визначатися в співвідношенні з виразом:

$$Z = 2a_v / k_{\text{кел}} k_{\text{кч}} \sigma_{\text{min}}$$

При  $f_n = 50$  гц перетворення черезрядкового стандарту розкладання телевізійного растра в рядковий дозволяє зменшити число рядків в растрі приблизно в 1,6 рази при тій же самій візуально сприйманій вертикальній чіткості. Тому при розробці нових телевізійних систем іноді ставиться питання про використання тільки рядкового розкладання.

### **5.1.2 Рядкова розгортка**

Рядкова розгортка - горизонтальна складова телевізійної розгортки, що застосовується для розкладання зображення на елементи або відтворення на екрані відтворювального пристрою. Рядкова розгортка може бути механічною або електронною. У більш вузькому сенсі - частина електронного пристрою камери або телевізійного приймача, що використовує електронно-променеву трубку. Однак, поняття рядкової розгортки застосовують і до пристроїв з напівпровідниковими матрицями або екранами.

Прогресивна розгортка - метод телевізійної розгортки, при якому для відображення, передачі або зберігання рухомих зображень всі рядки кожного кадру відображаються послідовно. Такий спосіб розгортки відрізняється від черезрядкової розгортки, використовуваної в традиційному телебаченні, де спочатку передаються всі непарні, а потім все парні рядки (частина зображення, що складається з парних або непарних рядків, називають напівкадр або полями).

Однак, для передачі відеосигналу з прогресивною розгорткою при тій же кадровій частоті потрібна майже вдвічі більша смуга пропускання, ніж для передачі такого ж відео з чергуванням рядків.

Це є одним з недоліків такого методу. Саме через підвищені вимоги до каналу передачі порядковий метод розгортки довго не знаходив застосування в мовному телебаченні. Але існують і значні переваги. Відсутність візуальних спотворень, у вигляді мерехтінь на рухомих об'єктах, часто званих «гребінкою» або «стробом», зазвичай пов'язаних з черезрядковою розгорткою. Немає необхідності застосовувати згладжування відеозображення для усунення мерехтінь і гребінки, тим самим вносити спотворення. Відеозображення можна масштабувати до більшого розміру швидше і якісніше, порівняно з таким же відео з чергуванням розгортки. Кадр не має розбиття на два поля, тому може бути збережений як окрема фотографія.

### **5.1.3 Основні параметри розкладу зображення і відеосигналу**

до основних параметрів розкладу зображення належать:

- кількість рядків  $Z$ ;
- формат кадру  $k_f$ ;
- кількість елементів розкладу  $n$ ;
- кількість кадрів, що передаються,  $n_p$ , і що відтворюються, в  $n_b$  секунду;
- контраст зображення  $k$ .

значення цих параметрів можуть мінятися в широких межах залежно від призначення твс.

елемент розкладу. Зображення при телевізійній передачі поділяється на окремі елементи розкладу. У межах елемента розкладу можуть бути дрібні деталі переданого оптичного зображення, але телевізійна система усереднює

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

їхню яскравість по площі елемента і дає сигнал, що відповідає цій середній яскравості. Передати деталі зображення розмірами менше елемента розкладу телевізійна система не в змозі.

розгортка зображення – процес послідовного перетворення за за-здалегідь установленим законом яскравості (і кольоровості в кольоровому телевізорі) елементів зображення в електричні сигнали. Іншими словами, це спосіб здобування растру.

кадр – однократна розгортка всієї площі зображення.

поле – частина елементів розкладу зображення

растр – це заздалегідь установлений малюнок рядків розгортки, що забезпечує істотно рівномірне покриття всієї площі кадру. Іншими словами, растр являє собою траєкторію руху елемента розгортки по площині кадру.

Форматом кадру називається відношення ширини переданого зображення  $b$  до його висоти  $h$ :  $k_{\phi} = b/h$ .

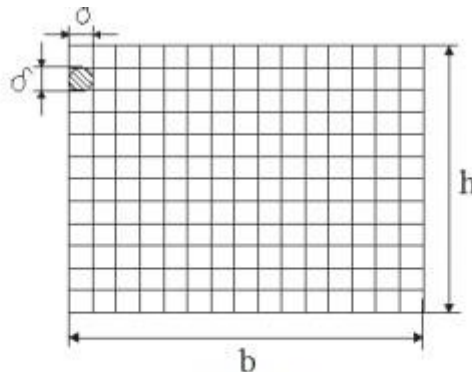


Рис. 4

#### Поелементне розбиття телевізійного кадру

Кількість елементів розкладу в стовпчику за умови, що елементом розкладу є квадрат зі стороною  $d$ , становить:  $z = h/d$ .

Кількість елементів у рядку:  $b/d = k_{\phi} h/d = k_{\phi} z$ .

Кількість елементів розкладу:  $2n = k_{\phi} z z = k_{\phi} z^2$ .

В мовному телебаченні  $z = 625$ , щоб рядкова структура не була помітна при спостереженні зображення з семикратної відстані висоти екрана.  $k_{\phi} = 4/3$ , що узгоджується з форматом кадру в кіно. Цим полегшується передача кінофільмів по тб. Відповідно,  $n = 520000$ . Вимоги до  $n_{\text{п}}$  і  $n_{\text{в}}$  в 1 с різні і залежать від телевізійної системи (твс). Зазвичай  $n_{\text{п}}$  береться з умови забезпечення злитності фаз руху, зафіксованих в сусідніх кадрах. В професійному кіно  $n_{\text{п}} = 24$ , в аматорському  $n_{\text{п}} = 16$ , в тб  $n_{\text{п}} = 25$ .  $n_{\text{в}}$  береться за умови відсутності мерехтіння зображення. Це близько 45–50 кадрів/с.

Контраст:  $k = \frac{\text{яскравість max світлової ділянки}}{\text{яскравість max темної ділянки}}$ , в тб  $\approx 100$ .

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення  
Найважливішими параметрами відеосигналу є динамічний діапазон і смуга частот. Приклад розрахунку такий.

динамічний діапазон по напрузі

$$D_u = u_{\max} / u_{\min}$$

Де  $u_{\max}$  та  $u_{\min}$  – максимальна та мінімальна напруги відповідно.

Або по потужності  $d_p = d_u^2$

будь-якій системі властиві шуми. Вони обмежують динамічний діапазон. Тому

$$d_c = p_c / p_{\text{ш}}$$

, де  $p_c$  – потужність сигналу,

$p_{\text{ш}}$  – потужність шуму.

щоб пропускати відеосигнал без спотворень, канал зв'язку повинен мати більший динамічний діапазон, ніж у відеосигналу. Зокрема, при контрасті  $k = 100$  динамічний діапазон по потужності становить  $d_p = 100^2 = 10^4$ .

смуга частот відеосигналу залежить від багатьох факторів, у тому числі і від способу розгортки. Розглянемо рядкову і черезрядкову (кадр передається за 2 поля) розгортки. 21

спроєктуємо шахову дошку на передавальну трубку, кожна клітина якої дорівнює за площиною одному елементу розкладу. Оскільки у мовному телебаченні  $n \gg 500000$ , то чорних і білих клітинок буде по 250 000.

очевидно, що на кожні 2 клітинки – 1 перепад, на 1 кадр – 250 000 перепадів або  $n/2$ . Частота сигналу визначається кількістю перепадів в 1 с. Отже,  $f_{\max} = n \cdot n/2$ , де  $n$  – кількість кадрів в 1 с. Враховуючи це все, спектр сигналу простягається від 0 до  $f_{\max}$ , або  $f = 50 \times 500000/2 = 12,5$  МГц.

## 5.2 Контрольні питання.

1. Яким способом здійснюється розгортка телевізійного зображення?

Розгортка телевізійного зображення здійснюється способом растрового та черезрядкового розгортання.

2. Розкажіть про принцип отримання черезрядкового растру.

Враховуючи властивості людського зору, для сприйняття злитих зображень необхідно передавати і відтворювати їх з частотою 50 кадрів в секунду. Проте, як буде показано нижче, при такій частоті зміни кадрів сигнал зображення займає дуже широку смугу частот, що з цілої низки причин небажано. Тому в системах телевізійного мовлення частота зміни кадрів вибирається вдвічі нижче, т. Я. 25 кадрів в секунду, але застосовується черезрядковий спосіб розгорнення зображення, при якому передається і відтворюється повний кадр у вигляді двох полів або полів. За час розгортки першого поля прочерчуються непарні, а за час розгортки другого поля - парні рядки кадру. Таким чином,

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення виходить, що в секунду передається не 25, а як би 50 кадрів. Кожне поємістить інформацію тільки про половину елементів зображення цілого кадру.



Показано утворення растра при черезрядковій розгортці (для 13 рядків). У першому напівкадрі рух електронного променя починається в лівому верхньому кутку растра. Луч прокреслює перший рядок, зміщуючись до кінця її прямого ходу під дією кадрового відхилення поля на рівень третього рядка, потім прокреслює 3, 5, 7, 9-у і, нарешті, 11-у рядка. Остання непарна рядок першого поля растра (11-а) прокреслюється не повністю, а тільки наполовину. Потім, електронний промінь повертається до верхнього краю растра. На зворотний хід кадрової розгортки доводиться друга половина прямого ходу 11- й рядки, її зворотний хід і перша половина прямого ходу 13-й рядки. На початку другого напівкадра електронний промінь прокреслює залишок 13-й рядки, зміщуючись при цьому на рівень другого рядка розгорнення, і далі прокреслює всі парні рядки растра (2, 4, 6, 8 і 10-ю).

розгортка останньої парній рядки закінчується в нижньому правому куті растра. Звідси промінь повертається у верхній лівий кут (прямий і зворотний ходи 12-й рядки), і весь процес починається спочатку. При суміщенні полів рядки чергуються, утворюючи кадр з повним числом рядків, за винятком втрачених під час зворотних ходів кадрів розгортки.

3. Назвіть основні параметри черезрядкового розкладання.

Телевізійні розгортки характеризують наступними параметрами: числом рядків розкладання в одному кадрі  $z$ , числом переданих кадрів в секунду  $n$ , форматом кадру  $k$ , т. Е. Ставленням ширини растра до його висоти, періодами розгортки кадру  $t_n$ , напівкадра  $t_k$  і рядки  $t_z$ , напрямком руху електронного променя.

Вітчизняним стандартом (гост 7845-79) встановлено:

$$z = 625;$$

$$n = 25;$$

$$k = 4/3;$$

$$t_n = 1/25 \text{ с} = 40 \text{ мс};$$

$$t_k = t_n / 2 = 1/50 \text{ с} = 20 \text{ мс};$$

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення  
 $t_z = t_n / z = 2t_k / z = 1/15625 \text{ с} = 64 \text{ мкс}$ .

Отже, частота розгортки повного кадру

$$f_n = 1 / t_n = 25 \text{ гц},$$

Частота розгортки полів (звана частотою кадрової розгортки)

$$f_k = 1 / t_k = 50 \text{ гц},$$

Частота рядкової розгортки

$$f_z = 1 / t_z = 15\,625 \text{ гц}.$$

Напрямок руху електронного променя під час прямого ходу рядкової розгортки прийнято зліва направо, кадрової розгортки - зверху вниз.

4. Назвати основні елементи структурної схеми телевізійної системи.

Передаюча частина: оптико - електронний перетворювач, пристрій розгортки; відеопідсилювач;

Синхрогенератор; радіопередавач.

Прийомна частина: вч – високочастотна частина приймача; відеопідсилювач; блок синхронізації; генератор розгорток; приймальна телевізійна трубка (розгортальний пристрій).

5. Поясніть призначення згасаючих імпульсів, які передаються спільно з відеосигналом.

Згасаючі імпульси передаються після сигналу зображення кожного рядка (рядкові згасаючі імпульси) і кожного напівкадра (кадрові згасаючі імпульси).

для надійного замикання електронних прожекторів на час зворотного ходу розгорток амплітуда гасить імпульсів перевищує рівень чорного сигналів зображення. Щоб приховати від глядача перехідні явища, які неминуче виникають при зміні прямого ходу розгорнення на зворотний і навпаки, тривалість гасить імпульсів вибирається дещо більше тривалості зворотних ходів розгорток.

стандартом встановлена тривалість рядкового імпульсу, що гасить 12 мкс (т. Е. Близько 19% від періоду рядка), а кадрового 1600 мкс (або 8% від періоду напівкадра).

в результаті дії рядкових згасаючих імпульсів всі активні рядки на екрані Кінескопа розділені тонкими чорними проміжками, які на близькій відстані добре видно. Для того щоб рядкова структура не була помітна, зображення рекомендується розглядати з відстані рівного п'яти-шести висот екрану.

кадрові згасаючі імпульси утворюють досить широкі темні проміжки між кадрами.

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення  
однак при стійкому зображенні вони не видні, так як розташовуються за  
Межами поля екрана.

6. Охарактеризуйте склад повного телевізійного сигналу.

Повний телевізійний сигнал

сукупність сигналів зображення, згасаючих і синхронізуючих імпульсів,  
Називається повним телевізійним сигналом.

сигнал зображення формується під час прямого ходу променя. Під час  
Зворотного ходу промінь повинен бути погашений, інакше, рухаючись у  
Протилежному напрямку, він порушить правильний розподіл електричних  
Зарядів на фотозмішувачі передавальної трубки, а на екрані кінескопа  
з'являться

світлі похилі лінії, що погіршують якість зображення.

електронні промені гасяться подачею на електронні прожектори передавальної  
і приймальні трубок спеціально сформованих гасять імпульсів. Крім того, для  
правильного відтворення зображення все розгортають пристрою телевізійної  
Системи повинні працювати синхронно і синфазно, т. Я. Якщо, наприклад, на  
Екрані кінескопа відтворюється початок першого рядка переданого зображення,  
то електронний промінь повинен знаходитися у верхньому лівому куті екрану,  
а при відтворенні кінця останньої активної рядки другого напівкадра - у правому  
нижньому куті. у системах телевізійного мовлення синхронна і синфазна робота  
розгортають пристроїв передавальних камер і телевізійних приймачів  
досягається подачею спеціальних синхронізуючих імпульсів в кінці прямого  
ходу кожного рядка(рядкові синхроімпульси) і кожного напівкадра (кадрові  
синхроімпульси). Згасаючі і синхронізуючі імпульси формуються на  
телевізійному центрі за допомогою досить складного пристрою  
синхрогенератора. Ці імпульси передаються по каналу зв'язку одночасно з  
сигналами зображення. На рисунку показана спрощена форма повного  
телевізійного сигналу чорно-білого телебачення в негативній полярності.

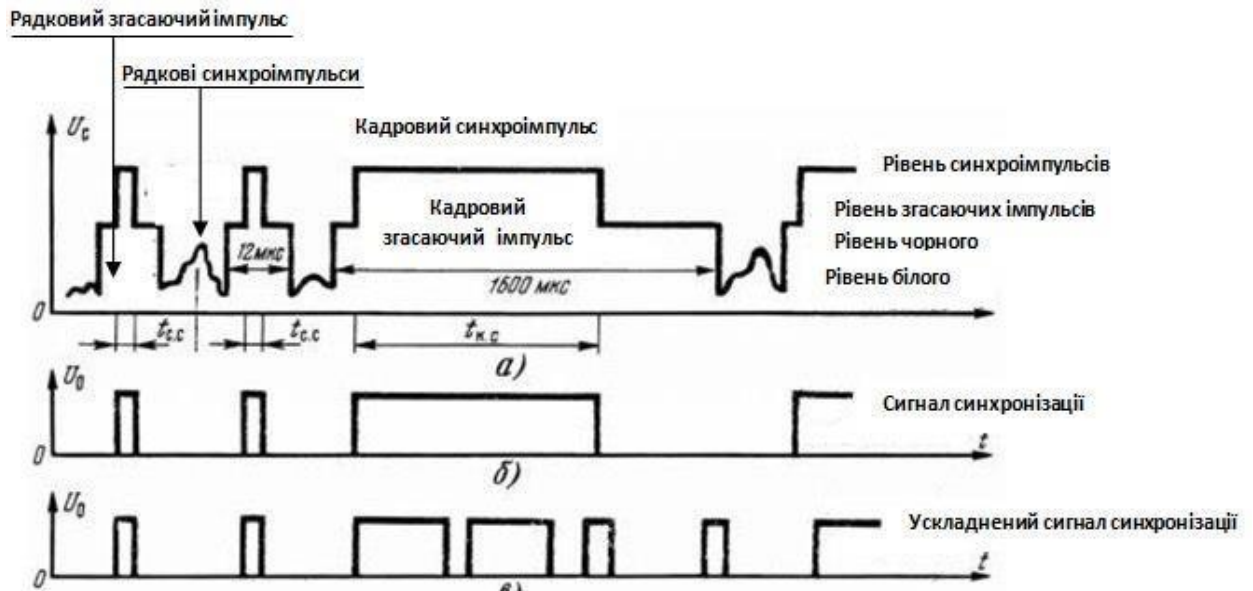


Рис.1 пояснення призначення згасаючих імпульсів, передаючих сумісно з відеосигналом.

## 5.3 Схеми. Лабораторна робота

### 5.3.1 Схеми

Сучасна система телевізійного мовлення складається з двох частин: передаючої і прийомної, між якими знаходиться канал зв'язку. В якості каналу зв'язку використовується радіопростір.



Рис. 1. Структурна схема телевізійної системи:

Передаюча частина:

Тк – телевізійна камера (оптико - електронний перетворювач)

Гр<sub>1</sub>- пристрій розгортки;

Вп<sub>1</sub> – відеопідсилювач;

Сг – синхрогенератор;

Рп – радіопередавач.

Прийомна частина:

Вч – високочастотна частина приймача;

Вп<sub>2</sub> – відеопідсилювач;



Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення  
Бс – блок синхронізації;

Гр<sub>2</sub> – генератор розгортки;

Прт – приймальна телевізійна трубка (розгортальний пристрій).

Передаюча частина

Телевізійна передавальна камера (тпк)

Телекамера - пристрій для перетворення інформації про розподіл світлої енергії в якій-небудь сцені - об'єкті телевізійної передачі - в відеосигнал. Залежно від призначення і області застосування тпк. Поділяються на віщальні і для промислового телебачення. Кожен з цих класів об'єднує велику кількість тпк різних типів. Так, до мовних тпк відносяться студійні, позастудійні, дикторський, камери для показу фільмів і т. Д. Особливо різноманітні тпк. Для промислового телебачення, задовольняють самим різним вимогам. Наприклад, тпк, застосовувані в підводному телебаченні відрізняються герметичністю, здатністю витримувати значні тиску і наявністю додаткових джерел освітлення для робіт на великих глибинах; тпк, використовувані при космічних дослідженнях, задовільно працюють в умовах великих температурних перепадів, абсолютного вакууму і значних рівнів радіації. Існують тпк для чорно-білих і для кольорових передач, що розрізняються головним чином тим, що в останніх відеосигнали несуть додаткову інформацію про колір кожної ділянки сцени.

Чорно-біла тпк включає об'єктив, передавальну телевізійну трубку (птт), рядкової розгортки генератор, кадрової розгортки генератор і відеопідсилювач. Віщальну тпк обслуговує оператор, тому її постачають видошукачем з кінескопом, на екрані якого можна спостерігати передане

Камерою зображення

кольорові тпк зазвичай містять три птт, які формують сигнали, відповідні трьом кольорним компонентам світлового потоку - червоному, зеленому і синьому. Поділ світлового потоку на компоненти виробляється кольоро- розподільною оптичною системою, виконаної у вигляді багатогранної призми, покритої дихроїчними плівками, або системою дихроїчних дзеркал. Ця система розташовується між об'єктивом і світлочутливим елементом птт. Ідентичність телевізійних растрів в птт забезпечується їх підключенням до загальних генераторам розгортки. Сигнали зображення птт посилюються і подаються по кабелю на так званий камерний канал і кодує пристрій, в яких завершується формування повного телевізійного сигналу. В мовному телебаченні кілька камерних каналів об'єднуються (в апаратній телецентру або на пересувній телевізійній станції). У кольоровій тпк є також пристрої для точного геометричного суміщення (вручну або автоматично) зображень, формованих трьома птт.

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

Удосконалення тпк пов'язане зі зменшенням їх габаритів і маси і збільшенням їх автономності. Так, створені однотрубочні кольорові тпк. (з кодовий оптичним фільтром), розміри яких близькі до розмірів кінокамер. Збільшення автономності телекамер досягають, подовжуючи камерний кабель або перетворюючи тпк в повністю самостійний блок із власним синхрогенератором і кодуєм пристроєм. В останньому випадку повний сигнал передається з тпк по радіоканалу або записується переносним відеомагнітофоном.

Генератор розгортки

Генератор електричних коливань різної форми (синусоїдальної, пилкоподібної та ін.) Для переміщення (розгорнення) по заданому закону променя на екрані епп. Найбільш поширені генератори тимчасової розгорнення, при якій переміщення променя на екрані прямо пропорційно часу. Генератор розгортки застосовують в осцилографах, тв пристроях, радіолокації. Індикаторах.

Генератор рядкової розгортки (грр)

Пристрій, призначений для здійснення рядкової розгортки телевізійного зображення. Грр входять до складу телевізійних передавальних камер і телевізійних приймальних пристроїв. Вони забезпечують синхронне і синфазне лінійне відхилення електронних променів в передавальних і приймальних електронно-променевих трубках. При цьому, як правило, використовується магнітне відхилення променя за допомогою так званих відхиляючих котушок, в яких протікає генерований грр струм, що змінюється за законом, близькому до лінійного (пилкоподібний струм).

зазвичай грр містить : генератор імпульсів малої тривалості, повторюваних з частотою рядкової розгортки; електричну ланцюг, формуючу з них необхідну керуючу напругу; вихідний каскад посилення потужності, як правило, з трансформатором в ланцюзі навантаження. Крім струму, що живить котушки, що відхиляють, з трансформатора додатково знімаються імпульси високої напруги для харчування (після їх випрямлення) другого анода, що прискорює і фокусує електродів кінескопа, а також імпульси для гасіння зворотного ходу променя по горизонталі.

Генератор кадрової розгортки (гкр)

Електронний пристрій для розгортки зображення у вертикальному напрямку. Гкр застосовують в телевізійній передавальній камері і телевізорі для синфазного і синхронного відхилення електронних променів передавальної і приймальної електронно-променевих трубок. В телебаченні, як правило, для кадрової розгортки використовується магнітне відхилення електронного променя. Воно створюється протікає в котушках, що відхиляють електричним струмом; сила струму лінійно змінюється по пилкоподібний закону. Такої форми ток одержують за допомогою гкр, основними частинами якого є: автогенератор прямокутних імпульсів малої тривалості з частотою повторення їх 50 або 60 гц, ланцюг або каскад формування керуючої (пилообразної) напруги і вихідний каскад відхилення.

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

Генератором прямокутних імпульсів найчастіше служить блокінг-генератор, рідше - мультівібратор, на які подаються кадрові синхронізуючі імпульси містяться в повному телевізійному сигналі, керуюча напруга формується в каскаді на електронній лампі або транзисторі з розрядної ланцюгом. Найбільш поширений вихідний каскад відхилення з трансформаторним виходом, до якого підключаються кадрові котушки, що відхиляють. На такий вихідний каскад подається керуюча напруга імпульсно-параболічної форми.

Відеопосилувач

Ширококутний ламповий або напівпровідниковий підсилувач, застосовують в телевізійних, радіолокаційних, осцилографічних та ін. Пристроях для посилення відеосигналами перед подачею їх на електронно-променевою трубку. Для збереження форми відеосигналів він повинен рівномірно (відхилення не більше 1-3 дБ) їх підсилювати в широкій смузі пропускання частот (від 10-30 Гц до 4-6 МГц) без помітних фазових спотворень. Найчастіше застосовують схеми одно- і двукаскадного відеопідсилувача, в ланцюг навантаження підсилувальної ступені яких включається резистор з малим опором з різним поєднанням котушок індуктивності, конденсаторів, резисторів. Ці сполучення вибираються таким чином, щоб викликати підйом посилення в області високих і низьких частот, що приводить до рівномірного посилення і зменшення фазових спотворень в більш широкій смузі частот. Підйом (корекція) посилення в області високих частот досягається внаслідок резонансних явищ в коливальних контурах, утворених котушками індуктивності  $L_a$ ,  $L_c$  і паразитними ємностями схеми спар, в області низьких частот - підбором параметрів ланцюга анодної розв'язки гфсф.

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

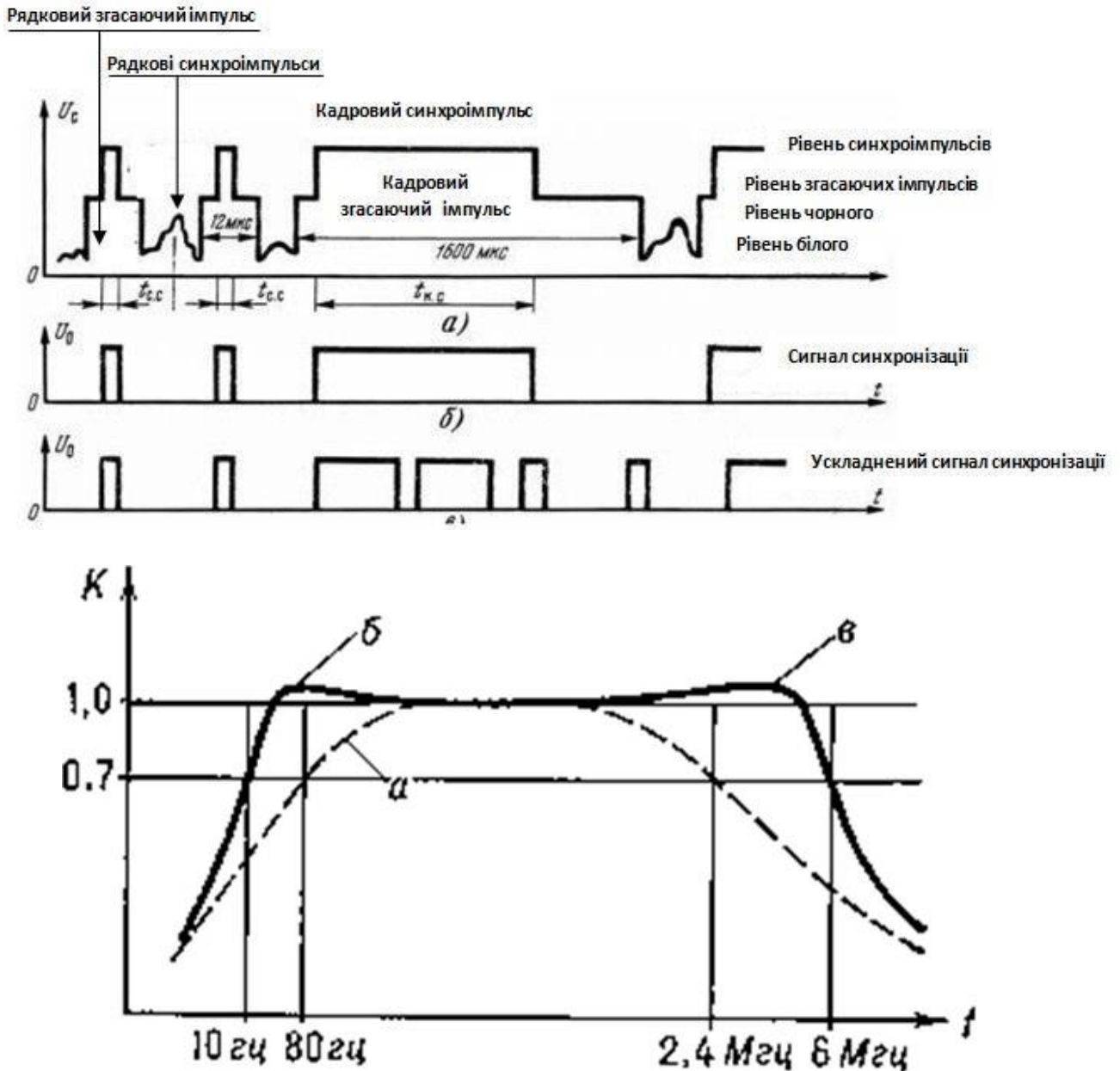


Рис. 2. Пояснення призначення згасаючих імпульсів, передаючих сумісно з відеосигналом.

Типова схема однокаскадного лампового відеопосилювача (пунктиром показані під'єднання спар) і його характеристика посилення при включенні в анодний ланцюг лампи різної навантаження: а - резистора  $r_a$ , б - резистора  $r_a$  і ланцюги розв'язки  $r_f$  сф; в - резистора  $r_a$  і коригувальних котушок індуктивності  $l_a$  і  $l_c$ ;  $k$  - відносить. Коефіцієнт посилення, рівний відношенню коефіцієнту посилення на будь-якій частоті до максимального коефіцієнту підсилення;  $f$  – частота.

Синхροгенератор - електронне пристрій, що виробляє різні види імпульсів заданої форми і з належними тимчасовими зрушеннями між ними.

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

Застосовується, головним чином, в тв апаратурі (на телецентрах) для формування синхронізуючих (малих і кадрових) і гасять імпульсів управління роботою пристроїв розгортки зображення, в апаратурі багатоканального зв'язку з тимчасовим поділом каналів.

Сигнали синхронізації вироблювані в синхрогенератора представляють собою імпульси різної тривалості і частоти. Одні імпульси синхронізації виробляються один раз протягом періоду рядкової розгортки, інші - один раз протягом періоду вертикальної розгортки. Імпульси синхронізації надходять в розгортають пристрою, а також в відеопосилувач, де підсумовуються з сигналом яскравості, після чого подаються в передавальний пристрій. Сукупність сигналів синхронізації, передана спільно з сигналом яскравості по каналу зв'язку, яка потім надходить безпосередньо в телевізійні приймачі, називається синхросуміш'ю.

У телевізійній системі розгортають пристрою на що аналізує й синтезує сторонах працюють в автоколивальному режимі. Синхронність і синфазність їх роботи забезпечується подачею на них сигналів синхронізації.

Синхрогенератор виробляє також згасаючі сигнали зворотних ходів розгортають елементів (електронних променів) в передавальних і відтворюючих пристроях, забезпечують їх замикання на час зворотних ходів. На майданчиках згасаючих імпульсів розташовуються синхронізуючі імпульси. Результуючий сигнал, що складається з сигналу яскравості(відеосигналу),згасаючого імпульсу і сигналу синхронізації, називається повним телевізійним сигналом.

Радіопередавач — пристрій, який разом з антеною забезпечує формування та випромінювання радіочастотного сигналу. Функціонально радіопередавач складається з наступних частин: електронний генератор (наприклад, синтезатор з фпч або dds); модулятор (наприклад, аналоговий або dsp із застосуванням векторної модуляції iq); попереднього, основного і кінцевого підсилувачів;

Схем узгодження імпедансів, фільтрів, систем захистів від аварійних режимів роботи, вимірювання параметрів і індикації.

Радіопередавач дуже часто використовується разом з радіоприймачем і живильним пристроєм, разом весь цей комплекс називається радіостанцією. Самостійно радіопередавачі використовуються в тих областях, де не потрібний прийом інформації в місці її передачі — сигнали точного часу, різноманітні навігаційні радіомаяки для визначення місцезнаходження об'єктів, багатопозиційна радіолокація, радіомовлення,

дистанційне керування, телеметрія і т. Д.

В передавачому пристрої виробляється модуляція несучої повним телевізійним сигналом, після чого модульований сигнал надходить в канал зв'язку.

Канал зв'язку

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення

Канал — частина комунікаційної системи, яка зв'язує між собою джерело та приймач повідомлень.

Канал поширення сигналу може бути штучним, природним і комбінованим. У першому і третьому випадку — це сукупність технічних засобів та середовища розповсюдження, що забезпечує передавання повідомлень від відправника до одержувача.

Середовище найчастіше має штучне походження: металевий дріт, хвилевід, скловолокно, але може бути і природним: вакуум, повітря, вода. Передача енергії завжди супроводжується розсіюванням частини енергії. Величина, пропорційна логарифму відношення потужностей отриманого і переданого сигналів, називається згасанням. В основі роботи к.з. лежить поширення вздовж лінії зв'язку акустичних або електромагнітних коливань у вигляді імпульсів (дискретні сигнали) чи синусоїдальних гармонік (безперервні сигнали). Накладання сигналу як функції часу на первинний коливальний процес полягає в зміні амплітуди, частоти і фази коливань і називається відповідно амплітудною, частотною і фазовою модуляцією.

Частотний діапазон коливального процесу, в якому згасання сигналу приблизно однакове для довільної частоти, називається смугою пропускання. Він визначається для телефонних каналів зв'язку. У межах 300–3400 гц, радіомовних — 30 гц — 15 кгц, телевізійних — 50 гц — 5 мгц, з оптичного волокна — до сотень мгц. В обчислювальній техніці канал зв'язку використовують для передачі двійкової інформації між вузлами процесора (шиною, магістраллю), процесором і зовнішнім пристроєм для зв'язку еомі терміналів (локальна мережа) і для віддаленого зв'язку еом з еом (регіональна та глобальна мережі). Пропускна здатність, або швидкодія, цифрового каналу визначається кількістю бітів інформації, що передається за одиницю часу. Одиниця швидкодії в 1 біт/с називається бод. Внутрішня магістраль еом працює зі швидкістю, яка визначається тактовою частотою її елементної бази становить десятки мбіт/с. Селекторний канал використовується для сполучення із зовнішньою магнітною пам'яттю і переключається по черзі на той або інший пристрій. Мультиплексний канал дозволяє з'єднувати процесор одночасно з кількома зовнішніми пристроями (дисплеєм, принтером і т.п.). Швидкодія каналу у локальних мережах залежить від їх конструкції і становить від декількох кбіт/с до 10 мбіт/с. У локальних мережах все частіше використовують радіоканали.

Прийомна частина

Радіоприймач — пристрій, призначений для приймання електромагнітних хвиль радіодіапазону (тобто з довжиною хвилі від декількох тисяч метрів до частин міліметра) з наступним перетворенням інформації, яка у них зберігається до вигляду, в якому вона може бути використана.

У найзагальнішому вигляді принцип роботи радіоприймача виглядає так: коливання електромагнітного поля (суміш корисного радіосигналу і перешкод

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення (різного походження) наводять у антені змінний електричний струм; отримані таким чином електричні коливання фільтруються для відділення необхідного сигналу від перешкод; з сигналу виділяється (детектується) корисна інформація; отриманий в результаті сигнал перетворюється у вид, придатний для використання: звук, зображення на екрані телевізора, потік цифрових даних, безперервний або дискретний сигнал для управління виконавчим пристроєм (наприклад, телетайпом або рульовою машинкою) тощо. В залежності від конструкції приймача сигнал в його тракті може проходити, крім детектування, багатоетапну обробку: фільтрацію за частотою, підсилення, перетворення частоти (зсув спектру), обмеження за амплітудою, оцифровку з подальшою програмною обробкою і перетворенням в аналоговий вигляд.

У приймальному пристрої відбувається посилення прийнятого телевізійного сигналу як за високою (радіо), так і проміжною

Частотам, а також його детектування. Після детектування повний телевізійний сигнал надходить на відеопосилувач, де

Відбувається посилення сигналу до необхідної величини для

Управління перетворювачем сигнал-світло, наприклад, кінескопом, і на селектор імпульсів синхронізації. У цьому пристрої здійснюється виділення з повного телевізійного

Сигналу імпульсів синхронізації, які управляють розгортають пристроїв, забезпечуючи синхронність і синфазність руху розгортають елементів аналізує і синтезує пристроїв.

Телевізор

Телевізійний приймач, радіоприймач, призначений для посилення і перетворення радіосигналів зображення і звукового супроводу телевізійної мовної програми, які приймає телевізійна антена, в зображення і звук. Телевізори діляться на кольорові та чорно-білі. Бувають стаціонарні і переносні.

Специфічним для телевізорів є одночасне посилення і перетворення радіосигналів зображення і звукового супроводу. Телевізор зазвичай будується за супергетеродинною схемою; її варіанти розрізняються способами виділення і посилення сигналу звукового супроводу.

селектор каналів здійснює виділення сигналів потрібного каналу і перетворення їх частоти в проміжну. Пристрій обробки сигналу містить підсилювач проміжної частоти сигналу зображення, амплітудний детектор, відеопідсилювач сигналу яскравості, а також вузол обробки сигналу кольоровості (тільки в кольоровому телевізорі). У цьому пристрої виробляються: сигнал яскравості і різнокольорові сигнали, що подаються на керуючі електроди кінескопу, сигнал звукового супроводу, що направляється в звуковий канал; рядкові і кадрові синхронізуючі імпульси (або повний

Тема 5. Побудова та моделювання інформаційних систем телебачення (телевізійний сигнал), що надходять в генератор розгорнення. Вузол обробки сигналу кольоровості системи кольорового телебачення, складається із смугового підсилювача, в якому виділяється сигнал кольоровості, каналів прямого і затриманого сигналів, електронного комутатора, двох частотних детекторів різнокольорових сигналів, матричної схеми, підсилювачів трьох різнокольорових сигналів; він забезпечує виділення і декодування сигналу кольоровості, а також упізнання рядків і відключення ланцюгів каналу кольоровості при прийомі програм чорно-білого телебачення.

Висока напруга для живлення другого анода кінескопа виходить в блоці високої напруги від спеціальної (високовольтної) обмотки вихідного рядкового трансформатора або випрямленням імпульсів цього трансформатора, як і напруга для фокусуєчого електрода (в кольоровому т. - близько 5 кв). У кольоровому телевізорі в цю схему входять коригувальні трансформатори, службовці для корекції так званих подушковидних спотворень телевізійного растра. При використанні трипроменевою кольорового кінескопа для забезпечення динамічного відомості його променів застосовується пристрій зведення променів, в якому з імпульсів, наступних з частотою рядків і полів, формуються струми спеціальної форми, що подаються в обмотки електромагнітів відомості; останні виконуються у вигляді постійних магнітів, службовців для статичного відомості променів, з обмотками. На горловині кінескопа встановлюється регулятор відомості променів, що містить три електромагніта відомості, а також магніти «синього» променя і чистоти кольору. Пристрій приєднання кінескопа містить регулятори статичного і динамічного балансу білого кольору, вимикачі електронних прожекторів кінескопа, регулятори фокусування променів кінескопа. Пристрій розмагнічування кінескопа (кольорового) створює в петлі розмагнічування, навколишнього екран кінескопа, затухаючий змінний струм для розмагнічування тінгової маски і бандажа кінескопа, зроблених із сталі.

Блок звукового супроводу складається з підсилювача різницевої частоти, частотного детектора сигналу звукового супроводу і підсилювача низької частоти, з якого сигнал звукового супроводу подається на високоякісну акустичну систему (зазвичай з декількох гучномовців). Блок живлення перетворює напругу мережі в напруги живлення всіх елементів телевізора, включаючи напруженням кінескопа і електронних ламп.



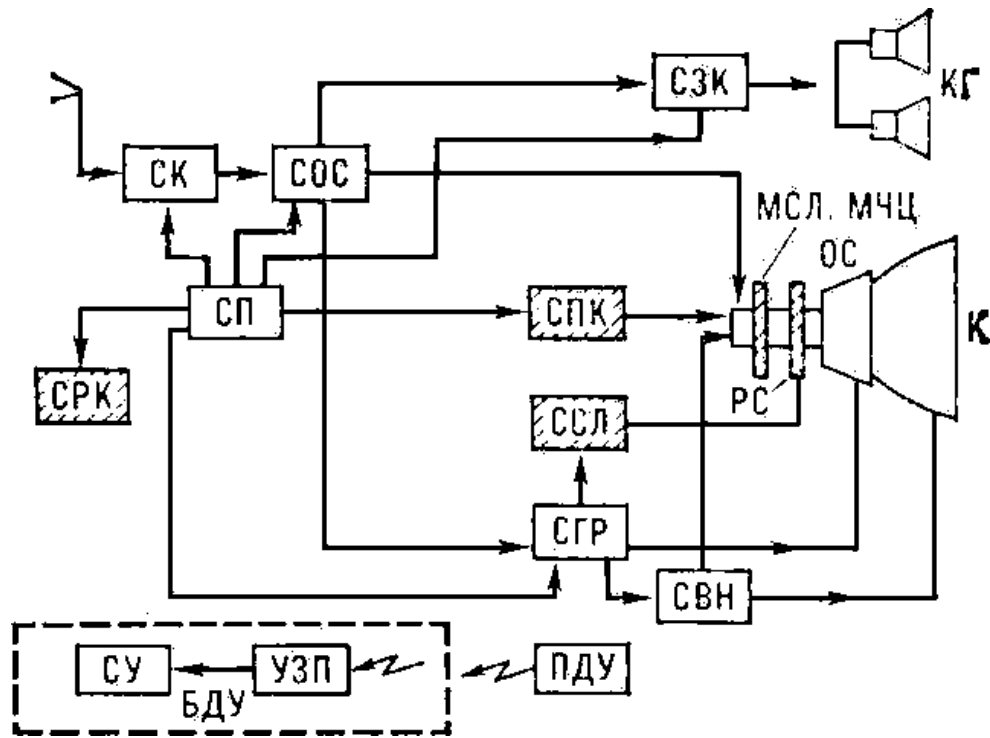


Рис.3 структурна схема телевізора

Структурна схема телевізора (заштриховані блоки використовуються тільки в кольоровому телевізорі): ск - селектор каналів; сос - пристрій (схема) обробки сигналу; к - кінескоп; ос - відхиляє; сгр - блок (схема) генераторів розгорнення; свн - блок (схема) високої напруги; ссл - пристрій (схема) відомості променів; рс - регулятор відомості променів; мсл - магніт «синього» променя; мчц - магніт чистоти кольору; спк - пристрій (схема) приєднання кінескопа; срк - пристрій (схема) розмагнічування кінескопа; сзк - блок (схема) звукового каналу; кг - комплект гучномовців; сп - блок (схема) харчування; бду - блок дистанційного керування; узп - ультразвуковий приймач; су - пристрій (схема) управління; пду - пульт дистанційного керування.

## Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

### 6.1 Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

#### 6.1.1 Призначення і завдання СЗПД

СЗПД в АСУ, як і в системах АСУП, АСУТП, інтегрованих АСУ виконує функції реєстрації, передачі й збору даних. У залежності від технологічного процесу обробки інформації система комплектується відповідними технічними засобами. Загальна сукупність технологічних ліній визначає структуру СЗПД. При цьому, обрані технічні засоби, покликані виконати визначені вимоги замовника системи за часом і вірогідністю обробки інформації. Час обробки інформації СЗПД залежить від аварійних відмов пристроїв, що складають систему. Раціонально спроектована система повинна активно протистояти таким збурюючим впливам, як аварійні відмови пристроїв. Під цим розуміється здатність системи обробляти заданий обсяг інформації за допустимий час, незважаючи на можливі відмовлення її пристроїв. Оскільки кількість відмовлень того чи іншого пристрою й час необхідний на його ремонт носять випадковий характер, то звичайно потрібно розглянути величину

$$\eta = P \{t_{\text{доп}} \leq T_{\text{доп}}\} \quad (1.1)$$

рівну ймовірності того, що заданий обсяг інформації буде оброблений за допустимий час  $T_{\text{доп}}$ . Величина  $\eta$  є показником зазначеної якості системи, її нижній допустимий рівень повинний бути визначений технічним завданням на проектування СЗПД. Іншими словами, при проектуванні СЗПД необхідно забезпечити виконання нерівності

$$\eta \geq 1 - \epsilon \quad (1.2)$$

де величина  $\epsilon$  задається замовником системи і характеризує втрати виробництва від несвоєчасної доставки інформації до споживача. Важливою характеристикою СЗПД є вірогідність обробки інформації. Джерелами помилок в оброблюваній інформації є короткочасні збої у ФП, перешкоди в каналах зв'язку, оператор, що робить підготовку інформації. З метою усунення помилок інформації, для підвищення вірогідності обробки, у СЗПД може бути введена як структурна, так і інформаційна надмірності. Слід зазначити ту обставину, що застосовувані методи підвищення швидкості і вірогідності обробки інформації у кожному із ФП різні і не завжди можуть бути поширені на усі функціональні вузли технологічної лінії. Тому застосування тих або інших методів і місце їхньої реалізації визначається структурою СЗПД і обраними технологічними варіантами обробки інформації. Технологічні варіанти обробки інформації й структура системи визначаються особливостями виробництва.

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

### **6.1.2 Задачі синтезу СЗПД в АСУ**

Специфічні особливості побудови СЗПД обумовлюються характерними рисами виробництва. До них можна віднести:

- велика кількість джерел інформації;
- рознесеність джерел інформації на території;
- віддаленість джерел від споживачів інформації на великі відстані;
- висока цінність оброблюваної інформації, а саме, планово- економічної і виробничої;
- специфіка задач, розв'язуваних в АСУ виробництва;
- ієрархія підпорядкованості.

Існуюча в АСУ кількість джерел інформації й генерація кожним із них невеликої кількості об'ємів даних вимагає від розроблювачів системи централізації процесу первинної обробки інформації (нанесення інформації на документи, що читаються ЕОМ і т.д.). Рознесеність і віддаленість джерел від споживачів інформації викликають необхідність децентралізації технічних засобів із іастосуванням апаратури передачі даних, організації мережі зв'язку. КТЗ СЗПД повинний базуватись на раціональному поєднанні принципу централізації і децентралізації технічних засобів. Відтворивши у собі особливості виробництва, СЗПД виконує зазначені вище функції за допомогою наступних засобів: засобів призначених для реєстрації, збору і первинної обробки інформації: ЕОМ (бухгалтерії, планово-економічні і фінансові відділи і т.д.), реєстратори виробництва (центральні склади, цехи, управління), датчики (потоків ліній, бази, заводи); апаратури передачі даних, каналів зв'язку, кур'єра; накопичувачів інформації.

Існуючій ієрархії керування виробництвом можна поставити у відповідність велику кількість структур СЗПД. Під структурою СЗПД надалі будемо розуміти кількість, розташування джерел і споживачів інформації, проміжних пунктів її збору й обробки з обраними інформаційними зв'язками. Завданням знаходження раціональної структури є визначення місця розташування проміжних пунктів. Кожна структура СЗПД містить певну множину технологічних варіантів обробки інформації. Для порівняння конкурентноздатних варіантів структур системи необхідно вміти розрахувати конкретну структуру з заданою технологією обробки інформації.

При цьому в системі повинні бути виконані вимоги на вірогідність і швидкість обробки інформації, надійність функціонування пристроїв. Повний перерозподіл "ресурсів" вірогідності, швидкості обробки інформації, надійності пристроїв можливо тільки шляхом вирішення оптимізаційної задачі для всієї системи.

### **6.1.3 Формулювання мети дослідження**

Вирішенню проблеми забезпечення вірогідності, швидкості обробки інформації і надійності СЗПД приділяється найбільша увага у відомих публікаціях. Кінцевою метою цих робіт і розроблених методик вибору КТЗ АСУ є перерозподіл у системі параметрів надійності, вірогідності і швидкості обробки інформації з метою мінімізації витрат на створення системи.

У початковій стадії робіт з цього питання спостерігалася спроба різних авторів вирішити зазначену задачу в глобальному масштабі. У деяких роботах викладені загальні принципи побудови інформаційної моделі КТЗ.

Запропоновано шляхом перебирання оптимізувати систему по усім параметрам якості: надійності, вірогідності, оперативності. Зрозуміло, що виникаюча при цьому багатофакторна задача має велику розмірність навіть при нескладній структурі системи. Досить перспективним є метод вибору КТЗ, що базується на агрегативному описі АСУП і побудові моделюючих алгоритмів, що самі розгортаються. У зв'язку з тим, що відомі математичні методи і засоби обчислювальної техніки не дозволяють ефективно вирішувати зазначені задачі, розглянуті способи побудови систем малозастосовні, тому на практиці використовують прості в користуванні інженерні методи. На цій основі розроблена значна кількість рекомендацій, керуючих технічних матеріалів, методик з вибору КТЗ. При цьому, послідовність вирішень задачі полягає в наступному:

а) інтуїтивний вибір структури і технології обробки інформації в системі на основі загальних вимог;

б) декомпозиція системи на підсистеми збору і передачі даних, уведення, накопичення, переробки і видачі інформації, з метою зниження розмірності розв'язуваної задачі;

в) рішення задачі до виконання обмежень за часом  $\sum_{k=1}^n t_k < T_{\text{доп}}$  і за достовірністю  $P_{k=1}^n = D_{\text{доп}}$  обробки інформації при мінімальних витратах, де:  $N$  - кількість підсистем обробки інформації;  $t_k$  - час обробки інформації в  $k$ -й підсистемі;  $T_{\text{доп}}$  - допустимий час обробки інформації в системі;  $D_k$  - достовірність обробки інформації  $k$ -ю підсистемою;  $D_{\text{доп}}$  - допустима ймовірність обробки інформації системою.

Такий підхід до рішення задачі застосовується тільки при використанні ручного методу розрахунку систем. Наведені в роботах дані свідчать про великі витрати, що трапляються при виборі технічних засобів при зазначених методах розрахунку. Тому перед конструкторами систем виникає задача пошуку шляхів зменшення зазначених витрат.

В даний час запропоновано два шляхи рішення цієї проблеми:

а) використання типових проектних рішень (ТПР);

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

б) формалізація задачі вибору КТЗ, що дозволяє застосувати до рішення відомі методи математичного програмування, а також прискорити процес і збільшити точність розв'язання.

У вказаних напрямках мета досягається різними шляхами. ТПП базуються на тому, що в АСУ існують задачі, які є типовими для певної групи систем. Це визначає склад КТЗ придатних з незначними змінами для кожної з вказаних систем. Тому в ТПП проводиться класифікація, типізація, як вирішуваних задач, так і КТЗ по цих задачах. Такі заходи іменшують кількість аналізованих початкових даних і відповідно цьому трудомісткість, необхідну для проектування систем. Проте, необхідно підзначити, що даний метод збільшуючи швидкість планування систем (знижуючи при цьому витрати), зменшує точність рішення задачі. Це пов'язано з тим, що одержуваний ефект досягається грубими процедурами вибору КТЗ. Отже, вибрати вказаним методом оптимальний варіант КТЗ не вияється можливим.

Формалізація задачі вибору КТЗ підрозділяється на:

а) формалізацію логіки вибору КТЗ на основі існуючих методів;

б) формалізовану постановку задачі вибору КТЗ з розробленими обмеженнями вигляду (1.1 - 1.2), що дозволяють робити перерозподіл надійності, достовірності і швидкості обробки інформації, при обраній моделі джерела інформації. Перспективні методики відрізняються від існуючих методик проектування КТЗ наступним:

- наявністю системної і формалізованої постановки задачі;
- високим ступенем автоматизації процесу вибору ТЗ;
- високою швидкістю, точністю і ефективністю вибору ТЗ.

У вказаних роботах приведений аналіз ручних методів проектування КТЗ, викладених в різних розробках.

В даних дослідженнях вказані переваги і недоліки існуючих робіт. До недоліків цих робіт віднесено:

- розробка методики починається і здійснюється без чіткого попереднього і обґрунтованого формулювання і постановки задачі вибору і обґрунтування КТЗ;
- в роботах не зроблена спроба визначити характер і ступінь впливу різних чинників, на вибір типу КТЗ;
- не формалізована логіка вибору КТЗ;
- не проведена класифікація початкових даних по ознаках: важливість, спільність;
- питання формування і вибору якнайкращих варіантів КТЗ висвітлені в методиках на рівні концептуальних моделей;

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

недооцінюється в методиках роль показників ефективності при виборі КТЗАСУ і врахування їхнього тісного взаємозв'язку з параметрами і характеристиками КТЗ;

- обмежені оптимізаційні можливості методів ручного вибору КТЗ.

Розроблені перспективні вимоги до методик вибору ТЗ. На думку автора, актуальними вимогами до методики є:

- Рформалізація, стандартизація, автоматизація процесу проектування;
- чітка постановка задачі вибору КТЗ і детальна послідовність вирішення задачі;
- вибір математичного апарату, який повинен дозволити формалізувати логіку вибору КТЗ;
- програма вирішення задачі повинна забезпечити можливість її коректування;
- дані вибору КТЗ повинні включати достатньо повний перелік початкових (що вимагаються) параметрів і характеристик.

В деяких роботах викладена методика вибору КТЗ, в якій зроблена спроба вирішити приведені недоліки відомих робіт. Алгоритм вирішення задачі передбачає перебирання існуючих пристроїв і містить в собі деталізацію логіки вибору КТЗ для АСУ. При цьому алгоритм містить дві самостійні частини:

- вибір типів КТЗ на основі початкових значень параметрів ТЗ, що ставляться перед проектованою АСУ;
- комплектування варіантів КТЗ із числа вибраних типів ТЗ на основі співставлення параметрів їх сумісності.

Вибір типів КТЗ і комплектування варіантів проводиться на основі заздалегідь складених логічних таблиць.

Найкращому варіанту КТЗ відповідає мінімум приведених витрат.

Необхідні дані з величин капітальних і експлуатаційних витрат розраховуються наперед і зберігаються в пам'яті ЕОМ.

Виходячи з приведеного аналізу, можна вказати на переваги і недоліки перспективних методів вибору ТЗ.

Перевагами є:

- формалізована логіка вибору КТЗ, що дозволило збільшити точність і прискорити процес вирішення задачі;
- забезпечена системність і чіткість у постановці задачі;
- визначені і обгрунтовані вимоги до методик, що розробляються.

До недоліків можна віднести:

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

- перерозподіл в системі параметрів якості пристроїв (надійності, достовірності і швидкості обробки інформації) по методиці, що розробляється, виконати важко, у зв'язку з виникаючою задачею великої розмірності;
- розрахунок кількості технічних засобів, перевірка здійсненності обмежень на параметри системи проводяться по залежності викладеній у відомих керівних і технічних матеріалах, методиках, розрахованих для ручного проектування систем;
- в роботах не приведена методика визначення графіка роботи системи.

Вказані питання є проблемними, тому серед публікацій часто зустрічаються роботи, присвячені оцінці цих проблем. В деяких роботах представлена методика перерозподілу достовірності в системі. Критерієм ефективності перерозподілу виступають приведені витрати, тобто достовірність вважається перерозподіленою раціонально, якщо приведена вартість системи мінімальна.

Зроблена спроба визначити аналітичну залежність показника достовірності і вихідної інформації від характеристик надійності і перешкодостійкості. Запропоновано при визначенні цієї залежності враховувати суттєві відмови і збої, тобто ті параметри надійності, котрі визначають помилки в оброблюваній інформації. При цьому оцінка впливу надійності на достовірність проводиться по сумарній інтенсивності істотних відмов і збоїв.

В якості оцінки впливу ненадійності роботи пристроїв на достовірність оброблюваної інформації приведена еквівалентна (імовірність помилки (q), яка характеризується середньою ймовірністю появи хоча б одного значного спотворення на один кодовий елемент:

$$q = \frac{L}{BR}$$

де L - сумарна інтенсивність відмов і збоїв в важливих елементах пристроїв;

B - швидкість передачі інформації (код. елементів/годину);

R - пропускна спроможність тракту;

$$R = \frac{K}{\Pi_{\phi}}$$

де K - число інформаційних елементів в кодовому слові;

- фактична кількість кодових елементів в слові, визначається методом передачі інформації.

Вказано, що еквівалентна ймовірність помилки, яка визначається від надійності, дозволяє зіставити пристрою - еквівалентний канал зв'язку, в якому розрахунок достовірності можна проводити ідентичними способами. Визначено зміну еквівалентної ймовірності помилки від зміни пропускної здатності підсистеми від R до R<sub>1</sub>; від введення інформаційної надмірності (кодова надмірність збільшується в γ раз, а пропускна спроможність зменшується до

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$R_1$ ); від зміни способу функціонування підсистеми, що характеризується коефіцієнтом функціонування  $K_\phi$ ;

$$q_{R=} = q_{R_1}^{R_0} \qquad q_{\gamma,R} = q \frac{\gamma R_0}{R_1} \qquad q_{r\phi} = q \frac{K_{\phi 1}}{K_{\phi 0}}$$

Для оцінки  $K_\phi$  розглянута характерна для АСУ система з послідовним циклічним опитом джерел інформації.

В роботі визначений критерій ефективності цифрових систем передачі. Критерій дозволяє перерозподілити в системі достовірність обробки інформації і виражений у формі приведених витрат на обробку інформації. Для того, щоб критерій дозволив перерозподілити в системі достовірність, складові приведених витрат виражені як функції параметрів завадостійкості і надійності. Результатом проведених досліджень з'явилася постановка задачі оптимізації системи по параметру достовірності:

$$\min \sum_{j_i} S_j (M_j; P_{ij}; \Pi_j; N)$$

при обмеженнях:

$$\sum_{j_i} K_{\phi j} \tau_j (m_j; P_{ij}; \Pi_j; N) \leq \tau_3$$

$$\sum_{j_i} q_{ij} (m_j; P_{ij}; N_j) \leq Q_{\text{доп}}$$

де,  $S_j(M_j; P_{ij}; \Pi_j; N)$  -критерії оптимізації;

$\tau_j(m_j; P_{ij}; \Pi_j; N)$  - час перетворення інформації в  $j$ -ї підсистемі;

$P_{ij}$  - адійність  $i$ -го пристрою  $j$ -ої підсистеми, представлена еквівалентною ймовірністю помилки від ненадійності  $q_{ij}$

$\Pi_j$  - параметри завадостійкого кодування  $j$ -ої підсистеми, представлені еквівалентною ймовірністю помилки  $q_1$  і пропускною спроможністю  $R_j$  методу кодування;

$K_{\phi j}$  - спосіб функціонування  $j$ -ої підсистеми;

$q, Q$  - еквівалентна вірогідність помилки.

Слід зазначити, що в роботах не вказаний спосіб, що дозволяє перерозподілити надійність (показник аварійних відмов пристроїв), достовірність і швидкість обробки інформації залежно від показника  $(1 - \epsilon)$ , що характеризує втрати виробництва внаслідок невчасної доставки інформації споживачу. Окрім цього, точне визначення значення, часто, виявляється неможливим в реальних системах. При цьому виникає необхідність моделювання проходження



Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу інформації через систему. Отже, тимчасові обмеження матимуть складніший вигляд.

Рішення задачі синтезу структури в роботі проводиться на основі виділення з множини повідомлень  $\{N\}$ , тих повідомлень, які характеризуються якнайменшим допустимим часом обробки. В більшості випадків, на практиці, виділення об'ємів проводити не можна, оскільки розрахунок задачі, при таких початкових даних, не враховуватиме затримки інформації в системі через утворення черг.

В даний час відома обмежена кількість робіт, в яких зроблена спроба формалізувати процес розрахунків по задачі вибору КТЗ АСУ. Це пов'язано з труднощами, які зустрічають автори при математичному описі інформаційних моделей. До них можна віднести:

- прийнятний опис джерела інформації;
- вибір цільової функції оптимізації;
- визначення обмежень на параметри якості системи;
- опис процесу визначення доцільних місць введення реалізації надмірності;
- визначення математичних методів рішення задачі.

Таким чином, проведений аналіз відомих робіт дає підставу і гверджувати:

а) в даний час досліджені й розроблені наступні питання задачі вибору КТЗ:

- розглянуті теоретичні питання вибору всього КТЗ з урахуванням різноманітних чинників, що впливають на їх ефективність;
- показано, що для задач синтезу складних систем не існує алгоритму, який би „істотно простіше” за перебір;
- оскільки алгоритми перебору фізично важко реалізуються починаючи із задачі дуже невеликої розмірності, найважливіше питання полягає в тому, чи можна якимсь чином знизити складність задачі;
- запропоновано розбивати складні системи на підсистеми, з метою зменшення розмірності вирішуваної задачі;
- розроблені наближені, ручні методи рішення вказаних задач;
- проаналізовані недоліки відомих методів вибору КТЗ і вказані актуальні шляхи їх удосконалення;
- формалізована методика вибору КТЗ, але розрахунок кількості технічних засобів проводиться по залежності, розрахованій для ручного проектування;
- досліджений метод перерозподілу достовірності в системах СПЦ;
- запропонований та частково розроблений спосіб формалізації процесу розрахунків зі задачі вибору кількості технічних засобів;

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

б) в даний час не розроблені питання:

- опису джерела інформації в АСУ;
- визначення залежності складових критерію ефективності КТЗ від параметрів якості технічних засобів. Визначення вказаної залежності дало б можливість перерозподілити „ресурси” параметрів в системі і добитися мінімальних витрат на її створення;
- визначення обмежень на параметри якості системи, що дозволяє перерозподілити надійність, достовірність і швидкість обробки інформації залежно від показника втрат виробництва (1-ε)
- визначення доцільних місць введення і реалізації інформаційної надмірності;
- визначення графіка роботи системи;
- загальної постановки задачі оптимального проектування КТЗ, в якій би були методично взаємозв’язані обмеження на параметри якості системи і процес введення інформаційної надмірності.

Відповідно до проведеного огляду і аналізу відомих методів синтезу СЗПД в подальших дослідженнях КТЗ може бути поставлена наступні мета:

Розробити і дослідити метод формалізованого вибору КТЗ СЗПД, що дозволяє побудувати раціональну систему шляхом перерозподілу між її елементами параметрів достовірності, оперативності і надійності обробки інформації з урахуванням загальносистемних вимог, визначити графік роботи системи, прискорити процес вибору КТЗ і збільшити його ефективність.

Місце вирішуваної задачі в загальній задачі вибору КТЗ показано на рис.6.1.

При цьому із задач 1,2,4 як вихідні дані узяті необхідні параметри, вибрані відповідно до вимог відомих методик і керівних матеріалів:

- структура системи і технологічні варіанти обробки інформації;

система обслуговування, яка характеризується часом і вартістю обслуговування пристроїв, що відмовили.

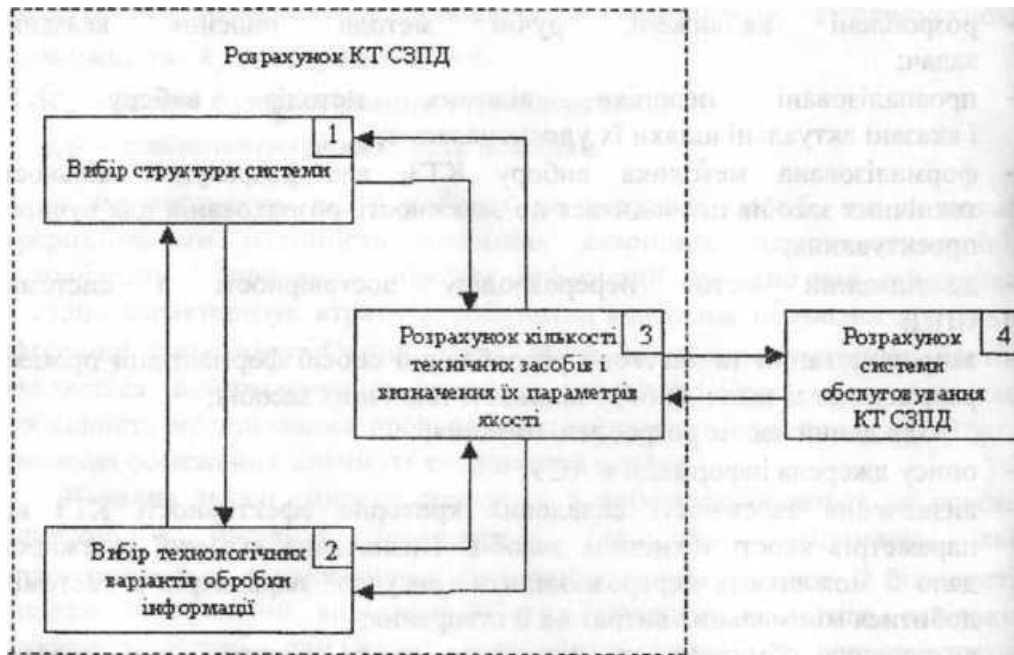


Рис. 6.1. Розрахунок системи обслуговування КТ СЗПД

### 6.1.4 Методичний підхід до розв'язання поставленого завдання дослідження

З метою успішного вирішення поставленого завдання, виникає необхідність чіткого визначення взаємозв'язків викладених питань (див. §1.3). Зрозуміло, що цей взаємозв'язок і визначає методику вирішення задачі вибору КТЗ СЗПД.

Задача побудови раціональної СЗПД може бути представлена як наступна задача математичного програмування - мінімізувати функцію:

$$S = S(C^{\rightarrow}, D^{\rightarrow 0}, \lambda^{\rightarrow}) + S(\omega) \quad (1.3)$$

як функцію неперервних змінних  $C, O, Я$ , і дискретної змінної шловольнивши при цьому наступні обмеження  $c_i \geq 0$ ,

$$D_i^0 \geq 0, \lambda_i \geq 0, i = 1, 2, \dots, N, \omega \in \Omega, \\ t_{обр}^j + T_j^j(\omega) \leq T_j^j \text{ доп};$$

$$P(t_{обр}^j + T_j^j(\omega) \leq T_j^j \text{ доп}) \geq 1 - \varepsilon; j = 1, 2, \dots, j$$

$$\prod_{j=1}^N D_i(D_i^0, \Delta n, \omega) \geq D_i^j \text{ доп} \quad (1.4)$$

де:  $S(C^{\rightarrow}, D^{\rightarrow 0}, \lambda^{\rightarrow})$  критерій ефективності СЗПД; залежить від надійності ( $\lambda^{\rightarrow}$ ) функціонування пристроїв, швидкості ( $C^{\rightarrow}$ ) і вірогідності ( $D^{\rightarrow 0}$ ) обробки Інформації, кількості працюючих пристроїв ( $t$ ) і пристроїв, що шнходяться в резерві ( $\Gamma$ );

$\omega$  - параметр, що визначає місця введення і реалізації інформаційної надмірності;

$S(\omega)$  - критерій ефективності введення і реалізації інформаційної надмірності;

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$T_{(\omega)}^j$  - час на введення і реалізацію інформаційної надмірності;

$t_{обр}^j$  - час на обробку  $j$ -го об'єму інформації СЗПД;

$t_{обр}^j$  - час на обробку  $j$ -го об'єму інформації СЗПД і на відновлення;

$T_{доп}^j$  - допустимий час обробки інформації в СЗПД;

$D^0$  - достовірність обробки даних функціональним перетворювачем (ФП) при роботі без інформаційної надмірності;

$D_i(D_i^0, \Delta n, \omega)$  - достовірність обробки інформації  $i$ -им ФП з урахуванням введеної інформаційної надмірності ( $\Delta n$ ), її місця введення і реалізації ( $\omega$ );

$D_{доп}^i$  - допустима достовірність обробки інформації;

$1-\epsilon$  - показник втрат виробництва від несвоєчасної доставки  $j$ -го об'єму інформації до споживача, задається замовником системи;

$P(\cdot)$  - ймовірність того, що інформація буде доставлена до споживача за  $T_{доп}^j$ ;

$N$  - кількість пристроїв, які обробляють інформацію.

Вихідними даними для розв'язання такої задачі являється:

- інформаційна характеристика джерела даних;

- вимоги замовника СЗПД  $\epsilon$ ;  $T_{доп}^j$ ;  $D_{доп}^i$ ;

- експлуатаційно-технічні характеристики застосування КТЗ.

Дуже часто потік інформації в АСУ, що поступає з певного джерела інформації не просто виразити у вигляді найпростішого - пуассонівського.

Ще більші труднощі виникають при оцінці похибки розрахунку у зв'язку з такою апроксимацією вихідних даних. Але одночасно замовник системи в змозі представити інформаційний зв'язок джерела і споживача інформації графіком надходження і споживання об'ємів даних (ППО) (рис. 1.2), на одній осі якого відклали величини що поступили на СЗПД об'ємів інформації, на іншій - час їх надходження і необхідний час доставки споживачу.

Складенню графіка передують ретельне дослідження інформаційних можливостей джерела. При цьому, статистичним шляхом визначається залежність ймовірності генерації джерелом об'єму інформації певної величини в заданий час  $P\{\theta \leq V_{зад} | t = \theta_{зад}\}$  (індекс  $j$  опускаємо). Може бути складено безліч початкових графіків виходячи з нерівності:

$$P\{\theta \leq V_{зад} | t = \theta_{зад}\} P\{t_{обр} + T_{(\omega)} \leq T_{доп}\} \geq 1 - \epsilon$$

тоді:

$$P\{\theta \leq V_{зад} | t = \theta_{зад}\} > 1 - \epsilon$$

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

Таким чином, приведений опис джерела інформації дозволяє | побудувати графік і врахувати не тільки сталий, але і діалоговий режим в системі. Зрозуміло, що в цьому випадку виникає необхідність вирішувати задачу, приймаючи як вихідні дані вказаний графік.

Як відомо, процес перетворення інформації СЗПД не залежить від структури системи і може бути представлений багатофазною, багатоканальною системою (рис. 1.3).

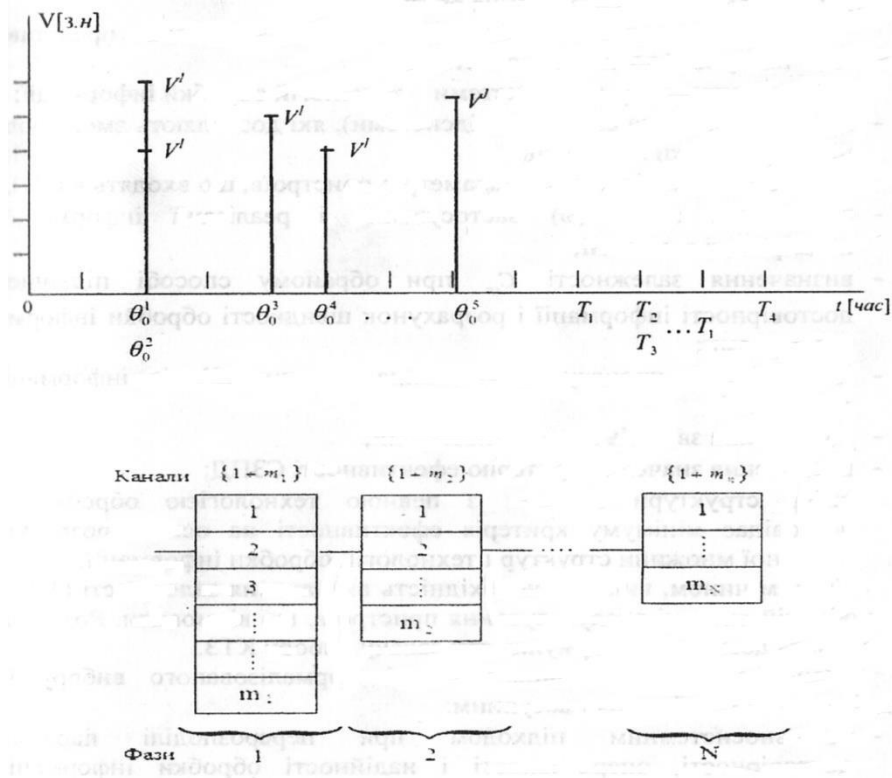
Для перевірки виконання обмеження по оперативності обробки інформації (1.4) проводимо моделювання процесу проходження заданого графіка об'ємів інформації через вказану систему.

На практиці, в системах СПД є „вузькі місця” по достовірності обробки інформації. До них можна віднести оператора, що здійснює збір і первинну обробку інформації. З метою підвищення достовірності оброблюваної інформації, в систему необхідно ввести інформаційну і структурну надмірність. При цьому зі всієї сукупності методів і місць введення надмірності необхідно вибрати метод і місце, які відповідають мінімуму критерія ефективності системи. Плануючи систему ми повинні »рахувати і те, що вводячи інформаційну надмірність з метою підвищення достовірності інформації, зменшуємо швидкість обробки інформації і погіршуємо надійність системи.

Тому, залежність (1.4) повинна враховувати цей взаємозв'язок як погіршення надійності системи і її неоперативність пов'язана з втратами у виробництві. З метою визначення впливу методу обслуговування пристроїв, що відмовили, на оперативність обробки інформації розглянемо наступні системи:

- система з резервом часу на ремонт пристроїв, що відмовили;
- система з резервом пристроїв;
- система змішаного типу (з резервом часу і резервом пристроїв).

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу



Таким чином, для кожної з вказаних систем визначимо вид залежності (1.4), яка враховуватиме зміну технічних параметрів пристроїв, характеристику джерела інформації і вибрану систему обслуговування пристроїв, що відмовили.

Вводячи і реалізуючи інформаційну надмірність в певних місцях ( $\omega$ ) системи, проектувальник зменшує швидкість обробки інформації групи пристроїв. Отриману при цьому швидкість обробки інформації можна обчислити таким чином:

$$C_{\text{ср}} = f(c, p, \Delta p, \tilde{p}) \quad (1.6)$$

де:  $C$  - швидкість обробки інформації без надмірності;  $p$  - кількість елементів повідомлення;

$\Delta p$  - кількість надмірних елементів повідомлення;  $\tilde{p}$  - вірогідність прийому інформації без повторень.

Для порівняння конкурентноздатних варіантів СЗПД вибираємо критерій ефективності, що приведений до періоду обробки заданого графіка надходження і споживання об'ємів даних.

Тоді, методику рішення задачі вибору КТЗ СЗПД можна представити у вигляді наступної послідовності етапів:

- вибір множини структур системи і технологій обробки інформації;
- поділ структур на складові (підсистеми), які дозволяють змоделювати процес обробки інформації;
- перерозподіл в підсистемі параметрів пристроїв, що входять в СЗПД;

Тема 6. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

- визначення місь (ω) застосування і реалізації інформаційної надмірності в системі;
- визначення залежності  $C_{cp}$  при обраному способі підвищення достовірності інформації і розрахунок швидкості обробки інформації пристроями;
- моделювання процесу проходження заданих об'ємів інформації в підсистемі;
- визначення зв'язків між підсистемами;
- визначення значення критерію ефективності СЗПД;
- вибір структури системи з певною технологією обробки, яка відповідає мінімуму критерія ефективності на основі розрахунку, вибраної множини структур і технологій обробки інформації.

Таким чином, виникає необхідність визначення залежності (1.3-1.5), при обраній системі обслуговування пристроїв, що відмовили. Розроблена залежність дозволить сформулювати задачу вибору КТЗ.

Запропонована постановка задачі формалізованого вибору КТЗ відрізняється від відомих наступним:

- загальносистемним підходом при перерозподілі параметрів достовірності, оперативності і надійності обробки інформації в системі;
- формалізацією процесу вибору КТЗ для СЗПД, що дозволить скористатися відомими методами вирішення задачі математичного програмування, виконувати проектування систем із застосуванням сучасних засобів обчислювальної техніки, що значно прискорить процес і збільшить точність вирішення зазначених задач;
- розробкою методів формалізованого визначення графіка роботи системи.

## Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

### 7.1 Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

#### 7.1.1 Розробка критерій для порівняння конкурентоздатних варіантів систем збору і передачі даних

Точність вирішення формалізованої задачі раціонального вибору визначається видом вибраної цільової функції. Вибору критерію порівняння варіантів систем присвячена значна кількість робіт. Визначено, що найбільш раціональним і необхідним є економічний критерій. В роботах розглянутий критерій приведених витрат, як найбільш доцільний показник для порівняння конкурентоздатних систем. Враховуючи результати вказаних розробок, і виходячи з рекомендацій висловлених в методичних матеріалах, для порівняння конкурентоздатних варіантів СЗПД приймемо приведені витрати на обробку заданого графіка надходження і споживання об'ємів інформації.

Тоді приведені витрати на  $j$ -й ФП, що входить до складу СЗПД визначається по формулі:

$$S = \sum_{i=1}^n \frac{E_H}{Q} K_i + \Delta_i \quad (2.1)$$

$E_H$  - коефіцієнт окупності капітальних витрат;

$K_i$  - капітальні витрати на  $i$ -й ФП;

$Q$  - кількість обробок СЗПД графіка НСО в рік;

$\Delta_i$  - експлуатаційні витрати на  $i$ -м ФП при обробці графіка НСО.

В загальному вигляді залежність (2.1) можна записати

$$S_i = BK_i + \Delta_{li} t_{pi} + \Delta_{2i} + \Delta_{3i} \quad (2.2)$$
$$B = \frac{E_H}{Q}; \Delta = \Delta_{li} t_{pi} + \Delta_{2i} + \Delta_{3i}$$

$B$  - коефіцієнт, що приводить капітальні витрати до періоду обробки графіка НСО ( $T_{пер} = \frac{1}{Q}$ );

$\Delta_{li}$  - експлуатаційні витрати, за одиницю часу роботи  $j$ -го ФП;

$\Delta_{2i}$  - експлуатаційні витрати, що залежать від періоду обробки графіка.

$\Delta_{3i}$  - амортизаційні відрахування;

$t_{pi}$  - час обробки  $j$ -им ФП графіка НСО;



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$K_i$  - в (2.2) в загальному вигляді визначається

$$K_i = K_{1i} + K_{2i} + K_{3i}$$

$K_{1i}$  - преїскурантна ціна  $i$ -го ФП;

$K_{2i}$  - витрати на монтаж і наладку  $i$ -го ФП ( $K_{2i} \approx 0,1K_{1i}$ );

$K_{3i}$  - транспортні витрати.

Транспортними витратами, в порівняльних розрахунках, можна нехтувати у зв'язку з їх малою значимістю по відношенню до  $(K_{1i} + K_{2i})$ .

Як відомо, система складається з технологічно обґрунтованого набору ФП. Із сукупності наявних ФП  $i$ -го типу необхідно вибрати конкретний функціональний перетворювач (ФП) з параметрами  $C_i, D_i, \lambda_i$ , які задовольняють вимогам визначеним для СЗПД. Часто може виявитися, що існуюча множина ФП  $i$ -го типу не містить пристроїв з раціональними параметрами. На практиці виникає необхідність, з метою зменшення кількості приладів при проектуванні СЗПД, знайти їх доцільні параметри. У зв'язку із цим складові формули (2.1)  $K_i$  і  $Z_i$  необхідно представити явно вираженими функціями параметрів надійності  $\lambda_i$ , достовірності  $D_i$ ; і швидкості обробки інформації  $C_i$ . Для цього складемо таблицю вартості  $i$ -го типу в залежності від  $C_i, D_i, \lambda_i$ . Необхідною умовою її побудови являється зростання вартості  $K_{1i}$  із збільшенням одного з параметрів  $C_i, D_i$  або зменшенням  $\lambda_i$ , якщо інші є сталими.

Визначимо вигляд апроксимуючої функції  $K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i)$ .

В роботах пропонується наступна емпірична залежність функції вартості надійності.

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) [1 + l_i \ln \frac{Q_{0i}}{Q}]$$

де:  $K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i)$  - вартість виробу з надійністю  $P$ ;

$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i})$  - Вартість виробу з надійністю  $P_0$ ;

$l_i$  - коефіцієнт.

$$Q = 1 - P; \quad Q_0 = 1 - P_0; \quad P_0 = 1 - \lambda_0^t; \quad P = 1 - \lambda^t$$

де  $t$  - період експлуатації.

У деяких роботах приводиться наступний вид функцій  $K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i)$ :

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) [1 + l_i \lg \alpha \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i}]$$

Вказана формула  $K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i)$  дозволяє записати залежність вартості пристрою (враховуючи, що на практиці  $\lambda \ll 0,1$ ) від зміни надійності у вигляді

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) [1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i}]$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

В роботі [16] приведена залежність вартості пристрою від зміни параметра достовірності

$$K_{1i}(C, D, \lambda) = K_{1i}(C, D_{0i}, \lambda_{0i}) [1 + \sigma_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i}]$$

Враховуючи викладене вище, побудовану таблицю подамо у вигляді залежності:

$$K_{1i}(C, D, \lambda) = f_{1i}(C, D, \lambda) [1 + \sigma_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i}] [1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i}] \quad (2.4)$$

$D_{0i}$  - вихідна достовірність обробки інформації  $i$ -им ФП;

$\lambda_{0i}$  - вихідний показник надійності  $i$ -го ФП;

$[1 + \sigma_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i}]$  - функція, що характеризує приріст капітальних витрат при

зміні достовірності з  $D_{0i}$ , до  $D_i$  ;

$[1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i}]$  - функція, що характеризує приріст капітальних витрат

$i$

при зміні показника надійності з  $\lambda_{0i}$ . до  $\lambda_i$ ,

$\mathcal{E}_{1i}$  в (2.2) можна виразити наступною залежністю:

$$\mathcal{E}_{1i} = \alpha_i + \mathcal{E}_{\text{рем.}i} \lambda_i \quad (2.5)$$

$\mathcal{E}_{\text{рем.}i}$  - витрати на ремонт  $i$ -го ФП у випадку виникнення аварійного відмовлення;

$\alpha_i$  - решта поточних витрат за одиницю часу роботи  $i$ -го ФП

$$a_i = a_{1i} + a_{2i} + a_{3i} + a_{4i} + a_{5i} + a_{6i}, \quad (2.6)$$

$a_{1i}$  - витрати на електроенергію за одиницю часу роботи  $i$ -го ФП, (грн./година);

$a_{2i}$  - витрати на оренду каналів зв'язку  $i$ -го ФП, (грн./година);

$a_{3i}$  - витрати на матеріали, інструменти та інше для профілактичного обслуговування  $i$ -го ФП, (грн./година);

$a_{4i}$  - заробітна плата технічного персоналу, що виконує

профілактично-технічне обслуговування  $i$ -го ФП, з урахуванням додаткових виплат і відрахувань органам соціального страхування, (грн./година);

$a_{5i}$  - витрати на допоміжні матеріали (магнітний носій, папір для друкуючих

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
пристроїв та ін.) (Грн/Година),  
синтезу

$a_6$  - поточні витрати, невраховані в даному розгляді  $a_1$ .

Часто при проектуванні систем складові  $\mathcal{E}_{1i}$ ,  $\mathcal{E}_{2i}$ ,  $\mathcal{E}_{3i}$ , в числовому вигляді отримати важко. Тому, при розрахунку  $\mathcal{E}_{1i}$ ,  $\mathcal{E}_{2i}$ ,  $\mathcal{E}_{3i}$ , в даний час використовують

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу нормативні дані, які дозволяють визначити величину  $n_i$  і вказаних складових як певний процент капітальних витрат.

Визначимо складові  $a_{1i} + a_{2i} + a_{3i} + a_{4i} + a_{5i} + a_6$ ,  $\mathcal{E}_{\text{рем.}i}$  використовуючи нормативні дані:

1) витрати на електроенергію:

$$\alpha_{1i} = \alpha_1 P_i \quad (2.7)$$

$\alpha_1$  - вартість однієї кВт. год. електроенергії, грн./кВт. година;

$P_i$  - електрична потужність, що споживається і-им ФП (кВт.)

2) витрати на оренду каналів зв'язку

$$\alpha_{1i} = N_i \quad (2.8)$$

$N_i$  - норма оренди даного виду каналів зв'язку (грн. /година)

3) витрати на матеріали і інструменти для профілактичного ремонту

$$\alpha_{3i} = \alpha_2 K_{1i} \frac{1}{Q * T_{\text{ном.}i}} \quad (2.9)$$

$\alpha_2$  - норма відрахувань на матеріали та інструменти для профілактичного ремонту за рік;

$T_{\text{ном.}i} = \frac{T_{\text{ном.}i}}{Q}$  - нормативний час роботи і-го ФП за період обробки графіку НСО;

$T_{\text{ном.}i}$  - нормативний час роботи і -го ФП за рік.

4) заробітна плата технічного персоналу

$$\alpha_{4i} = \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5^{12} \mathcal{Z}_{\text{т.п.}i} \frac{L_i}{T_{\text{обс.}} * Q * T_{\text{ном.}i}} \quad (2.10)$$

$\alpha_3$  - коефіцієнт, що враховує збільшення заробітної плати персоналу за рахунок додаткових витрат (премії, надбавки), ( $\alpha_3 = 1,1$ );

$\alpha_4$  - коефіцієнт, що враховує збільшення кількості технічного персоналу для підміни в період відпусток, ( $\alpha_4 = 1,05$ );

$\alpha_5$  - коефіцієнт, що враховує відрахування органам соціального страхування;

$\mathcal{Z}_{\text{т.п.}i}$  - місячна заробітна плата одного технічного працівника, що обслуговує і-й ФП;

$L_i$  - нормативна тривалість обслуговування і-го ФП протягом місяця (людино-годин/міс.)

$T_{\text{обс.}}$  - середня місячна норма робочого часу одного технічного працівника,

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
(Година/міс.), (Годис. = 174 Годин).  
синтезу  
5) витрати на допоміжні матеріали

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$\alpha_{5i} = M_i C_i K_{\text{мат.}i} \quad (2.11)$$

$M_i$  - кількість допоміжних матеріалів на знак інформації,  
(матеріал./знак ).

$C_i$  - швидкість обробки інформації і-им ФП,(знаків/година );

$K_{\text{мат.}i}$  - вартість одиниці матеріалу (грн/матеріал )

б) витрати на ремонт і-го ФП

$$\mathcal{E}_{\text{рем.}i} = \alpha_6 \frac{K_{1i}}{Q * T_{\text{ном.}i} \lambda_i} \quad (2.12)$$

$\alpha_6$  - норма відрахувань за рік на ремонт і-го ФП;

$\mathcal{E}_{2i}$  - включає в себе заробітну плату персоналу, обслуговуючого і-й ФП, за період обробки графіку НСО, позначимо  $\mathcal{E}_{\text{опт.}i}$  (грн/графік ) і витрати на матеріали і запчастини  $\mathcal{E}_{\text{м.з.}i}$  (грн/графіг)

$$\mathcal{E}_{\text{оп.}i} = \frac{\mathcal{E}_{\text{опі}}^1}{Q}, \mathcal{E}_{\text{м.з.}i} = \frac{\mathcal{E}_{\text{м.з.}i}}{Q}$$

$\mathcal{E}_{\text{опі}}^1$  - заробітна плата персоналу, що обслуговує і-й ФП за рік;

$\mathcal{E}_{\text{м.з.}i}$  - витрати на матеріали і запчастини по і -му ФП за рік.

Тоді

$$\mathcal{E}_{\text{оп.}i} = \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \frac{\mathcal{E}_{\text{опі}}^1 \mathcal{C}_i}{Q} \quad (2.13)$$

$\mathcal{E}_{\text{опі}}^1$  - заробітна плата одного оператора, що обслуговує й ФП і-й за місяць;

$\mathcal{C}_i$  - кількість змін операторів при обробці графіка НСО.

$$\mathcal{E}_{\text{м.з.}i} = \alpha_7 \frac{K_{1i}}{Q} \quad (2.13)$$

$\alpha_7$  - норма відрахувань на матеріали та запчастини за рік.

Амортизаційні відрахування  $\mathcal{E}_{3,i}$  визначаються у відповідності з затвердженими нормами:

$$\mathcal{E}_{3,i} = \frac{A_i K_{1i}}{Q} \quad (2.15)$$

$A_i$  - норма амортизаційних відрахувань для і -го ФП.

Таким чином, (2.2) з урахуванням (2.3)-(2.15) може бути записана

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$S_i = \left[ \frac{Q}{T_{\text{обс.}} T_{\text{ном.}i}} + \frac{Q * T_{\text{ном.}i}}{t_{pi}} \right] K_{1i} + \left[ \alpha P + H + \alpha \alpha \alpha \right] \frac{3_{\text{т.п.}i} L_i}{12} + M C K ] t + \alpha \alpha \alpha \frac{3_{\text{оп.}i} \chi_i}{12} \quad (2.16)$$



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

(2.16) дозволяє записати (2.2) у вигляді

$$S_i = (B_i + \chi_i t_{pi}) K_{1i} + \mathcal{E}'_{1i} t_{pi} + \mathcal{E}'_{2i} \quad (2.17)$$

$$\text{де: } B_i = \frac{1.1E_H + A_i + \alpha_7}{Q}; \quad \chi_i = \frac{(\alpha_6 + \alpha_2)}{QT_{\text{ном.}i}}$$

$$\mathcal{E}'_{1i} = \alpha_1 P + N + \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \frac{Z_{\text{т.п.}i} L_i}{T_{\text{обс}} \cdot Q \cdot T_{\text{ном.}i}} + M C K$$

$$\mathcal{E}'_{2i} = \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \frac{Z_{\text{оп.}i} C_i}{Q}$$

Припустімо - графік надходження і споживання об'ємів НІ 1|хилється Q разів за рік на /и, однотипних пристроях, при цьому  $r^i$  таких же пристроїв знаходиться в резерві. Тоді

$$B_i^{(m+r)} = (m + r) B_i; \chi_i^{(m)} = m \chi_i \quad (2.18)$$

$$\mathcal{E}'_{1i}^{(1,m)} = m_i \mathcal{E}'_{1i}; \mathcal{E}'_{2i}^{(1,m)} = m_i \mathcal{E}'_{2i}$$

Середня тривалість обробки графіка НСО  $t_{pi}$ ; при працюючих  $m_i$ , ФП. визначається з наступного співвідношення

$$t_{p,i} = \frac{\sum_{j=1}^J V^j}{m_i C}$$

$\sum_{j=1}^J V^j$  - сума об'ємів інформації в графіку НСО,  $j = 1, 2, 3, \dots, J$ ;

$C_i$  - швидкість обробки інформації  $j$ -м ФП.

Ввівши заміну

$$t_i = \frac{1}{C_i}$$

отримаємо

$$t_{pi} = \frac{t_i}{m_i} \sum_{j=1}^J V^j \quad (2.19)$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів .  
Зрозуміло, що вид залежності (2.18), якщо підходити критично, неповністю відповідає всім випадкам проектування СЗПД. Інші вихідні передумови з системи обслуговування ФП техніки обробки інформації можуть перетворити вказані залежності, але загальний вигляд (2.17) завжди залишається незмінним. Критерій аналізу володіє властивостями адитивності. Тому залежність (2.17) зручно використовувати як цільову функцію (1.3) в задачі формалізованого вибору КТЗ для СЗПД.

$$\lambda_i = \lambda_{ei}, C = 0,1,2, \dots k$$

$D_i \backslash C_i$	$C_{oi}$	$C_{li}$	$\dots$	$C_{ki}$
$D_{oi}$	$K_{li}(C_{oi}D_{oi}\lambda_{ei})$	$K_{li}(C_{li}D_{oi}\lambda_{ei})$	$\dots$	$K_{li}(C_{ki}D_{oi}\lambda_{ei})$
$D_{li}$	$K_{li}(C_{oi}D_{li}\lambda_{ei})$	$K_{li}(C_{li}D_{li}\lambda_{ei})$	$\dots$	$K_{li}(C_{ki}D_{li}\lambda_{ei})$
$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$
$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$
$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$
$D_{ki}$	$K_{li}(C_{oi}D_{ki}\lambda_{ei})$	$K_{li}(C_{li}D_{ki}\lambda_{ei})$	$\dots$	$K_{li}(C_{ki}D_{ki}\lambda_{ei})$

Рис. 7.1

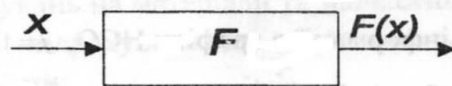


Рис. 7.2

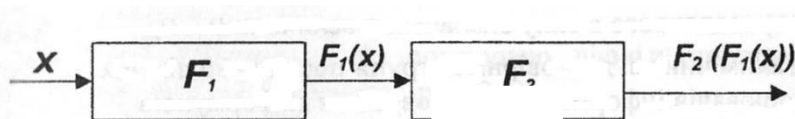


Рис. 2.3.

Рис. 7.3

### 7.1.2 Розробка обмеження на достовірність обробки інформації в СЗПД

Однією з найважливіших характеристик перетворювача інформації и минітьс я достовірність вихідної інформації. Розглянемо перетворювач Інформації F (рис.2.2) на вхід якого поступають двійкові сигнали  $x \in \{0,1\}$ , що перетворюються в вихідні сигнали  $F(x) \in \{0,1\}$ . Достовірністю перетворювача F будемо називати ймовірність збігу вихідного сигналів:

$$D_F = Z\{\chi = F(x)\} \quad (2.20)$$

з передбачення, що  $D_F \geq \frac{1}{2}$  (в іншому випадку, необхідно розшифрувати

вихідний сигнал  $F_x$ , як  $(1 - F(x))$ .

В подальших дослідженнях нам неодноразово доведеться зіштовхнутися з необхідністю розрахунку достовірності групи послідовно діючих

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
перетворювачів інформації.  
синтезу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

Очевидно, що для цього достатньо уміти розраховувати пін і достовірність групи, що складається з двох послідовних перетворювачів  $F_1$   $F_2$  (рис.2.3). Нехай перетворювач  $F_1$ , має достовірність  $D_{F_1}$  а перетворювач  $F_2$ : достовірність  $D_{F_2}$ . Тоді достовірність перетворювача  $F$ , який складається із послідовно діючих перетворювачів  $F_1$ , і  $F_2$ , згідно з визначенням (2.20)

$$D_F = P\{x = F(x)\} = P\{x = F_1(x)\}P\{F_1(x) = F_2(F_1(x))\} + P\{x \neq F_1(x)\}P\{F_1(x) \neq F_2(F_1(x))\} = D_{F_1}D_{F_2} + (1 - D_{F_2}) \quad (2.21)$$

Зазначимо, що величина  $D \geq \frac{1}{2}$ . Це випливає із нерівності  $(D_{F_1} - \frac{1}{2})(D_{F_2} - \frac{1}{2}) \geq 0$  справедливого в силу визначення величини  $D_{F_1}, D_{F_2}$ .

Таким чином, достовірність групи послідовно діючих перетворювачів інформації розраховується за формулою

$$D_F = D_{F_1}D_{F_2} + (1 - D_{F_1})(1 - D_{F_2}) \quad (2.22)$$

Зазначимо, що при  $D_{F_1}, D_{F_2}$  близьких до 1 (що, як правило, має місце на практиці), другий доданок в формулі (2.22) мізерно малий у порівнянні з першим і тому можна користуватись спрощеною формулою

$$D_F \approx D_{F_1}, D_{F_2} \quad (2.23)$$

В загальному випадку, коли система складається із  $N$  послідовно діючих перетворювачів, і

$$D_{F_i} = 1 - q_{F_i}; i = 1, 2, \dots, N$$

$q_{F_i}$  - ймовірність неспівпадання вхідного і вихідного сигналів  $i$ -го перетворювача, за умови  $\max q_{F_i} \ll \frac{1}{N}$ , вираз (2.23) можна апроксимувати:

$$D_F = 1 - \sum_{i=1}^N q_{F_i} \quad (2.24)$$

Згідно (1.5)

$$1 - \sum_{i=1}^N q_{F_i} \geq D_{\text{доп}} \quad (2.25)$$

Залежність (2.25) також справедлива в випадку, якщо оцінюється достовірність інформації, представлена в десятковому вигляді, на виході системи перетворювачів. При цьому,  $q_{F_i}$  визначається як ймовірність помилки в десятковому знаку.

Отримана залежність (2.25) використовується й далі при формалізованій постановці задачі вибору КТЗ для СЗПД як обмеження на достовірність обробки інформації (1.5).

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

2.3. Розробка обмежень на параметри системи, що забезпечує необхідну швидкість обробки інформації СЗПД

2.3.1. Система з резервом часу (РЧС)

При побудові моделі РЧС візьмемо наступні основні припущення:

- система складається із N послідовно діючих пристроїв, які працюють незалежно один від одного ( рис. 2.4);

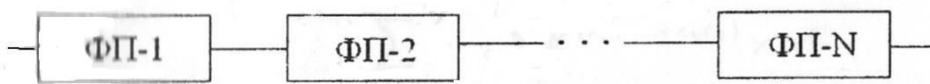


Рис.7.4

- потік аварійних відмов на K-му пристрою передбачається пуассонівським із параметром  $\lambda_k$ .

На відновлення (ремонт, заміна) K -го пристрою потребується час  $\tau^{(K)}$ .

Розглянемо випадкові величини  $\nu_k, \zeta_k$  які відповідно дорівнюють кількості відмов та часу, що витрачається на ремонт K-го пристрою при його об'ємі інформації. Тоді

$$\zeta_k = \sum_{i=0}^{\nu_k} \tau^{(K)} \quad (2.26)$$

$\tau^{(K)}$  - незалежні випадкові величини, розподілені як  $\tau^{(K)} \alpha \tau_n^{(K)} \equiv 0$  для всіх K.

Час, витрачений на ремонт всіх пристроїв системи при передачі шннни о об'єму інформації, звичайно, знаходиться за формулою

$$\zeta = \sum_{k=1}^N \zeta_k \quad (2.27)$$

Припустимо, що заданий об'єм інформації складається із V двійкових символів, швидкість обробки інформації K -го пристрою дорівнює  $C_k$  дв.симв.сек..

Введемо величину

$$T_{\text{рем.}} = T_{\text{доп.}} - \sum_{k=1}^N \frac{V}{C_k}$$

(2.28)

Тоді величина  $\eta$  (див. 1.1 - 1.2) може бути розрахована як:

$$\eta = P\{\zeta \leq T_{\text{рем.}}\} \quad (2.29)$$

Таким чином, задача знаходження показника  $\eta$  зводиться до пошуку функції розподілення випадкової величини  $\zeta$ , котра визначається її вираженнями (2.26), (2.27).

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

З припущення про незалежність функціонування окремих пристроїв системи випливає, що функція розподілення  $F_{\zeta}$  величини  $\zeta$ , дорівнює її згортці функції розподілення  $F_{\zeta_k}$  величини  $\zeta_k, K = 1, 2, \dots, N$ ;

$$F_{\zeta}(t) = F_{\zeta_1} * F_{\zeta_2} * \dots * F_{\zeta_N}(t) \quad (2.30)$$

де операція згортки  $F * G$  визначається наступним чином:

$$F * G(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t - S)G(dS)$$

чи

$$F * G(t) = \int_0^t F(t - S)G(dS)$$

у випадку, якщо розподілення  $F$  і  $G$  сконцентровані на додатній півосі.

Оскільки час ремонтів  $\zeta_k, K = 1, 2, \dots, N$  заздалегідь невід'ємний, то формула (2.30) переписеться у вигляді:

$$F_{\zeta}(t) \int_0^t F_{\zeta_1}(dS) \int_0^{t-\zeta_1} F_{\zeta_2}(dS) \dots \int_0^{t-\zeta_1-\dots-\zeta_{N-1}} F_{\zeta_N}(dS) \quad (2.31)$$

Визначимо  $F_{\zeta_k}(S), K=1, 2, \dots, N$

$$F_{\zeta_k}(S) = P\{\zeta_k < S\} = \sum_{n=0}^{\infty} P\{V_k = n\}P\{\sum_{i=0}^n \tau^{(k)} < S\} \quad (2.32)$$

За умовою пуассоновості потоку аварійних відмов

$$P\{V_k = n\} = 1^{-\lambda_k t_k} \times \frac{(\lambda_k t_k)^n}{n} \quad (2.33)$$

Тут і надалі нижче  $i_k = V/c_k$  - час роботи  $K$ -го пристрою при передачі заданого об'єму інформації.

Із умови незалежності випадкових величин  $\tau_i^{(k)} i > 0$ :

$$P\{\sum_{i=0}^n \tau^{(k)} < S\} = \int_0^s G_K(du) \int_0^{S-U_1} G_1(du) \dots \int_0^{S-U_1-\dots-U_{N-1}} G_n(dU) \quad (2.34)$$

де:

$$G_k(U = P\{\tau^{(k)} < U\})$$

Формули (2.31) - (2.34) вирішують питання визначення функції розподілу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ландшафтів величини  $S$ , а з ним і питання визначення показника  $\tau$ . Однак, отримані формули синтезу занадто громіздкі, що суттєво зменшує їхню практичну цінність. Тому являють інтерес розгляд ряду часткових випадків, в яких кінцеві формули набувають простішого вигляду.



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

1а. Нехай час відновлення  $\tau^{(k)}$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$  носить не випадковий характер.

Тоді

$$\frac{T_{\text{рем}}}{\tau^{(1)}} \cdot \left[ \frac{T_{\text{рем}} - r, \tau^1}{\tau^{(2)}} \right] \cdot \left[ \frac{T_{\text{рем}} - r\tau^i - r_{N-1}, \tau^{(N-1)}}{\tau^{(N)}} \right]$$

1б. Нехай в припущеннях п. 1 а, крім того  $\tau^k = \tau$

Тоді

$$\eta = \sum_{r_1=1} \sum_{r_2=2} \dots \sum_{r_N=0} I^{-(\lambda_1 t_1 + \lambda_N t_N)} *$$

$$* \frac{(\lambda_1 t_1)^{r_1}}{r_1!} \frac{(\lambda_2 t_2)^{r_2}}{r_2!} \dots \frac{(\lambda_N t_N)^{r_N}}{r_N!} \quad (2.36)$$

де

$$\mu = \sum_{k=1}^N \frac{V \lambda_k}{C_k}, R = \left[ \frac{T_{\text{рем}}}{\tau} \right]$$

1в. Нехай для усіх  $K$  величина  $\tau^k$  має показникові розподілення із середнім

$$\rho_k = \frac{1}{\mu_k}$$

Тоді

$$\eta = \int_0^{T_{\text{рем}}} f_1(t) dt \int_0^{T_{\text{рем}}-t_1} f_2(t) dt \dots \int_0^{T_{\text{рем}}-t_1 \dots t_{N-1}} f_N(t) dt$$

(2.3)

$$\text{де } f_k(t) = \begin{cases} \mu_k^{1-(\lambda_k t_k + \mu_k t)} \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(\mu_k t)^r (\lambda_k t_k)^{r+1}}{r! (r+1)!}, & t > 0 \\ 0, & t \leq 0 \end{cases}$$

Подальші спрощення пов'язані з використанням нерівності Чебишева. Перепишемо формулу (2.29) у вигляді:

$$\eta = 1 - P\{\zeta > T_{\text{рем}}\}$$

тоді нерівність (2.29) еквівалентна наступному:

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

Оскільки випадкова величина  $\zeta$  розподілена на позитивній півосі, ми маємо всі підстави скористатись нерівністю Чебишева в формі

$$P\{\zeta > T_{\text{рем}}\} \leq \frac{1}{T_{\text{рем}}} E\zeta \quad (2.39)$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$E\zeta$  - математичне очікування випадкової величини  $\zeta$ .

Із представлення (2.26) і (2.27) видно, що

$$E\zeta = \sum_{k=1}^N E\zeta_k = \sum_{k=1}^N E v_k E\tau^{(k)} = V \sum_{C_k}^N E \frac{\lambda_k}{C_k} E\tau^{(k)} \quad (2.40)$$

$$P\{\zeta > T_{рем}\} \leq \frac{V}{T_{рем}} \sum_{C_k}^N \frac{\lambda_k}{C_k} E\tau^{(k)} \quad (2.41)$$

а значить для виконання нерівності (2.38) достатньо, щоб

$$V \sum_{k=1}^N \frac{\lambda_k}{C_k} E\tau^{(k)} \leq \varepsilon T_{рем} \quad (2.42)$$

Зрозуміло, що у випадку 1а в формулі (2.42)  $E\tau^{(k)} = \tau^{(k)}$ :

у випадку 1б  $E\tau^{(k)} = T$ ,

у випадку 1в  $E\tau^{(k)} = p_k = \frac{1}{\mu_k}$ .

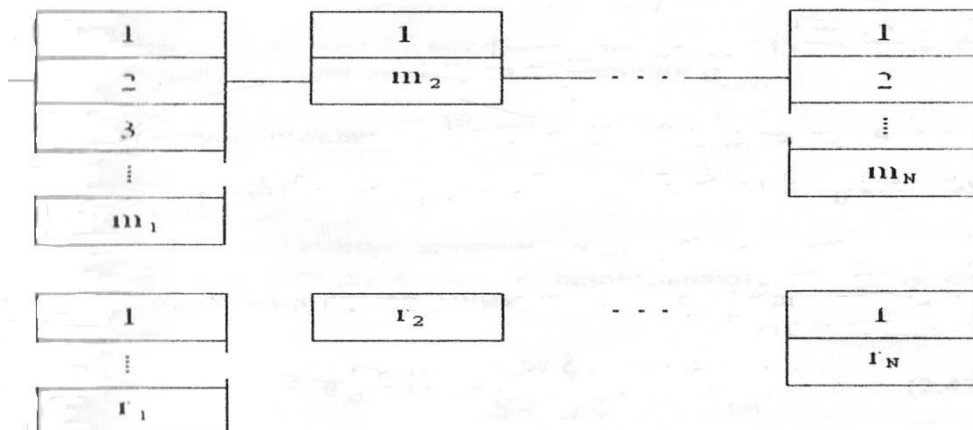
Формула (2.42) досить наглядна, хоча, вона суттєво звужує область зміни параметрів системи ( $\lambda_k, C_k, E\tau^{(k)}$ ).

Залежності (2.35-2.37, 2.42) дозволяють забезпечити своєчасну доставку інформації до споживача, при наявності резерву часу на ремонт пристроїв, що відмовили. У формалізованій постановці задачі вибору КТЗ для СЗПД залежності (2.35-2.37, 2.42) в подальшому використовується як обмеження на оперативність обробки інформації (1.4).

### 7.1.3 Система з резервом пристроїв в (РПС)

При складанні моделі РПС приймемо наступні основні припущення:

- система складається із  $N$  послідовно діючих груп, одного типу в кожній групі, пристроїв. В  $i$ -ій групі мається  $m_i$  працюючих пристроїв, які діють паралельно і  $r_i$  резервних. Передбачається, що всі пристрої, які входять в систему, працюють



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
незалежно один від одного (рис. 7.5);  
синтезу  
Рис. 7.5

- потік аварійних відмов на пристроях  $i$ -ої групи визначається пуасоновським із параметром  $\lambda_i$ ;

- на відновлення кожного пристрою  $i$ -ої групи потрібен час  $\tau^i$ . Відносно величини  $\tau^i$  пропонується, що вона розподілена за показниковим законом з параметром:

$$E\tau^i = \frac{1}{\mu_i}$$

Якщо пристрої  $m_i, i=1,2,\dots,N$ , вибрані так, що при роботі без відмов всіх пристроїв система передає необхідний об'єм інформації за час  $T_{\text{доп}}$ , то для виконання нерівності (1.2) достатньо підібрати резерв  $r_i=1,2,\dots,N$  таким чином, щоб з ймовірністю  $1-\varepsilon$  забезпечити наявність  $t_i, i=1,2,\dots,N$  справних пристроїв протягом всього часу передачі інформації.

Аналогічне завдання ставилась, однак автор припустився помилки, суть якої полягає в тому, що розподіл максимуму випадкового процесу  $\zeta_t$  на деякому інтервалі часу  $|0, T|$  під приводом стаціонарності цього процесу були замінені розподіленням значення  $\zeta_{(t_0)}$  в одній фіксованій НІЧНІ

Розглянемо наступну схему. Нехай кількість пристроїв  $i$ -ї групи необмежена, в роботі постійно знаходиться  $t_i$  пристроїв, які дають пуасонівський потік пристроїв, які відмовили з параметром  $m_i \lambda_i$ . Якщо позначити кількість несправних пристроїв в момент часу  $t$  через  $\zeta_i(t)$ , то при умові

$$\frac{m_i \lambda_i}{\mu_i} = p_i < 1 \quad (2.43)$$

марківський процес  $\zeta_i(t)$  має єдине стаціонарне розподілення [48]:

$$P_0 = 1 - p_i, P_K^i = p_i^K (1 - p_i), K = 1, 2, \dots, \quad (2.44)$$

де  $P_K^i = P\{\zeta_i(t) = K\}$ .

У відповідності з вищевкладеним, резерв  $r_i, i=1,2,\dots,N$  повинен бути визначений так, щоб

$$\prod_{i=1}^N P\{\max_{0 \leq t \leq t_i} \zeta_i(t) \leq r_i\} \geq 1 - \varepsilon \quad (2.45)$$

де  $t_i = \frac{V}{\mu_i}$

Таким чином, проходимо до задачі знаходження розподілення випадкових величин

$$\max_{0 \leq t \leq t_i} \zeta_i(t), i = 1, 2, \dots, N.$$

Нижче запропоновано два шляхи вирішення цієї задачі. Принципові труднощі зустрічаються на першому шляху і зводяться до розв'язку алгебраїчних рівнянь

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних даних із високим показником степеня, на другому шляху приходимо до необхідності синтезу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу вирішення системи лінійних диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами. Радикальний метод боротьби з виникаючими труднощами полягає в залучення ЕОМ до розв'язку вказаних задач.

1-й метод знаходження розподілень  $\max_{0 \leq t \leq t_i} \zeta_i(t)$ .

Із (2.44) можна зробити висновок, що :

$$P\{\max \zeta_i(t) \leq r\} = \sum_{K=0}^{r_i} p_i^K (1 - p_i) P\{\max \zeta_i(t) \leq r_i \mid \zeta_i(0) = K\} =$$

$$= (1 - p_i) \sum_{K=0}^{r_i} p_i^K P\{\theta_{K, r_i+1}^i > t\} \quad (2.46)$$

Де  $\theta_{K, r_i+1}^i$  при  $K < l$  означає момент першого досягнення процесом  $\zeta_i(t)$ , що виходить із стану  $K$  рівня  $l$ .

Задача зводиться до пошуку розподілень випадкових величин

$$\theta_{K, r_i+1} = R_{0,1, \dots, r_1}$$

В подальшому, індекс  $i$ , що фіксує номер групи пристроїв, будемо опускати. Введемо перетворення Лапласа величин  $\theta_{K, r_i+1}$

$$\varphi_K^{(r+1)}(S) = E e^{-S \theta_{K, r_i+1}}, \quad K = 0, 1, \dots, r$$

Як відомо, за  $\varphi_K^{(r+1)}(S)$  однозначно відтворюється функція розподілення величини  $\theta_{K, r_i+1}$ .

Виходячи із визначення величини  $\theta_{K, r_i+1}$ , можливо зробити висновки про те, що функції  $\varphi_K^{(r+1)}(S), K = 0, 1, \dots, r$  задовольняють наступну систему лінійних рівнянь:

Для  $r=0$ :

$$\varphi_0^{(1)}(S) = \frac{m\lambda}{S + m\lambda}$$

(2.47)

Для  $r > 0$ :

$$\varphi_K^{(r+1)}(S) = \frac{m\lambda}{S + m\lambda + \mu} \varphi_K^{(r+1)}(S) + \frac{\mu}{S + m\lambda + \mu} \varphi_{K-1}^{(r+1)}(S)$$

$$\varphi_r^{(r+1)}(S) = \frac{m\lambda}{S + m\lambda + \mu} \varphi_r^{(r+1)}(S) + \frac{\mu}{S + m\lambda + \mu} \varphi_{r-1}^{(r+1)}(S)$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
(2.48) синтезу

Розв'язуючи систему лінійних рівнянь (2.48) отримаємо

$$\varphi_K^{(r+1)}(S) = \frac{\Delta_K^{(k+1)}(S)}{\Delta^{(r+1)}(S)}, r = 0, 1, \dots, K, K = 0, 1, \dots, r \quad (2.49)$$



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

де  $\Delta_K^{(k+1)}(S)$ ,  $\Delta^{(r+1)}(S)$  поліноми  $r$  і  $r+1$  відповідно

Нехай

$$\Delta^{(r+1)}(S) = \alpha_0 \prod_{l=1}^L (S - S_l^{\alpha_l})$$

тут  $-S_l, l = 0, 1, \dots, L$  коні (можливо комплексні) поліноми;  
 $\Delta^{(r+1)}(S), \alpha_l, l = 0, 1, \dots, L$  - кратності співвідношень коренів.

Тоді зворотне перетворення Лапласа від функції  $\varphi_K^{(r+1)}(S)$  дорівнює

$$f^{(r+1)}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^{\alpha_l} H^{(r+1)}_{l,j} t^{\alpha_l - j} P^{S_l t} \quad t \geq 0 \quad (2.50)$$

де:

$$H^{(r+1)}_{l,j} = \frac{1}{(j-1)! (\alpha_l - j)!} \cdot \frac{d^{j-1}}{ds^{j-1}} \left[ \frac{c^k}{\Delta^{(r+1)}(S)} \right]_{S = S_l}$$

Тепер формулу (2.46) можна записати у вигляді:

$$P \{ \max_{0 \leq s \leq t} \zeta_i(t) \leq r \} = (1 - \rho) \sum_{i=1}^{r_i} \rho^k \int_{t_i}^x f^{(r+1)}(t) dt \quad (2.51)$$

Конкретні приклади розрахунку за отриманими вище формулами наведений в Додатку 1.

2-й метод знаходження розподілень  $\max_{0 \leq s \leq t} \zeta_i(t)$

Наряду з однорідним марківським процесом  $\zeta_i(t)$ , рівним кількості несправних пристроїв  $i$ -го типу в момент часу  $t$ , розглянемо процес

$$\eta_i(t) = \max_{0 \leq s \leq t} \zeta_i(S)$$

Процес  $\eta_i(t)$  не являється марківським, однак двомірний процес  $\{\eta_i(t), \zeta_i(t)\}$  - це однорідний у часі стрибкоподібний марківський процес, який міняється на множині пар  $(j, k)$  невід'ємних цілих чисел, таких, що  $(j \geq k)$ . Його інфінітезимальні характеристики визначаються щза виразом:

$$P\{(\eta_i(t+h), \zeta_i(t+h)) = (\tilde{j}, \tilde{k}) | (\eta_i(t), \zeta_i(t)) = (j, k)\} =$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$\begin{aligned}
 & \lambda_{j,k}^{(i)} h + O(h) && \text{при } \tilde{j} = j, && k = k + 1 \\
 & \mu_{j,k}^{(i)} h + O(h) && \text{при } \tilde{j} = j, && \tilde{k} = k - 1 \\
 = & v_{j,k}^{(i)} h + O(h) && \text{при } \tilde{j} = j + 1, && k = \tilde{k} + 1 \\
 & (1 - (\lambda_{j,k}^{(i)} + \mu_{j,k}^{(i)} + v_{j,k}^{(i)} h)) h + O(h) && \text{при } \tilde{j} = j, && \tilde{k} = k \\
 & O(h) && \text{в решті випадків}
 \end{aligned}$$

де:

$$\lambda_{j,k}^{(i)} = \begin{cases} 0 & \text{при } j \leq k \\ m_i \lambda_i & \text{при } j > k \end{cases}$$

$$\mu_{j,k}^{(i)} = \begin{cases} 0 & \text{при } j < k \text{ і при } k = 0 \\ \mu_i & \text{при } j \leq k > 0 \end{cases}$$

$$v_{j,k}^{(i)} = \begin{cases} 0 & \text{при } j \neq k \\ m_i \lambda_i & \text{при } j = k \end{cases}$$

Тоді величини рівні ймовірності

$$P\{\eta_i(t) = j, \zeta_i(t) = k\} \quad j, k \in Z$$

задовольняємо систему диференціальних рівнянь:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} P_{j,k}^{(i)}(t) = & - (\lambda_{j,k}^{(i)} + \mu_{j,k}^{(i)} + v_{j,k}^{(i)}) P_{j,k}^{(i)}(t) + \lambda_{j,k}^{(i)} P_{j,k-1}^{(i)}(t) + \\
 & + \mu_{j,k+1}^{(i)} P_{j,k-1}^{(i)}(t) + v_{j-1}^{(i)} P_{j-1,k-1}^{(i)}(t) \quad (2.52)
 \end{aligned}$$

з початковими умовами

$$P_{j,k}^{(i)}(0) = \begin{cases} (1 - \rho_i) \rho_i^k & \\ 0 & \end{cases}$$

при  $j=k$  в інших випадках.

В (2.52) вважаємо

$$\lambda_{j,k}^{(i)} = v_{j,k}^{(i)} = 0 \quad \text{при } k=0$$

$$\mu_{j,k-1}^{(i)} = \mu_{j-1,k-1}^{(i)}$$

Зазначимо, що специфіка нескінченної системи (2.52) полягає в її рекурентності. Тому для визначення невідомих

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

достатньо розв'язати кінцеву підсистему порядку

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$\frac{1}{2}(\tilde{j} + 1)(\tilde{j} + 2)$$

Детальніше це питання буде розглянуто в наведеному нижче прикладі.

Тепер ймовірність, що нас цікавить визначається наступним чином:

$$P\{\max_{t_i} \zeta_i(t) \leq r_i\} = \sum_{j=0}^{r_i} P\{\eta_i(t_i) = j\} =$$

$$= \sum_{j=0}^{r_i} \sum_{k=0}^j f\{\eta_i(t_i) = j, \zeta_i(t_i) = k\} =$$

$$= \sum_{j=0}^{r_i} \sum_{k=0}^j P_{j,k}^{(i)}(t_i) \quad (2.53)$$

де функція  $P_{j,k}^{(i)}(t_i)$ ,  $k \leq j \leq r_i$  знаходиться як розв'язок системи (2.52).

Конкретний приклад обрахунку для  $r = 2$  наведений в Додатку 1.

Аналіз розрахунків для конкретного  $r$  дозволяє визначити загальний вигляд залежності (2.52) (див. Додаток I). Залежності (2.51, 2.52) використовується в задачі формалізованого вибору КТЗ для СЗПД с резервом пристроїв як обмеження на оперативність обробки інформації (1.5).

#### 7.1.4 Система змішаного типу (ЗТС)

Розглянемо наступну модель системи:

- заданий  $i$ -ий рівень обробки інформації;
- на цьому рівні інформація обробляється  $m_i + r_i$ : однотипними паралельно діючими пристроями. Швидкість роботи кожного з цих пристроїв  $s_i$ , зн/сек. Одночасно працюють не більш  $t_i$ , пристроїв.

Пристрої, які в даний момент не беруть участь в процесі обробки інформації, називають резервними. При цьому резервні пристрої діляться на активні і пасивні.

Активний резерв - це справні пристрої, що знаходиться в резерві. Пасивний резерв - це несправні пристрої, які вимушені знаходитися в резерві.

На кожний з працюючих пристроїв  $i$ -го рівня діє пуасонівський потік відмов з параметром  $\lambda_i$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

Пристрій, що відмовив, потрапляє в пасивний резерв, де стає в чергу на обслуговування (відновлення). Час відновлення одного пристрою розподілено по показовому закону з середнім  $\frac{1}{m_i}$ . Після відновлення пристрій поступає активний резерв. Замість пристрою, що відмовив, в процес обробки інформації на  $i$ -му рівні включається пристрій з активного резерву (якщо у момент відмови активний резерв порожній, то заміна відбувається у момент поповнення активного резерву).

Передбачається, що система повинна, з вірогідністю  $1-\varepsilon$  передати

даний об'єм інформації  $V = \sum_{j=0}^j V_j, j = 1, 2, \dots, j$  дв. символів за час  $T_{\text{доп}}$  :

$$\eta = P\{t_{\text{обр}} \leq T_{\text{доп}}\} \geq 1-\varepsilon$$

Об'єми інформації завантажують систему рівномірно  $J \gg m_i$ .

Розглянемо величину  $\zeta_i(t)$  рівну кількості пристроїв  $i$ -го рівня, що знаходиться в момент часу  $t$  в пасивному резерві. Тоді із зроблених вище пропозицій виходить, що  $\zeta_i(t)$  однорідний за часом марківський процес, що змінюється на цілих точках інтервалу  $[0, m_i + r_i]$ . інфінітезимальні характеристики цього процесу задаються співвідношеннями

$$P\{(\zeta_i(t+h)) = j | \zeta_i = k\} = \begin{cases} \lambda_k^{(i)} h + 0(h) & \text{при } j = k + 1 \\ \mu_k^{(i)} h + 0(h) & \text{при } j = k - 1, k \geq 0 \\ 1 - (\lambda_k^{(i)} + \mu_k^{(i)}) h + 0(h) & \text{при } j = k \\ 0(h) & \text{в решті випадків;} \end{cases}$$

(2.54)

де  $\lambda_k^{(i)} = \lambda_i \min(m_i, m_i + r_i - k)$ ;

$$\mu_k^{(i)} = \begin{cases} \mu_i & \text{при } k \neq 0 \\ 0 & \text{при } k = 0 \end{cases}$$

(2.55)

За величиною  $\zeta_i(t)$  визначимо величину

$$\eta_i(t) = \min(m_i, m_i + r_i - \zeta_i(t)) \quad (2.56)$$

що дорівнює кількості пристроїв  $i$ -го рівня передаючих інформацію в момент часу  $t$ .

Тоді випадковий процес

$$I_i(t) = C_i \int_0^t \eta_i(S) dS$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

являє собою кількість інформації, обробленими пристроями  $i$ -го рівня до моменту часу  $t$ .

Введемо величину  $\theta_i = \inf\{t \cdot I_i(t) \geq v\}$ , суть якої в тому, що це час, за який пристрої  $i$ -го рівня обробляють задану кількість інформації  $v$ .

Враховуючи, що має місце співвідношення

$$P\{\theta > t\} = P\left\{\int_0^t \eta_i(S) dS\right\} \leq \frac{V}{C}$$

(2.57)

Завдання розподілення величин  $\eta_i$ , зводиться до знаходження розподілення випадкових величин

$$\int_0^t \eta_i(S) dS, \quad i = 1, 2, \dots, N$$

Для спрощення запису індекс „ $i$ ” далі буде опускатись.

Враховуючи стрибкоподібний характер траєкторії процесу  $\eta_t$  можемо підсумувати, що

$$\int_0^t \eta_i(S) dS = \sum_{k=1}^{v(t)} f(\zeta_{k-1} \tau) k - 1, \zeta_{k-1}) + \chi(t) \quad 2.58$$

$$f_{(k)} = \min\{m, m + r - k\};$$

$\zeta_n, n > 0$  - ланцюг Маркова, вкладений в процес  $\zeta_t$ , тобто

$\zeta_n$  - значення процесу  $\zeta_t$  в момент  $n$ -го стрибка.

Матриця перехідних ймовірностей

$$P = \|P_{k,j}\|_{j,k=0}^{m+r}$$

цього кола задається наступним чином:

$$P_{k,j} = \begin{cases} \mu_k / \lambda_k + \mu_k & \text{при } j = k - 1, 0 < k < m + r \\ \mu_k / \lambda + \mu & \text{при } j = k - 1, 0 < k < m + k \\ 1 & \text{при } k = 0, j = 1 \cup k = m + r, j = m + r - 1 \\ 0 & \text{в решті випадків} \end{cases} \quad (2.58)$$

$\{\tau(n, j), n=0, 1, \dots, j=0, 1, \dots, m+r\}$  - сімейство незалежних випадкових величин,

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

які не залежать від кола  $\zeta_n, n > 0$ ; розподіл величин  $\Gamma(\lambda, \mu)$  не залежить від  $\lambda$  і задається формулою

$$P\{\tau(n, j) > t\} = P^{-(\lambda_i + \mu_i)t}$$

Величина  $\tau(n, j)$  інтерпретується як час  $n$ -го „сидіння” процесу  $\zeta_t$  в стані  $j$ ,  $v(t) = \min \{n: \sum \tau(k, \zeta_k) > t\}$  - кількість „стрибків” процесу  $\zeta_t$  до моменту  $t$  величина  $x(t)$  - тривалість останнього процесу обмежена по ймовірності, як функцій  $t$ .

Подання (2.58) дозволяє скористатись загальними теоремами про додавання випадкових величин, заданих на напівмарківському процесі стверджувати асимптотичну нормальність величини  $\int_0^t \eta(S) dS$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P\left\{ \frac{\int_0^t \eta(S) dS - at}{\sigma\sqrt{t}} < X \right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^X e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

(2.60)

де

$$a = \frac{\sum_{j=0}^{m+r} \frac{\pi_j f(j)}{\lambda_j + \mu_j}}{\sum_{j=0}^{m+r} \frac{\pi_j}{\lambda_j + \mu_j}}$$

(2.61)

$$\sigma^2 = \frac{2}{\sum_{j=0}^{m+r} \frac{\pi_j}{\lambda_j + \mu_j}} \left( \sum_{j=0}^{m+r} \frac{(f(j) - a)^2}{m_{jj}(\lambda_j + \mu_j)^2} + \right.$$

$$\left. + \sum_{j=0}^{m+r} \frac{f(j) - a}{m_{jj}(\lambda_j + \mu_j)^2} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^{m+r} \frac{m_{jk} + m_{kj} - m_{jk}(f(k) - a)}{m_{kk}(\lambda_k + \mu_k)} \right)$$

(2.62)

Величини  $\pi_j, m_{jk}, j, k = 0, m + r$  які фігурують в (2.61) і (2.62) визначаються за ланцюгом  $\zeta_n, n \geq 0$  наступним чином:  $\vec{\pi} = (\pi_k, k = 0, 1, \dots, m + r)$  вектор стаціонарних ймовірностей кола, являється єдиним невід'ємним рішенням



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів системи.  
синтезу

$$\begin{cases} \sum_{j=0}^{m+r} \pi_j = 1 \\ \vec{\pi} P = \pi \end{cases}$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$(2.63)$$

$m_{j,k}$  середня кількість кроків кола до першого потрапляння до стану  $K$  при умові, що коло виходить із стану.

$$m_{j,k} = \sum n f_{j,k}^{(n)} \quad (2.64)$$

де

$$f_{j,k}^{(1)} = P_{j,k}^{(1)}$$

$$f_{j,k}^{(n+1)} = P_{j,k}^{(n+1)} - \sum f_{j,k}^{(s)} P_{kk}^{(n+1-s)}, n \geq 1 \quad (2.65)$$

В формулі (2.65) величини  $P_{j,k}^{(n)}$  елементи матриці  $P^n$ .

Величини  $f_{j,k}^{(n)}$  - суть ймовірності того, що коло  $C_n$ , входячи із стану  $j$  на  $n$ -му кроці вперше досягне стану  $K$ . Тоді величини  $m_{j,k}$  слід розуміти як середня кількість кроків кола  $C_n$  із стану  $j$  в стан  $K$ .

Зауважимо, що

$$\pi_k = \frac{1}{m_{kk}}, k = 0, 1, \dots, m + r$$

асимптотична нормальність величини  $\int_0^t \eta(S) dS$  стверджується формулою

(2.60), дозволяє наближено продовжити рівність (2.57).

$$P\{\theta_i > t\} = P\left\{\int_0^t \eta_i(S) dS \leq \frac{V}{C_i}\right\} \approx \Phi\left(\frac{V - \alpha_i C_i t}{\sigma_i \sqrt{2\pi}}\right)$$

де

$$\Phi(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^X P^2 dU$$

вирішує проблему визначення величини  $\eta$  в схемі, що розглядається

$$\eta = P\{\theta_i \leq T_{\text{доп}}\} = \int_0^{T_{\text{доп}}} f_i(t) dt \quad (2.66)$$

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
ДЄ синтезу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$f_i(t) = \left( \frac{\alpha_i}{2\sigma_i\sqrt{2\pi t}} + \frac{V}{2\sigma_i c_i t\sqrt{2\pi t}} \right) \exp \left\{ -\frac{(V - \alpha_i c_i t)^2}{2\sigma_i^2 c_i^2 t} \right\}$$

залежність (2.66) використовується в задачі формалізованого вибору КТЗ для СЗПД як обмеження на оперативність обробки інформації (1.5).

Приклад знаходження стаціонарних ймовірностей вложеного кола при  $t = 3$ ,  $r = 2$  наведені в Додатку 2.

### ***7.1.5 Дослідження впливу методів введення інформаційної надмірності на обмеження за вірогідністю і оперативністю обробки інформації в СЗПД***

Підвищення вірогідності обробки інформації в СЗПД нероздільно пов'язана з введенням інформації і структурної надмірності, яка зменшує швидкість обробки інформації і погіршує надійність системи. Таким чином, швидкість обробки інформації ( $C$ ) і інтенсивність відмов ( $\lambda$ ) в обмеженнях (2.35-2.37, 2.42, 2.51, 2.52, 2.60) являються параметрами, що відображають вплив інформаційної та структурної надмірності на вірогідність і оперативність обробки інформації.

Розрахунку надійності структур складних систем присвячені роботи Б.В.Гнеденко, Г. В. Дружинина, А.М.Половко, Я.Б.Шора, Б.Р.Левина, А.Д.Соловьйова, Ю.К.Беляєва, І.П.Бусленко, Н.Н.Коваленко, Б.В.Васильєва, А.І.Коєкіна. Однак у відомих роботах не містяться методичні рекомендації по визначенню ( $C$ ), не визначені і параметри впливу на величину ( $C$ ). В зв'язку з цим виникла необхідність дослідити вплив методів введення інформаційної надмірності на обмеження з достовірності і оперативності обробки інформації в СЗПД.

Одним із способів боротьби з виникаючими помилками являється використання кодів з знаходженням і виправленням помилок.

Для аналізу вказаних кодів складемо методику, яка передбачає оцінку вибраного метода корекції помилок по параметрам:

- забезпечуваної вірогідності інформації;
- швидкості обробки інформації;
- величині введеної інформаційної збитковості.

Загальний принцип побудови кодів, що виявляють і виправляють помилки, які виникли при передачі інформації полягає в наступному. Із  $N = 2^n$  можливих кодових комбінацій довжини  $n$  над двійковим алфавітом вибирається  $N_0 < N$  доступних, а решта  $N - N_0$  комбінації оголошуються забороненими. Поява забороненої комбінації на пункті прийому інформації свідчить про наявність помилки. Розглянемо на множенні усіх можливих кодових комбінацій довжини  $n$  відстань Хемінга,

$$\rho = (x, y) \sum_{i=1}^n (x_i \oplus y_i) \quad (2.67)$$

рівну кількості неспівпадінь в комбінаціях  $x = (x_1, \dots, x_n)$  і  $y = (y_1, \dots, y_n)$  (знак  $\oplus$  в (2.67) означає додавання за модулем 2). Тоді відстань Хемінга між відісланою комбінацією  $x$  і прийнятою комбінацією  $x'$  дорівнює кількості помилок, що виникли в процесі передачі. Якщо тепер вибрати множину  $N_0$  таким чином, щоб між будь-якими двома його точками відстань Хемінга була не менше  $2t_0$ , то по виду прийнятої комбінації ми зможемо виявити помилки кратності, що не перевищують  $t_0$ , і виправити помилки кратності перевищуючій  $t_0$  де  $t_0$  задовольняє нерівність:

$$2t_0 + 1 \leq m$$

Зрозуміло, що для забезпечення нерівності  $N > N_0$  необхідно збільшити довжину кодового слова  $n$  порівняннi з довжиною слова без надмірності (як відомо, довжину беззбиткового слова  $n_0$  так, щоб  $2^n \geq N$ ). Виникає важливе завдання визначення мінімальної додаткової довжини  $k$  кожної комбінації, що дозволяє „рознести” всі точки  $N$  на відстань  $d$ . Сьогодні є лише достатні умови для визначення  $k$ . Ці умови знайдені Варламовим і полягають в тому, що  $k$  повинне задовольняти нерівність

$$2^k > \sum_{i=0}^{n_0+k-1} C_i^{n_0+k-1} \quad (2.68)$$

Якщо кожний символ кодової комбінації довжини  $n_0 + k$  з вірогідністю  $p$  піддаються помилці, то з ймовірністю

$$D(r) = \sum_{i=0}^r C_{n_0+k}^i p^i (1-p)^{n_0+k-i}$$

число помилок при передачі не перевищить  $r$ . Припустимо, що ми хочемо побудувати код з виправленням помилок таким чином, щоб з вірогідністю

$1-\epsilon$  можна було забезпечити правильний прийом інформації, що міститься в переданому кодовому слові. З приведених вище аргументів виходить, що задача зводиться до рішення системи двох нерівностей

$$2^k > \sum_{i=1}^{2m-1} C_{n_0+k-1}^i \quad (2.69)$$

$$D(m) \geq 1 - \epsilon$$

де невідомі  $m, k$  можуть приймати лише цілочисельні значення. Наголосимо, що якщо ставиться задача лише виявлення помилок з вірогідністю  $1-\epsilon$ , то другу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів  
нерівність системи (2.09) слід замінити нерівністю  
синтезу

$$D(2m) \geq 1 - \varepsilon$$

Оскільки аналітичне рішення системи (2.69) не представляється можливим, пропонується знаходження рішення на ЕОМ.

Результати обчислення за цією програмою показали, що досягнення високих рівнів достовірності обробки даних неможливе без великої кількості додаткової, надмірної інформації. Практична реалізація процесу введення надмірності для виправлення помилок тяжка, зв'язку з громіздкістю технічних рішень. Тому, на практиці, часто застосовують методи, що дозволяють знайти помилки і шляхом повторень їх виправити.

Розглянемо докладніше характерний спосіб реалізації кодів з виявленням помилок. Припустимо, що від А до В по каналу<sup>^</sup> передається інформація, сформована у вигляді кодового слова X довжини  $\Pi_0 + K$  над двійковим алфавітом (див. рис. 2.6).

На вході пристрою В поміщений пристрій реалізації кодової надмірності R, який працює за наступною логічною схемою: якщо помилка

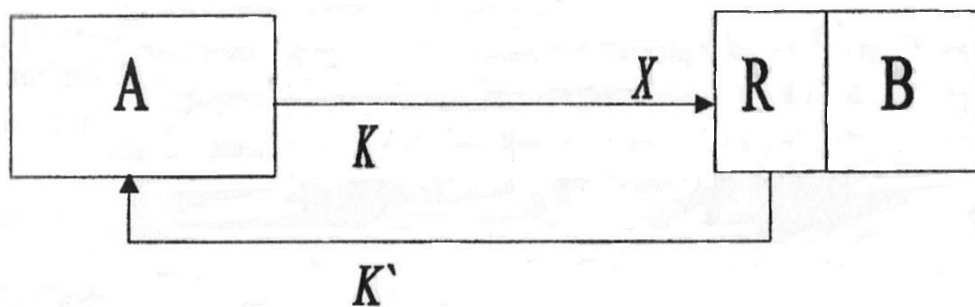


Рис.2.6.

в слові X не знайдена, то слово X приймається пристроєм В; якщо в слові X знайдена наявність помилки, то по каналу зворотного зв'язку K' посиляється сигнал в пристрій А, по якому передача слова X повторюється. Процес продовжується до тих пір, поки слово X не буде прийняте пристроєм в. Зрозуміло, що при такому способі передачі інформації від А до в швидкість передачі знижується. Оскільки весь об'єм інформації, що передається від А до в, як правило, складається із великої кількості слів, то швидкісною характеристикою блока, приведенного на рис.2.6 може слугувати середня швидкість проходження інформації через цей блок.

Нехай  $\tilde{p}$  ймовірність того, що слово, що подається на пристрій Я, проходить до пристрою В без повторень, (залежить від ймовірності  $p_0$  пошкодження одного символу в каналі і від способу виявлення помилки по надмірності). Якщо у число повторень слова X до його проходження в пункт В, то

$$P\{v = r\} = (1 - \tilde{p})^{r-1} \tilde{p} = 1, 2, \dots \quad (2.70)$$

Середня кількість повторень знаходиться за формулою:

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$Ev = \frac{1}{\tilde{p}} \quad (2.71)$$

Тепер неважко підрахувати, що середня швидкість передачі інформації на ділянці дорівнює:

$$C_{cp}^n = \frac{n_0}{\frac{n_0 + K}{C_p} + (p - 1) C'} \quad (2.72)$$

де:  $C[\frac{3H}{сек}]$  - швидкість передачі інформації по каналу

$C[\frac{3H}{сек}]$  - швидкість передачі інформації по каналу  $K'$ .

Розглянемо один конкретний код для виявлення помилок і покажемо, як в цьому випадку розраховується ймовірність  $\tilde{p}$ . Нехай слово складається із  $p$  інформаційних символів і одного надмірного, в якому стоїть сума перших  $n$  по модулю 2 ( $n = p_0, K = 1$ ). Тоді ймовірність  $\tilde{p}$  дорівнює ймовірності того, що при проходженні слова довжини  $n + 1$  по каналу в ньому буде парна кількість помилок, тобто

$$\tilde{p} = \tilde{p}_n = \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor} C_{n+1}^{2k} p^{2k} (1-p)^{n-2k+1} \quad (2.73)$$

При цьому ймовірність того, що в слові  $X$  прийнятому в пункті  $B$  помилок немає дорівнює  $(1-p)^{n+1} / \tilde{p}_n$  що відповідає зростанню достовірності в каналі передачі  $AB$  від  $D_0 = 1$  до

$$D_1^{(n)} \rightarrow D_0, C_{cp}^{(n)} \rightarrow \frac{C}{2}$$

тобто швидкість знижується вдвічі без практичного підвищення достовірності (час роботи пристрою  $R$  і проходження сигналу по каналу вважаємо дуже малим і не враховуємо).

Для досягнення потрібного рівня достовірності  $D_1^{(n)}$ , необхідно вибрати раціональну величину контрольованого блока ( $n$ ) і визначити міру зниження швидкості обробки інформації ( $C_{cp}^{(n)} / C$ ), при заданій ймовірності помилки ( $p_0$ ) і прийнятому методі контролю. В розглянутому варіанті контролю інформації мета досягнута шляхом спільного вирішення



Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

залежності (2.72,2.73,2.74). Результати розрахунку за вказаними залежностями наведені на Рис. 2.8. Наведені дослідження, по кодам виправляючи і кодам виявлення помилки, дозволяють зробити наступні висновки:

- застосування кодів з виправленням помилок зменшує швидкість обробки інформації пропорційно введеній надмірності при постійному контрольованому блоці  $n_0$

$$C_{\text{ср}} = \frac{n_0}{n_0 + k} C$$

Достовірність обробки інформації не завжди підвищується із введенням інформаційної надмірності ( $K$ ) і являється складною функцією від  $K$  з екстремумами і спадами. Виявляється протиріччя між введеною надмірністю і кратністю помилок, тобто збільшуючи довжину слова з метою корекції помилок, збільшуємо кратність помилок, які вражають це слово.

- застосування одного і того ж метода виявлення помилок для контролю блоків інформації різної довжини, веде до зниження достовірності обробки інформації  $C_{\text{ср}}^{(n)}$  (2.72) при постійному значенні ( $K$ ), спочатку зростає на певному відрізку значень ( $n$ ), а потім спадає в силу зменшення ймовірності ( $p$ ) того, що інформація буде оброблена без повторень.

З викладеного вище впливає, що величину контрольованого блоку, при вирішенні оптимізаційних задач, по вибору КТЗ для СЗПД необхідно вибирати на тій ділянці зміни ", де середня швидкість обробки інформації зростає, а достовірність залишається в межах допустимої (наприклад (рис. 2.8) при:

$$p_0 = 0.1, n \in [1.4]; \quad p_0 = 0.01, n \in [1.10]; \quad p_0 = 0.001, n \in [1.32]$$

Особливо цікавою є ситуація коли інформаційна надмірність закладена в первинний документ при складанні і знаходиться в його графах "Всього", "Сума". Використання її дозволить уникнути втрат часу на введення збитковості в процес підготовки документа.

Вказана інформаційна надмірність може бути використаний як для корекції даних при складанні первинного документа, так і при корекції помилок оператора, що проводить підготовку машиночитаного документа на основі первинного. При цьому, виявлення помилок оператора здійснюється шляхом порівняння заздалегідь заготовленої і знову отриманої контрольних сум. Виправлення помилок проводиться повторним записом спотвореного блоку інформації. За наявності технічних засобів (електронно-променевої трубки, табло т.д.) дозволяючих візуально знайти помилки в спотвореному блоці, корекція проводиться виправленням помилкових даних. Визначимо достовірність ( $D$ ) і середнє число запису ( $E_v$ ) спотвореного блоку інформації при такому методі корекції помилок.

Таким чином, для контролю перетворювача  $F$  (наприклад, оператора)

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних даних і в інформації, представленої у вигляді «знакових десятичних чисел», разом з синтезу

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

самими числами передається надмірна інформація у вигляді контрольної суми  $N$  чисел, що йдуть підряд. На практиці  $N \leq 22$ . Тому в оцінних розрахунках додатковими розрядами  $d$  в контрольній сумі (розрядність  $p + d$ ) можна нехтувати. Оцінимо ймовірність не виявлення помилки у вказаному блоці [ $p(N + 1)$ ] десяткових цифр.

Із статистичного матеріалу видно, що для всіх десяткових цифр  $x$

$$P\{x \neq F(x)\} \approx 10^{-3} \quad (2.75)$$

і що для всіх десяткових цифр  $x, y$

$$P\{x \neq F(x)\} \approx 10^{-4} \quad (2.76)$$

Для того, щоб в блоці [ $p(N + 1)$ ] після передачі через  $F$  залишилася не знайдена помилка необхідно, щоб перетворювач зробив дві або більш помилок (що взаємно знищуються при додаванні). Якщо помилка, яка відбувається з ймовірністю  $10^{-3}$  компенсується не однією, а  $K$  помилками, то виходить ймовірність порядку  $10^{-3} 10^{-4}$ . Тому можна стверджувати, що ймовірність того, що в переданому блоці буде не знайдена помилка оціниться як  $P \Rightarrow P_1 P$ ,

$$P_1 = n(N + 1)P\{x \neq F(x)\}; P_2 = n(N + 1)P\{F(x) = y \neq x\} \quad (2.77)$$

$P_1$  - ймовірність того, що в блоці є помилка;

$P_2$  - ймовірність того, що в цьому блоці є погашаюча помилка.

В перерахунку на одну цифру ймовірність з (2.77) відповідає  $P_{\text{екв}}$ , що

$$(1 - P_{\text{екв}})^{n(N+1)} = 1 - P$$

Тоді

$$P_{\text{екв}} \approx \frac{1}{n(N + 1)} P \quad (2.78)$$

Значить, вказаний метод контролю підвищує достовірність обробки інформації перетворювача  $F$  з  $D_0 = 1 - 10^{-3}$  до  $D = 1 - (N + 1) 10^{-7}$ .

При  $N = 10$ , достовірність зростає на три порядки.

При цьому, ймовірність того, що блок [ $p(N + 1)$ ] інформації буде оброблений без повторень

$$\tilde{p} = (1 - P\{x \neq F(x)\})^{n(N+1)} + P$$

Тоді середня кількість повторень при  $P\{x \neq F(x)\} \approx 10^{-3}$   $n = 6, N = 19$ :

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

$$Ev = \frac{1}{\bar{P}} = \frac{1}{1(-10^{-3})^{n(N+1)} + n(N+1)^2 10^{-7}} \approx \frac{1}{1 - n(N+1)10^{-3}} \approx 1,1$$

(2.79)

Приведені оціночні розрахунки для  $D$  і  $Ev$  (2.78-2.79) показують ефективність використання інформаційної надмірності закладеної в первинний документ при його складанні.

Відомі методи корекції помилок вимагають великих витрат на введення інформаційної надмірності і на звернення до первинного документа при виправленні помилок в порівнянні з пропонованим методом корекції. Тому розглянутий метод корекції помилок оператора раціонально застосовувати в СЗПД з інтенсивними інформаційними потоками і жорсткими вимогами до оперативності обробки даних.

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

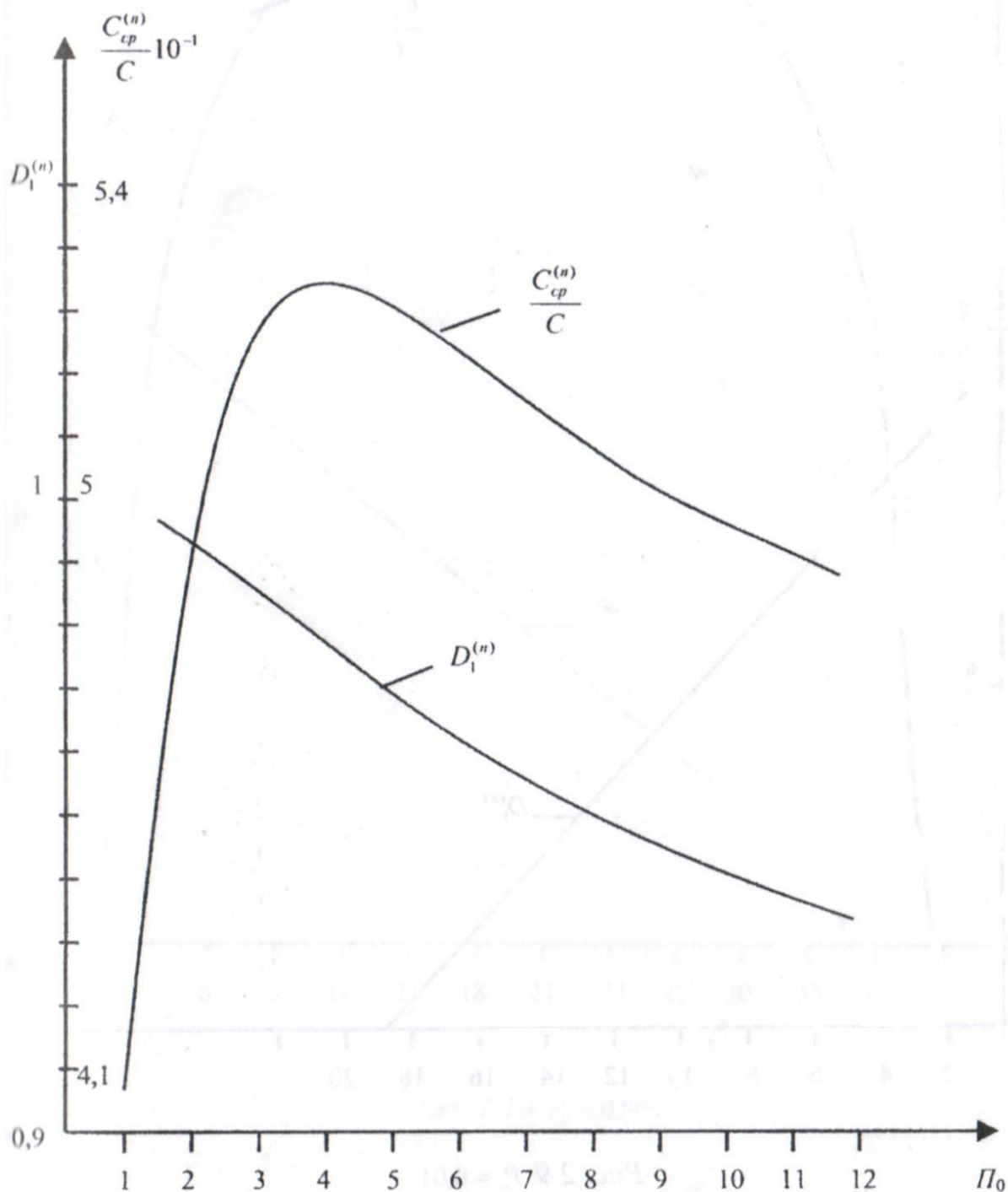


Рис. 7.6

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

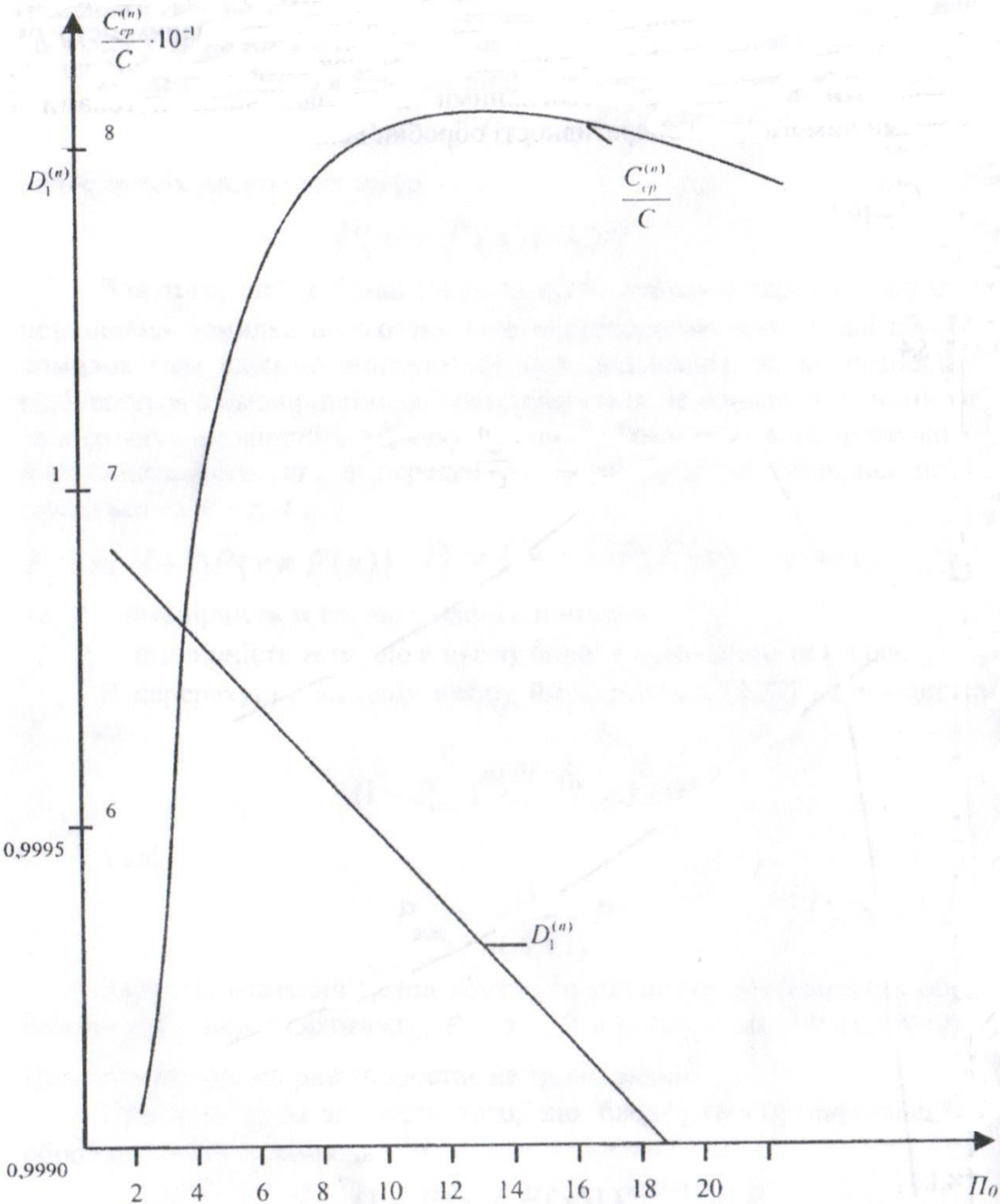


Рис. 7.7

Тема 7. Моделювання інформаційних систем із використанням інформаційних ланцюгів синтезу

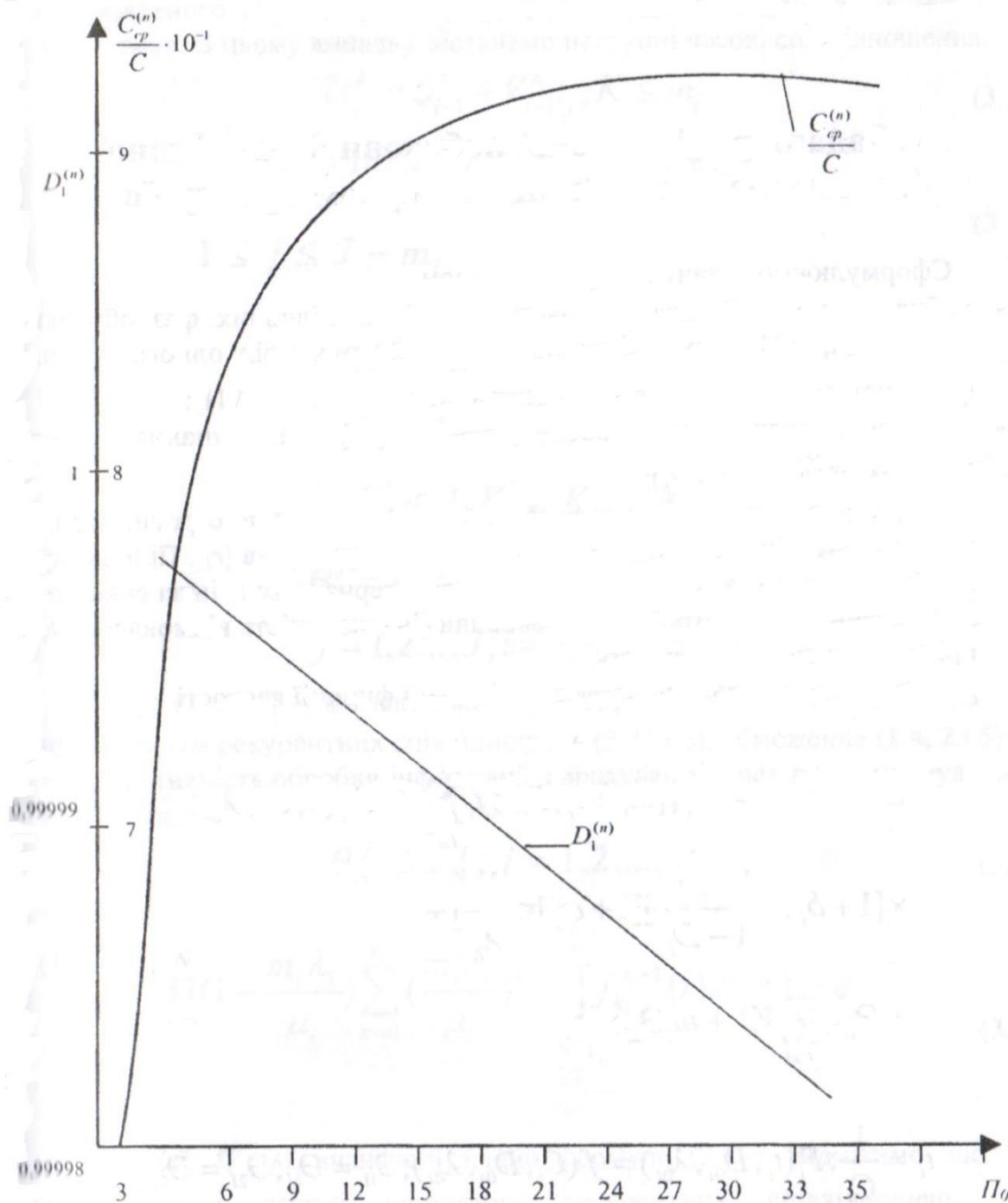


Рис. 7.8

## Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

### 8.1 Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

#### 8.1.1 Задача раціональної побудови багатofазної багатоканальної СЗПД з резервом пристроїв

Сформулюємо задачу наступним чином:

- побудувати СЗПД, яка складається з  $\wedge$  послідовних фаз обробки інформації, ФП яких працюють незалежно один від одного, кожна

фаза системи складається з  $m_i$  однотипних пристроїв (ФП);

- система призначена для обробки заданого графіку поступання об'ємів інформації  $V_j^i$  (рис. 8.1.);

- система повинна обробити вказаний графік НСО в строки, задані користувачем інформації за рахунок резерву пристроїв ( $r_i$ ). При цьому, прийнята система обслуговування характеризується інтенсивністю відновлення пристроїв, які відмовили (інтенсивність відмовлення  $\lambda_i$ ) і різною вартістю їх ремонту.

Математично задача полягає в мінімізації функції вартості

$$S(t, \vec{D}, \lambda) = \sum_{i=1}^N \left\{ C_i + r_i B_i + \chi^t \sum_{j=1}^j V_j^i F(t, D_i, \lambda_{0i}, \lambda_i) \right\} \times \left[ 1 + \delta \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i} \right] \left[ 1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right] + \Theta_{1i} t \sum_{j=1}^j V_j^i m_{0i} + \Theta_{2i} \quad (3.1)$$

де

$$t_i = \frac{1}{C_i}; F_i(t_i D_{0i} \lambda_{0i}) = f(C_i D_{0i} \lambda_{0i}); \Theta_{1i} = \Theta_{1i}; \Theta_{2i} = \Theta_{2i}$$

при обмеженні на достовірність

$$1 - \sum_{i=1}^N (1 - D_i) \geq D_{\text{доп}} \quad (3.2)$$

і час обробки інформації. Щоб отримати обмеження на час обробки інформації стосовно до графіка поступання об'ємів, складемо детальний баланс часу. При



Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів.  
Цьому будемо виходити з наступного режиму роботи системи. Об'єми інформації, які поступають в систему згідно до встановленого пріорітету,

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів займають вільні пристрої в порядку їх вивільнення. В цьому випадку дістанемо наступні часові співвідношення:

$$U_i^k = \theta_{i-1}^k + V_{i-1}^k t_i, K \leq m_i \quad (3.3)$$

$$U_i^{m_i+j} = \max \{U_i, \theta_{i-1}\} + U_{i-1} t_i$$

$$1 \leq j \leq J - m_i \quad (3.4)$$

де

$$U_i^{kj} = \min U_i^k$$

$$K' = 1 \div m_i + j - 1$$

$$K' \leq J, K' \neq m_i, \dots, K_{j-1} \quad (3.5)$$

$$\theta_i = U_i, V_i = V_{i-1}, V_0 = V_0$$

$$j=1,2,\dots,J; i=1,2,\dots,N \quad (3.6)$$

Тут і далі  $\theta_i^j$  - момент закінчення обробки об'єму  $V_i^j$  і-им ФП. З врахуванням рекурентних співвідношень (3.3-3.6), обмеження (1.4,2.45) на оперативність обробки інформації з врахуванням резервування будуть мати вигляд:

$$\theta_N^j \leq T_N^j; j = 1,2, \dots, J \quad (3.7)$$

та

$$\prod_{i=1}^N \left(1 - \frac{m_i \lambda_i}{\mu_i}\right) \sum_{k=0}^{r_i} \left(\frac{m_i \lambda_i}{\mu_i}\right)^k \int_{\frac{t_i \sum_{i=0}^J V_0^j}{m_i}}^{\infty} f_{k_i}^{r_i+1}(t) dt \geq 1 - \varepsilon$$

$$(3.8)$$

де функції  $f_{k_i}^{r_i+1}(t)$  визначені згідно формули (2.49). Відмітимо, що  $T_N^j$  визначаються згідно наступних рекурентних співвідношень, які відповідають співвідношенням (3.6).

$$T_N^j = T_{i-1}^{kj}, i = 1,2, \dots, N; j = 1,2, \dots, J \quad (3.9)$$

де  $T_0^{kj} = T_0^j$  - моменти часу закінчення обробки об'ємів  $V_N^j$  системою СГІД, встановлені споживачем інформації. При необхідності, графік поступання інформації, який дістали з формули (3.6), можна ще раз пронумерувати «гідно встановленому пріорітету. Методика вирішення задачі (3.1-3.9) полягає в наступному. За  $\lambda$  організуємо перебір. При кожному фіксованому значенні  $\lambda$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів. будемо шукати мінімум  $S(t, D, \lambda)$  за змінними  $t, D$ . Спочатку знайдемо мінімум функції вартості тільки при умові (3.2). Для цього застосуємо метод множників Лагранжа. Функція Лагранжа має вигляд:

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
 $L(t, D, \lambda, \mu) = S(t, D, \lambda) + \eta [D_{\text{доп}} - 1 + \sum_{i=1}^N (1 + D_i)]$  (3.10)

З умов екстремуму функції (3.10) знайдемо вираз для  $1 - D_i$ ;  $\eta$  через  $t_i$ :

$$1 - D_i = \frac{\delta [ (m + r B + \chi t \sum_{j=1}^N V^j) F(t, D, \lambda) [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0j}}{\lambda_j}] ]}{\eta} \quad (3.11)$$

$$\eta = \frac{\sum_{j=1}^N \delta [ (m + r B + \chi t \sum_{k=1}^N V^k) F(t, D, \lambda) [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0j}}{\lambda_j}] ]}{1 - D_{\text{доп}}} \quad (3.12)$$

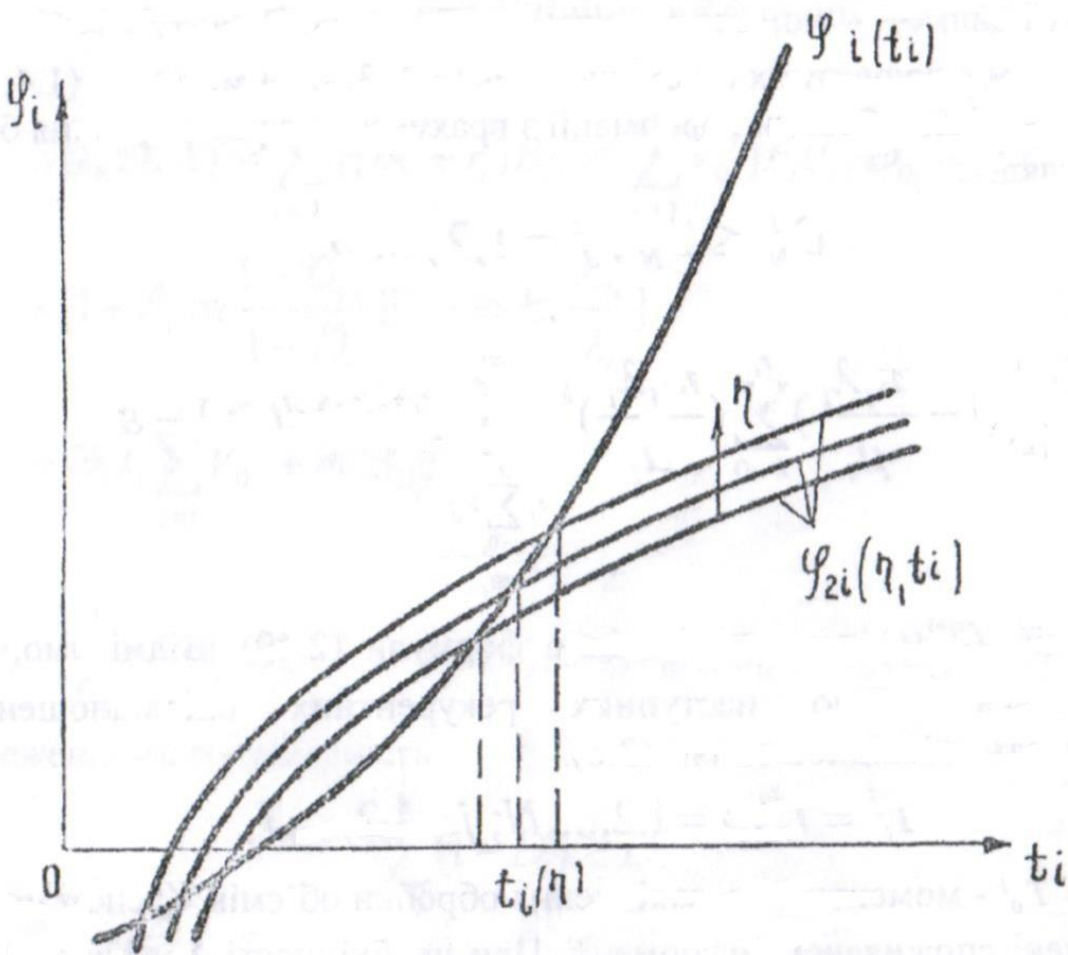


Рис. 8.1

Для знаходження підозрілих на екстремум точок /, необхідно знайти рішення системи рівнянь

$$\sum_{j=1}^N V_0^j \vartheta_{1i}$$

$$[\chi \sum_{j=1}^j V^j F(t, D, \lambda) + [m + r B + \chi t \sum_{d=1}^j V^j] F(t, D, \lambda) [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda}]]$$

i j=1 0 i i 0i i i i i i i d=1 0 i i 0i i i λ<sub>i</sub>

+

$$+ 1 + \delta_i \ln [(1 - D_{0i}) \frac{\eta}{j} \frac{\eta}{j} \frac{\eta}{\lambda}]$$

$$\delta_i [(m_i + r_i) B_i + \chi t_i \sum_{d=1}^j V^j] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) [1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i}]$$

$$= 0$$

(3.13)

На практиці зустрічаються випадки залежності

$$F(t, D, \lambda) = \alpha t^{-\gamma}, \gamma > 0$$

i i 0i i i i i i

(3.14)

Враховуючи (3.12, 3.14) можна зробити висновок, що рівняння (3.13) у цьому випадку має одне допустиме рішення (рис.3.1, де  $\varphi_{1i}(t_i)$ ,  $\varphi_{2i}(\eta, t_i)$ , відповідно, ліва і права частини рівняння (3.13), яке можна знайти методом Ньютона при кожному фіксованому значенні  $\lambda$ ), при цьому, враховуючи (3.12) вважається, що

$$\eta \geq \frac{\delta [(m + r B + \chi t \sum_{j=1}^j V^j] F(t, D, \lambda) [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda}]}{1 - D_{доп}}$$

i i i i i i j=1 0 i i 0i i i λ<sub>i</sub>

(3.15)

Як бачимо, функція  $t_i(\eta)$  є монотонно зростаючою (рис. 3.1), а тому функція  $\Phi(\eta)$ , яка визначається за допомогою формули

$$\Phi(\eta) = \sum_{i=1}^N \frac{[\alpha \delta t(\eta)] [(m + r B + \chi t(\eta) \sum_{j=1}^j V^j) [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda}]]}{\eta} - (1 - D_{доп})$$

i i i i i i i i j=1 0 i i

(3.16)

є спадаючою функцією від  $\eta$ . Рівняння

$$\Phi(\eta) = 0$$

(3,17)

Тема 8 Створення моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів аналогічне умовам (3.2-3.7). Його можна вирішити методом поділу відрізка навпіл.

Діставши значення  $t$ , перевіримо, чи відповідають ці значення умовам (3.3-3.9). Якщо це так, то вірогідно, що ці значення будуть доставляти мінімум, який потрібно знайти. В протилежному випадку з умов (3.3-3.9) знайдемо граничні значення області зміни параметрів  $t_i$ ; далі задача вирішується шляхом перебору за цими значеннями і обчисленнями функції (3.1), де  $1 - D_i$  визначається згідно формул (3.11, 3.12).

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
 Наостанок слід зауважити, що значення  $m_i, \lambda_i, r_i$  можна вибрати виходячи із наступного апріорних співвідношень:

$$m_i, \lambda_i < \mu_i$$

$$r_i \geq -1 + \frac{\ln \frac{1}{\varepsilon}}{\ln \mu_i / m_i \lambda_i}, r_i \geq 0$$

(3.18)

Крім того, у випадку, коли  $0 < r_i < 2$  умови (3.8) можна переписати більш простіше, якщо зауважити що

$$\int_0^{\infty} f_{0i}(t) dt = e^{-\lambda_i t_i \sum_{j=0}^{\infty} V^j} \frac{t_i \sum_{j=0}^{\infty} V^j}{m_i} \quad (1)$$

$$\int_0^{\infty} f_{0i}(t) dt = \frac{1}{S_{2i} - S_1} \left[ \frac{S_{2i} t_i \sum_{j=1}^{\infty} V^j}{(m_i \lambda_i)^2} - \frac{1}{S_{2i}} P_{m_i}^{j=1, 0} \right] \frac{t_i \sum_{j=0}^{\infty} V^j}{m_i} \quad (1)$$

$$\int_0^{\infty} f_{1i}(t) dt = \frac{1}{S_{2i} - S_{1i}} \left[ \frac{m_i \lambda_i + S_1}{S_{1i}} \frac{S_{1i} t_i \sum_{j=1}^{\infty} V^j}{P_{m_i}^{j=1, 0}} - \frac{m_i \lambda_i + S_2}{S_{2i}} \frac{S_{2i} t_i \sum_{j=1}^{\infty} V^j}{P_{m_i}^{j=1, 0}} \right] \frac{t_i \sum_{j=0}^{\infty} V^j}{m_i} \quad (2)$$

$$\int_0^{\infty} f_{1i}(t) dt = - \sum_{i=1}^3 \frac{\Delta_k(\tilde{\xi}_i)}{\prod (S_i S_{1i})} \tilde{\xi}_i P_{m_i}^{j=1, 0}; K = 0, 1, 2 \quad (3.19)$$

де  $S_{2i} = -(m_i \lambda_i + S_1)$

$$\mu_i^2 \pm \sqrt{\mu_i^2 - m_i^2 \lambda_i^2} = \mu_i$$

корені квадратного рівняння

$$S^2 + (2m_i \lambda_i + \mu_i)S - m_i^2 \lambda_i^2 = 0 \quad (3.20)$$

$$S_{1i} = \chi_{1i} - \lambda_i m_i - \frac{2\mu_i}{3}, l = 1,2,3; i = 1, \dots, N$$



Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
а  $\chi_{1i}$  корені кубічного рівня:

$$X_i^3 + 3P_i X_i + 2q_i = 0$$

де

$$P = -\frac{1}{3}(\mu_i^2 + 2\mu_i m \lambda_i) < 0$$

$$q = -\frac{1}{6}\mu_i m \lambda_i - \frac{1}{27}\mu_i^3$$

Оскільки

$$D = P^3 + q^2 = \frac{1}{27}\mu_i^5 m \lambda_i - \frac{13}{108}\mu_i^4 m \lambda_i - \frac{8}{27}\mu_i^3 m^3 \lambda_i^3 < 0$$

то корені рівняння (3.21) можна визначити згідно формул

$$\cos\Phi = \frac{|q_i|}{\sqrt{|P_i|^3}} ; R = \sqrt{|P_i| \operatorname{sgn}\{q\}}$$

$$X_{1i} = -R \cos\left(\frac{\Phi_i}{3}\right), X_{2i,3i} = 2R \cos\left(\frac{\pi \pm \Phi_i}{3}\right)$$

Безпосередня перевірка показує що всі значення  $S_{1i}; I = 1,2,3$  будуть ід'ємними.

Підставивши в залежність (3.19)  $\sum_{i=0}^J V^j = T$  (індекс  $i$  опускаємо),

запишемо (3.8) у вигляді:

для  $r = 0$

$$\left(1 - \frac{m\lambda}{\mu}\right) P^{-m\lambda T} \geq 1 - \varepsilon$$

для  $r=1$

$$\left(1 - \frac{m\lambda}{\mu}\right) \left\{ F_0^2(T) + \frac{m\lambda}{\mu} F_1^{(2)}(T) \right\} \geq 1 - \varepsilon$$

$$(2) \quad m^2 \lambda^2 \quad 1 \quad \underline{m\lambda + S_2}$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шлюзу з резервом часу її основних параметрів

$$F_1^{(2)}(T) = \frac{m\lambda}{S_2 - S_1} \left( \frac{m\lambda + S_1}{S_1} P^{S_1 T} - \frac{m\lambda + S_2}{S_2} P^{S_2 T} \right)$$

### **8.1.2 Задача раціональної побудови багатofазної одноканальної СЗПД з резервом часу на ремонт пристроїв**

Сформулюємо задачу таким чином:

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
 - побудувати СЗПД, яка складається з  $N$  послідовних фаз обробки інформації, ФП яких працюють незалежно один від одного; кожна фаза системи вміщає один пристрій;

- система призначена для обробки заданого графіка поступання об'ємів інформації  $V_i$
- система повинна обробляти вказаний графік поступання об'ємів в терміни, задані споживачем інформації з врахуванням виділення із загального часу обробки інформації часу на ремонт пристроїв, які відмовили. Математично задача полягає в мінімізації функції вартості

$$S(t, \vec{D}, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^n \{ [B_i + \chi_i t_i \sum_{j=1}^J V^j] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_{0i}) \times [1 + \delta \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_0}] [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda} +] \sum_{i=1}^J t_i V^j + \sum_{i=2}^J \dots \} \quad (3.22)$$

при обмеженнях на достовірність

$$1 - \sum_{i=1}^N (1 - D_i) \geq D_{\text{доп}} \quad (3.23)$$

і час обробки інформації (2.29), який запишемо в вигляді

$$\left[ \frac{T_{\text{рем}}^j}{r_1} \right] \left[ \frac{T_{\text{рем}}^j - r_1}{r_1} \right] \left[ \frac{T_{\text{рем}}^j - \sum_{i=1}^N r_i}{r_1} \right] \sum_{r_1=0} \sum_{r_2=0} \dots \sum_{r_N=0} P^{-\sum_{i=1}^N \mu_i^j} \quad (3.24)$$

де  $T_{\text{рем}}^j$  резерв часу на ремонт пристроїв при обробці об'єму  $V^j$

$$\mu_i^j = V^j \lambda_i t_i \quad (3.25)$$

а моменти закінчення обробки об'єму  $V^j$  визначаються з співвідношень

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом рекурсивного розподілу її основних параметрів

$$\theta_i^1 = \theta_{i-1}^1 + V_i^1 t_i, \quad i = 1, \dots, N \quad (3.26)$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$\theta_i^1 = \frac{\theta_i^{j-1} + \theta_{i-1}^j + |\theta_i^{j-1} - \theta_{i-1}^j|}{2} + V^j t_i$$

(3.27)

$$i=1, \dots, N; j=1, \dots, J$$

Тут і далі  $\theta_i^1$ - момент закінчення обробки і-им ФП об'єму  $V^j, T_j$  - момент закінчення обробки об'єму  $V^i$ , вказаний споживачем інформації. Допустима величина ймовірності своєчасної доставки об'єму інформації  $(1 - \varepsilon(j + 1)x)$  яку дістали з урахуванням тимчасового зв'язку між об'ємами

$$(1 - \varepsilon_j)(1 - \varepsilon_{(j+1)x}) \geq 1 - \varepsilon_{j+1}$$

Методика вирішення задачі (3.22-3.27) полягає в попередньому переборі значень  $\lambda$ . При кожному фіксованому значенні  $\lambda$ . будемо шукати мінімум функції вартості  $S(\lambda, t, \vec{D}..)$  за змінними  $t, \vec{D}..$  Як і у випадку системи з резервом пристроїв спочатку знаходимо мінімум функції вартості лише при обмеженні (3.23), що виконується аналогічним чином, як вище. Значення  $t$ ., які дістали при цьому, підставляємо в умови (3.24- 3 27). Якщо ці умови виконуються, то можна вважати, що рішенням (при фіксованому значенні  $\lambda$ . ) буде саме цей набір  $t$ ., . В протилежному випадку і відношень (3.24-3.27) знайдемо граничні значення області зміни параметрів  $t$ ., і надалі, як і вище, задача вирішується шляхом перебору, по цих значеннях та обчисленням функції вартості (3.22), де  $1 - D_i$  визначене згідно формули (3.11).

На закінчення дамо попередній аналіз умов (3.24). Хай для визначеності,  $r_1 \leq r_2 \leq \dots r_N$ . Тоді можна перевірити справедливність співвідношень:

$$\frac{T^j}{[\frac{-\text{рем}}{c_N}]^j} (\mu^j)^r \leq \sum_{r_1=0}^{T^j} \frac{T^j - r_1 c_1}{[\frac{-\text{рем}}{c_N}]^{r_1}} \dots \sum_{r_N=0}^{T^j - \sum_{i=1}^{N-1} r_i c_i} \frac{T^j - \sum_{i=1}^{N-1} r_i c_i}{[\frac{-\text{рем}}{c_N}]^{r_N}} P^{-\mu} \frac{i}{r_i!} \leq$$

$$\leq \sum_{r=0}^{\frac{T^j}{c_1}} P^{-\mu} \frac{j (\mu^j)^r}{r!}$$

(3.28)

де  $\mu^j = \sum_{i=1}^{N-1} \mu_i^j$

Визначимо множину значень  $(\mu_1^j, \mu_2^j, \dots, \mu_N^j)$  заданих нерівністю

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$\sum_{r=0}^{\left[ \frac{T_{\text{рем}}^j}{c_N} \right]} P^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.29)$$

через  $A_2^j$  множина знамень  $(\mu_1^j, \mu_2^j, \dots, \mu_N^j)$  заданих нерівністю

$$\sum_{r=0}^{\left[ \frac{T_{\text{рем}}^j}{c_1} \right]} P^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.30)$$

через  $A_1^j$ . Множину значень  $(\mu_1^j, \mu_2^j, \dots, \mu_N^j)$  заданих нерівністю (3.24)

позначимо через  $A^j$ . Тоді справедливі включення

$$A_2^j \subset A^j \subset A_1^j \quad (3.31)$$

В свою чергу область рішень  $(\mu_1^j, \mu_2^j, \dots, \mu_N^j)$  нерівності (3.30)  $A_1^j$

належить області  $A_1^j$  нерівності

$$\sum_{r=0}^{\left[ \frac{T_{\text{доп}}^i \mu^j}{c_i} \right]} P^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.32)$$

де  $\lambda^* = \max \{\lambda_i\}$ , а область рішень нерівності (3.29) включає в себе область рішень  $A_1^j$  наступної нерівності

$$\sum_{r=0}^{\left[ \frac{T_{\text{доп}}^i \mu^j}{c_N} \right]} P^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.33)$$

де  $\lambda^* = \max \{\lambda_i\}$  тобто мають місце наступні включення

$$\tilde{A}_2 \subset A_2^j \subset A^j \subset A_1^j \subset \tilde{A}_1 \quad (3.34)$$

Співвідношення, які дістали (3.34), дозволяють зробити попередній аналіз відносно кількості ремонтів до вирішення основної задачі оптимізації. Так з

Тема 8. Створення моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
формули (3.34) дістанемо

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом черерозподілу її основних параметрів

$$\lambda^2 \subset \cap A \subset \cap A^j \subset \cap A^j \subset \cap A^1 \quad (3.35)$$

2                    2                    1                    1

де:  $j_1$  - значення індексу  $j$ , при якому  $T_{\text{доп}}^j$  є максимальним,  $j_2$ - відповідає мінімальному значенню  $T^j$  позначення  $\mu^{j_1}, \mu^{j_2}$  відповідно рішення співвідношень (3.32) та (3.33) в випадку рівності.

Тоді дістанемо співвідношення

$$\mu^{j_2} \leq \mu_0 \leq \mu^{i_1}, j = 1, 2 \dots J \quad (3.36)$$

де  $\mu_0$  розв'язок співвідношення (3.24) у випадку рівності,

$$\mu^{j_2} r_1 \leq T_{\text{рем}}^j \leq \mu^{i_1} r_N \quad (3.37)$$

Відмітимо, що у випадку виконання співвідношень  $T_i \leq T_j; V_j \geq V'_j$  умови на оперативність обробки об'єму інформації  $V/$  автоматично

впливає з умов на оперативність обробки об'єму інформації  $Y_1$ .

Приведений аналіз обмежень (3.24) в багатьох випадках дозволяє дати попередню, але досить вузьку оцінку для необхідної кількості ремонтів. Так, наприклад, у випадку  $r_i = r$  можливо завчасно визначити необхідну кількість ремонтів

$$R = \frac{T_{\text{доп}} - V \sum_{i=1}^N t_i}{r}$$

із співвідношень

$$R_2 \leq R \leq R_1 \quad (3.38)$$

$$R_1 = \left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_1}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{r} \right]$$

$$R_2 = \left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_2}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{r} \right]$$

$$(3.39)$$

а  $\mu_1, \mu_2$  є рішенням наступних трансцендентних рівнянь

$$\sum_{r=0}^{\left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_1}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{r} \right]} P^{-\mu_1} \frac{\mu_1^r}{r!} = 1 - \varepsilon$$

$$\sum_{r=0}^{\left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_2}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{r} \right]} P^{-\mu_2} \frac{\mu_2^r}{r!} = 1 - \varepsilon$$



Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом використання розподілу її основних параметрів

$$\sum_{r=0}^{\infty} \frac{\mu^r}{r!}$$

У випадку, якщо  $\Delta r = R_1 - R_2$  має мале значення, задачу можна спростити, замінивши її задачею мінімізації функції (3.22) при обмеженні (3.23) і обмеження виду

$$V \sum_{i=1}^N t_i \leq T_{\text{доп}} - T_{\text{рем}}$$

де  $T_{\text{рем}} = R_1 r$ , яка досліджувалась багатьма авторами.

## 8.2 Методика вирішення задачі для оптимізації радіальної системи з резервом пристроїв

### 8.2.1. Радіальна система збору інформації

Сформулюємо задачу наступним чином:

- побудувати оптимальну систему збору та передачі даних між кількома джерелами  $A_q$  інформації та одним її споживачем В, представлену на рис. 3.9;

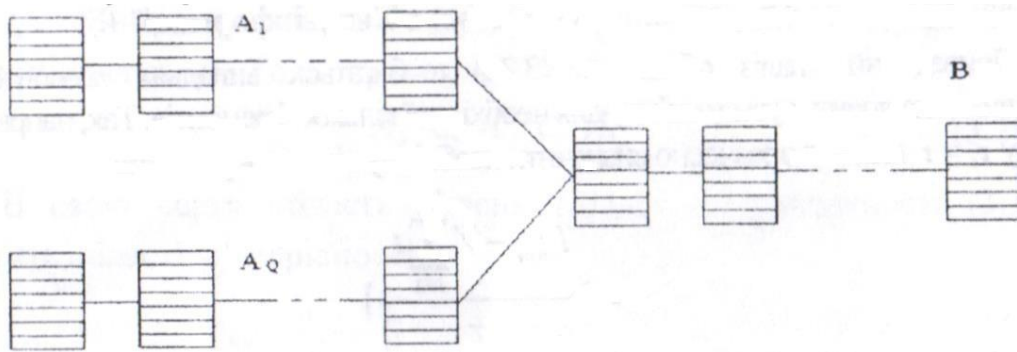


Рис. 8.2

- система призначена для обробки сумарного графіка об'ємів інформації, які поступають з джерел  $A_q, q= 1,2,.. Q$ ;
- спроектована система повинна обробляти задані графіки об'ємів інформації в строки вказані споживачем інформації за рахунок резерву пристроїв. При цьому, прийнята система обслуговування пристроїв, що відмовили, характеризується інтенсивністю відновлення  $\mu$  пристроїв, що відмовили (з інтенсивністю відмов  $\lambda$ ) та різної вартості їх ремонту.

Задача полягає в мінімізації наступних функцій вартості:

$$S(t_q, T_q, \lambda_q, t, D, \lambda) =$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{Q=1} \sum_{i=1}^{\Pi_1} \left\{ [(m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{J_q} V_j^q] F_i^q(t_i^q, D_i^q, \lambda_i^q) [1 + \delta_i^q \ln \frac{1 - D_{i0}^q}{1 - D_i^q}] [1 \right. \\
 &\quad \left. + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q}] + \Xi_{1i}^q t_i^q \sum_{j=1}^{J_q} V_j^q + m_{2i}^q \Xi_{2i}^q \right\} + \\
 &+ \sum_{i=1}^N \left\{ [(m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{J_q} V_j^q] F_i(t_i, D_i, \lambda_i) [1 + \delta_i \ln \frac{1 - D_{i0}}{1 - D_i}] [1 \right. \\
 &\quad \left. + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \Xi_{1i} t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{J_q} V_j^q + m_{2i} \Xi_{2i} \right\} \\
 &\hspace{15em} (3.42)
 \end{aligned}$$

При обмеженнях на достовірність

$$1 - \sum_{i=1}^{\Pi_q} (1 - D_i^q) - \sum_{i=1}^N (q - D_i) \geq D_{\text{доп}}^q, q = 1, 2, \dots, Q \quad (3.43)$$

та оперативність операції.

Останні обмеження мають вигляд аналогічній формулі (3.7-3.8) для кожного ланцюжка(A<sub>q</sub>B), q= 1,2,Q

Для рішення поставленої задачі застосовуємо процес перебору параметрів наступним чином. Введемо параметр D<sub>B</sub> згідно формулі

$$1 - \sum_{i=1}^N (1 - D_i) = D_B \quad (3.44)$$

Тоді з (3.43) дістанемо

$$1 - \sum_{i=1}^{\Pi_q} (1 - D_i^q) \geq D_{\text{доп}}^q + (1 - D_B) \quad (3.45)$$

Тема 8: Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
 Мінімізуємо функцію вартості (3.42) за змінними  $D_i$ ,  $r = 1, 2, \dots, N$ ,  $D_i$ ,  $r = 1, 2, \dots, P_q$ ,  
 $q = 1, 2, \dots, Q$ , при фіксованих значеннях  $t_q$  методом  $(t_q, \lambda_q, \lambda, t)$  множників  
 Лагранжа.

Запишемо функцію Лагранжа в виді:

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$L = S + \eta \left[ -(1 - D_B) + \sum_{i=1}^Q (1 - D_i) \right] + \sum_{q=1}^{\Pi_q} \eta^q \left[ -(1 - D_{\text{доп}}^q) + (1 + D_B) + \sum_{i=1}^{\Pi_q} (1 - D_i^q) \right] \quad (3.46)$$

Надалі будемо вважати, що

$$F_i(t_i, D_b, \lambda_{i0}) = \alpha_i \left(\frac{1}{t_i}\right)^{\gamma}, i = 1, 2 \dots, N_q \quad (3.47)$$

$$F_i(t_i, D_{i0}, \lambda_{i0}) = \alpha_i \left(\frac{1}{t_i}\right)^{\gamma^q}, i = 1, 2 \dots, \Pi_q, q = 1, 2 \dots, Q$$

оскільки на практиці цікавий саме цей випадок залежностей.

Шуканий розв'язок знайдемо з умов:

$$\frac{dL}{dD_i} = 0, i = 1, 2 \dots N$$

$$\frac{dL}{dL_i^q} = 0, i = 1, 2 \dots \Pi_q, q = 1, 2 \dots Q \quad (3.48)$$

Звідки дістанемо

$$\eta = [(m + r B + \chi t \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V^q) \alpha \left(\frac{1}{t}\right)^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta \frac{1}{1 - D_i}] \quad (3.49)$$

$$\eta^q = [(m^q + r^q B^q + \chi^q t^q \sum_{j=1}^{j_q} V^q) \alpha^q \left(\frac{1}{t^q}\right)^{\gamma_i^q} [1 + \omega^q \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i^q}] \delta^q \frac{1}{1 - D_i^q}]$$

Підставляючи ці вирази в (3.44) і (3.45) дістанемо

$$\sum^N [(m + r B + \chi t \sum^Q \sum^{j_q} V^q) \alpha \left(\frac{1}{t}\right)^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$1 - \frac{\eta}{\eta} = D_B \quad (3.50)$$

$$1 - \frac{\sum_{i=1}^n [(m_i + r_i)B_i + \chi t_i \sum_{j=1}^n V_j] \alpha (t_i, q)^i [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q}] \delta_i}{\eta^q} =$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$= D_{\text{доп}}^q + (1 - D_{\text{в}})$$

Звідки

$$\frac{1}{\eta} = \frac{1 - D_{\text{в}}}{\sum_{i=1}^N [(m_i + r_i B_i + \chi t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q) \alpha_i (\frac{1}{t_i})^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta_i]}$$

$$\frac{1}{\eta^q} = \frac{1 - D_{\text{доп}}^q + D_{\text{в}}}{\sum_{i=1}^{\Pi_q} [(m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q] \alpha_i^q (\frac{1}{t_i^q})^{\gamma_i} [1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q}] \delta_i^q}$$

(3.51)

Підставляємо значення  $\frac{1}{\eta}$  та  $\frac{1}{\eta^q}$  в вираз для  $1 - D_i$  і  $1 - D_i^q$  дістаємо

$$1 - D_i = \frac{[(m_i + r_i B_i + \chi t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q) \alpha_i (\frac{1}{t_i})^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta_i (1 - D_{\text{доп}})]}{\sum_{i=1}^N [(m_i + r_i B_i + \chi t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q) \alpha_i (\frac{1}{t_i})^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta_i]}$$

$$1 - D_i^q = \frac{[(m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q] \alpha_i^q (\frac{1}{t_i^q})^{\gamma_i} [1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q}] \delta_i^q (1 - D_{\text{доп}}^q)}{\sum_{i=1}^{\Pi_q} [(m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q] \alpha_i^q (\frac{1}{t_i^q})^{\gamma_i} [1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q}] \delta_i^q}$$

(3.52)

Підставляємо вирази (3.52) в формулу для функції вартості S (3.42), дістаємо функцію S, яка залежить від D, наступного виду

$$S(\vec{t}_q, \vec{T}_q, \vec{\lambda}_q, \vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda}) = \sum_{q=1}^Q \sum_{i=1}^{\Pi_q} \{ [(m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q] \alpha_i^q (\frac{1}{t_i^q})^{\gamma_i} [1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q}] [1 +$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу  $\lambda_i^q$  основних параметрів  $q$

$$\delta_i = \frac{(1 - D_{i0}) \sum_{i=1}^n [(m_i^q + r_i) B_i^q + \chi_i t_i \sum_{j=1}^j V_i^q] \alpha_i (t_i^q)^i [1 + \omega \ln \lambda_i^q] \delta_i}{[(m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^j V_i^q] \alpha_i^q (\frac{1}{t_i^q})^{V_i^q} [1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q}] \delta_i (1 - D_{\text{доп}}^q)}$$



Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$\begin{aligned}
 & + \left\{ \sum_{i=1}^N \left[ \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q m_{ij}^q + \sum_{2i} \Theta_{2i}^q \right] \right. \\
 & + \sum_{i=1}^N \left[ m_i + r B_i + \chi t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q \right] \alpha \left( \frac{1}{\lambda_i} \right)^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] [1 + \\
 & (1 - D_i) \sum_{i=1}^N \left[ (m_i + r B_i + \chi t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q) \alpha \left( \frac{1}{\lambda_i} \right)^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta \right. \\
 & \left. + \delta_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \\
 & \left. \left[ (m_i + r B_i + \chi t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q) \alpha \left( \frac{1}{\lambda_i} \right)^{\gamma_i} [1 + \omega \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i}] \delta (1 - D_i) \right. \right. \\
 & \left. \left. + \sum_{i=1}^N \left[ \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_{ij}^q + m_{2i} \sum_{2i} \Theta_{2i}^q \right] \right\} \right. \\
 & \left. (3.53) \right.
 \end{aligned}$$

Цю функцію можна мінімізувати по  $D_B$ , взявши похідну за цією змінною та порівнявши її до нуля.

Умовою мінімуму буде рівність  $\frac{dS}{dD_i} = 0$ , звідки знайдемо  $D_B$ . Маємо

$$\begin{aligned}
 & \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_1} \frac{dS_q}{dD_i^q} \frac{dD^q}{dS_B} + \sum_{i=1}^N \frac{dS_i}{dS_i} \frac{dS}{dS_B} = 0 \\
 & (3.54)
 \end{aligned}$$

$$dS_q \frac{dD^q}{dS_B}$$

Взявши похідні  $\frac{dS_q}{dD_i^q}, \frac{dS}{dS_B}$  - дістанемо

$$\sum_{q=1}^Q \frac{a_q(t_q, \lambda)}{1 - D_{\text{дод}}^q} - \frac{a(t, \lambda)}{1 - D_B} = 0$$

де

$$a(t, \lambda) = [(m^q + r^q)B^q + \chi^q t^q \sum_{j=1}^{j_q} V^q] \alpha^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{r_i^q} [1 + \omega^q \ln \frac{\lambda_{i_0}^q}{\lambda_i^q}] \delta^q$$

(3.56)

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$a(t, \lambda) = \left[ \dots + r B + \chi t \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{J_q} v^q \right] \alpha \left( \frac{1}{\xi} \right) \gamma_i [1 + \omega \ln \frac{\lambda_i}{\lambda_i}] \delta$$

(3.57)

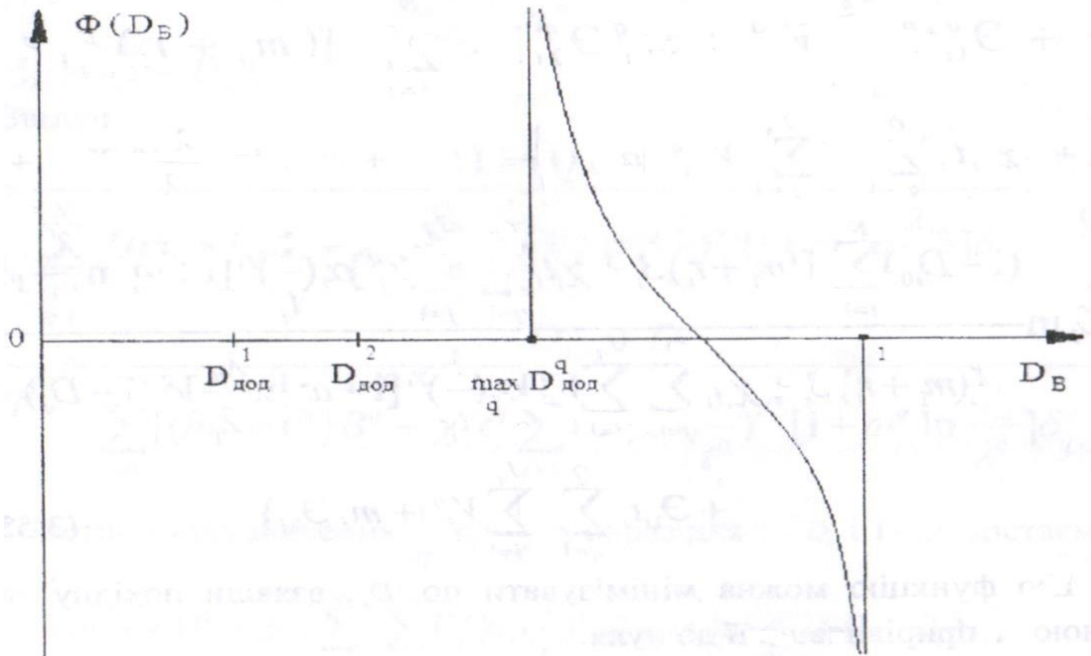


Рис. 8.3

Рівняння (3.55) має один корінь в проміжку  $(\max D_{\text{доп}}^q, 1)$  який можна знайти методом поділу відрізка  $(\max D_{\text{доп}}^q, 1)$  навпіл, так як в цьому проміжку ліва частина рівняння (3.55) буде монотонно спадаючою функцією від  $D_B$ , (рис.3.10).

На практиці представляє цікавість випадок, коли

$$D_{\text{доп}}^1 = D_{\text{доп}}^2 = \dots = D_{\text{доп}}^Q = D_{\text{доп}}$$

В цьому випадку рівняння (3.55) буде еквівалентним лінійному рівнянню відносно  $D_B$ , вирішивши яке дістанемо

$$D_B = \frac{\sum_{q=1}^Q a_q(t_q, \lambda_q) + a(t, \lambda) D_{\text{доп}}}{\sum_{q=1}^Q a_q(t_q, \lambda) + a(t, \lambda)}$$

Виразивши  $D_i$ ,  $D^q$  через параметри  $D_B$  які дістали з рівняння (3.55), і підставивши ці вирази в (3.42), будемо мати вирази для функції вартості

лише через  $(t_q, \lambda_q, t, \lambda)$

Таким чином ми прийшли до задачі мінімізації функції вартості, яка залежить від

Тема 8. Створення моделювання систем шляхом перерозподілу основних параметрів часу та надійності, алгоритм рішення якої аналогічний алгоритму приведеному в п. 3.1. Гіри цьому, прийнятий в п. 3.1 метод підрахунку балансу часу для радіальної системи не можливо застосувати в зв'язку з гримізdkістю

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів його програмної реалізації. Тому для радіальної СЗГ1Д запропонуємо наступний метод.

Припустимо, що ми раціональним чином впорядкували графік приходу інформації до моментів  $T^q, q = 1, 2 \dots Q, q = 1, 2 \dots j$ . Тоді графік поступання

об'ємів на вхід споживача можна визначити через графік поступання об'ємів на виході споживача В. Це дозволяє вирішити задачу методом перебору тільки по значеннях параметрів.  $t_i, \lambda_i, m_i, r_i$ . Якщо врахувати, що в реально існуючих СЗПД  $N \leq 2$ , то зрозуміло, що переборів буде не дуже багато. Метод вирішення вищевикладеної задачі полягає в наступному. Зафіксуємо деяким чином  $t_i, \lambda_i, m_i, r_i, i = 1, 2, \dots, N$ , та побудуємо за графіком на виході споживача  $\{Q_N^K, V^j\}$  (див. рис. 3.9), який підпорядкований часовими обмеженнями

$$Q_N^K \leq T_K \quad (3.57)$$

графік на виході споживача  $\{Q_{N-1}^{K'}, V^j\}$

Тоді, для графіків  $\{Q_{N-1}^K \leq T_K\}$  та  $\{Q_N^K \leq T_K\}$  справедливі наступні співвідношення

$$Q_{N-1}^{J-K} = Q_N^{J-K} - V^{j-K} t_N, K=0, 1, 2, \dots, m_{N-1} \quad (3.58)$$

$$Q_{N-1}^{J-mN} = \min \left\{ \max_{k'=0 \div m_{N-1}} \left\{ Q_{N-1}^{J-K'}, Q_N^{J-mN} \right\} - V^{j-mN} t_N \right.$$

$$(3.59)$$

$$Q_{N-1}^{J-mN-P} = \min \left\{ \max_{\substack{k^F=0 \div m_{N+P-1} \\ k^F \neq K_0 \dots K_{P-1}}} \left\{ Q_{N-1}^{J-K'}, Q_N^{J-mN-P} \right\} - V^{j-mN-P} t_N \right.$$

$$(3.60)$$

$$\ell = 1, 2, \dots, J - m_N - 1$$

В формулі (3.60) індекс  $K_{1-1}$  рівний значенню  $K'$ , при якому на елементі  $Q_{N-1}^{J-K}$  буде досягнений максимум, який відповідає часу введення об'єму  $V^{j-mN-P}$ . Таким чином  $Q_{N-1}^{J-K}$  відшукується серед тих об'ємів діапазону  $V^j \div V^{j-mN-1-1}$  які останніми оброблялися т пристроями в момент поступання об'єму  $V^{j-mN-1-1}$ . Виходячи із формули (3.58-3.60) з врахуванням обмежень (3.57) не важко дістати обмеження для графіка  $\{Q_{N-1}^J, V^j\}$

$$Q_{N-1}^{J-K} \leq T_{J-K} - V^{j-K} t_N, K = 0, 1, 2 \dots, m_N - 1 \quad (3.61)$$

$$Q_{N-1}^{J-mN} \leq \min \left\{ \max \left[ Q_{N-1}^{J-K'}, T \right] - V^{j-mN-P} t_N \right.$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

$$k^F \neq K_0 \dots K_{P-1}$$

$$\ell = 1, 2, \dots, j - m_N - 1 \quad (3.62)$$

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
 Побудувавши графік  $\{Q_{N-1}^j, V^j\}$  аналогічним чином можна побудувати графік  $\{Q_{N-2}^j, V^j\}$ . При цьому можна використовувати формули (3.58-3.63), де необхідно замінити  $N$  на  $N-1$ , а  $T_j, j=1,2,\dots,J$  на  $Q^j$ . Таким чином, в кінці кінців, можна надати графіку  $\{Q^j, V^j\}$ , які можна розглядати в якості обмежень на оперативність обробки інформації з каналом  $A_q$ .

В результаті вирішення задач оптимізації за часом та надійністю функціональних перетворювачів інформації в каналі  $A_q$  ми дістанемо

функцію  $S(t_q, \vec{T}_q, \lambda_q, t, \vec{D}, \lambda)$ , яка залежить лише від  $t, \lambda$ , мінімізувавши яку за цими змінними методом перебору, дістанемо вирішення загальної задачі.

Відмітимо, що коли у системі використовується апаратура передачі даних, то необхідно виконати умову узгодження за швидкістю  $t_0=t_0^{aq}$ , що приведе до зменшення кількості переборів.

### 8.2.2 Радіальна система обміну інформації

Припустимо, що виконані умови задачі, яка була розглянута в п. 3.3.1 і нехай, на відміну від розглянутої в цьому пункті системи, споживач  $B$  є одночасно генератором інформації, яка поступає на пункти

$A_q, q=1,2,\dots,Q$ , причому для цього зустрічного потоку інформації, який

оформлений також в виді графіка, задані моменти виникнення на пункті  $i$  і моменти приходу на пункти  $A_q$ .

В цьому випадку методика вирішення буде відрізнятися від методики, запропонованій в п. 3.3.2 тільки при підрахунку балансу часу. Специфічні особливості підрахунку балансу часу викликані тим, що в системі є функціональні перетворювачі (наприклад АПД), які працюють як на прийом, так і на передачу об'ємів інформації. Зрозуміло, що в цьому випадку необхідно підрахувати баланс часу для вхідного і вихідного потоків інформації.

Позначимо через  $\{Q_N^j, V^j\}$  (відповідно  $\{\tilde{Q}_N, \tilde{V}\}$ ), графік на виході  $N$ -го пристрою  $j$ -го об'ємів інформації, що ідуть із пунктів  $A_q, q=1,2,\dots,Q$  до пункту  $B$  (відповідно із пункту  $B$  в пункти  $A_q, q=1,2,\dots,Q$ ).

Слід відмітити, що при розгляданні процесу обробки вказаних об'ємів інформації  $\{V^j, \tilde{V}\}$  сам порядок проходження невідомий. Звичайно, можна встановити довільну черговість обробки вказаних об'ємів, але, очевидно, що такий підхід може привести до дуже не точних і навіть неправильних результатів. Щоб наладити графік обробки інформації на  $N$ -му функціональному перетворювачі поступимо наступним чином. Додамо до  $(\tilde{Q}, \tilde{V})$  величину  $\tilde{V} t_N$ . В результаті дістанемо наближене очікуване значення часу кінця обробки об'ємів інформації  $U$  у Виходячи із заданих моментів і отриманих приблизних значень часу кінця обробки об'ємів  $V^j$  впорядкуємо об'єми за черговістю закінчення обробки на  $N$ -му ФП в часі.

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
Тоді графіки  $\{Q_{N-1}^j, V^j\} \{Q_{N-1}, V\}$  ( визначаються через вище приведені за наступними залежностями:

$$Q_{N-1}^{j-K_1} = Q_N^{j-K_1} - V_N^{j-K_1} t \quad (3.64)$$

$$\begin{aligned} \tilde{Q}_{N-1}^{j-K_2} &= \tilde{Q}_N^{j-K_2} - \tilde{V}_N^{j-K_2} t \\ 0 \leq K_1, K_2 \leq m_N - 1, K_1 \neq K_2 \end{aligned} \quad (3.65)$$

$$Q_{N-1}^{j-m_N-P} \leq \min \left\{ \max_{\substack{k^F \leq K \leq m_{N+P}-1 \\ k^F \neq K_0 \dots K_{P-1} \text{ якщо } d \geq 1}} \left\{ \tilde{Q}_{N-1}^{j-K}, Q_N^{j-m_N-P} \right\} - V_N^{j-m_N-P} t \right\} \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned} Q_{N-1}^{j-m_N-P'} &\leq \min \left\{ \max_{\substack{k^F \leq K \leq m_{N+P}-1 \\ k^F \neq K_0 \dots K_{P-1} \text{ якщо } d \geq 1}} \left\{ \tilde{Q}_{N-1}^{j-K'}, Q_N^{j-m_N-P'} \right\} - V_N^{j-m_N-P'} t \right\} \\ \ell, \ell' &= 0, 1, 2, \dots, j - m_N \end{aligned} \quad (3.67)$$

де:  $\tilde{Q}_{N-1}^{j-K}$  моменти часу початку обробки N-им функціональним перетворювачем J, J' об'ємів;

$\tilde{Q}_{N-1}^{j-K'}$  - моменти часу кінця обробки N -им функціональним перетворювачем J, J' об'ємів.

В формулі (3.66) індекс  $K_{P1}$  рівний значенню  $k'$ , при якому на елементі  $\tilde{Q}_{N-1}^{j-K}$  буде досягнений максимум, а в формулі (3.67)  $K_{P-1}$  рівний значенню  $k'$  при якому на елементі  $\tilde{Q}_{N-1}^{j-K'}$  буде досягнений максимум.

Таким чином,  $\tilde{Q}_{N-1}^{j-K}$  і  $\min_{N-1} \tilde{Q}_{N-1}^{j-K'}$  відшукуються серед тих об'ємів J та J',

які останніми оброблялися на  $m_N$  пристроях відповідно часу введення конкретних об'єму J та J'. Використовуючи формули (3.64-3.67), ми зможемо розрахувати момент закінчення обробки  $Q_{N-1}^j$  J-го об'єму

інформації, який поступає від одного з джерел  $A_q$  до пункту B, а також момент приходу  $\tilde{Q}_{N-1}^j$  J-го об'єму інформації, що виходить з пункту B на один з пунктів  $A_q$ . Далі процес розрахунку повторюється для N -1 ФГ1 та ін. і в кінці кінців, ми прийдемо до необхідності перевірки умов

$$Q_0^j \geq Q_0^j \text{ задане} \quad (3.68)$$



Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
 $Q'_0 \geq T'_j$  задано (3.69)

### **8.2.3 Методика вирішення загальної задачі оптимізації СЗПД**

Сформулюємо задачу таким чином:

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів  
- побудувати оптимальну за вартістю систему збору та передачі даних між деякою множиною абонентських пунктів (АП), кожний з яких може бути або джерелом або споживачем інформації, або тим і іншим (3.11);

- система призначена для обробки всіх графіків об'ємів інформації, які циркулюють між об'єктами АГ1;

- спроектована система повинна оброблять задані графіки об'ємів інформації в строки вказані конкретним споживачем інформації за рахунок резерву пристроїв, які є в наявності.

При цьому прийнята система обслуговування пристроїв, які відмовили, характеризуються інтенсивністю відновлення  $\mu$  пристроїв, що відмовили (з інтенсивністю відмовлення  $\lambda$ ) і різної вартості їх ремонту.

Для вирішення поставленої задачі пропонується алгоритм, який дозволяє мінімізувати вартість СЗПД, задовольнивши вищезгадані обмеження за часом і достовірністю обробки інформації.

Алгоритм, що пропонується, полягає в розщепленні загальної ієрархічної системи рис. 3.11 на підсистеми радіального типу (див. пп. 3.3.3.1, 3.3.2). Розщеплення проводимо в АП з найменшою кількістю інформаційних зв'язків. При цьому, вказаному заходу передують виділення в АП функціональних перетворювачів, які обробляють інформацію для різних радіальних систем. Підрахувавши баланс часу і витрати для виділеної системи за методикою викладеною в п. 3.1-3.3, визначимо необхідні графіки поступання і споживання об'ємів даних для кожної радіальної системи, які включають даний АП.

Таким чином, приходимо до повного розщеплення ієрархічної системи на радіальні. Для кожної радіальної системи розв'язуємо оптимізаційну задачу вибору КТЗ за методикою, викладеною в попередньому параграфі. В результаті для вказаних підсистем буде визначений раціональний набір технічних засобів. Об'єднавши розраховані радіальні системи, визначимо витрати на ієрархічну систему і її параметри.

Надалі можна провести корекцію кінцевих результатів вирішення задачі, визначивши нові графіки поступання і споживання об'ємів даних після ФП, що входять в різні радіальні системи. Таким чином, процес вирішення задачі ітераційний.

В результаті вирішення задачі для всієї системи визначимо раціональні графіки роботи кожного АП, що відповідають системі з мінімальними затратами.

Тема 8. Створення, моделювання систем шляхом перерозподілу її основних параметрів

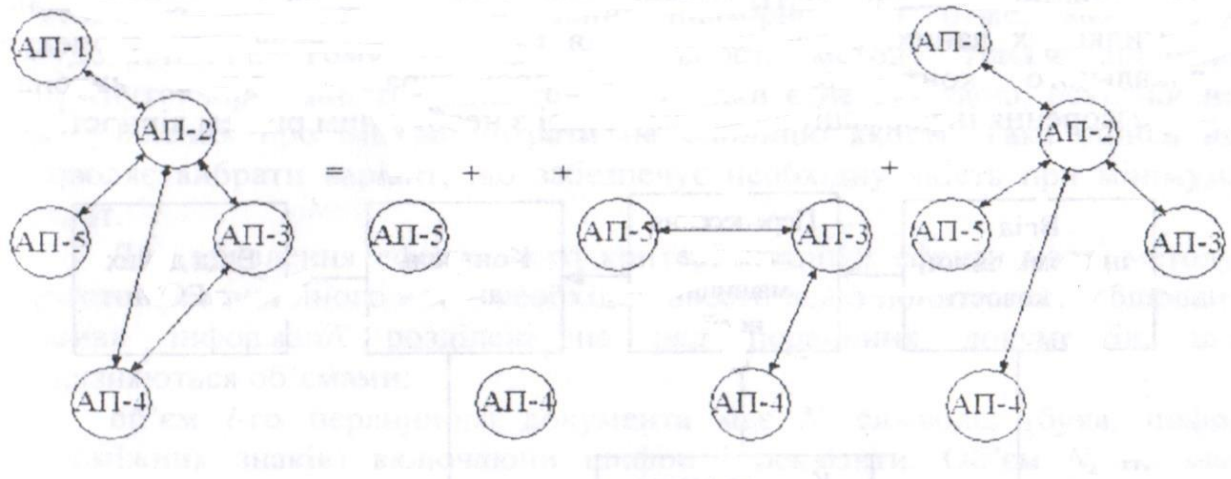


Рис. 8.4

## Тема 9

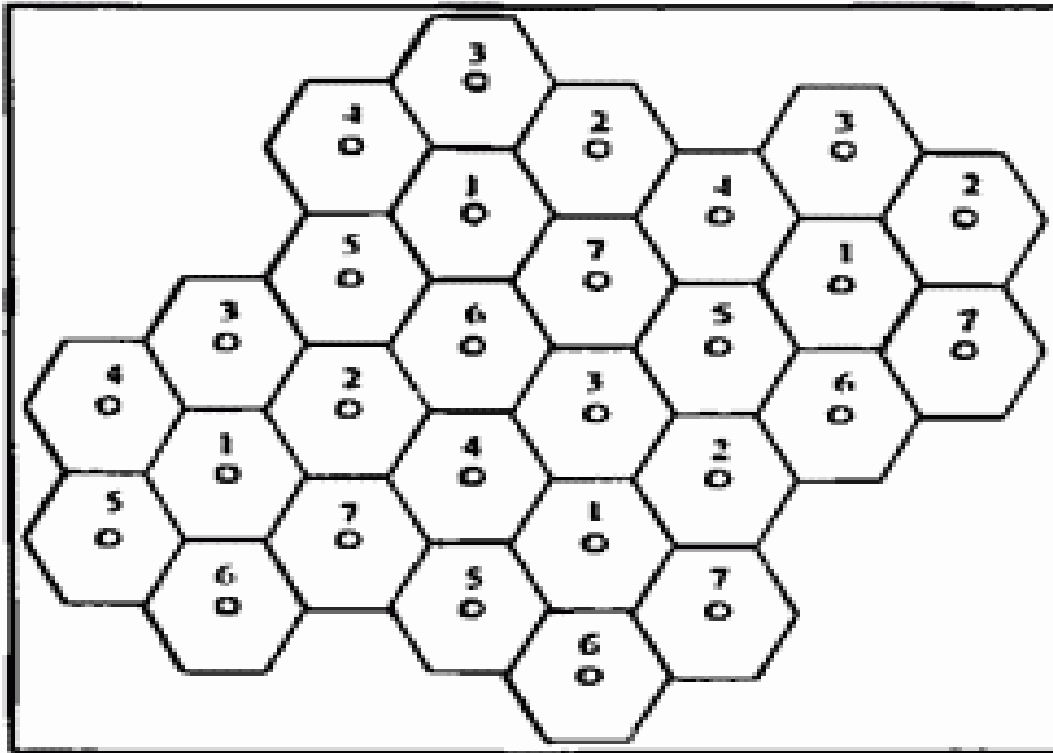
### Стандарти радіозв'язку

#### 1.1. Архітектура мереж рухомого (мобільного) та фіксованого (абонентського доступу) радіозв'язку

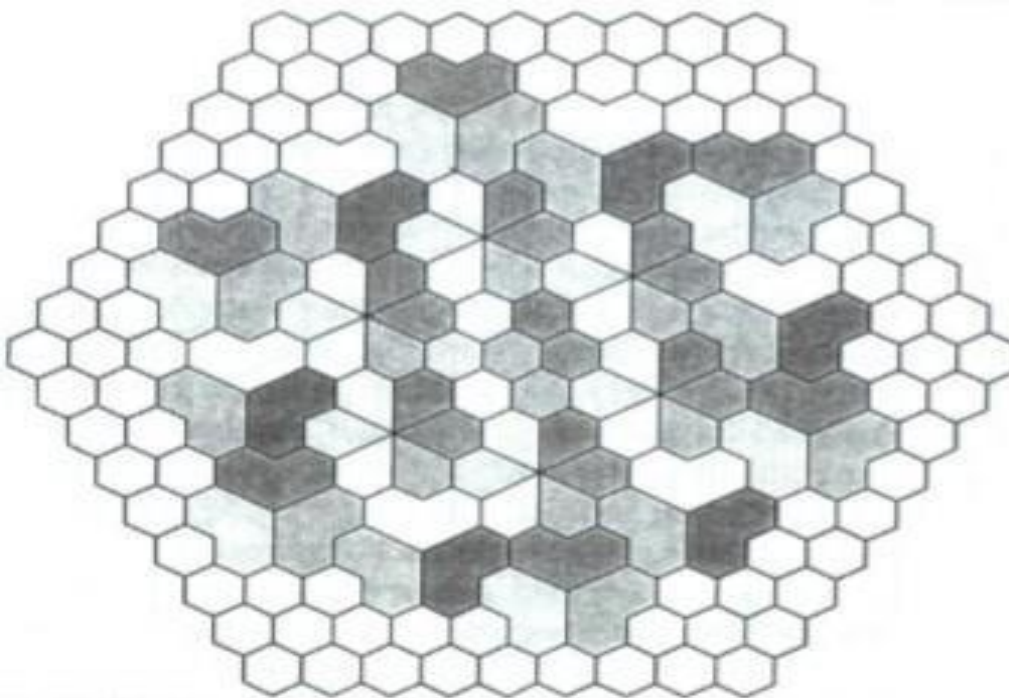
Архітектура бездротових систем зв'язку орієнтована на використання наступних принципів організації даних систем при розміщенні їх на місцевості:

- принцип зонового радіодоступу - коли в центрі території, що обслуговується, розміщується базова станція радіодоступу, через яку організуються з'єднання між абонентами системами. Існуючі бездротові системи зв'язку можуть будуватися як однозонові, коли в системі використовується лише одна базова станція радіодоступу, так і багатозонові, коли одночасно можуть використовуватися декілька базових станцій радіодоступу. Вони можуть бути також об'єднані в систему за допомогою використання мобільних комутаторів з можливістю виходу на наземні лінії зв'язку загального користування (в тому числі цифрову систему інтегрального обслуговування) або безпосередньо приєднані за допомогою використання АТС до стаціонарних мереж зв'язку загального користування. При цьому в багатозонових бездротових системах зв'язку використовується принцип частотного планування, що припускає повторне застосування однакових частот радіозв'язку в різних зонах, розташованих на такій відстані один від одного, що дозволяє здійснювати радіозв'язок необхідної якості з урахуванням мінімально можливої величини взаємних перешкод, створюваних базовими станціями радіодоступу. У свою чергу зона обслуговування однієї базової станції радіодоступу - сота може бути поділена на сектори, число яких визначається кількістю спрямованих антен розміщених на базовій станції радіодоступу;
- принципу прямих зв'язків між абонентами в межах прямої видимості. Дальність зв'язку між абонентами в таких системах безпосередньо залежить від енергетичних характеристик приймально-передавальних пристроїв, що використовуються в складі абонентського обладнання.
- комбінованого принципу організації зв'язку між абонентами в безпроводовій системі зв'язку, коли в межах прямої видимості абоненти можуть зв'язуватися між собою відповідно до принципу організації прямих зв'язків, а для здійснення зв'язку між абонентами, що знаходяться поза межами прямої видимості, використовуються вузли доступу (іншими словами, шлюзи), що знаходяться в межах прямої видимості "своїх" абонентів, і між собою. Розділити обслуговується територію на стільники можна двома способами: статичним, заснованим на вимірі статистичних параметрів поширення сигналів в системах зв'язку, або детермінованим, заснованим на вимірі або розрахунку параметрів поширення сигналу для конкретного району. При статистичному способі вся обслуговуюча територія поділяється на близькі за формою стільники і за допомогою статистичних законів поширення радіохвиль визначаються їх допустимі розміри і відстані до інших сот, в межах яких виконуються умови припустимого взаємного впливу. Щоб розділити територію на стільники оптимально, без перекриття або пропусків ділянок, включають прямі використані три геометричні фігури - трикутник, квадрат і шестикутник. Найбільш

придатною фігурою є трикутник, так що якщо антену встановлювати в його центрі, то кругова форма діаграми спрямованості буде підривати майже всю його площу. Відстані до сот, в яких можуть бути використані одні й ті ж робочі частоти, залежать від умов поширення радіохвиль, допустимого рівня перешкод і чиста радіостанцій, розташованих навколо осередків. Для сот з круговою діаграмою спрямованості антен зазвичай застосовують модель повторного використання частот (кластер) для семи або дев'яти БС. Модель з круговою діаграмою спрямованості антен передбачає передачу сигналу однакової потужності у всіх напрямках, що для абонентських станцій еквівалентно прийому перешкод з усіх напрямків. Зниження рівня перешкод досягається за рахунок використання секторних антен. Крім того, секторизація сот дозволяє багаторазово застосовувати частоти в сотах при одночасному зниженні рівня перешкод. Наприклад, при використанні трьох сот, трьох БС і трьох стодвадцятиградусних антен в кожній соті можна задіяти дев'ять груп частот (рис.9.1). Велику ефективність використання смуги частот забезпечує модель, представлена на рис. 9.2. При цьому модель містить чотири БС. У кожній соті використовується шість шестидесятиградусних антен, причому кожна частота застосовується двічі. Завдяки цьому кожна з чотирьох БС може працювати на 12 групах частот. Таким чином, за допомогою секторних антен в моделях повторного використання частот можна збільшити ємність системи на 40% [6]. Ще більшого збільшення ємності системи можна досягти, застосовуючи автоматичне регулювання потужності абонентських і базових станцій в процесі зв'язку, адаптивне розподіл каналів по стільниках з урахуванням навантаження і мінімізації відношення сигнал / перешкода, а також застосовуючи просторове рознесення антен (прийому і передачі) на базових і рухливих станціях (останнє дає загальний вииграш у відношенні сигнал / перешкода близько 4-7 дБ) [6, 11]. Якщо інтенсивність навантаження по всій зоні однакова, то і розміри всіх сот вибирають однаковими. Зазвичай розподіл абонентів ПО по всій території, що обслуговується нерівномірно. Наприклад, в міських умовах щільність абонентів, як правило, вище в діловому центрі міста і зменшується від центру до периферії. Тому доцільно так змінювати стільники, щоб їх розміри збільшувалися до периферії (рис. 9.3). Це дозволяє зменшити вартість мережі зв'язку в цілому за рахунок зменшення необхідного числа БС. Однак в цьому випадку потужності передавачів базових станцій будуть залежати від розмірів сот. Крім того, для територій з сотами різного розміру треба більш ретельно визначати ті з них, в яких можна повторно використовувати робочі канали. При статистичному способі в більшості випадків інтервал між сотами, в яких використовуються однакові робочі канали, більше необхідного з точки зору підтримки взаємних перешкод на допустимому утраті. Кращі результати дає детермінований спосіб поділу на стільники.

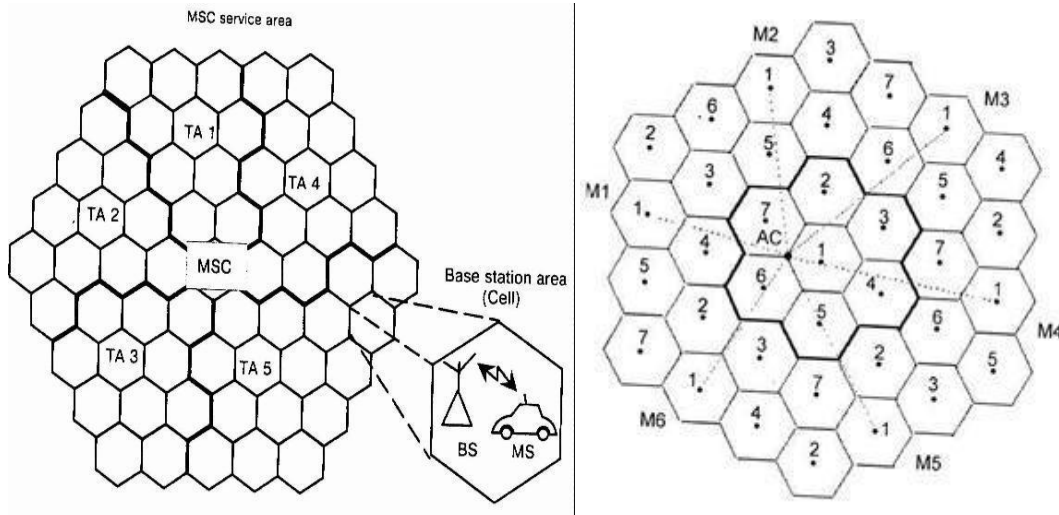


**Рис 9.1.** Модель повторного використання частот з трьохсекторними сотами



**Рис. 9.3.** Приклад мережі з максимальною щільністю абонентів у центрі  
 В цьому випадку завжди можна розташувати базові станції так, щоб мінімізувати середню величину інтервалу повторного використання каналу та одночасно досягти задовільного обслуговування в межах всієї області, зайнятої мережею. Для оптимального розташування системи БС необхідно знати середній рівень сигналу, випромінюваного з місць можливого розташування базової станції, в будь-якій точці розташування абонента аж до відстаней, далі яких зазначені сигнали не призводять до взаємних перешкод. Інформація про рівень сигналів може бути отримана в

результаті вимірів або (і) розрахунковим шляхом. Слід зазначити, що оператор мережі фіксованого радіозв'язку може накладати зони розгортання на області з високою щільністю населення, забезпечуючи обмежене обслуговування в проміжках між цими зонами, в той час як оператор мережі рухомого радіозв'язку повинен забезпечити і широку зону перекриття, і велику ємність в областях зосередження користувачів (рис. 9.д).



Область перекриття для мережі  
подвижного радіозв'язку

Область перекриття для мережі  
фіксованого радіозв'язку

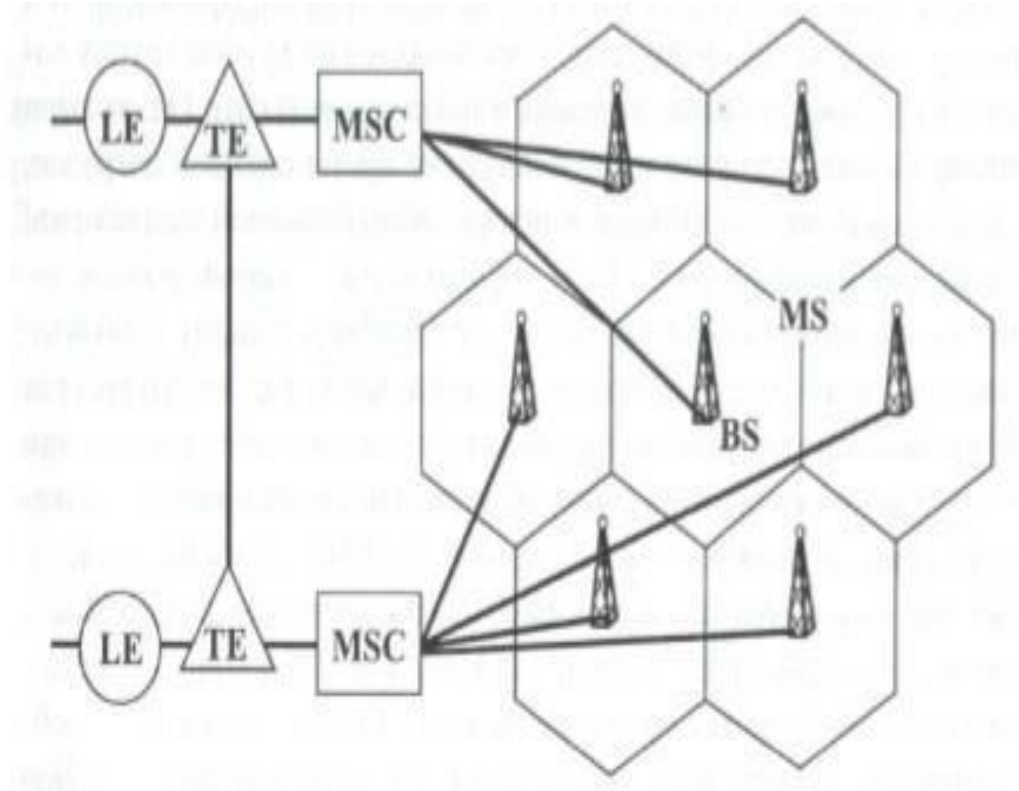
**Рис. 9.4.** Порівняння зон перекриття для мереж

У стільникових системах з відносно рівномірним середнім навантаженням використовується фіксований розподіл каналів, а радіостанція ПО може перемикається на канали всіх сот автоматично по мірі переходу з одного стільника до іншого. Якщо за кожною сотою закріплена група каналів, то АС при роботі в даній соті автоматично вибирає канал, вільний в даний момент від зв'язку. При переході в іншу соту вона автоматично перемикається на іншу групу каналів і здійснює пошук вільного каналу в новій соті. Однак при фіксованому розподілі каналів під час пікового навантаження, яка найчастіше виникає в центрі території, що обслуговується, центральні осередки можуть бути перевантажені, а периферійні - мати вільні канали, що призводить до неефективного використання ресурсу. Більш ефективного використання частотного ресурсу забезпечується в разі динамічного розподілу каналів, при якому будь-який канал може бути використаний в будь-якій зоні обслуговування. Однак в системі зв'язку з динамічним розподілом каналів потрібно обробляти великий обсяг інформації. З цією метою застосовують швидкодіючу ЕОМ, в якій запам'ятовується інформація про стан кожного каналу в кожній зоні обслуговування і зміна стану системи. Для визначення стану абонент, який

здійснює виклик, повинен мати свою адресну ознаку. Таким чином, при динамічному розподілі збільшується завантаженість каналів і знижується інтенсивність відмов у порівнянні з системами, в яких використовується фіксований розподіл каналів. При цьому ускладнюється управління системою. Структурні схеми типових мереж рухомого радіозв'язку стандартів ЧМТ-450 і 05М наведені на рис. 9.5 і рис. 9.6 відповідно [6, 19].

При побудові мереж фіксованого радіозв'язку (абонентського доступу) враховується ряд особливостей їх застосування. Системи абонентського доступу використовуються:

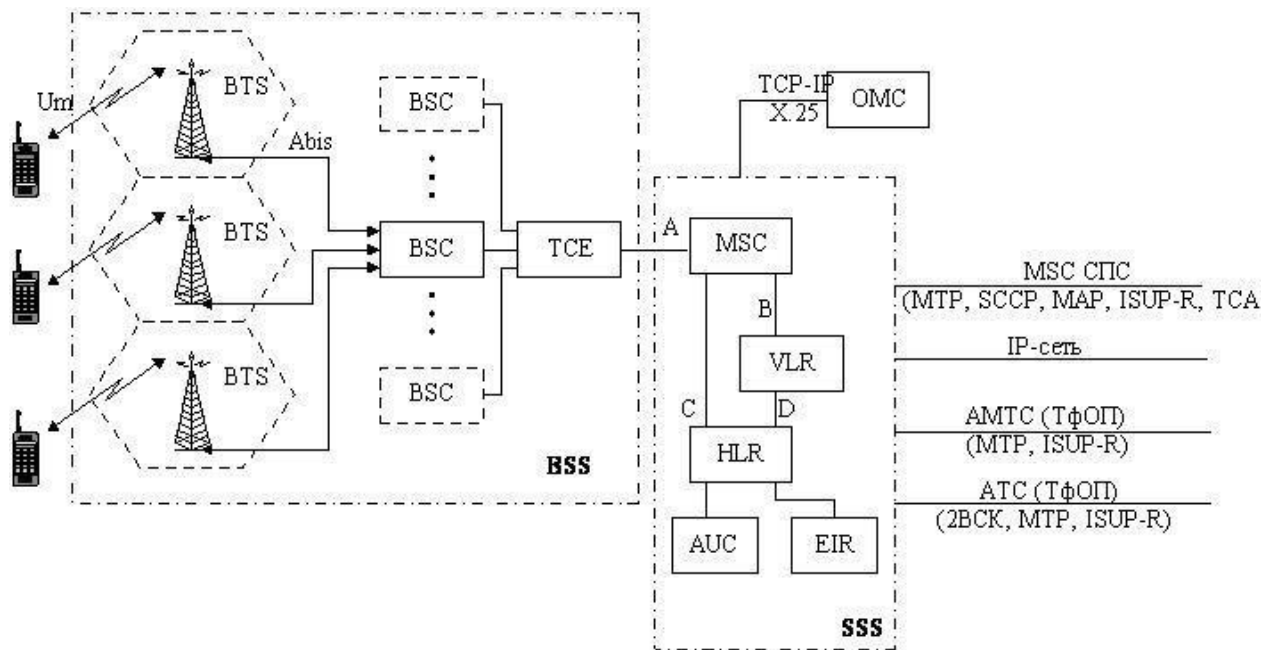
- як системи приватного користування в будинках, квартирах і на які докладають до дому ділянки, що забезпечують зв'язок абонентів з телефонною мережею загальному користування;
- системи комерційного використання. Мають характеристики відомчих АТС, з виходом в телефонну мережу загального або приватного користування, при цьому для великих систем характерно використання принципів стільникового зв'язку, коли зона обслуговування розбивається на малі осередки, кожна з яких обслуговується своєю базовою станцією;



BS - базова станція, LE – вузол виділення каналу, MS – рухома станція, MSC - центр комутації подвижного зв'язку, TE – вузол транзитного обміну.

Рис. 1.5. Структурна схема та інтерфейси мережі сотового зв'язку стандарту NMT-150





MSC(Mobile Switching Centre) – центр комутації подвижного зв'язку

BSS(Base Station System) – обладнання базової станції

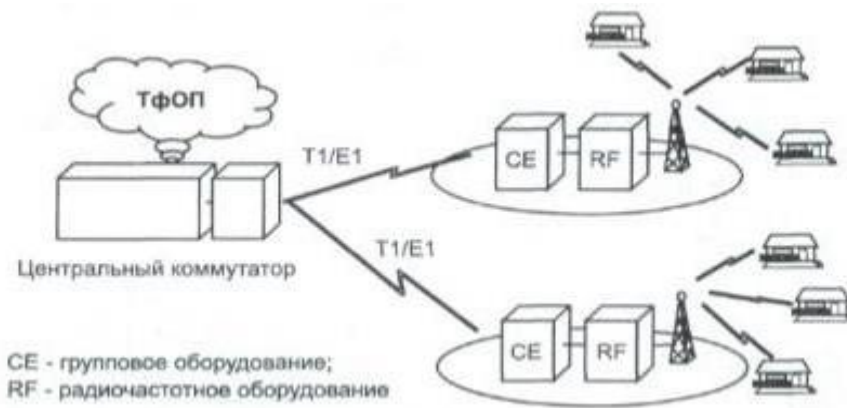
AUC-центр аутенфікації

OMC(Operations and Maintenance Centre) – центр управління та обслуговування

MS(Mobile Stations) – подвижні станції

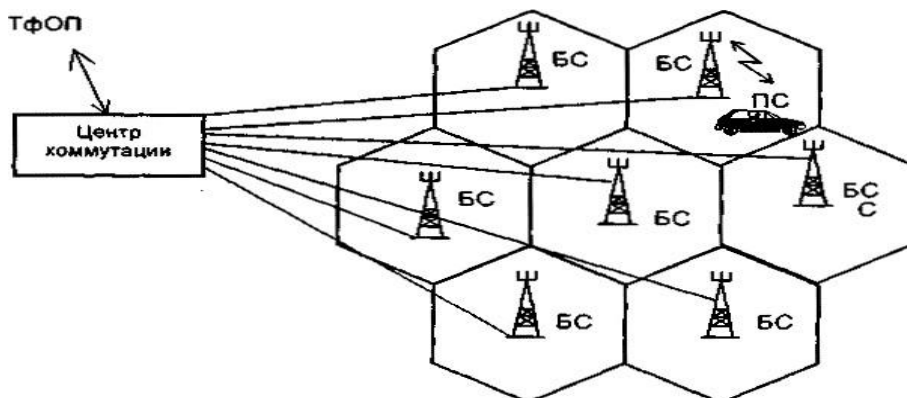
**Рис. 9.6.** Структурна схема та інтерфейси мережі сотового зв'язку стандарту GSM

• системи громадського використання типу Telepoint (в таких системах обслуговуються тільки вихідні дзвінки) з доступом в PSTN - мікростільники таких систем покривають багатолюдні невеликі зони, такі, як міські центри, залізничні вокзали, аеропорти. Мережі абонентського доступу можуть будуватися як на основі стандартів стільникових систем зрушення зв'язку, так і на базі стандартів безшнурової телефонії і бездротових систем зв'язку. Базова архітектура мережі фіксованого радіозв'язку, заснованої на D-AMPS / TDMA, наведена на рис. 9.7. При типовій конфігурації цих мереж здійснюється з'єднання з місцевої або магістральної телефонної станції за стандартним інтерфейсом. Підтримуються і макро-, і мікроячейки; в результаті системи мають здатність економічно обслуговувати області з різною щільністю абонентів. Передбачена можливість модульного нарощування системи.



**Рис. 9.7.** Архітектура системи безпроводного доступу стандарту D-AMPS/TDMA

Системи боспроводного доступу, засновані на CDMA, базуються на стандарті IS-95 і використовуюють цифрову систему бездротового доступу абонентських ліній і багатостанційний доступ з кодовим поділом каналів (CDMA). У систему бездротового доступу входить обладнання комутації та радіоустаткування. Базова система містить контролер, контролер базової станції (BSC) і базові приймально-передавальні станції (BTS). Кожна BSC з'єднана з одним комутатором контролера. Контролер сполучається як системою сигналізації №7, так і з телефонною мережею загального користування (PSTN). BSC сполучається з одного боку з контролером, а з іншого боку - з безліччю осередків, що містять BTS. BTS підтримують з'єднання CDMA стандартів IS-95 з абонентськими станціями. Залежно від бажаної конфігурації осередків у кожній з них можуть бути розгорнуті кілька базових приймально-передавальних станцій. На рис. 9.8 приведена архітектура мережі фіксованого радіозв'язку, заснованої на використанні стандарту CDMA. Архітектуру мережі фіксованого радіозв'язку, заснованої на використанні стандарту CDMA, ілюструє рис. 9.9.



**Рис. 9.8.** Архітектура мережі фіксованого радіозв'язку стандарту CDMA

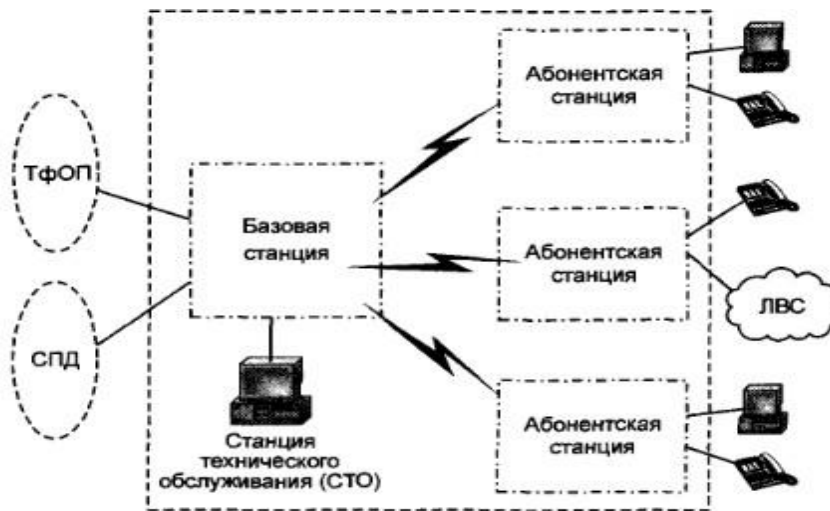


Рис. 1.4. Структура сети третьего поколения диапазона 3,4...4,2 ГГц

Рис. 9.9. Архітектура мережі фіксованого радіозв'язку стандарту СТ-2

## 1.2. Системи рухомого (мобільного) радіозв'язку

Відповідно до "Основних положень розвитку взаємопов'язаної мережі зв'язку (ВСР) Російської Федерації, мережі рухомого зв'язку є найважливішим компонентом інфраструктури галузі зв'язку.

В даний час в Росії вже склалася інфраструктура рухомого стільникового радіозв'язку. Використання сучасних технологій рухомого зв'язку дозволяє використовувати і звичайним користувачам отримати повний набір сучасних послуг зв'язку в будь-який час і в будь-якому місці, де б вони не знаходились. Однак в силу історичних причин, пов'язаних з особливостями використання РЧС, в Росії застосовуються одночасно багато стандартів систем рухомого радіозв'язку - як перспективні, так і застарілі. Причому використання декількох стандартів неминуче навіть в далекій перспективі. Важливо так відібрати ці стандарти, щоб не створювати перешкод для входження в Світову систему персонального зв'язку і в загальноросійську багатостандартних систему стільникового зв'язку, об'єднану автоматичним роумінгом. Слід також зазначити, що саме по собі паралельне використання декількох стандартів не є великою неприємністю і не перешкоджає інтеграції відповідних систем в загальноросійську систему зв'язку і в Світову систему персонального зв'язку. Справа в тому, що стає все більш очевидною тенденція інтеграції Світової системи персонального зв'язку не за рахунок прийняття єдиного стандарту (це вважається нереальним), а внаслідок створення системи взаємодії декількох найбільш поширених і перспективних стандартів, причому це відноситься як до взаємодії різних систем стільникового радіозв'язку, так і до взаємодії стільникових систем з супутниковими системами і локальними мережами. Росія, таким чином, може увійти в спільне русло еволюції, якщо правильно визначить перспективні стандарти. У табл. 9.1 наведені стандарти стільникового зв'язку, що застосовуються на території Росії [6, 19]. Перспективними є цифрові системи. В освоєних діапазонах - це системи

D-AMPS за американським стандартом IS-54 і його розвитку IS-136 і GSM. Почалося освоєння перспективного діапазону частот в області 2000 МГц системами 1800. Відмінності в статусі "Федеральний" і GSM-1800 "регіональний" щодо цих стандартів втраять сенс.

Діапазон 450 МГц згаданий в рекомендаціях WARC'92 в числі реально діючих для рухомого зв'язку. Стандарт NMT-450 широко застосовувався і у Скандинавських країнах. У Росії вже створено розгалужену мережу (Москва, Санкт-Петербург, Псков, Омськ, Новгород і ін.), і реалізований автоматичний роумінг усередині неї.

У табл. 9.2 наведені основні технічні характеристики ССС стандарту NMT-450 [6, 19].

Таблиця 9.2

Основні технічні характеристики ССС стандарту NMT-450

Наименование параметра и характеристики	NMT-450	NMT-900
1. Полоса частот:	420-490 МГц	890-960 МГц
- для передачи подвижной станцией	453-457,5 МГц	890-915 МГц
- для приема подвижной станцией	463-467,5 МГц	935-960 МГц
2. Частотный разнос каналов	25 (20) кГц	25кГц(12,5 с перемежением)
3. Дуплексный разнос каналов приема и передачи	10 МГц	45 МГц
4. Количество каналов	180(225)	999 (1999 - с перемежением)
5. Радиус соты	15-40 км	2-20 км
6. Мощность передатчика базовой станции	max 50 Вт	max 25 Вт
7. Мощность передатчика подвижной станции	15 Вт	6 Вт <a href="http://www.tehencom.com">www.tehencom.com</a>

Система AMPS (стандарт E1A / T1A-553) є найдосконалішою з сучасних аналогових систем стільникового зв'язку. До моменту появи цифрових систем рухомого радіозв'язку ця система була вже дуже широко поширена, особливо в США. Тому, згідно з американськими правилами, всі системи пакету американських стандартів в діапазоні 800 МГц повинні забезпечувати сервіс терміналів по стандарту E1A / T1A-553. Це правило накладає досить серйозні обмеження на цифрові американські системи, з яких головними є зумовлена (і, мабуть, неоптимальна) ширина частотного каналу систем цифрових TDMA D-AMPS, а також необхідність виділяти певну кількість частотних каналів для аналогового зв'язку, в результаті чого смуга частот використовується менш ефективно. У Росії системи за стандартом E1A / T1A-553 встановлені в більш ніж сорока містах (Архангельськ, Астрахань, Владивосток, Володимир, Воронеж, Мурманськ, Нижній Новгород, Омськ, Петропавловськ, Ростов-на-Дону, Саратов, Сочі, Тюмень, Хабаровськ, Челябінськ і ін.), і хоча вони частково застаріли, але і силу їх обов'язкової підтримки з боку всіх країн, що розвиваються американських цифрових систем стандарт E1A / T1A-553 має всі шанси на досить довгий використання. У табл. 9.3 наведені основні технічні характеристики ССС стандарту AMPS.

Система N-AMPS за стандартом IS-88 (або IS-91) є версією аналогової системи AMPS. З технічної точки зору система N-AMPS відрізняється від AMPS більш

вузьким частотним каналом -10 замість 30 кГц. Це виявилось можливим тому, що мовний сигнал в аналоговій формі еанімаєт всього 4 кГц і для його досить перешкодостійкою передачі смуга в 10 кГц достатня (в AMPS для передачі голосу використовується частотна модуляція з амплітудою  $\pm 3$  кГц). Однак триразового збільшення ємності системи при цьому не відбувається, так як інтерференція між частотними каналами визначається не стільки шириною каналу, скільки відстанню між ними. Тому частотний план в системі N-AMPS також кілька відрізняється від частотного плану для AMPS. Відповідно спектральна ефективність покращилась не в три, а тільки в 1,75 рази [6, 19]. Крім того, система неминує зазнає труднощів при передачі сигналів управління. У AMPS ці сигнали передаються зі швидкістю 10 кбіт / с, що неможливо в каналі N-AMPS при тій же завадостійкості. У Росії системи стандарту N-AMPS були встановлені в Санкт-Петербурзі і Новосибірську. Швидше за все використання цієї системи стало тимчасовим заходом перед наступним переходом до перспективних цифрових систем.

З 1990-х років в Європі і в багатьох країнах світу почалося широке впровадження цифрових ССС. Цифрова система D-AMPS за технологією множинного доступу ТОМА і нині -самая поширена з цифрових стільникових систем у світі [6, 19]. Комерційна експлуатація обладнання в США ведеться з 1991 року. Стандарт безперервно розвивається і за основними характеристиками практично не поступається стандарту GSM. Намічено введення прогресивних алгоритмів динамічного призначення каналів і залежно від реальної обстановки, обліку голосової активності і більш тонкого регулювання потужності рухливих терміналів, що в комплексі має призвести до багаторазового збільшення спектральної ефективності. Існує версія стандарту в перспективному діапазоні 1900 МГц. У Росії D-AMPS прийнятий як регіональний стандарт, системи за стандартом IS-54 були створені в Москві, Омську, Іркутську, Оренбурзі і ін. Цифрова система за технологією множинного доступу TDMA в стандарті (GSM-900 в даний час в технічному відношенні - найдосконаліша система мобільного стільникового зв'язку. В GSM реалізовані такі ефективні системні і технічні рішення, як більш ефективні моделі повторного використання частот, методи боротьби з завмираннями сигналів, засновані на частотному рознесенні SFH, і тестування каналу зв'язку за допомогою ПСП, блочне і сверточное кодування в поєднанні з перемеженням символів: програмне формування логічних каналів зв'язку і управління; використання спектрально-ефективного виду модуляції GMSK; застосування низькошвидкісних мовних кодеків LPC; шифрування переданого повідомлення [6, 19]. Функціональне поєднання елементів системи здійснюється поруч інтерфейсів. Всі мережеві функціональні компоненти в стандарті GSM взаємодіють відповідно до системи сигналізації МККТ № 7 (ССІТТ SS. № 7). у Росії стандарт прийнятий в якості федерального. системи по стандарту GSM реалізовані в Москві, Санкт-Петербурзі. Нижньому Новгороді, Ростові-на-Дону, Челябінську та інших містах. Система GSM-1800 аналогічна

GSM-900 і в чисто технічному плані відрізняється від неї головним чином діапазоном і граничної потужністю ручного терміналу (пікова потужність 1 Вт в порівнянні з 2 Вт для GSM-900). Мінімальний розмір стільниці у систем GSM-1800 багато менше, ніж в діапазоні 900 МГц т. Базові станції можуть бути розміщені з більшою щільністю. Одночасно в цьому діапазоні може бути виділена для персонального зв'язку ширша (в абсолютному вимірі) смуга. Це дозволяє системі GSM-1800 прийняти на себе деякі завдання, традиційно вирішуються провідними мережами і мережами фіксованого радіозв'язку. Слід також згадати про систему поїзного зв'язку UIC, яка також працює в діапазоні 900 МГц і почне використовуватися на всіх європейських залізницях з початку 21 століття. У табл. 1.4 вказані основні технічні характеристики цих систем [6, 19}. Система CDMA за стандартом IS-95 в діапазоні 800 МГц є системою стільникового зв'язку з технологією кодового поділу множинного доступу. Намічається використання його версії для діапазону 1900 МГц, де він виявиться конкурентом американських версій D-AMPS -1900 (або PCS-1900) і GSM-1800.

**Таблиця 9.4**

**Основні технічні характеристики CCC GSM, UIC та GSM-1800**

Параметр	Значение
Полосы частот, МГц:	Пр. / Пер. БС
GSM	890-915/935-960
UIC	876-880/921-925
GSM-1800	1710-1785/ 1805-1880
Разнос частот, МГц	45
Метод доступа	TDMA
Мощность передатчика БС, дБВт	13/3*
Мощность передатчика ПО, дБВт	10/0*
Вид модуляции	QMSK
Скорость преобразования речи, кбит/с	13
Общая скорость передачи, кбит/с	270,833
Разнос частот между каналами, кГц	200
Число речевых каналов на одной несущей	8
Эквивалентная полоса частот на речевой канал, кГц	25
Требуемое отношение сигнал-помеха, дБ	9
Максимально возможный радиус соты, км	35/10*

\* GSM-900/GSM-1800

Дискусія про порівняльні переваг технологій TDMA і CDMA (оскільки технологія CDMA в рамках сучасного застосування в мережах мобільного стільникового зв'язку з технічної точки зору не має безперечних переваг перед сучасними системами TDMA (D-AMPS і GSM), крайньою мірою таких, які могли би компенсувати відмінність у напрацюванні досвіду експлуатації, розвитку інфраструктури і т. п. Однак вже зараз видно, де стандарти CDMA мають дуже

хороші позиції. При CDMA-технології кожен з каналів системи повністю використовує весь виділений частотно-часовий ресурс. Радіоканали систем CDMA перекриваються як за часом, так і по частоті. Поділ сигналів окремих каналів здійснюється за рахунок того, що кожен канал має свою кодову послідовність. Міжнародним Союзом Електрозв'язку (ITU) були розроблені вимоги до системи IMT-2000 (Міжнародні мобільні телекомунікації), найважливішими з яких є:

- Швидкості передачі даних для абонентів з високою рухливістю (до 120 км / год) - не менше 144 кбіт / с з низькою рухливістю (до 3 км / год) - 384 кбіт / с, і нерухомих абонентів - 2,048 Мбіт / с.
- Мультиплексування послуг з різними вимогами до якості обслуговування для одного з'єднання, наприклад, передача мови, відеоінформації та пакетованих даних.
- Сумісність з існуючими системами в частині міжсистемної естафетної передачі управління, для збільшення зон охоплення і балансування навантаження.
- Підтримка асиметричного графіка за прямих і зворотних каналів передачі.
- Висока ефективність використання спектра.

Наявність мільйонів користувачів систем GSM, D-AMPS, cdmaOne зумовило еволюційний перехід до систем третього покоління на основі розвитку кількох основних діючих стандартів і впровадження нових з кодовим поділом каналів. В якості технологічних платформ нового покоління систем стільникового зв'язку були прийняті такі нормативні документи:

- IMT-SC (IMT-2000 Single Carrier) - стандарт на одночастотну систему із застосуванням в парних смугах частот. Заснований на еволюції стандартів (GSM і D-AMPS з поступовим зближенням їх характеристик, спрямованим на підвищення швидкості передачі даних до 384 кбіт / с і створення мереж пакетної рухомого радіозв'язку. Перехід до IMT-SC означає наближення характеристик стандарту D-AMPS до GSM за допомогою переходу на новий частотний план зі збільшенням ширини смуги радіоканалу з 30 до 200 кГц і використання технологій GPRS і EDGE.
- IMT-MC (IMT-2000 Multi-Carrier) - стандарт на багаточастотну систему із застосуванням в парних смугах частот. Являє собою перехід від стандарту cdmaOne до стандарту CDMA2000, який складається з декількох фаз. Перша фаза (1X) передбачає розміщення в смузі 1,25 МГц, крім звичайних каналів передачі інформації з максимальною швидкістю 9,6 (14,4) кбіт / с, додаткових каналів зі змінним коефіцієнтом розширення спектра зі швидкістю передачі даних до 153,6 або 307,2 кбіт / с відповідно. У наступних фазах розвитку CDMA2000 подальше збільшення швидкості передачі і числа високошвидкісних каналів пов'язано з n-кратним зростанням ширини спектра: 3X, 6X, 9X, в 12X, де X - 1,25 МГц. При цьому для передачі в напрямку вниз будуть використані 3, 6 і більше несучих частот, в той час як передача вгору піде з кратною ліпивою швидкістю. Мережі стандарту CDMA2000 раз-заважають в тих же частотах, що і мережі cdmaOne, а

також в діапазоні 450 МГц. Для операторів NMT-450 краща міграція в стандарт IMT-MS:

- IMT-DS (IMT-2000 Direct Spread) - стандарт широкосмугової системи з прямим розширенням спектра та частотним дуплексом. За планами розробників, мережі стандарту GSM будуть мігрувати в IMT-DS.
- IMT-TC (IM-2000 Time Code) - стандарт на комбіновану систему з кодовим поділом каналів і тимчасовим дуплексом при роботі на одній частоті. Його європейська назва UTRA-TDD (UMTS Terrestrial Radio Access, Time Division Duplex). Характеристики UTRA-TDD багато в чому збігаються з UTRA-FDD, але передачу і прийом повідомлень ведуть на одній частоті в різних часових інтервалах. Стандарт передбачає використовувати для організації пікосотових і мікростільникових мереж.
- IMT-FT (IMT-2000 Frequency Time) - стандарт на мікростільникову систему бездротового доступу на основі еволюції DECT. Інтерфейси цих технологічних платформ повинні забезпечувати можливість функціонування як з двома основними мережними інтерфейсами (GSM-MAP і ANSI-41), так і з базовими мережами пакетної комутації, що використовують Інтернет-протокол (IP). Підвищення швидкості передачі даних до 384 кбіт / с в стільникових структурах і до 2,08 Мбіт / с в мережах бездротового доступу необхідно перш за все для передачі мультимедійної інформації, тобто спільної передачі зображення і звукового супроводу, Internet'a, телевізійних та інших програм, які будуть займати все більше місце середовища представляються абонентам послуг. Впровадження нових стандартів з кодовим поділом каналів дозволяє збільшити пропускну здатність мереж рухомого зв'язку і поліпшити якість передачі інформації під час руху абонентів за рахунок організації м'якого хендвера (soft handover). У мережах з кодовим поділом каналів хендвер при переміщенні абонента зі стільника в стільник, як правило не супроводжується зміною робочих частот, так як базові станції в мережі працюють на одній годину-поза і абонентська станція одночасно може зв'язуватися з двома і більше базовими станціями, що забезпечує її м'який перехід від однієї базової станції до іншої.

## **1.2. Системи фіксованого радіозв'язку (абонентського доступу)**

Мережі фіксованого радіозв'язку (абонентського доступу) будуються на базі технологій стільникових систем рухомого зв'язку (наприклад, AMPS, NMT, GSM, CDMA) і на базі стандартів безшнурової телефонії і бездротових систем зв'язку. До останніх відносяться, наприклад, Digital European Cordless Telecommunications (DECT) і Cordless Telephone System (CT-2). Така класифікація ґрунтується на наступних Рекомендаціях ІТУ-Р і їх модифікаціях: Рекомендації М.1073 ІТУ-Р Цифрові стільникові системи наземної рухомого зв'язку. Рекомендації М.1033 ІТУ-Р Цифрові і експлуатаційні характеристики безшнурової телефонії і бездротових систем зв'язку.



Крім того, в ряді систем бездротового доступу використовуються нестандартні технології радіозв'язку. Використання відомих стандартів стільникового зв'язку для побудови мереж бездротового доступу спрощує розробку алгоритмів функціонування мережі і прикладів побудови обладнання зв'язку, пов'язаних з переміщенням абонентів. Також відпадає необхідність розробки нового абонентського обладнання. В результаті значно знижуються вартість абонентського обладнання і витрати на побудову і експлуатацію мережі. Однак, тай як системи стільникового зв'язку розроблялися не для забезпечення бездротового доступу, то їх застосування пов'язано з низкою жорстких обмежень. Ці обмеження в першу чергу стосуються можливості забезпечення необхідного набору послуг фіксованого зв'язку. Нижче наведені технічні характеристики радіоінтерфейсу (діапазон 800 МГц) системи бездротового доступу, заснованої на D-AMPS / TDMA:

Клас випромінювання:

- канали графіка 40KOG7WDT
- канали управління 40KOGID)

Метод доступу: TDMA

Смуги переданих частот, МГц:

- базові станції 869 ... 894
- рухливі станції 824 ... 849

Рознос несучих частот, кГц: 30

Загальна кількість дуплексних радіоканалів: 832

Модуляція:  $\pi / 4$  DQPSK

Швидкість передачі, кбіт / с: 48,6

Найбільш перспективними для використання в системах абонентського доступу є системи стільникового зв'язку, що використовують стандарт IS-95 і багатостанційний доступ з кодовим поділом каналів (CDMA). На відміну від AMPS і N-AMPS, які використовують багатостанційний доступ з частотним поділом (FDMA), що має поділ наявної смуги частот на канали з розносом 30 кГц і в яких кожна частина радіоспектра розподіляється абонентським модулем на вимогу, або від D-AMPS, в якій використовується частотне розділення, а за потім кожна частота поділяється на три канали з тимчасовим ущільненням, в технології CDMA ніякому абоненту специфічної частини радіочастот або часу не призначається. Всі абонентські модулі передають і приймають інформацію одночасно, застосовуючи різні коди, на одних і тих же частотах, використовуючи всю виділену смугу частот 1,25 МГц. На відміну від інших систем секторна ємність заснованої на CDMA системи жорстко не обмежена. У години аномально високого навантаження система може автоматично розподіляти динамічні ресурси, пристосовуючись до збільшеної навантаженні з мінімальними втратами якості мови. Оскільки кожною базовою станцією використовується одна смуга частот, то між індивідуальними осередками не потрібно ніякого частотного планування або координації. Ця важлива характеристика полегшує

обслуговування і дозволяє нарощувати місткість. Нижче наведені технічні характеристики радіоінтерфейсу системи бездротового доступу, заснованої на CDMA:

Клас випромінювання:

- канали трафіку 1250КОВ1W
- канали управління 1250КОВ1W

Метод доступу: CDMA

Смуги переданих частот, МГц:

- базові станції 869 ... 894
- рухливі станції 824 ... 849

Дуплексний рознос, МГц: 45

Рівень несучих частот, кГц: 1250

Загальна кількість дуплексних радіоканалів: 20

Модуляція QPSK (розширення спектра), PSK (від станції)

Швидкість передачі, кбіт / с:

- на канал 9.6
- на несучу 614,4

Перший стандарт СТ-1 на систему бездротових телефонів був розроблений СЕРТ в 1985 році. Система працювала в смузі 900 МГц і мала сорок дуплексних каналів з частотним ущільненням (FDMA). При встановленні виклику здійснювався динамічний вибір каналу (DCS). Більш досконалим є стандарт СТ-2, принципи роботи якого базуються на множині доступу з частотним поділом і дуплексі з тимчасовим поділом (FDMA / TDD). Дуплексна передача забезпечується передачею в режимі тимчасового чергування пакетів на одній і тій же частоті для обох напрямків. Використовується алгоритм кодування мови АДІКМ 32 кбіт / с, стандартизований МККТТ, який підтримує швидкість передачі символів до 72 кбіт / с. Для збільшення коефіцієнта повторення частот застосовуються методи повторного використання частот. Однак в будівлях дана проблема є тривимірною, і передбачається як вертикальне, так і горизонтальне поділ. Охоплення всередині будівлі досягається за допомогою використання як випромінюючих кабелів, так і антен.

Ряд технічних характеристик системи фіксованого радіозв'язку, підстав на використання стандарту СТ-2, що приведені в табл. 1.5. [67].

Основні технічні характеристики системи безпроводного доступу стандарту СТ-2

Параметр	Значение
Диапазон частот, МГц	864,1...868,1
Ширина полосы частот, МГц	4
Разнос соседних каналов, кГц	100
Метод доступа	FDMA/TDD
Число радиоканалов	40
Число дуплексных радиоканалов на одну несущую	1
Назначение каналов	Динамическое
Вид модуляции	FSK
Скорость передачи в канале, кбит/с	72
Мощность БС/АС, дБВт	-20
Скорость кодирования речи, кбит/с	32

У 1992 році ETSI прийняв стандарт ETS -300 175 на європейську систему бездротових телефонів DECT, призначену для передачі мовних повідомлень і даних. Пізніше з'явилися інші додатки DECT, які почали розроблятися еше в процесі визначення стандарту. До їх складу входять: кошти системи місцевої радіозв'язку (Radio in the local loop - RLL); системи, обесіччуваючі бездротовий доступ до ресурсів мереж загального користування для абонентів з обмеженою мобільністю (Cordless Terminal Mobility - CTM); кошти, що дозволяють апаратурі DECT працювати з стільниковими мережами (наприклад, GSM).

У стандарті DECT використовуються десять несучих частот в діапазоні 1,8 ... 1,9 ГГц і багатостанційний доступ з тимчасовим поділом каналів (TDMA). У кожному каналі є 24 тимчасових слота. У першій половині цих тайм-слотів здійснюється передача інформації від базової станції до портативних пристроїв, а в другій половині - в зворотному напрямку (дуплекс з поділом часу - TDD)).

Кожен з мовних каналів використовує пару тайм-слотів, що означає можливість передачі 120 (10 несучих частот і 12 тайм-слотів) мовних каналів. Крім того, в системі DECT передбачається можливість переміщення абонента між окремими сотами системи без переривання зв'язку - після встановлення з'єднання і початку переговорів термінал абонента контролює рівень сигналу і перевіряє, який канат в даній соте і сусідніх з нею забезпечує кращий сигнал. Якщо знайдений більш високий у порівнянні з використовуваним рівень сигналу, то встановлюється паралельне з'єднання до припинення передачі на колишньому каналі. Таким чином постійно забезпечуються висока якість зв'язку та міграції абонентів між сотами без переривання зв'язку. У стандарті CT-2 такої можливості немає: при переміщенні між сотами відбувається тимчасова втрата зв'язку. Стандарт DECT забезпечує більш високу швидкість передачі даних і інтерфейс з ISDN.

Передбачено захист від несанціонованого доступу. Основні технічні характеристики системи фіксованого радіозв'язку стандарту DECT наведені в табл. 9.6 [6].

Таблиця 1 Стандартизованні параметри DECT	
Параметри	Значення
Частотний діапазон, МГц	1880-1900
Кількість частотних каналів	10
Ширина каналу, МГц	1,728
Метод доступу	MCT/TDMA/TDD
Число часових інтервалів	24
Число дуплексних речевих каналів на несущую	12
Общее число каналів	120
Длительность цикла, мс	10
Общая скорость передачи, кбит/с	1152
Модуляція	GFSK (BT=0,5)
Кодирование речи, кбит/с	32
Выбор канала ADPCM	CDCS
Выходная мощность передающего устройства (номинальная/пиковая), мВт	10/250
Радиус зоны обслуживания переносного устройства, м	50-300
Радиус зоны обслуживания стационарного устройства, км	до 5
Скорость перемещения абонента, км/ч	до 30

У Північній Америці для забезпечення бездротового радіодоступу використовуються стандарти PWT і PWT / E (стандарт Асоціації виробників засобів електрозв'язку, TIA), які забезпечують ті ж основні послуги, що і DECT. Застосовуючи аналогічну схему організації зв'язку, вони працюють з іншими модуляцією, частотним плануванням каналів і системи, а також нарізкою тайм-слотів. PWT експлуатує в США неліцензовану смугу 1910 ... 1920 МГц, PWT / E являє собою розширення ліцензованих смуг 1850 ... 1910 і 1930 ... 1990 МГц. PWT і PWT / E використовують базову структуру DECT, тому співіснують на загальній смузі спектра.

Система PHS (Personal Handyphone System - персональна система зв'язку загального користування) створена і застосовується в Японії і працює в діапазоні частот 1895 ... 1918 МГц. Її суттєвий недолік - постійна прив'язка несучих частот. Це робить систему в цілому менш завадозахисною, ніж при динамічному розподілі діапазону. Засновані на цьому стандарті послуги за межами Японії не виявляються. Таким чином, при застосуванні в мережах фіксованого радіозв'язку (абонентського доступу) технологій стільникових систем рухомого зв'язку доцільно використання стандарту IS-95 (CDMA). У приміщеннях і за умови дуже великої щільності абонентів доцільним є використання системи DECT. Створення та розгортання таких систем дозволило б економічно ефективно і швидко вирішити актуальну для багатьох регіонів Росії проблему телефонізації.

#### 1.4. Системи персонального радіовиклику

Передача адресної інформації і передача повідомлень в пейджингових мережах здійснюється в певному форматі (протоколі) кодування. До середини 70-х років були розроблені і впроваджені широко застосовані сьогодні протоколи POCSAG, GOLEY, NEC, що передбачають модуляцію високочастотного сигналу двійковим кодом.

Протокол POCSAG є універсальним протоколом, що дозволяє передавати цифрові, буквено-цифрові і тонові повідомлення на швидкості 512, 1200 і 2400

бод, що підтримує унікальну адресацію до двох мільйонів номерів пейджерів і забезпечує ресурс однієї частоти СПРВ за кількістю абонентів, що обслуговуються в межах десяти-двадцяти тисяч. Сьогодні більшість компаній-операторів СПРВ в РФ працює в форматі POCSAG. Видані Держкомзв'язком РФ ліцензій на операторську діяльність в цьому форматі (близько 300) цілком достатньо для обслуговування не менше трьох-п'яти мільйонів абонентів. В останні роки з'явилися нові високошвидкісні протоколи пейджингового зв'язку: FLEX (супроводжує його сімейство ReFLEX, InFLEXion), розроблений компанією MOTOROLA, і ERMES, розроблений Міжнародним Союзом Електрозв'язку.

Безумовно, нові протоколи (див. Табл. 1.7) більш складні і досконалі, мають в три-вісім разів більшу абонентську ємність на один частотний канал, ефективні для роумінгу та підключення сервісних підсистем і мають ряд інших переваг. Однак майбутньому оператору слід знати, що збільшення швидкості передачі повідомлень тягне за собою зниження радіуса зони обслуговування. Так, для формату POCSAG збільшення швидкості передачі повідомлень пейджерів з 512 до 2400 бод призводить до зниження радіуса зони обслуговування в півтора-два рази, якщо потужність базової станції була спочатку розрахована на роботу зі швидкостями 512 бод. Таким чином, щоб забезпечити мовлення при роботі з високошвидкісними протоколами, потрібна більш дорога інфраструктура СПРВ (велика потужність базової станції, додаткові ретранслятори і ін.). Структурна схема великої системи персонального радіовиклику представлена на рис. 1.10 [72]. Основною і найбільш важливою службою будь СПРВ є базова служба відправки повідомлень. Її призначення полягає в управлінні передавачем системи (або їх набором) і безпосередній відправці повідомлень абонентам.

Базова служба відправки повідомлень визначає основні можливості СПРВ: кількість абонентів, що використовується протокол (або їх набір), швидкість передачі, число передавачів і режими їх роботи і т. д. У тісній взаємодії з базовою службою передачі повідомлень знаходиться служба роумінгу (розсилки повідомлень). Її призначення полягає в передачі повідомлень в інші СПРВ. Служба роумінгу забезпечує отримання абонентом повідомлень навіть тоді, коли він знаходиться поза зоною дії своєї СПРВ. Надання послуг даної роботи можна тільки після вироблення відповідних взаємних угод між різними СПРВ.

### **Таблиця 9.7**

#### **Основні характеристики систем персонального радіовиклику**

Наименование протокола	Используемые частоты, МГц	Скорость передачи, бод	Требуемая полоса частотного канала, кГц	Наличие нумерации сообщений	Возможность роуминга
POCSAG	Любые пейджинговые	512, 1200, 2400	25	Есть	Есть
ERMES	169,425...169,800	6250	25	Есть	Есть
FLEX	Любые пейджинговые	1600, 3200, 6400	25	Есть	Есть
ReFLEX25 Передача на пейджеры Прием с пейджеров	929...931, 940...941 901...902	1600, 3200, 6400	25 или 50	Есть	Есть
ReFLEX50 Передача на пейджеры Прием с пейджеров	930...931, 940...941 901...902	до 25 600	50	Есть	Есть
InFLEXion Передача на пейджеры Прием с пейджеров	930...931, 940...941 901...902	Цифровая компрессия звука	50	Есть	Есть

Над базової службою відправки повідомлень знаходяться різні служби підготовки повідомлень. Як правило, першою реалізованою службою підготовки в створюваній СПРВ є служба підготовки повідомлень за допомогою операторів. Її призначення полягає в підготовці повідомлень для абонента і передачі його за допомогою базової служби відправки повідомлень або служби роумінгу. Кожен, хто хоче відправити повідомлення абоненту СПРВ, дзвонить в пейджингову компанію і передає його оператору. Оператор приймає повідомлення, вводить його в систему і готує до подальшої передачі.

Наступною службою підготовки повідомлення є служба віддаленого доступу. Вона дозволяє організувати винесені робочі місця операторів і передавати повідомлення, що надходять по комп'ютерних мережах. Даній службі підпорядковані дні інші, які і реалізують відповідні частини віддаленого доступу: служба винесених робочих місць операторів і служба комп'ютерної розсилки повідомлень.

Служба винесених робочих місць оператора дозволяє пейджинговій компанії надати зручний доступ до своєї системи іншим компаніям і підприємствам. Служба комп'ютерної розсилки повідомлень дозволяє використовувати для відправки повідомлень існуючі комп'ютерні мережі і поєднати послуги електронної пошти з послугою передачі повідомлення про надходження листа, а для коротких листів - і з послугою передачі його цілком. Таке поєднання послуг дуже зручно для абонентів, так як звільняє їх від необхідності регулярно перевіряти свою поштову скриньку.

Наступна служба підготовки повідомлень - служба автоматичної відправки цифрових повідомлень. Вона дозволяє кожному, хто зателефонував на пейджингову станцію, відправити

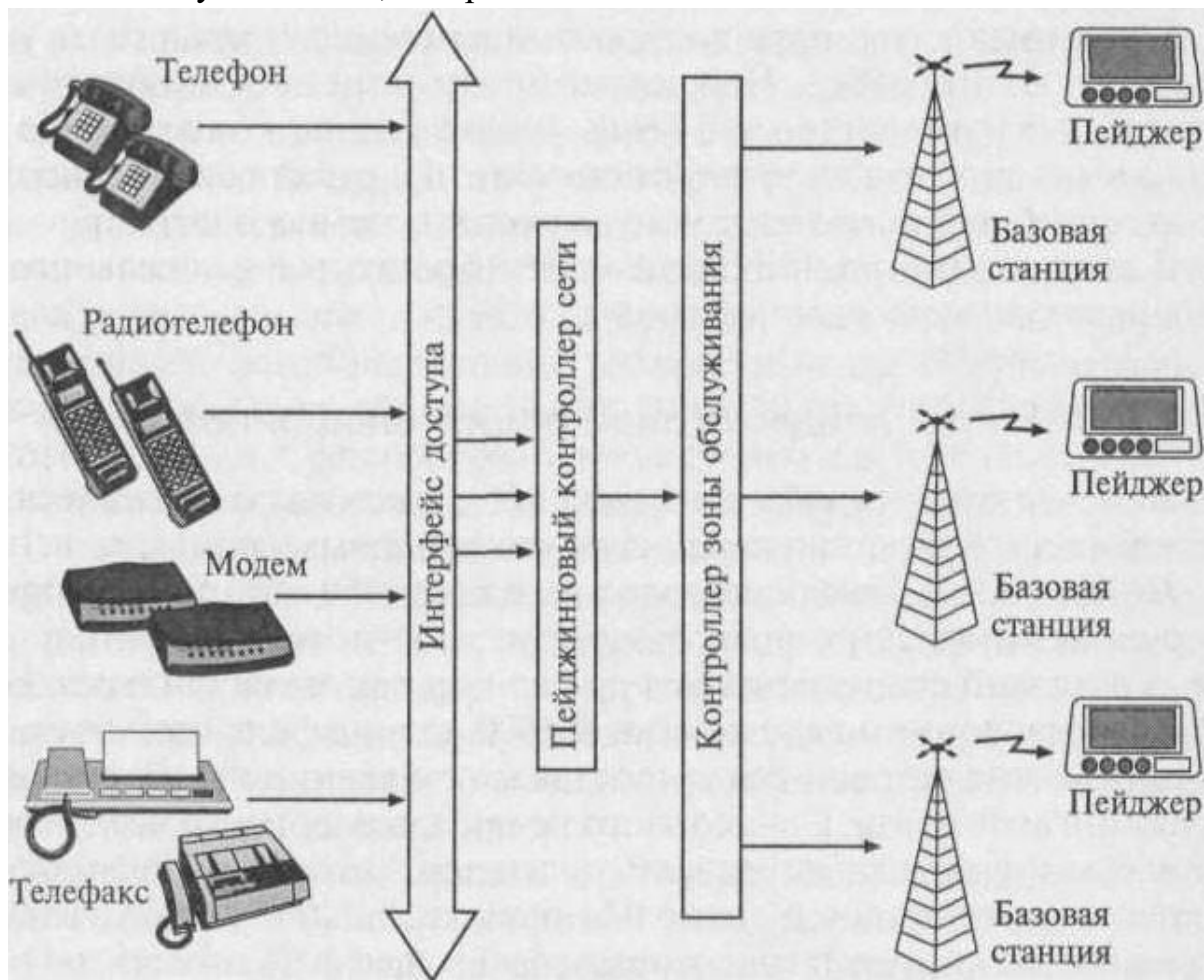


Рис. 9.10. Структурна схема системи персонального радіовиклику

Вона є наступним етапом розвитку служби автоматичної відправки повідомлень. При цьому кожному стандартному текстовому повідомленню ставиться у відповідність цифровий код. Для відправки конкретного повідомлення проводиться дзвінок з телефону з TDMF набором на пейджингову станцію і набирається код цього повідомлення. В кінці переданого повідомлення можна передати номер телефону або іншу додаткову цифрову інформацію.

Ще однією службою підготовки повідомлень є служба голосової пошти. Голосова пошта - це досить нова область телекомунікацій, що є логічним продовженням електронної пошти. При використанні електронної пошти передаються текстові і при використанні звукової пошти - звукові послання. Текст послання надиктують комп'ютеру, який за допомогою спеціальної плати розширення перетворює його в цифрову форму. Потім воно передається по комп'ютерних мережах адресату. У приймальному комп'ютері це послання знову перетворюється в звукову форму, яку слухає адресат.

Повертаючись до особливостей застосування високошвидкісних пейджингових протоколів, слід сказати, що крім зазначених вище є ряд інших складнощів. Так, для стандарту ReFLEX, в якому передбачена передача пейджером підтвердження

прийняття повідомлення па частоті 901 ... 902 МГц (ці частоти лежать в смузі частот вже використовуваного в РФ стандарту GSM), потрібно адаптація протоколу ( випускаються пейджери) на більш високі частоти . Складним питанням, що стосуються створення в РФ СПРВ ERMES-формату, є виділення необхідної сітки частот, так як прийнята для стандарту смуга частот 169,425 ... 169,800 МГц активно використовується в РФ РЕЗ спеціального призначення.

### 1.4. Транкінгові системи зв'язку

Транкінговими системами називаються радіально-зонові системи рухомого радіозв'язку, що використовують автоматичний розподіл каналів зв'язку базових станцій (ретрансляторів) між абонентами.

Архітектура однозонової транкінгової мережі представлена на рис. 9.11. Базова станція (БС) включає пристрій об'єднання радіосигналів, антени, комутатор, пристрій управління і інтерфейси різних зовнішніх мереж [74]. Ретранслятор являє собою набір приймально-передавального обладнання, обслуговуючого одну пару несучих частот. До останнього часу в переважній більшості транкінгових систем одна пара несучих означала один канал графіка. З появою транкінгових систем з частотно-тимчасовим доступом один ретранслятор може забезпечити два або чотири канали трафіку.

Антенни базової станції для збільшення зони обслуговування, як правило, розміщуються на високих щоглах або спорудах і мають кругову діаграму спрямованості. При розташуванні базової станції на краю зони обслуговування застосовуються і спрямовані антени. Базова станція може працювати на одну прийомо-передаючу антену або на роздільні приймальні та передавальні антени. У деяких випадках на одній щоглі може розташовуватися кілька прийомних антен для боротьби з завмираннями, викликаними багатоприменовим поширенням.

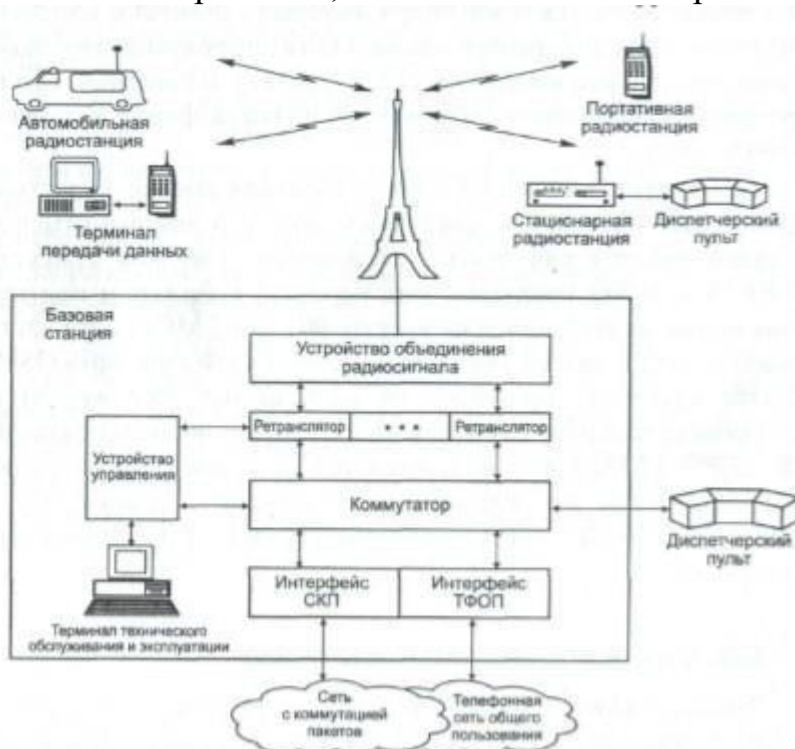


Рис. 9.11. Загальна структура однозонової транкінгової системи



Пристрій об'єднання радіосигналів (комбайнер) дозволяє використовувати один і той же антенне обладнання для одночасної роботи приймачів і передавачів на декількох частотних каналах. Ретранслятори транкінгових систем працюють тільки в дуплексному режимі, причому рознос частот прийому і передачі становить 3 ... 45 МГц.

Комутатор в однозоновій транкінговій системі обслуговує графік мови і передачу даних, включаючи з'єднання рухомих абонентів з мережами загального користування.

Пристрій управління забезпечує взаємодію всіх вузлів базової станції. Він також обробляє виклики, здійснює аутентифікацію абонентів, ведення черг викликів, внесення записів до бази даних погодинної оплати. У деяких системах керуючий пристрій регулює допустиму тривалість з'єднання з мережею загального користування (зменшуючи її в години найбільшого навантаження або змінюючи в залежності від поточного навантаження).

Інтерфейс ТМЗК може організовуватися по двухпроводній лінії з'єднанням з використанням апаратури прямого набору номера DID (Direct Inward Dealing), що забезпечує доступ до абонентів транкінгової мережі з використанням стандартної нумерації АТС. Ряд транкінгових систем, що претендують на високу якість обслуговування, використовують цифрове ІКМ-з'єднання з апаратурою АТС. У додатках, що здійснюють передачу даних, має місце інтерфейс передачі даних спільного користування.

Термінал технічного обслуговування і експлуатації для контролю за станом системи, проведення діагностики несправностей, обліку тарифікаційної інформації, внесення змін в базу даних абонентів. Переважна більшість що випускаються і

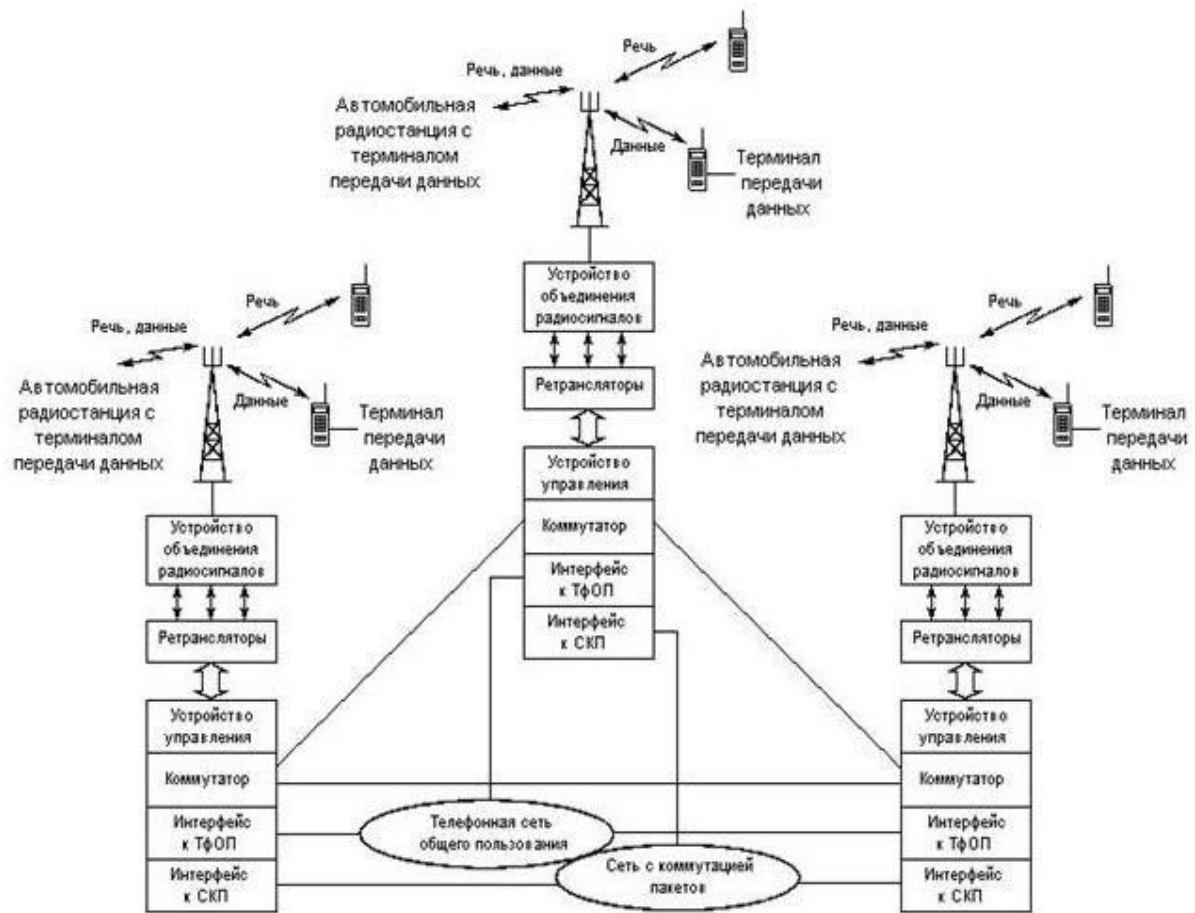
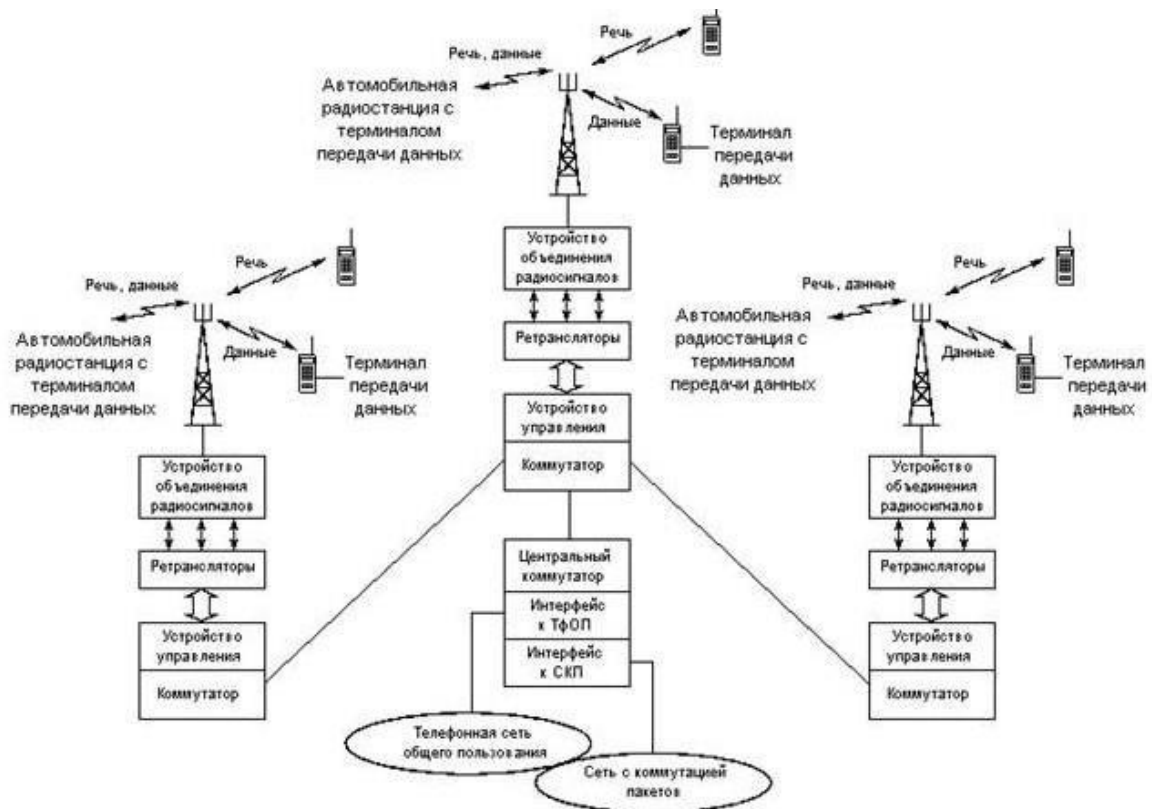


Рис. 9.12. Структурна схема транкінгової мережі з розділеною міжзональною комутацією



**Рис. 9.13.** Структурна схема транкінгової мережі з централізованою міжзональною комутацією

-ціонарних абонентських радіостанцій приблизно така ж, як у автомобільних радіостанцій.

Архітектура многозонових транкінгових мереж залежить від принципів комутації в мережі. У тому випадку, якщо визначальним принципом є вартість устаткування, використовується розподілена міжзональна комутація (Рис. 9.12). Кожна базова станція мережі підключається до ТМЗК. При необхідності виклику з однієї зони в іншу він проводиться через інтерфейс ТМЗК, включаючи процедуру набору телефонного номера. Базові станції мережі, як правило, мають безпосереднє з'єднання між собою за допомогою малоканалних радіорелейних ліній. Використання розподіленої міжзональної комутації характерно для мереж з невеликою кількістю зон і з невисокими вимогами до оперативності зональних викликів (особливо в разі з'єднання через комутовані канали ТМЗК).

У транкінгових мережах з високою якістю обслуговування використовується архітектура з централізованою комутацією (рис. 9.13). Важливий елемент цієї мережі - міжзональний комутатор. Він обробляє всі види трансзональних викликів. Таким чином, весь міжзональний трафік проходить через один комутатор, з'єднаний з базовими станціями по виділенім лініям. Це забезпечує швидку обробку викликів, можливість підключення централізованих диспетчерських пультаів. Інформація про місцезнаходження абонентів зберігається в Міжзональному комутаторі. Міжзональний комутатор здійснює функції централізованого інтерфейсу ТМЗК і СКП, що дозволяє при необхідності

повністю контролювати мовний графік телефонної мережі, так і трафік всіх додатків передачі даних, пов'язаний із зовнішніми СКП, наприклад Інтернет. Таким чином, система з централізованої комутацією має високу керованість. Транкінгові системи можуть працювати в наступних режимах:

1. Режим персонального(індивідуального) радіотелефонного зв'язку. В цьому режимі зв'язок між абонентами здійснюється через ретранслятор без виходу на ТМЗК.
2. Груповий (диспетчерський) режим зв'язку. Груповий режим призначений для забезпечення одночасного зв'язку між усіма учасниками групи. Розмова між абонентом і особою, до якого він звертається, будуть чути всі члени групи.
3. Режим зв'язку з АТС і УАТС. В цьому випадку рухомий абонент може зв'язатися з будь-яким абонентом міської смуги головної телефонної станції.
4. Режим безпосереднього зв'язку між радіостанціями. Абонентські радіостанції можуть зв'язуватися між собою безпосередньо в обхід ретранслятора. Це зручно в тих випадках, коли мобільні абоненти знаходяться в радіусі дії своїх радіостанцій, але поза зоною обслуговування ретранслятора.

У транкінгових системах, як і в стільникових, забезпечується роумінг-можливість перемикання абонента на вільний канал, доступний в даний момент в новій зоні зв'язку, з автоматичною зміною частоти. Однак зміна частоти супроводжується втратою зв'язку, що призводить до необхідності повторного виклику.

У табл. 9.8 наведені основні технічні характеристики аналогових транкінгових систем.

Технический параметр	Значение	Примечание
Кодирование видеосигналов	2:1:1	E <sub>Y</sub> , E <sub>R-Y</sub> , E <sub>B-Y</sub>
Используемые диапазоны ТВ	с 23 по 60 каналы ТВ	470...790 МГц
Верхняя боковая частота, передающая информацию	540 МГц	
Несущая частота	486 МГц	
Тактовая частота в системе	54 МГц	15625×432×8
Занимаемая полоса частот в эфире	108 Гц	±54 Гц
Строк в растре/полей в кадре	625/2	
Развертка строк	чересстрочная	2:1
Частота строк/частота полей	15625/50 Гц	
Всего кодируется отсчетов в строке	432	
Число кодируемых отсчетов сигнала яркости	360	
Число кодируемых отсчетов каждого цветоразностного сигнала	180	
Дискретизация сигнала яркости	6,75 МГц	
Дискретизация цветоразностного сигнала	3,375 МГц	
Уровней квантования видеосигналов	255	2 <sup>8</sup>
Метод кодирования	линейное ИКМ	раздельное
Скорость передачи информации	108 Мбит/с	2×6, 75×8
Воспроизведение видеосигналов	4:2:2	
Воспроизводимая информация	216 Мбит/с	
Число воспроизводимых отсчетов сигнала яркости	720	
Число воспроизводимых отсчетов каждого цветоразностного сигнала	360	
Дискретизация сигнала звука	46875 Гц	15625×3
Разрядность кодирования сигнала звука	16	2 <sup>16</sup>

Стандарт TETRA (TransEuropean Trucked Radio) и інші цифрові стандарти є новим поколінням засобів професійного радіозв'язку. Вони орієнтовані на тих професіоналів, кому необхідні передача мови з високою якістю, мови і даних, пакетна передача даних з можливістю шифрування.

У табл. 1.10 наведено порівняльну характеристику даних стандарту TETRA і найбільш поширеного аналогового стандарту MPT-1327. Розглядаючи стандарт TETRA, можна помітити, що він значною мірою орієнтований на передачу даних і, зокрема, забезпечує:

- передачу даних в звичайному режимі 7,2 / 14,4 / 21,6 / 28,8 кбіт / с;
- передачу даних в захищеному режимі 4,8 / 9,6 / 14,4 / 19,2 кбіт / с;
- з'єднання для орієнтованих пакетів даних;
- з'єднання для пакетів даних.

Стандарт має ряд допоміжних послуг для гнучких системних додатків.

Таблиця 9.10.

Порівняльна характеристика стандартів

Характеристика	MPT 1327	TETRA
Частотные диапазоны, МГц	66...68, 136...174, 400...520, 800...960	380...400, 410...470, 810...920
Виды сигналов	Каналы управления цифровые. Модуляция FFSK 1200 б/с. Аналоговые речевые каналы. Модуляция FM	Цифровые каналы. Модуляция DQPSK, цифровая обработка речи по алгоритму ACELP, цифровая система кодирования (закрытия) речи и данных
Передача данных	Короткие одно- и многосегментные данные со скоростью 1200 бит/с по каналу управления. Данные неопределенной длины по аналоговым речевым каналам через радиомодемы со скоростью до 4800 бит/с	Скорость передачи данных от 2,4 до 28,8 кбит/с. Возможность объединения ООД через радиосистему и высокоскоростные сети передачи данных
Стандартный интерфейс для подключения ООД	MAP27	TEI
Стандартный интерфейс для сопряжения с аналоговыми системами	Нет	ISI
Использование системных ресурсов	Обязательно наличие как минимум одного канала управления в зоне. Наилучшая эффективность использования спектра 12,5 кГц на канал	Фоновый канал управления (каждый 18-й кадр TDMA). Эффективность использования спектра 6,25 кГц на канал
Коммутация соединений	Все соединения только через базовые станции. Напрямую между радиостанциями в режиме обычной радиосвязи	Напрямую между радиостанциями. Через радиостанцию-ретранслятор между радиостанциями и с базовой станцией. Через базовую станцию между радиостанциями

У стандарті TETRA використовується тимчасовий поділ каналів зв'язку (TDMA) з чотирма тимчасовими вікнами (пакетами), що дозволяє здійснити одночасну передачу чотирьох мовних каналів на несучу. Рознос сусідніх радіоканалів становить 25 кГц. Двобічний рознос радіоканалів для передачі і прийому дорівнює 10 МГц. Передача повідомлень здійснюється мультикадра. Один мультикадр містить вісімнадцять простих TDMA кадрів і має тривалість 1,02 с. Один TDMA кадр в мультикадрі - контрольний. TDMA кадр містить чотири пакети, його тривалість становить 56,67 мс. Один пакет займає часовий інтервал, рівний 14,176 мс, і містить 510 біт, з яких 432 (два блоки по 216 біт) відноситься до інформаційного повідомлення. В середині кожного пакету міститься синхропослідовність SYNCH, яка застосовується для тимчасової синхронізації пакету і як тестуюча (або навчальна) послідовність для адаптивного каналного еквалайзера в приймачі. Пакети лінії "вгору" (uplink) містить інтервал PA (Power Amplifier), призначений для встановлення рівня випромінюваної потужності по першому переданому пакету, і захисний інтервал (OP) в кінці для виключення перекриття сусідніх пакетів.

Мультиструктура дозволяє використовувати 18 кадр для контролю повідомлення без переривання потоку даних. Цей кадр за аналогією зі стандартом GSM-900 використовується для повільного сполученого каналу управління (SACCH).

У сучасних умовах надзвичайно важлива зв'язуюча між транкінговими мережами різного типу, але практично всі цифрові транкінгові системи мають велику різноманітність сполук і можуть підключатися до корпоративних, відомчих і

радіомереж загального користування. Всі ці мережі можуть бути доступні з мобільного радіотерміналу.

## **9.1. Системи частотно-територіального планування мереж рухомого і фіксованого зв'язку.**

### **2.2. Принципи побудови і функціональні можливості системи частотно-територіального планування**

Система повинна забезпечувати частотно-територіальне планування мереж стільникового наземної рухомого та фіксованого радіозв'язку в діапазонах частот їх використання. Як геоінформаційної системи (ГІС) доцільно використовувати системи, що дозволяють працювати на різних платформах (наприклад, DOS, Windows і ін.) І створювати додатки, орієнтовані на конкретні завдання користувача. Система повинна забезпечувати розрахунок:

- зон обслуговування (ЗО) базових станцій (БС) за заданим рівнем поля на їх кордоні з контролем можливості забезпечення радіозв'язку в межах зони з заданою якістю;
- зон покриття (ЗП) БС, де рівень радіосигналу не нижче замірного, але при цьому не гарантується можливість радіозв'язку під її зони покриття;
- зон покриття по зв'язку (ЗПС) БС, на яких виконуються вимоги щодо якості зв'язку;
- зон взаємних перешкод (ЗВП) за основним і побічних каналах прийому, що визначаються накладенням ЗП на ЗО базових станцій, де відношення сигналів і перешкод менше захисного співвідношення.

Інструменти системи планування повинні забезпечувати побудову ЗО і ЗП як з урахуванням значень рівня поля всередині зони, так і без нього. В останньому випадку будується тільки межа зони, в якій поле сигналу передавача БС перевищує заданий рівень.

План розміщення БС мережі і їх параметри (потужність передавача, втрати в антенном фідері, діаграма спрямованості антени, висота її установки і орієнтація) є вихідними для розрахунку і вводяться користувачем. План розміщення БС мережі і результати розрахунків ЗО і ЗП відображаються на карті. Рівні поля в зонах відображаються кольором.

Для розрахунку основних втрат при поширенні радіохвиль повинен враховуватися рельєф місцевості, план житлової забудови, наявність водойм і лісових масивів.

Система повинна бути орієнтована на обов'язкове використання моделей поширення радіохвиль, описаних в Рекомендаціях МККР, МСЕ, УА93 і ін.

Зона покриття збігається з зоною обслуговування в разі, якщо випромінювана потужність абонентських радіостанцій (АС) перевищує випромінюється потужність базової станції. При цьому дальність зв'язку визначається потужністю випромінювання базової станції. В іншому випадку, якщо потужність випромінювання АС менше потужності випромінювання БС, то АС не зможе забезпечити необхідний рівень сигналу на вході приймача БС, перебуваючи на кордоні ЗП її передавача, і дальність зв'язку обмежується потужністю випромінювання АС.

Використовуючи теорему взаємності для базових втрат, можна проводити розрахунок зон покриття від абонентських радіостанцій різної потужності шляхом заміщення фактичного передавача БС на еквівалентний. Випромінювана потужність еквівалентної передавача покладається рівною



випромінюваної потужності передавача АС. За нормовану ДН еквівалентної антени приймається нормована ДН прийомної антени БС. Зона покриття такого еквівалентного випромінювача і буде зоною обслуговування БС для абонентських станцій з заданими параметрами. У межах цієї зони забезпечується двостороння радіозв'язок між АС і БС з заданим рівнем якості. Якщо на БС використовується рознесений прийом, то при розрахунку ЗО величина енергетичного виграшу за рахунок рознесеного прийому додається до коефіцієнта посилення еквівалентної антени АС.

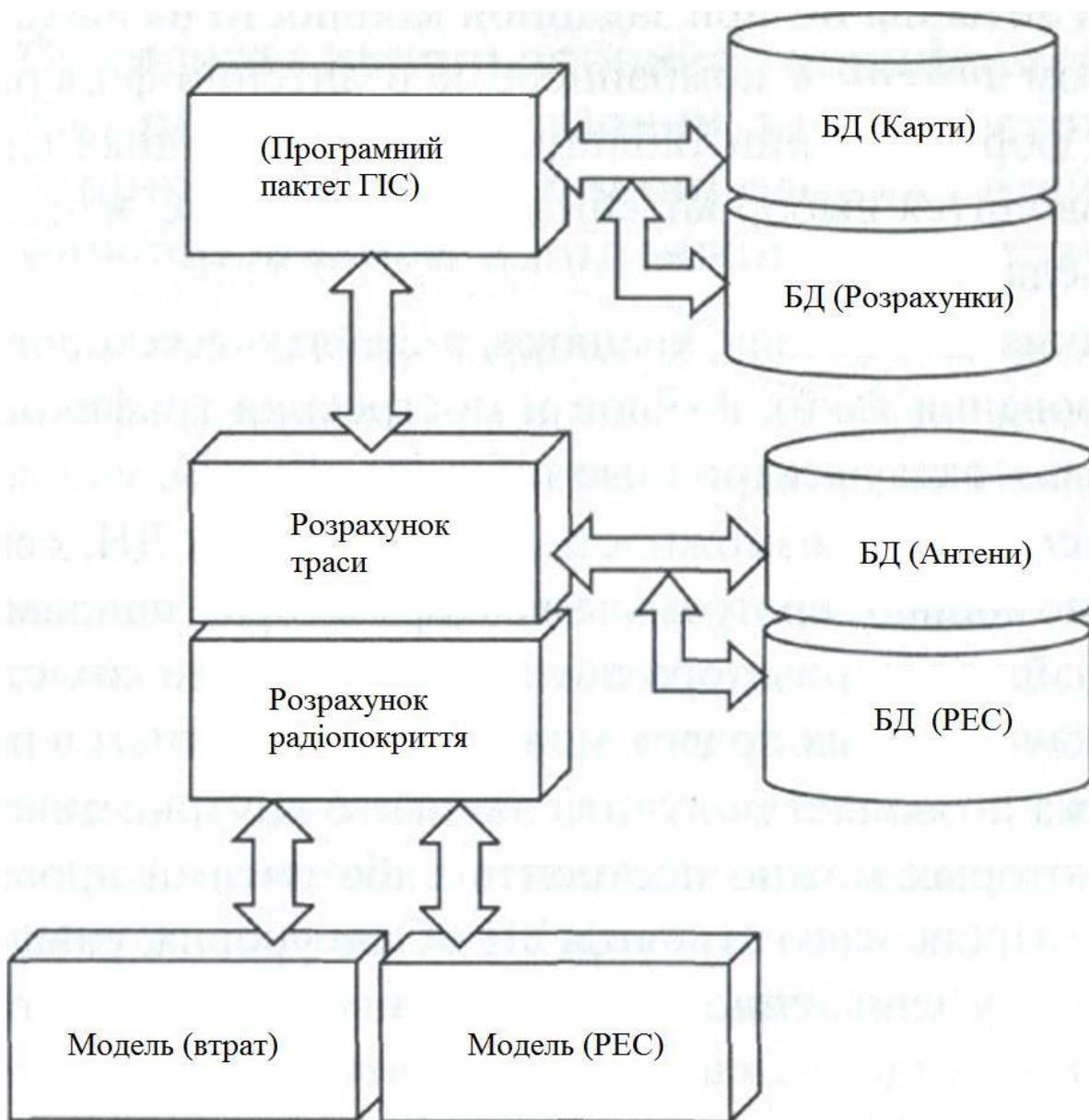
В системі повинна бути передбачена можливість розрахунку зон перешкод від всіх БС планованої мережі. Зона перешкод оцінюється у вигляді зони покриття передавача БС, в якій рівень електричного поля перевищує мінімальний допустимий рівень напруженості поля, зменшений на величину захисного відносини сигнал / перешкода в суміщеному (сусідньому) каналі прийому. Достатньою умовою повного виключення перешкод в парі БС є відсутність і взаємних перетинів ЗО і ЗВП.

Узагальнена функціональна схема системи частотно-територіального планування представлена на рис. 2.1 і містить три

каталогу:

1. Системний каталог, який містить додатки ГІС, системні бібліотеки та файли проектів.
2. Каталог електронної карти місцевості поточного проекту, підключає наступні таблиці:
  - лінії рівня;
  - квартали житлової забудови;
  - дороги (в розрахунках не використовується);
  - водойми;
  - лісові масиви.

ГІС



Мал. 9.14. Узагальнена функціональна схема системи частотно-територіального планування

3. Каталог поточного проекту, що містить таблиці вихідних даних, і результати розрахунків по частотно-територіального плану поточного проекту.

Для розрахунку втрат поширення система повинна використовувати такі географічні дані:

- ізолінії висоти рельєфу місцевості над рівнем моря;
- квартали забудови;
- водні об'єкти (моря, озера, річки);
- лісові масиви.

Зони обслуговування розраховуються для декількох типів абонентських радіостанцій, що відрізняються рівнем еквівалентної ізотропно випромінюваної потужності.

Зони покриття будуються з урахуванням діаграми спрямованості передавальної антени БС при заданій потужності на виході передавача з урахуванням втрат в комбайнера і в антенно-фідерном тракті (АФТ). При формуванні таблиці вихідних

даних для планування проводиться вибір антени для кожної БС і задається потужність її передавача.

Описи ДН антен зберігаються в файлах текстового формату. Для формування таких файлів і побудови графіків діаграм можна використовувати електронні таблиці «Excel».

Передбачена можливість використання ДН, «сколених» з креслення за допомогою програми-векторизатора, наприклад «R2V». Вихідний файл векторизатора після введення декількох рядків управління і незначних правок може використовуватися в розрахунках.

Система дозволяє отримати дані про внутрішньо-ЕМС, на підставі яких можна побудувати або оптимізувати частотний план мережі. Для цього будуються ЗП БС до рівня, рівного рівня на кордоні ЗО, зменшеному на величину захисного відносини в суміщеному (сусідньому) каналі. Перетину таких зон покриття з зонами обслуговування являють собою зони можливих перешкод. За таким принципом система розраховує таблицю взаємних перешкод БС мережі (матриця ЕМС).

Дані про рівні поля сигналів і перешкод всередині зон обслуговування і покриття дозволяють вирішити задачу аналізу ЕМС, в тому числі з урахуванням алгоритмів регулювання потужностей передавачів абонентських і базових станцій, виділення каналів рухомим абонентам і передачі з зони в зону.

Слід зазначити, що в реальній мережі перешкоди можуть бути відсутні навіть в разі часткового перетину ЗО і ЗВП. В процесі проектування це вимагає додаткового розгляду. При вирішенні даного завдання слід виходити з того, що в мережах рухомого зв'язку рівень внутрішньосистемної завадозахищеності визначається за інших рівних умов характером регулювання потужностей передавачів абонентських і базових радіостанцій і рядом інших факторів, наприклад, алгоритмами естафетної передачі абонентів, доставляння каналу і іншими особливостями системи радіозв'язку, до якої належить проектована мережа.

### **2.3. Принципи використання геоінформаційних баз даних при вирішенні задач частотно-територіального планування мереж фіксованого та рухомого радіозв'язку**

Рішення задач частотно-територіального планування мереж але рухомий і фіксованого радіозв'язку здійснюється на основі прогнозування можливих зон обслуговування і взаємних перешкод БС мережі.

Під прогнозом тут розуміється розподіл усіх судження, зроблене на основі спеціальних розрахунків. При цьому з метою зменшення просторової невизначеності прогнозу використовуються не гіпотетичні «розташування» рухливих станцій в зоні відповідальності мережі, а елементи просторового дозволу території, звані по термінології Джейкса «глобальної» і «локальної» зонами переміщення. Дані зони, існуючі об'єктивно, розглядаються як елементарні майданчики просторового дозволу (ЕППР) зони покриття мереж рухомого та фіксованого зв'язку. Для польових умов в якості ЕППР доцільно оперувати глобальними зонами переміщення рухомих (абонентських) станцій.

Для міських умов рішення неоднозначно, так як тут дозвіл має бути вище, а умови затінення змінюються набагато різкіше, ніж в польових умовах. ЕППР характеризуються певними статистичними характеристиками повільних і швидких завмирань сигналу БС на вході радіоприймача абонентських станцій. Ті ЕГШР, для яких задовольняються задані вимоги до характеру просторового розподілу параметра сигнал / перешкода, входять в зону покриття (ЗП) БС і, відповідно, в зону покриття мережі. Відомо, що для середньопересіченої місцевості величина інтервалу квазістаціонарності флуктуацій рівня сигналу, звана «глобальної зоною» переміщення абонентських станцій, становить від 500 до 2000 м. Інтервал квазістаціонарності флуктуацій амплітуди сигналу при його незмінній потужності («локальна» зона) становить кілька довжин хвиль.

Зона покриття базової станції прогнозується як сукупність ЕППР з заданими параметрами. Прогноз же зони покриття базової станції по зв'язку визначається як розподіл усіх судження про виконання вимог до зв'язку в кожній ЕППР, здійснене на підставі спеціальних розрахунків.

Альтернативою статистичним методам прогнозу є детерміновані, в яких методики прогнозу якості зв'язку в ЕППР засновані на врахуванні двох факторів: вплив перешкод на трасі поширення сигналу від БС до ЕППР і обліку впливу місцевих умов в ЕППР. Якщо обмежитися енергетичною моделлю каналу передачі в радіолінії рухомого радіозв'язку, то характер флуктуацій амплітуди сигналу в глобальній зоні визначається трьома параметрами: медіанного значенням рівня поля, середньоквадратичним відхиленням його флуктуацій і параметром, що характеризує наявність або відсутність умов прямої видимості між фазовими центрами антен базової станції і абонентської станції за умовами поширення радіохвиль на інтервалі зв'язку.

Для визначення медіанного значення рівня сигналу в ЕППР можна використовувати відомі методики розрахунку загасання сигналу в радіолінії УКХ діапазону прямої видимості. Методики розрахунку тісно пов'язані з використовуваними вихідними даними. У цьому випадку із заданою точністю відновлюється профіль траси або її тривимірна картина. Відповідно розглядають метод 2D і 3D. Для методу 2D профіль являє собою плоску картинку. Для методу 3D розглядають або обсяг першої зони Френеля, або обсяг, що дозволяє врахувати можливість приходу сигналу в точку прийому по багатьом шляхам («трасових» багатолучевість).

Методи 2D до теперішнього часу розвинені найбільшою мірою [58]. Для умов відкритій місцевості будується профіль траси. при цьому реальні перешкоди апроксимуються відомими геометричними фігурами, потім розраховується за відомими формулами ослаблення сигналу на кожному перешкоді. Отримані результати комбінуються. Основними видами геометричних фігур є підлозі нескінченні параболи, циліндри і клини, яким відповідає різна точність і швидкість розрахунку величини загасання сигналу. Найменшу точність при найвищій швидкості розрахунку дає апроксимація перешкоди клином.

Наявність або відсутність умов прямої видимості між БС і ЕМНР визначається з геометричних співвідношень на трасі поширення сигналу.

В обох випадках застосування цифрової карти місцевості дозволяє врахувати стан рефракції атмосфери в географічному районі розгортання системи ПРС, що є

безперечною перевагою ГІС-технологій перед застосовуваними в даний час статистичними методами обліку впливу морфології місцевості на якість зв'язку. Наприклад, з'являється можливість розрахунку верхньої і нижньої оцінки ймовірності якісного зв'язку в ЕППР за умовами рефракції атмосфери. Середньоквадратичне відхилення флуктуацій рівня поля щодо його медіанного значення в межах глобальної зони визначається відповідно до класифікації типу постигаючої поверхні в межах ЕППР. Наприклад, з точки зору прогнозу ймовірності якісної рухомого радіозв'язку в межах ЕППР номенклатура типів підстильної поверхні може містити рівнину, ліс, водну поверхню, населений пункт, болото і т. д. Склад номенклатури типів підстильної поверхні залежить від багатьох факторів, що характеризують ступінь впливу типу підстильної поверхні в ЕППР на параметри радіолінії.

Факторами впливу можуть бути діапазон частот, аналоговий або дискретний вигляд сигналу, що використовуються методи підвищення якості та ймовірності зв'язку. Зазначені методи дозволяють також виявити можливість приходу в точку прийому копій сигналу з великою затримкою і актуальні для умов сильнопересіченої місцевості і різновисотних міської забудови.

Для міських умов МСЕ рекомендовано застосування моделі Walfisch-Ikegami, що поєднує методи 2D і 3D. Власне метод Walfisch забезпечує компоненту 2D, а метод Ikegami - 3D. Метод Walfisch полягає в наступному. У телефоні враховуються такі механізми поширення на трасі: дифракція поля на будівлях, апроксимованих еквідистантними ґратами (вплив траси) - Flat Edge Model, дифракція поля на кромці останнього будівлі на трасі і відображення поля від протилежного будинку (вплив місцевих умов). У моделі використовуються усереднені значення висот будівель і ширини вулиць на трасі. Експериментально встановлено, що модель втрачає точність при великих і дуже малих кутах піднесення траси і наявності значних перепадів висот будівель на трасі. Крім того, експериментальні значення коефіцієнта відображення поля від стіни протилежної будівлі вулиці змінюються в межах 2...15 дБ. Дана частина загальної моделі доопрацьована і враховує різновисотних будівель на трасі (модель ITU-R в Report 567-4) [50].

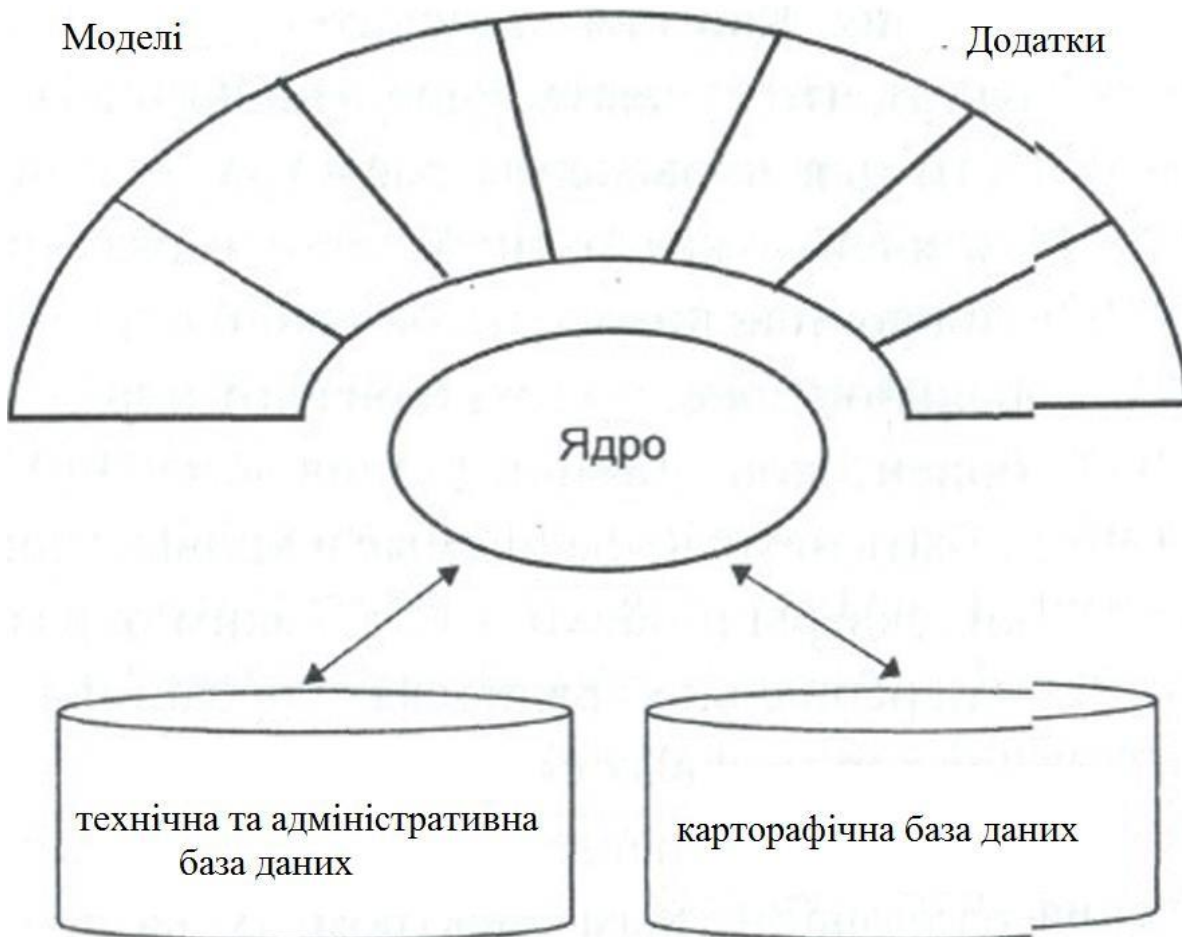
Внесок Ikegami в модель полягає в тому, що враховується можливість приходу сигналу в точку прийому декількома шляхами з подальшим складанням копій сигналу («трасових» многолучевість).

Для системи персонального зв'язку модель зони покриття БС інша. Дані системи - мікро- і пікосотові, і антени базових станцій розміщуються на висоті ліхтарних стовпів, т. Е. Нижче дахів. Антена приймача - на типовій висоті автомобільного даху або голови людини. Будівлі можна представити у вигляді блоків з нескінченної висотою і гладкими поверхнями, а вулиці порожніми (відсутні випадкові відбивачі). Для даних систем можна припускати, що в точку прийому приходять до трьох відбитих променів і не більше одного променя, діфрагированого на розі будівлі.

Картина стає двовимірною (з урахуванням відображення від асфальту), що значно здешевлює створення цифрових карт місцевості для проведення розрахунків. Як ЕППР мі 1-м ю використовувати осередки квадратної сітки з розміром, еквівалентним величиною мікро-або пікосоти, проте тепер їх розміри не відповідають глобальній зоні, а характеризують певний елемент оточення абонентської станції (типову сцену). В якості типових сцен можуть бути призначені прямі і криві вулиці, прямі і косі перехрестя, сквери і парки і т. Д. Таким чином, прогноз Юни покриття мережі персонального радіозв'язку являє собою сукупність прогнозів для типових ситуацій зв'язку.

Аналіз публікацій показує, що ГІС використовуються в системах управління радіочастотним спектром. Зокрема, фірмою AURSTAR (США) розроблена геоінформаційна система, предназначена для управління радіочастотним спектром і організації мережі радіомоніторингу. Комп'ютерна мережа системи охоплює безліч користувачів від регіонального рівня до урядової організації, яка відповідає за використання радіоспектра. Система зберігає інформацію у вигляді цифрових карт місцевості, які дають уявлення про топографію місцевості, типі підсилає поверхні, дислокації систем зв'язку (супутникові наземні станції, супутникові орбіти, базові станції мобільних і стільникових систем, передавачі радіо- і ТВ-мовлення та ін.), про зонах обслуговування мереж зв'язку, перешкодах і т. д. В [115] дано ґрунтовний огляд и комп'ютерних систем, що використовують цифрові карти для моделювання, аналізу та планування телевізійного мовлення. Наводяться посилання на джерела інформації про геоінформаційні системи ТВ-мовлення Канади, Фінляндії, Франції, США, Польщі, Південної Африки, Швеції, Англії та ін.

Французька фірма TOMSON-CSF розробила систему управління спектром ELLIPSE, що базується на системі електронних карт, блок-схема якої представлена на рис. 2.2. Однією з основних цілей, що стоять перед системами управління радіочастотним спектром, є завдання технічної експертизи заявки на частотне присвоєння, яка в загальному випадку включає завдання розрахунку зон обслуговування різних радіоелектронних систем.



Мал. 9.15. Блок-схема системи ELLIPSE

Головна мета технічної експертизи заявки частотне присвоєння - проведення аналізу електромагнітної сумісності для нововведених систем зв'язку з уже діючими в заданій угрупованні та розробка рекомендацій по використанню радіочастотного спектру, що досягається шляхом моделювання на ЕОМ процесів спільного функціонування різних радіоелектронних систем (РЕС).

Моделі містять детерміновані або статистичні параметри, що характеризують РЕЗ і траси поширення радіохвиль. Узагальнені дані за моделями наведені в дод. 1. Моделі передавачів містять відомості про основне випромінювання (потужність і спектральні характеристики), а також дані про позасмугових і побічних випромінюваннях і ін. Значення параметрів, що рекомендуються МСЕ, наведені в [36-38].

Моделі приймачів містять відомості про робочій частоті і частотної вибірковості по основному каналу, а також характеристики вибірковості по побічним каналам, блокування і інтермодуляції. У зв'язку з тим, що структурні схеми і елементна база приймальних пристроїв істотно розрізняються, матеріали по моделям приймачів передбачають визначення деяких параметрів за допомогою натурних випробувань. Моделі антен передавачів і приймачів містять відомості про поляризацію, діаграмі спрямованості антени в горизонтальній і вертикальній площинах, а також поляризаційної розв'язки. Узагальнені дані для широкої номенклатури антен наведені в [4].

З метою підвищення точності технічної експертизи заявок і раді систем використовуються уточнені моделі прийомопередавачем для вузького класу РЕМ. Для цього проводилися експериментальні дослідження РЕЗ, результати яких були потім використані при розробці моделей.

Моделі втрат на трасі в залежності від діапазону частот враховують різні механізми поширення сигналів і характеристики підстильної поверхні. Параметри, необхідні для розробки моделей втрат, містяться в матеріалах [40-53]. Можливе використання моделей, що враховують конкретний профіль и траси на основі цифрових карт місцевості (ЦК) [90].

## **2.4. Вимоги до картографічної інформації і геоінформаційних баз даних при плануванні радіозв'язку**

Геоінформаційною системою прийнято називати сукупність комп'ютерних засобів і програмного забезпечення, що дозволяє вводити, підтримувати, аналізувати і показувати всі види географічних і просторових об'єктів, а також інших даних пов'язаних з ними. ГІС дозволяє виконувати комплексні просторові операції над безліччю об'єктів і пов'язаними з ними даними.

Один з основних принципів створення ГІС передбачає поділ змісту картографічної бази на інформаційні шари. Шари називається графічний рівень представлення даних таблиці в вікні карти. Такий підхід до створення і використання ГІС дозволяє враховувати, конкретні умови різних споживачів, надаючи їм можливість замовляти необхідні шари інформації і працювати з ними.

Довільний комбінування шарів дозволяє задовольнити вимоги найрізноманітніших споживачів, а також прискорити широке впровадження цифрових карт.

У вікні карти можуть бути показані растрові шари (шар з растровим зображенням), тематичні та косметичний шари. Самим верхнім у вікні карти завжди є косметичний шар, дані якого знаходяться в спеціальну тимчасову таблиці.

Геоінформаційна база даних може містити наступні шари:

- дані про РЕЗ (координати і характеристики);
- рельєф місцевості (рекомендований крок изолиний 5-20 м);
- дані за типами забудови (міська, приміська і сільська - вдома або квартали);
- водні об'єкти (моря, озера і річки);
- лісові масиви (тип лісу, щільність і висота дерев);
- дані ґрунтів;
- опис зон рефракції і субрефракції;
- дороги і спецмагістралі (ЛЕП, лінії зв'язку і т. П.);
- інші об'єкти і позначення.

Як приклад шару карти зручно розглянути шар, що містить інформацію про рельєф місцевості.

Дані про висоту представляються у вигляді ізоліній рівних висот, які в базі даних зберігаються за допомогою поліліній або полігонів. Полілінії складаються з прямих

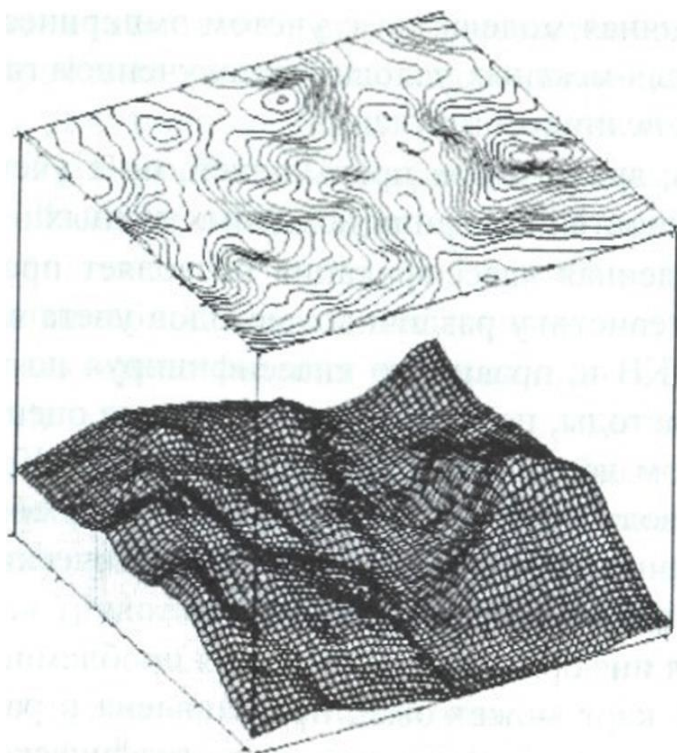


відрізків. Остання точка попереднього відрізка є першою точкою наступного і називається вузлом. Координати вузлів заносяться як об'єктне представлення в таблицю. Точки висот зберігаються в вигляді точкових об'єктів, що характеризуються лише координатної парою  $X, Y$ . Точкові об'єкти на мапі можна позначати символом (наприклад, кружечком, зірочкою або квадратиком). Шар, що містить інформацію про рельєф місцевості, зручно представляти як тематичну карту, яка використовує різні графічні стилі (такі, як колір або штрихування) для виділення окремих рівнів висот. Наприклад, області, в яких є максимальна висота, зафарбовані червоним кольором, а області з мінімальною висотою - зеленим.

Залежно від висоти області можуть бути зафарбовані різними відтінками від зеленого до червоного кольору.

Для зручності візуального сприйняття інформації про рельєф місцевості зручно використовувати тривимірне графічне представлення (рис. 2.3).

Детерміновані методи вимагають побудови профілю траси «БС-ПЮ» для кожної ЕППР території. Точність розрахунку загасання сигналу на трасі залежить від точності методу розрахунку і точності завдання вихідних даних, т. Е. Від точності відновлення в загальному випадку тривимірної картини. Для автоматизації розрахунків доцільно використовувати геоінформаційні системи (ГІС) на основі ЦК. При обґрунтуванні величини горизонтального дозволу просторового розподілу морфологічних даних про місцевість, точності апроксимації висот рельєфу, номенклатурі типів підстильної поверхні було показано, що для умов середнепересеченої місцевості достатнім є горизонтальне дозвіл 250 м, точність завдання висот 4 м і облік восьми типів підстильної поверхні [92-102]. У гористій місцевості горизонтальне розширення зменшується до 50 м. Для міських умов горизонтальне дозвіл має становити 5 м, інакше не будуть позначені всі проїзди, хоча для проведення самих розрахунків досить горизонтального дозволу в 10 м.



Мал. 9.16. Приклад побудови моделі рельєфу за допомогою ліній рівних висот

## 2.5. Порівняльний аналіз методів формування геоінформаційних баз даних

Вимоги до якості прогнозу зон покриття визначають метод прогнозу і параметри вихідних даних. З точки зору впливу повноти обліку рельєфу місцевості на точність прогнозу рівня електромагнітного поля можна виділити моделі п'яти типів:

- модель без використання даних про рельєфі;
- модель з наближеною оцінкою рельєфу (використовуються параметри пересіченій рельєфу дельта  $h$  і ефективної висоти антени  $h$ );
- модель з точною оцінкою даних про рельєф (визначається мінімальний просвіт на інтервалі і видалення перешкоди);
- аналогічна модель, але з урахуванням емпіричних коефіцієнтів для місцевих умов і отриманням гарантованих оцінок величини загасання;
- модель, аналогічна попередній, але з урахуванням можливих похибок у завданні вихідних даних.

Представлена класифікація дозволяє проводити порівняльну характеристику різних методів обліку впливу рельєфу на згасання УКХ і, правильно класифікуючи за вказаними ознаками нові методи, отримувати наближені оцінки їх точності, уникаючи при цьому додаткових досліджень. Крім того, класифікація дозволяє сформулювати деякі загальні рекомендації використання різних методів у практичних розрахунках в залежності від специфіки вирішуваних завдань.

Вихідна інформація для створення проблемно-орієнтованих цифрових карт може бути представлена в різній формі: текстової, цифрової, графічної, картографічної і у вигляді зображень. Введення графічної і картографічної інформації може здійснюватися напівавтоматичним чином з використанням дигітайзерів, автоматичним скануванням спеціально підготовлених карт або вручну. Роль зображень як основного виду вихідних даних постійно зростає, що пояснюється розвитком методів дистанційного зондування території. Останнім часом значного розвитку набули методи зондування території з космосу. Реалізовані точності вихідної бази даних радіометричними методами складають 2 м по висоті і 30 м по горизонталі, після додаткової обробки горизонтальне дозвіл може бути покращено. Зйомка в панхроматичному діапазоні забезпечує горизонтальне дозвіл 0,5 м, при багатоспектральному режимі - 4 м і в гіперспектральному режимі - 8 м. Цифрові карти місцевості за способом організації даних можна розділити на матричні і векторні.

Матричні цифрові карти. У базах даних, що складають основу матричних цифрових карт, використовується наступний спосіб опису поверхні. Оцифровка рельєфу і типів підстильної поверхні (водні об'єкти, ліси, забудова і т. П.) Проводиться квадратами  $N \times N$  метрів, де  $N = (1, 2, 5, 10, 20, 25, 50 \dots 1000)$  м.

Збір інформації для таких карт відрізняється високою трудомісткістю особливу проблему становить приведення отриманих даних до заданому увазі. Переваги методу - простота і висока швидкість обробки даних. Недоліками матричного методу є:

- великий обсяг пам'яті для зберігання інформації (надмірність);
- різномасштабність вихідних даних;
- труднощі уявлення протяжних об'єктів (дороги, ріки, ЛЕП і ін.);
- труднощі трансляції даних з вихідного джерела подання інформації (наприклад, топографічні - на папері) в необхідну форму зберігання;
- висока трудомісткість збору і стикування різних видів інформації;
- висока трудомісткість супроводу карт.

Векторні цифрові карти. У базах даних, що складають основу векторних цифрових карт, використовується метод зберігання даних, суть якого полягає в тому, що інформація зберігається у вигляді опису «кривих рівних величин» (ізоліній), наприклад, криві рівних висот.

Збережена інформація ділиться на смислові частини, кожна з яких може бути представлена в графічному вигляді в якості окремого «шару» карти (наприклад, можуть бути виділені наступні шари карти - висоти місцевості, провідність ґрунту, комунікації, щільність розміщення радіозасобів і т. Д.) . Перевагами даного методу є:

- невеликий об'єм пам'яті, необхідної для зберігання інформації (в порівнянні з попереднім методом);
- відсутність проблеми суміщення різних верств, в яких зберігається інформація, яку вилучили з різною точністю (різним масштабом);
- зручність опису протяжних об'єктів;
- відносна простота створення і супроводу карт.

До недоліків методу можна віднести більший обсяг обчислень при обробці даних, що призводить до уповільнення роботи системи на ЕОМ з малою продуктивністю. Проведений аналіз методів формування баз даних цифрових карт місцевості показує явну перевагу векторного методу.

З інструментальних засобів створення ГІС уваги заслуговують програмні продукти фірми INTERGRAPH (США): багатофункціональна графічна оболонка MicroStation і модульна геоінформаційна середовище MGE для PC (DOS, Windows, Windows NT) і робочих станцій (UNIX), успішно застосовуються у світовій практиці при вирішенні широкого кола задач цифрової картографії та геоінформатики.

За даними рекламних матеріалів американською фірмою ERDAS Inc розроблена система обробки даних аерокосмічного дистанційного зондування. Система ERDAS забезпечує користувачів комплексом засобів, необхідних для ефективного використання даних аеро- або космічних зйомок в різних областях їх застосування. Програми фірми ERDAS представляють собою модульні продукти, що працюють на багатьох комп'ютерних платформах, зокрема, VGA ERDAS 7.5 - для персонального комп'ютера з MS DOS і звичайним VGA або SVGA відеоадаптер, і ERDAS IMAGINE 8.1 - для UNIX робочих станцій SUN, HP, Silicon Graphics, IBM RS / 6000, DECstations, DEC Alpha, Data General.

Існують два варіанти комплектації: IMAGINE Vista 8.1 і IMAGINE Production 8.1. IMAGINE Vista 8.1 - пакет з базовими функціями, що включають розвинені засоби візуалізації даних аеро-і космічних зйомок, створення додаткових елементів оформлення і отримання високоякісних твердих копій.

IMAGINE Production 8.1 включає пакет IMAGINE Vista плюс Модулі растрової геоінформаційної системи аналізу та обробки зображення. В якості додаткових існують також модулі для роботи з векторними даними геоінформаційної системи ARC / INFO без необхідності їх імпортування, для роботи з тривимірними моделями рельєфу і побудовою перспективних зображенні місцевості на основі даних аеро- або космічних зйомок.

ERDAS IMAGINE OrthoMAX-серія додаткових спеціалізованих програмних продуктів для цифрової фотограмметрії. Дозволяє працювати з стереообладнанням, проводити геометричну корекцію аеро- або космічних знімків, вносячи поправку на рельєф, т. Е. Будувати цифрові ортоплани і ортофотокарти, цифрові моделі рельєфу по знімках і ін.

Програмний продукт ARC / INFO - засіб для створення ГІС, забезпечення комп'ютерного картографування та оперативного прийняття рішень. Дана система працює з будь-якими видами інформації, що мають прив'язку до території, і дає можливість отримати в цифровій формі будь-яку карту, схему, відеозображення або малюнок, ввести табличні, статистичні та інші тематичні дані з прив'язкою до об'єктів карти (дані отримані з комп'ютерної мережі INTERNET) . ARC / TNFO дозволяє працювати з серіями карт, накладаючи одну карту на іншу, і проводити їх пов'язаний аналіз, і створювати «тверді» копії необхідних карт і схем. ARC / INFO непользується для збору, інтеграції, зберігання, отримання та аналізу інформації про природне середовище і ресурси, промисловості, сільському і міському господарстві. Система зручна для створення земельних, лісових, геологічних та інших кадастрів, вибору і прийняття господарських рішень щодо раціонального

природокористування, охорони навколишнього середовища, широко використовується міською владою для отримання та оперативного аналізу інформації про самих різних аспектах життя міста та його служб.

ARC / INFO існує в двох варіантах: для персональних комп'ютерів типу IBM PC, що працюють під операційною системою DOS, і для робочих станцій, що працюють під операційною системою UNIX.

ArcCAD - пакет, створений для об'єднання технологій САПР (AutoCAD) і геоінформаційних систем ГІС (ARC / INFO) в єдиному програмному продукті. Це результат повної інтеграції AutoCAD з ARC / INFO. ArcCAD може використовувати як дані, створені в програмі ARC / INFO, так і графічні файли AutoCAD. Створені в ArcCAD дані можна використовувати і в ARC / INFO, і в AutoCAD. ArcCAD має доступ до dBASE-файлів, файлів форматів DXF, ASCII і IGES. Переваги ArcCAD: легкість введення і редагування даних, звичний інтерфейс AutoCAD, можливості складних виборів і запитів, сумісність з іншими прикладними програмами для середовища AutoCAD. ArcCAD містить всі меню, процедури ГІС, можливості LISP, бібліотеки розробників. ArcCAD працює на ПК під управлінням MS DOS і вимагає AutoCAD 386 версії 11 або вище. ArcCAD використовує периферійні пристрої, підтримувані AutoCAD.

Фірмою ZIEGLER-Informatics GmbH пропонується пакет CADdy для обробки на персональних комп'ютерах даних геодезичних вимірювань в таких областях, як геодезія, топографія, картографія, проектування доріг і комунікацій, землеустрій і планування місцевості.

Основою CADdy являються базовий графічний редактор і мовний інтерфейс CADdy PLUS. Великі бібліотеки функцій, спеціалізовані бібліотеки (наприклад, функції V2 - геодезія), а також вільний доступ до змінних і параметрів середовища CADdy дозволяють користувачеві доповнювати середу своїми власними спеціалізованими розробками і програмами.

Спеціалізований розділ CADdy Геодезія складається з декількох частин:

1. Модулі обробки первинної інформації забезпечують обробку польових даних: перетворення і редагування результатів зйомки, перетворення в різні координатні проекції, трансформації, полігонометрію, обчислювальні завдання геодезії і т. Д. З можливістю використовувати сучасну технологію зйомки («електронний планшет»), а також надають можливість оцифровки.
  2. Модулі тривимірного представлення геодезичних даних: розрахунок цифрової моделі місцевості, розрахунок горизонталей, проектування насипів і виїмок, перерахунок триангуляційної мережі в регулярну, обчислення обсягів форм рельєфу, побудова профілів. Моделі тривимірної поверхневої апроксимації використовують різні алгоритми світлотіньовий розмальовки.
  3. Модуль топографії-картографії: створення графічно-інформаційного об'єкта (ТОПОПЛАН, топокарти, тематичної карти або схеми).
- Інформаційно-графічна система (CADdy INFO) являє собою засіб для створення і забезпечення взаємозв'язку графічних об'єктів з будь-якими базами і масивами даних.

Архів перетинів карт - засіб для наповнення архівів і обробки / редагування як готових, так і створюваних графіческо- інформаційних структур (проектів) модуля геодезії CADdy.

4. Спеціалізовані модулі геодезії:

- проектування і розрахунок доріг, вулиць, планів забудови;
- проектування і розрахунок каналів, водоводів, каналізацій;
- проектування і розрахунок інженерних мереж, водопроводів і т. Д.

ArcVIEW - засіб для кінцевого користувача, що працює з географічною інформацією. Воно може використовуватися в навчанні, бізнесі, науці та управлінні, зручно для роздруківки карт, просторового аналізу різних показників, у всіх випадках, коли необхідно звернення до карти, має зручний графічний інтерфейс для роботи з даними.

ArcVIEW працює на PC комп'ютерах, безлічі робочих

Станцій з системою UNIX, комп'ютерах типу Macintosh в індивідуальному режимі і в мережі.

ArcVIEW безпосередньо застосовує дані растрових зображень різних форматів; може використовуватися для перегляду, виведення на екран і аналізу існуючих численних геобаз даних, створених в ArcCAD і ARC / INFO.

Фірмою Mapping Information Systems Corporation на початку 1990-х років була розроблена геоінформаційна система MapInfo, що дозволяє працювати на різних платформах: PC (DOS, Windows), Macintosh, Sun, HP UNIX та ін .. Система дає можливість створювати додатки, орієнтовані на конкретні завдання користувача і забезпечені меню, розробленими спеціально для цього додатка (завдяки наявності вбудованої мови програмування MapBasic). Існує русифікована версія MapInfo.

Основними достоїнствами MapInfo є:

Робота в різних обчислювальних системах. MapInfo працює на PC, Macintosh, Sun, HP UNIX та інших платформах. Файли даних і компілюють програми на мові MapBasic стерпні з платформи на платформу. Інтерфейс користувача однаковий у всіх системах. Дані в форматі MapInfo, що поставляються на CD-ROM, сприймаються усіма системами.

Засоби геоінформаційного аналізу. MapInfo підтримує створення буферних зон, формування похідних об'єктів, графічний редактор для малювання і зміни об'єктів і т. Д. Засоби і процедури групування географічних об'єктів дозволяють оперативно аналізувати і прогнозувати різні сценарії і можливості.

Способи візуалізації даних. Різні наявні дані можна розмістити на карті і далі поєднати їх з будь-якими іншими даними (наприклад, демографічними, екологічними, адміністративними), що дозволяє побачити залежності, які при іншому варіанті подання даних помітити набагато складніше.

Висока якість карт. На карті можна відобразити різні об'єкти (регіони, полілінії, прямі і спецсимволи). Є можливість поєднувати на екрані і растрові і векторні зображення; MapInfo може працювати з дигитайзером; підтримується велика кількість відомих картографічних проекцій, а також є можливість створювати власні. графічні об'єкти можна імпортувати і експортувати в формат DXF.

Здійснюється підтримка космічних знімків (SPOT стандарт).

Система координат «Пулково тисячу дев'ятсот сорок дві» / «Пулково тисячу дев'ятсот сорок дві (Гаусса- Крюгера)». У MapInfo здійснюється підтримка системи координат «Пулково тисяча дев'ятсот сорок дві»: можна вводити картографічні дані з карт колишнього СРСР, поєднувати їх з даними із зарубіжних картографічних джерел і з даними, що отримуються за допомогою датчиків GPS (система координат WGS 84).

Вбудована реляційна база даних. Система настільної картографії служить для вибору, показу і маніпулювання географічними об'єктами, фактично вона є базою даних з картографічним інтерфейсом. Вбудована мова запитів SQL дозволяє маніпулювати даними на професійному рівні.

У MapInfo застосовується SQL з географічним розширенням, які реалізують відносини вкладеності, перекриття та перетину географічних об'єктів. Додана процедура пошуку за адресою.

Доступ до даних на віддаленому сервері. За допомогою драйверів ODBC можна робити запити до віддалених даних на сервері (ORACLE, SYBASE, QE Lib, ODBC). Імпорт геоінформаційних даних з інших систем. Часто необхідні дані зберігаються в інших системах, що працюють з просторовими або описовими даними, і виникає потреба їх імпортувати. MapInfo дозволяє імпортувати дані з файлів формату DXF (drawing exchange file). Цей формат використовується в AutoCAD та інших CAD-подібних програмах. MapInfo може імпортувати з файлу формату DXF як векторні, як і табличні дані. DXF є найбільш поширеним форматом для обміну даними між CAD-подібними системами.

MapBasic - інструмент для створення власних ГІС-додатків. Мова MapBasic містить засоби управління виконанням програми (цикли, умовні переходи і т. Д.), Створення власного інтерфейсу (діалоги, меню і т. Д.), Підтримки обміну даними між процесами (DDE, DLL, RPC, XCMD, XFCN), вбудований механізм SQL-запитів і ін. Програма на мові MapBasic може компілюватися помодульно, що полегшує налагодження, створення власних бібліотек та ін.

*Легкість освоєння.* Користувачеві надано зрозумілий і природний інтерфейс, а картографічні перетворення, наскільки це можливо, приховані від непрофесіоналів. Операції, що підтримують спілкування з базою даних, прості і зрозумілі.

*Створення звітів і роздруківок.* Прямо з MapInfo можна створювати і роздруковувати звіти з фрагментами карт, списками, графіками і написами, заснованими на наявних даних. У розпорядженні користувача знаходяться практично всі друкують устрою. Версія для UNIX підтримує PostScript і HPGL. З MapInfo можна звертатися безпосередньо до даних форматів DBF, XLS, WKS, ASCII; самі файли даних залишаються незмінними (імпортування не потрібно). Дані різних форматів можуть використовуватися одночасно в одному сеансі роботи. З проведеного вище аналізу випливає, що для вирішення задачі розрахунку зон обслуговування базових РЕС мереж рухомого радіозв'язку доцільно використовувати ГІС MapInfo.

MapInfo дозволяє імпортувати дані з файлів формату DXF (drawing exchange file). Цей формат використовується в AutoCAD та інших CAD-подібних програмах. MapInfo може імпортувати з файлу формату DXF як графіку, так і табличні

неграфічні дані. DXF є найбільш поширеним форматом для обміну даними між CAD-подібними системами.

Крім того, MapInfo може імпортувати дані з таких форматів файлів:

MIF: формат обміну MapInfo (ASCII-текст);

DXF: формат графічних і текстових даних, який використовується системою AutoCAD і іншими програмами САПР;

MBI: формат опису меж MapInfo. ASCII-файл програми MapInfo для DOS, який зберігає дані про межі регіонів;

MMI: формат опису вулиць MapInfo. Файл програми MapInfo для DOS, який зберігає дані про вулиці;

IMG: формат графічних даних (IMG), який використовується MapInfo для DOS. MapInfo може імпортувати графічні і текстові дані з файлів форматів MIF, DXF, MBI і MMI. З файлів формату IMG MapInfo імпортує тільки графічні дані.

MapInfo для DOS використовує ASCII-файли форматів MBI і MMI. Формат MBI використовується для зберігання даних про межі регіонів, а MMI - для зберігання карти вулиць (ліній). Файли форматів IMG є бінарні файли, що містять дані про різні типи графічних об'єктів. MapInfo може імпортувати такі файли безпосередньо. MapInfo може експортувати табличні дані в формат DBF, який використовується системами баз даних dBASE. Графічні дані в формат dBASE не експортуються. Якщо необхідно зберегти таблицю в форматі DBF, то створюється файл з розширенням DBF, а також ряд інших файлів, що містять графічну інформацію (т. Е. Індеси та інші дані, що використовуються програмою MapInfo). Якщо здійснюється експорт в формат DBF, то створюється тільки DBF файл, оскільки dBASE не використовує графічну інформацію.

Перераховані можливості по конвертації форматів даних дозволяють вирішити переважна більшість завдань, виникають на практиці.

Дуже важливою обставиною є вартість ГІС. Аналіз показує, що вартість цифрової картографічної продукції визначається часом оцифровки, яке, в свою чергу, залежить:

- від ступеня завантаженості вихідного матеріалу;
- наявності метричних або семантичних проторово-логічних зв'язків (ПЛС) для оцифрованих об'єктів;
- якості вихідного матеріалу;
- тиражу продукції;
- наявності або відсутності розчленованих (за кольорами видання) оригіналів.

Ступінь завантаженості визначається як за загальною кількістю об'єктів матеріалі, так і за якісним складом цих об'єктів. За загальною кількістю об'єктів вихідні матеріали можна класифікувати відповідно до табл. 2.1

кількість об'єктів на стандартному аркуші

Рівень загруженості	Топографічна карта М 1:200 000	План М 1:2000
---------------------	-----------------------------------	---------------



Малонагружені	До 3000	До 700
Середня навантаження	3000...9000	700.3000
Сильна навантаження	9000...15000	000... 5000
Перегружені	Більше 15000	Більше 5000

Якісний склад визначається зображенням умовних знаків об'єктів (можливістю автоматичної, напівавтоматичної векторизації або ручним відстеженням метрики) і кількістю семантичних характеристик у них (чим більше характеристик, тим більше час їх введення). Необхідність побудови просторово-логічних зв'язків між об'єктами уповільнює час оцифровки (метричні ПЛС - в 1,1 ... 1,3 рази, семантичні ПЛС - в 1,1 ... 2 рази в залежності від типу ПЛС). Дешифрування також уповільнює час оцифровки, воно зазвичай застосовується тільки для фотоматеріалів, але може бути застосовано і для картографічних матеріалів з невідомою легендою.

При відборі груп об'єктів час оцифровки може знижуватися і збільшуватися, що залежить від двох обставин: ступеня зменшення обсягу оцифровки і продуктивності. Відбір за елементами змісту (наприклад, тільки рельєф або тільки дорожня мережа) краще, він не знижує продуктивності, так як не треба відбирати однотипні об'єкти, а відбір за окремими об'єктами або по їх ознакам (наприклад, річки або тільки озера з площею на вихідному матеріалі не менше 2 мм<sup>2</sup>) призводить до зниження продуктивності.

Низька якість вихідного матеріалу (забруднення, перегини, ручна правка на оригіналах, використання ксерокопій) уповільнює роботу через неможливість автоматичної векторизації метрики і труднощів з виділенням оператор окремих об'єктів. Низька якість вихідного матеріалу може збільшення трудомісткості в три рази.

При використанні «розшарованих» карт час робіт уменшається майже в два рази (в залежності від ступеня завантаженості вихідного матеріалу).

Зразкові тимчасові витрати на оцифровку і контроль продукції складають:

- топографічні карти - 3-10 робочих днів в залежності від масштабу і завантаженості;
- кадастрові плани 1:10 000 - 2-4 днів - в залежності від завантаженості;
- міські плани - 1-5 днів - в залежності від масштабу і завантаженості.

Аналіз витрат на оцифровку карти середньої складності дозволив визначити орієнтовні ціни оцифровки різних картографічних матеріалів (табл. 9.9.).

#### *Вартість оцифровки карти середньої складності*

Тип	Ціна (за стандартний лист), долл. США
<i>Кадастрові плани</i>	
М 1:10 000	100

М 1:2 000	300
М 1:500	130
<i>Толокарти</i>	
М 1:1 000 000	500-1000
М 1:500 000	530-1200, до 2500
М 1:200 000	420-600, до 2500
М 1:100 000	400
<i>Плани міст</i>	
М 1:25 000	650-1500
М 1:20 000	500-1000
М 1:10 000	150-500
М 1:2 000	500-1000
М 1:500	250-300
<i>Геологічні карти</i>	
М 1:1 000 000	1000-1500
М 1:500 000	1800-2400
М 1:200 000	450-1000

## 2.6. геоінформаційна система

### для автоматизованого проектування мереж мобільного радіозв'язку

Розглянемо методику формування локальної галузевої геоінформаційної системи для автоматизованого проектування мереж рухомого та фіксованого зв'язку з використанням ГІС-технології MapInfo.

Для створення цифрової карти місцевості засобами MapInfo необхідно створити місцеву проекцію з одиницями вимірювання координат в метрах, у якій напрям на північ збігається з позитивним напрямком осі Y. Даним вимогам задовольняє група проекцій MapInfo Гаусса-Крюгера Пулково 1942 (GK Pulkovo 1942).

Перетворення широтно-довготної проекції в місцеву завжди відбувається з спотвореннями і має певні обмеження. Єдиним обмеженням для проекції Гаусса-Крюгера є те, що ширина перетвореної території не повинна перевищувати 6 град.

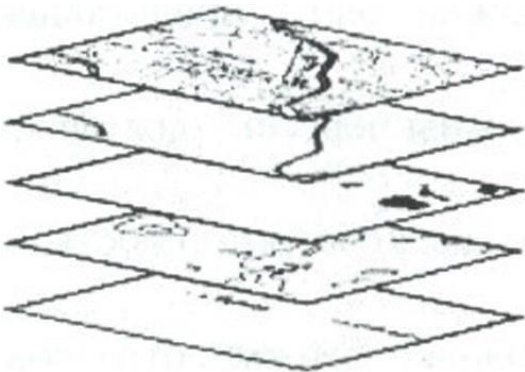
Якщо ширина території перевищує 6 град, то об'єкти, що знаходяться за межами шестиградусної зони, будуть перетворені з великими спотвореннями.

Для створення проекції необхідно задати координати опорної точки (точки прив'язки). У разі побудови декартових профілів в якості точки прив'язки може бути обраний центр прямокутника, що описує всі профілі. У разі побудови полярних профілів за точку прив'язки краще брати початкову точку всіх профілів.

Після створення проекції необхідно зберегти копію таблиці ізоліній висоти рельєфу місцевості з використанням отриманої проекції, а потім експортувати дану копію в MIF-файл.

Геоінформаційна база даних повинна містити такі типи інформації (шари):

- дані про РЕЗ (координати і характеристики);
- рельєф місцевості (рекомендований крок ізоліній 5 ... 20 м);
- дані за типами забудови (міська, приміська і сільська - вдома або квартали);
- водні об'єкти (моря, озера і річки);



мал. 9.17. Приклад розподілу карти на шари

- лісові масиви (тип лісу, щільність і висота дерев);
- дані ґрунтів;
- опис зон рефракції і субрефракції;
- дороги і спецмагістралі (ЛЕП, лінії зв'язку і т. П.).

Приклад розподілу карти на шари наведено на рис. 9.17.

Кожен тип інформації повинен зберігатися в окремих файлах формату MIF (MapInfo Interchange Format v.3.0). MIF-формат со- lіl on г з двох текстових файлів. Файл з розширенням «.mif» містить графічні дані, а файл з розширенням «.mid» - таблиці. Всі MIF-файли повинні бути створені з використанням однієї і тієї ж місцевої прямокутної проекції (CoordSys NonEarth) з одиницями вимірювання координат в метрах.

Таблиця (шар) висот повинна відповідати таким вимогам:

- ізолінії повинні бути представлені тільки в вигляді односекційних ламаних (PLINE);
- ізолінії не повинні перетинатися між собою;
- ізолінії не повинні містити відрізків нульової довжини.

MID-файл повинен мати наступну структуру:

Поле	Тип	Опис
ID	Integer	Ідентифікатор ізолінії (унікальний)
Hi	SmallInt	Висота ізолінії над рівнем моря (м)
Cnt	Integer	Службове (не заповнюється)

Таблиця (шар) забудови повинна відповідати таким вимогам:

- забудова повинна бути представлені у вигляді областей (REGION);
- області не повинні перетинатися між собою (але можуть спів-1 торкатися);
- відрізки, з яких складається область, не повинні перетинатися між собою;
- область не повинна містити відрізків нульової довжини;
- кожна область повинна описувати не більше одного топологічного об'єкта.

MID-файл повинен мати наступну структуру:

Поле	Тип	Опис
ID	Integer	Ідентифікатор кварталу (унікальний)
Height	Float	Висота будови, м (у випадку відсутності свідчень записувати 0)
Type	SmallInt	Тип застройки: <ul style="list-style-type: none"> <li>• -місто.</li> <li>• - передмістя,</li> <li>• - сільська зона</li> </ul>
Cnt	Integer	Службове (не заповнюється)

Таблиця (шар) водних об'єктів повинна відповідати таким вимогам:

- водні об'єкти повинні бути представлені у вигляді областей (REGION);
- області не повинні перетинатися між собою;
- відрізки, з яких складається область, не повинні перетинатися між собою;
- область не повинна містити відрізків нульової довжини;
- кожна область повинна описувати не більше одного топологічного об'єкта.

MID-файл повинен мати наступну структуру:

Поле	Тип	Опис
Ю	Integer	Ідентифікатор водного об'єкта (унікальний)
Level	SmallInt	Рівень зрізу, м

Поле	Тип	Опис
ltype	SmallInt	Тип водного об'єкта: <ul style="list-style-type: none"> <li>• - прісна вода;</li> <li>• - холодне море;</li> <li>• - тепле море</li> </ul>
SQArea	Float	Службове (не заповнюється)
Cnt	Integer	Службове (не заповнюється)

Таблиця (шар) лісових масивів повинна відповідати таким вимогам:

- лісові масиви повинні бути представлені у вигляді областей (REGION);
- області не повинні перетинатися між собою;
- відрізки, з яких складається область, не повинні перетинатися між собою;
- область не повинна містити відрізків нульової довжини;
- кожна область повинна описувати не більше одного топологічного об'єкта.

MID-файл повинен мати наступну структуру:

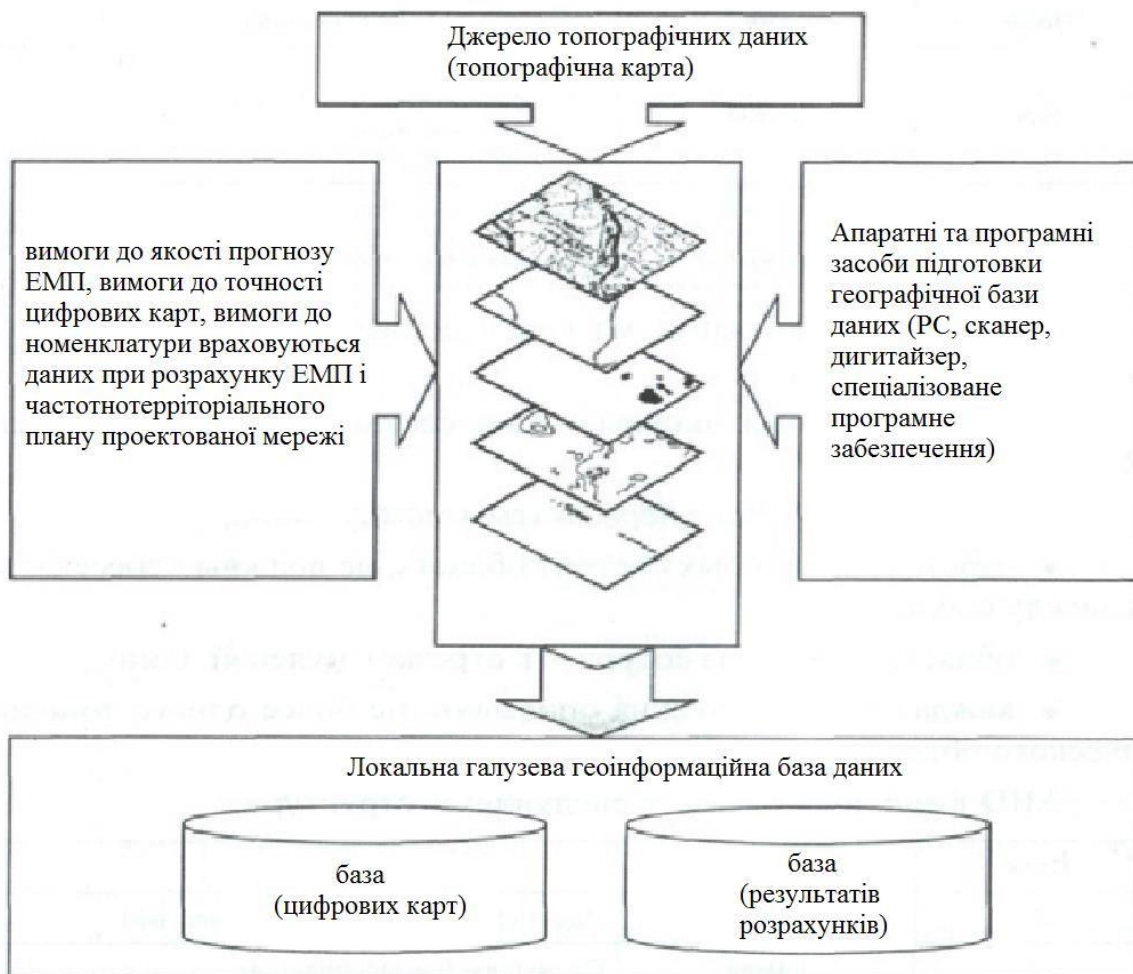
Поле	Тип	Опис
ID	Integer	Ідентифікатор об'єкта (унікальний)
Cnt	Integer	Службове (не заповнюється)

Структура локальної галузевої геоінформаційної системи представлена на мал. 9.18.

## **2.7. Побудова профілю траси за допомогою цифрових карт місцевості**

В [17] наведені рекомендації по цифровим топографічним баз даних, призначеним для розрахунку радіопокриття.

На основі географічних координат станцій джерела перешкод ( $\Phi_r, \psi_r$ ) і рецептора перешкод ( $\Phi_r, \psi_r$ ) з топографічної бази даних або з відповідною великомасштабною карти повинні бути отримані висоти місцевості (над середнім рівнем моря) уздовж



Мал. 9.20. Структура локальної галузевої геоінформаційної системи

великого кола траси. Дистанційне дозвіл профілю вибирається так, щоб було ціле число кроків приблизно 0,25 км кожен. Може використовуватися інша величина приросту, аж до максимальної 1 км, з можливим деяким зниженням точності прогнозу. Профіль повинен включати висоти точок розташування станцій як початкову і кінцеву точки. До висот уздовж траси слід додати в разі необхідності і «криву» Землі, ґрунтуючись на величині  $A_e$ , знайденої з рівняння

$$a_e = 6371 \kappa_{50\text{KM}},$$

где  $\kappa_{50} = \frac{157}{157 - \Delta N}$  - середній коефіцієнт еквівалентного радіуса

$\Delta N$  - зміна індексу рефракції на першому кілометрі атмосфери; 6371 км - істинний радіус Землі.

Для зручності точка профілю траси, в якій знаходиться джерело перешкод, вважається нульовою, а точка, в якій знаходиться приймач - точкою n. Отже, профіль траси складається з n+ 1 точки.

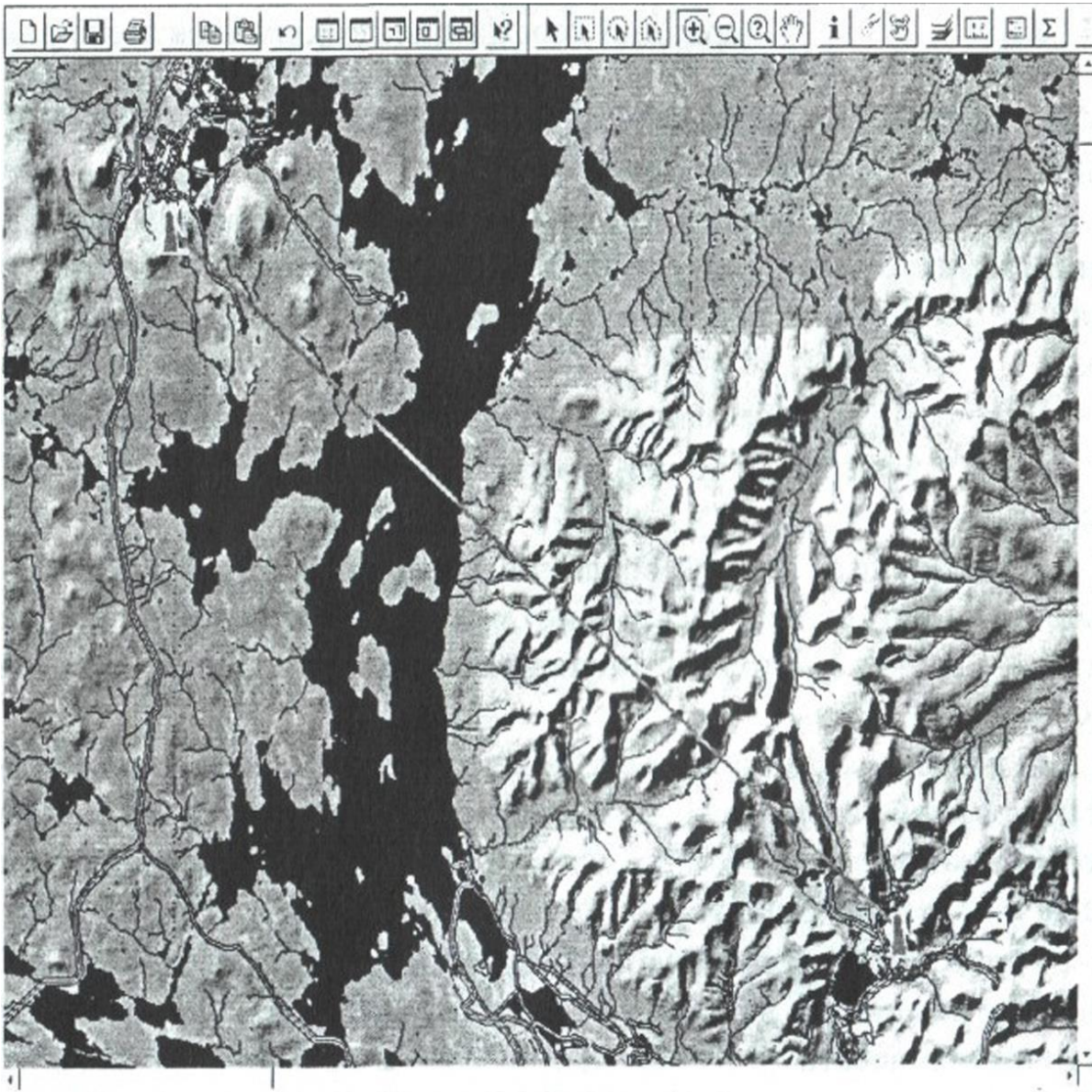
Для побудови профілю траси по векторній карті необхідно:

- ввести на карті точки, відповідні передавача і приймача;
- позначити трасу, з'єднавши введені точки лінією, яка описує найкоротша відстань між ними (лінія «великого кола» - для місцевої прямокутної системи координат вона співпадає з прямою);
- знайти координати всіх точок перетину траси з ізолініями рівнів (в MapInfo его можна зробити за допомогою спеціального БСД-запиту, що складається з ГІС-оператора перетину лінії траси і об'єктів, що описують ізолінії висот);
- розрахувати для кожної точки перетину відстань до передавача і записати у вигляді безлічі пар точок D (d, h), де d і h- відстань і висота.

Отримане безліч описує профіль траси. Необхідно відзначити, що безліч D - це, по суті, графічний (векторний) об'єкт, який далі може бути використаний при розрахунку як зон тіней, так і радіопокриття даного передавача. Аналогічно будуються профілі по «морфологічним» верствам карти (забудова, лісові масиви, водні об'єкти і т. п.).

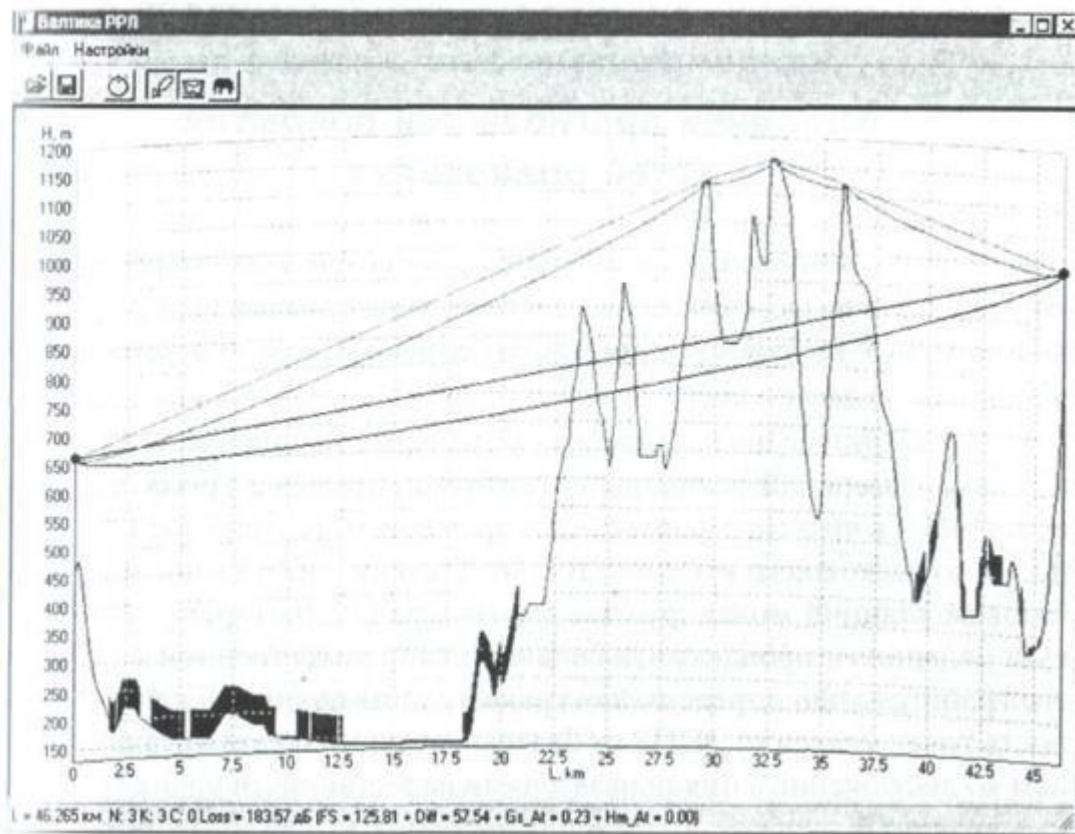
При відображенні профілю траси слід пам'ятати, що для великих відстаней між сусідніми точками безлічі D (наприклад, значна частина траси проходить над морем) ці ділянки потрібно відображати з урахуванням кривизни Землі.

На рис 2.6. і 2.7. представлені траса і побудований по цій трасі профіль. Довжина траси 26,2 км, перепад висот 130. ..270 м.



*Мал. 9.21. Траса, відображена на карті*





Мал. 9.22. профіль траси

## 9.2

### Методики прогнозу зон покриття мереж радіозв'язку

При плануванні мереж мобільного зв'язку зона покриття мережі визначається на основі статистичних та детермінованих методів, які враховують параметри, що описують географічний район розгортання мережі.

Статистичні методи прогнозу, засновані на презентативній вибірці вимірювань реальних сигналів, тривалий час були основними в практиці фірм-операторів і не втратили своєї актуальності до теперішнього часу. Відповідно до них зони покриття базових станцій моделюються навколо радіусу, який відповідає заданому відсотку глобальних зон з якісним зв'язком на його кордоні, або визначається межа зони покриття, як сукупність точок вилучень ЕППР від базових станцій по азимутним кутам до досягнення в них показниками якості зв'язку своїх граничних значень. Детерміновані методи прогнозу засновані за рахунок факторів впливу перешкод на трасі поширення сигналу від базових станцій до ЕППР і місцевих умов в ЕППР. Якщо обмежитися енергетичною моделлю в радіолінії мобільного зв'язку, то характер флуктуацій амплітуди сигналу в глобальній зоні визначається медіанним значенням поля, середньоквадратичним відхиленням його флуктуацій і параметром, що характеризує наявність або відсутність умов прямої видимості між фазовими центрами антен базової станції і абонента щодо умов розповсюдження на інтервалі. Застосування ГІС-технологій, які працюють на основі використання географічної бази даних, дозволяє при вирішенні задач планування мереж більш точно моделювати конкретні умови розташування рухливих абонентів і середовище поширення на трасі радіозв'язку.

Розглянемо методики прогнозу зони покриття радіомережі.

### 3.1. Методика прогнозу зон покриття на основі статистичної моделі напруженості поля сигналу

Напруженість поля сигналу в СПР, будучи випадковою величиною за місцем розташування і в часі, апроксимується за логарифмічним нормальним законом, параметрами якого є медіанне значення напруженості поля по місцю розташування і в часі (дБ (мкВ / м)) та стандартне відхилення ( дБ відносно медіани).

Медіанне значення напруженості поля сигналу знаходять з кривих поширення »Рекомендації 370 і 529 МСЕ [92-102], які представляють собою функціональну залежність

$$E_0 = f(R, F, h_1, T) \quad (3.1)$$

де  $R$  - довжина траси, км;  $F$  - робоча частота (діапазон час-південь), МГц;

$h_1$  - ефективна висота передавальної антени, м;

$T$  - час, протягом якого напруженість поля перевищує прогнозований рівень, %.

Для проведення розрахунків із застосуванням ЕОМ криві розповсюдження необхідно апроксимувати. З цією метою доцільно використовувати кубічні сплайни з вільними кінцями.

Вони дозволяють отримати необхідну точність опису кривих при невеликому обсязі вихідних даних.

Криві поширення представляють рівні поля напруженості, як функції від різних параметрів. Деякі криві відносяться до наземних траса, інші до трас над морем.

Криві наземних трас підготовлені на основі даних, отриманих в помірному кліматі, характерному для Європи і Північної Америки.

Криві трас, що проходять над морем, підготовлену за даними, отриманими, головним чином в регіонах Північного (холодного) і Середземного (теплого) морів. Більшість вимірювань відноситься до відстаней менше 500 км; результати, що даються цими кривими на великих відстанях, менш надійні.

Відрізки кривих, нанесені пунктиром, отримані в результаті екстраполяції, грають роль загального орієнтиру для ймовірних значень напруженості поля.

Всі ці дані отримані на основі довгострокових спостережень (кілька років) і можуть розглядатися як репрезентативні данні для усереднених кліматичних умов.

Однак, слід зазначити, що для коротких періодів часу (наприклад, для декількох годин або навіть днів), напруженості поля можуть бути значно більше тих, що представлені цими кривими, зокрема над плоскою територією.

Криві поширення (дод.2) представляють значення напруженості поля, створювані джерелом потужністю 1 кВт, випромінюваною напівхвильовми диполями, які перевищуються в 50% місць (в межах будь-якої зони, приблизно 200 x 200 м) для різного відсотка часу (50, 10, 5, 1%). Вони відповідають різним висотам передавальної антени і висоті прийомної антени 10 м.

Криві поширення дані для ефективних висот передавальної антени від 37,5 до 1200 м, де кожне наступне значення «ефективної висоти» дорівнює подвоєному попередньому. Для значень ефективної висоти, відмінних від розглянутих, повинна застосовуватися лінійна інтерполяція двох кривих, відповідних ефективних висот безпосередньо вище і нижче розглянутого значення. Криві трас, що проходять над поверхнею Землі, належать до значення  $\Delta h = 50$  м, яке зазвичай застосовується до горбистих території, що має місце в Європі і Північній Америці.

Розрахунок напруженості поля для конкретної траси здійснюється за формулою

$$E_E = \int (R, F, h_1, T) + P - 30 + G(a) + K_{\Delta h} + K_{h2} + K_{terra} + K + K_{\Delta N}$$

Де  $P$  - випромінювана потужність, дБ (Вт);

$G(a)$  - коефіцієнт підсилення передавальної антени в напрямку, який визначається кутом  $a$ , дБ;

$K_{\Delta h}$  - коефіцієнт, що залежить від ступеня нерівності місцевості, дБ;

$K_{h2}$  - коефіцієнт, що залежить від висоти приймальної антени і характеру місцевості в зоні прийому, дБ;

$K_{terra}$  - коефіцієнт, що залежить від відсотка пунктів прийому, для яких напруженість поля перевищить прогнозований рівень, дБ;

$K$  - коефіцієнт, залежить від кута просвіту місцевості, дБ;

$\theta$  - кут просвіту месцево-

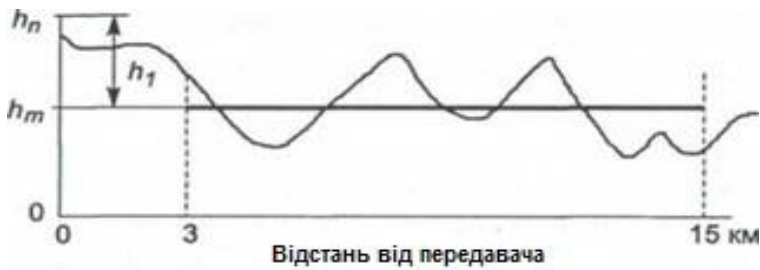


Рис. 9.23. Визначення ефективної висоти передаючої антени  $h_1$

Отримане значення напруженості поля не повинно перевищувати значення напруженості поля для вільного простору:

$$E_{FreeSpace} = 77,2 + P - 20\lg(R) \text{ дБ (мкВ / м)}, \quad (3.4)$$

де  $P$  - випромінювана потужність, дБ (Вт).

Для від'ємних значень ефективної висоти передаючої антени необхідно використовувати поправочний коефіцієнт, який залежить від кута просвіту місцевості.

При наявності цифрової карти місцевості кут просвіту місцевості від передавача повинен обчислюватися для будь-якого випадку при від'ємних значеннях ефективної висоти передавальної антени. Потім по рис. 9.24 можна отримати відповідний поправочний коефіцієнт.

Коли бази даних немає, приблизне значення поправочного коефіцієнта може бути отримано з розрахунку ефективної висоти антени для виявлення кута просвіту місцевості.

Кут просвіту місцевості (рис.9.25), який відповідає цьому передавачу, ефективна висота якого  $h$ , м (де  $h$  - відємна), може бути обчислений як  $\arctg(h / 9000)$ .

Ступінь нерівності місцевості  $A$  до  $\Delta h$  (рис. 9.26) визначається як різниця між висотами, які перевищуються на 10 і 90% довжини

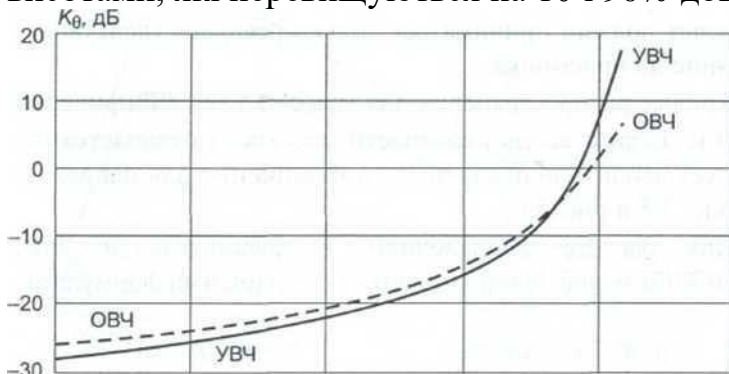


Рис. 3.24. Коефіцієнт корекції на кут просвіту місцевості

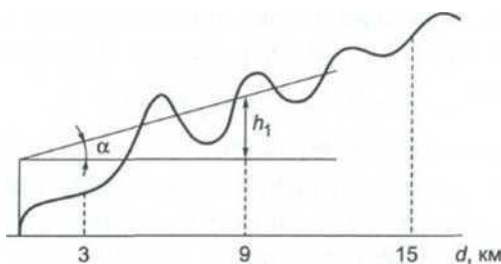


Рис. 3.25 Визначення кута просвіту місцевості;  $\alpha$  - кут ефективної висоти траєкторії променя над поверхнею землі;  $h_1$  - ефективна висота антени (негативна)

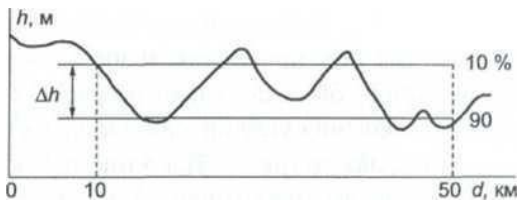


Рис. 3.26. Визначення ступеня нерівності місцевості  $\Delta h$

відрізка траси від 10 до 50 км від передавача в напрямку прийом-ника. Якщо траса між передавачем і приймачем коротше 50 км, то в розрахунок має прийматися тільки реальне (дійсне) відстань до приймача.

Криві поширення для трас над землею наведені для  $A_k = 50$  м. Якщо ступінь нерівності місцевості відрізняється від 50 м, то слід вводити поправочні коефіцієнти для напруженості поля (рис. 9.27 і рис. 9.28).

Для розрахунку поправочного коефіцієнта в діапазоні 80 ... 250 МГц можна скористатися наступними формулами:

$$K = \frac{d(R-10)}{40} \quad 10 \leq R < 50$$

$$K = \frac{I d}{d + \frac{(d-\frac{d}{2}) (200-R)}{100}} \quad \begin{matrix} 50 \leq R < 100 \\ 100 \leq R < 200 \end{matrix}$$

$$K = \frac{I d^2}{2} \quad 200 \leq R$$

$$d = \begin{cases} \Delta h & \text{для } \Delta h < 50 \\ 18,3 \lg \left( \frac{\Delta h}{50} \right) & \text{для } \Delta h > 50 \end{cases}$$

$$10 \lg \left( \frac{\Delta h}{50} \right) \text{ для } \Delta h < 50$$

Тема 9. Стандарти рухомого і фіксованого радіозв'язку

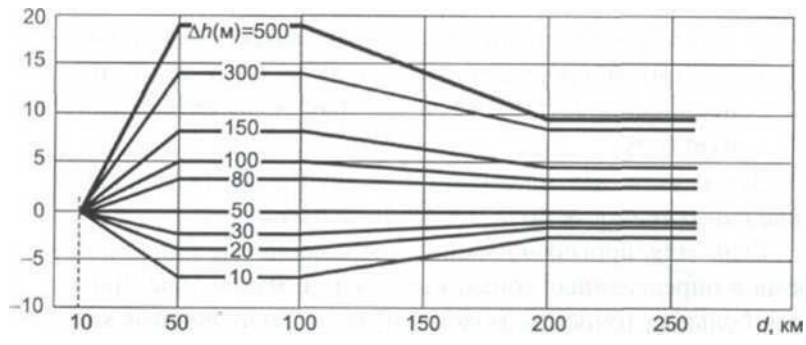


Рис. 9.27. Поправочний коефіцієнт затухання, як функція відстаня  $d$  и  $\Delta h$  для смуги частот від 80 до 250 МГц

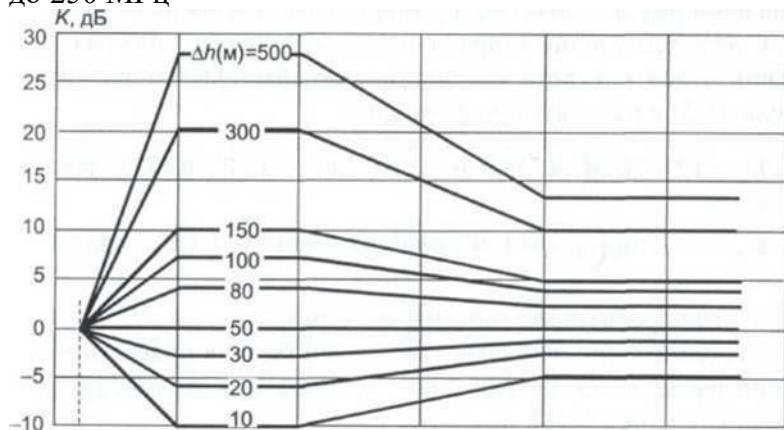


Рис. 9.28. Поправочний коефіцієнт затухання як функція відстаня  $d$  и  $\Delta h$  для смуги частот від 450 до 1000 МГц

Для розрахунку поправочного коефіцієнта в діапазоні 450. ..10 000 МГц необхідно результат розрахунку за формулою (3.5) помножити на 1,5.

Поправки, обумовлені ступенем нерівності місцевості ( $\Delta h$ ), можуть призвести до значних помилок в наступних ситуаціях:

- траси поширення істотно відрізняються від горизонтальної;
- траси поширення містять глибокі долини;
- траси поширення містять одну домінуючу неоднорідність рельєфу місцевості,

наприклад єдину гору.

Ці випадки, як правило, призводять до підвищення  $\Delta h$  і недооцінці напруженості поля сигналу, що заважає.

Якщо для прогнозування напруженості поля в умовах прийому в певних зонах, наприклад, в малій зоні прийому, необхідна велика точність, можна додати поправочний коефіцієнт, що залежить від кута просвіту місцевості  $\theta$ . даний кут буде репрезентативно значенням тих кутів в приймальній зоні, які вимірюються між горизонталлю в точці установки приймальні антени і лінією, яка огинає всі перешкоди на відстані 16 км в напрямку передавача (див. приклад, наведений на рис. 3.7).

Відповідні поправочні коефіцієнти для різних значень кутів просвіту місцевості враховуються при розрахунках за формулою (3.2) і знаходяться за формулами:

$$K = 1,2 - 20\lg(\sqrt{(34,6 \cdot \theta - 0,1)^2 + 1} - 35,6 \cdot \theta - 0,1) \text{ - для ОВЧ;}$$

$$K = 8 - 20\lg(\sqrt{(-93,1 \cdot \theta - 0,1)^2 + 1} - 93,1 \cdot \theta - 0,1) \text{ - для УВЧ,}$$

де  $\theta$  - кут просвіту місцевості в радіанах.

Використання поправки, що залежить від кута просвіту місцевості, при розрахунку зон обслуговування базових РЕС можливо тільки при використанні ЕКМ.

Напруженість поля залежить як від висоти приймальної антени, так і від характеру місцевості, безпосередньо навколишнього її (сільська, приміська зони).



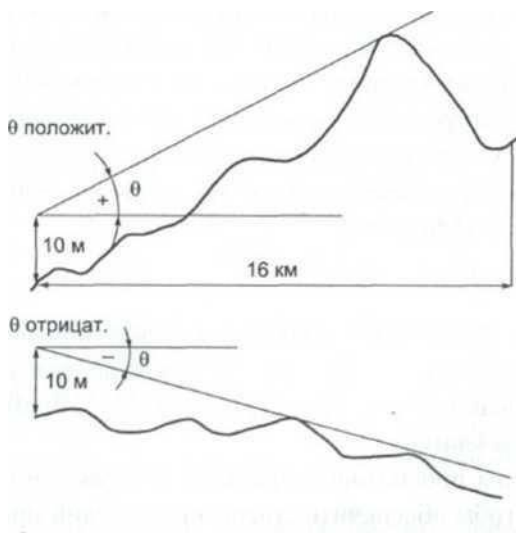


Рис. 9.29 Визначення кута просвіту місцевості над поверхнею землі

Висота прийомної антени визначається як висота центру через отримання антени над рівнем місцевості в точці установки антени.

Поправка  $K_{h_2}$  для розрахунку напруженості поля при висотах прийомної антени  $h_2$  від 1,5 до 40 м визначається за формулою

$$K_{h_2} = \frac{c}{6} 20 \lg (h_2 / 10) \text{ дБ},$$

6

де  $c$  з задається в табл. 9.10.

Таблиця 9.10

Значення коефіцієнта  $c$

Зона	с, дБ	
	ОВЧ	УВЧ
Сільська	4	4
Приміська	5	6
Міська	6	8

Для ненаправленої антен і декількох зон на практиці можуть вийти дещо нижчі значення.

Відомо, що середня напруженість поля в різних кліматичних регіонах різна [40-53]. Спостерігається кореляція значень середньої напруженості поля з градієнтом індексу рефракції в першому кілометрі атмосфери над рівнем землі. Якщо коефіцієнт рефракції  $\Delta N$  для даного регіону помітно відрізняється від 40, то для розрахунку напруженості поля необхідно використовувати поправочний коефіцієнт

$$K_{\Delta n} = 0,5 (\Delta N - 40) \text{ дБ.}$$

Якщо  $\Delta N$  невідомий, але є інформація, що стосується середнього значення  $N_s$ , де  $N_s = (n_s - 1) \times 10^{-6}$ , можна використовувати альтернативний поправочний коефіцієнт  $0,2 (N_s - 310)$  дБ, принаймні в помірному кліматі.

Методи прогнозування зони обслуговування призначені для того, щоб забезпечити статистику умов прийому по всій данній області, а не в будь-якій окремій точці.

Інтерпретація такої статистики залежить від розмірів даної зони.

Коли один кінець радіотрас фіксований, а інший рухомий, втрати на трасі будуть невпинно змінюватися зі зміною його місця розташування в відповідності з усім різноманіттям впливів.

Зручно розділити ці дії на три основні категорії:

1. Зміни, пов'язані з багатопробним поширенням. зміни сигналу відбуваються на відстанях порядку довжини хвилі через набігу фази в зв'язку з ефектами багатопробного поширення, наприклад, відображення від землі, будівель і т. Д.
2. Зміни, пов'язані з локальними перешкодами на поверхності землі. Зміни сигналу відбуваються через локальні завади на поверхні землі, наприклад, будівлі, дерева, в масштабі розмірів цих об'єктів. Ці зміни, як правило, значно більше, ніж зміни, пов'язані з багатопробним поширенням.
3. Зміни, пов'язані з характером профілю траси. Зміни сигналу також відбуватимуться через зміни в геометрії всієї траси поширення, наприклад, наявність пагорбів і т. Д. У цілому, виключаючи дуже короткі траси, масштаб цих змін значно більший, ніж змін, викликаних перешкодами на поверхні землі.

У НВЧ і УВЧ діапазонах мінливість місця розташування зазвичай оцінюється для квадратних зон зі стороною 100 ... 200 м, іноді з додатковою вимогою, що зона повинна бути пласкою.

Важливим моментом є, чи буде вплив геометрії траси на зміни в даній зоні значним. На рис. 3.8 і 3.9 представлені залежності коефіцієнта  $K_{terra}$ , дБ, від відсотка пунктів прийому, для якого напруженість перевищить прогнозований рівень.

Залежності зображені у вигляді діаграми квантилів (вісь  $x$  - нормально-імовірнісна шкала) і являють собою прямі з різними кутами нахилу.

Прямі описуються нормальними функціями розподілення до медіанного значенням, рівним нулю, і різними стандартними відхиленнями.

У разі широкосмугових цифрових систем з шириною смуги не менше 1,5 МГц враховується,

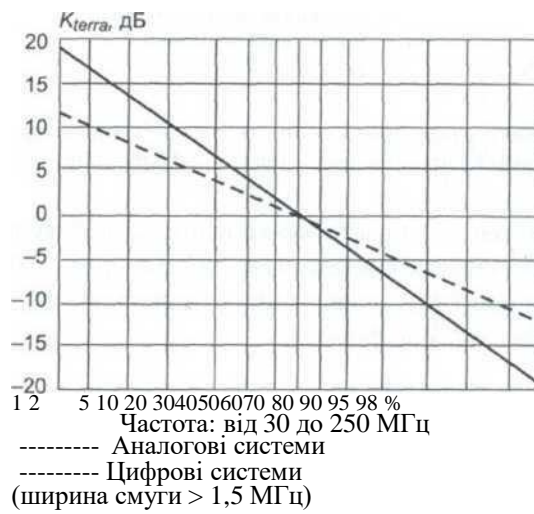
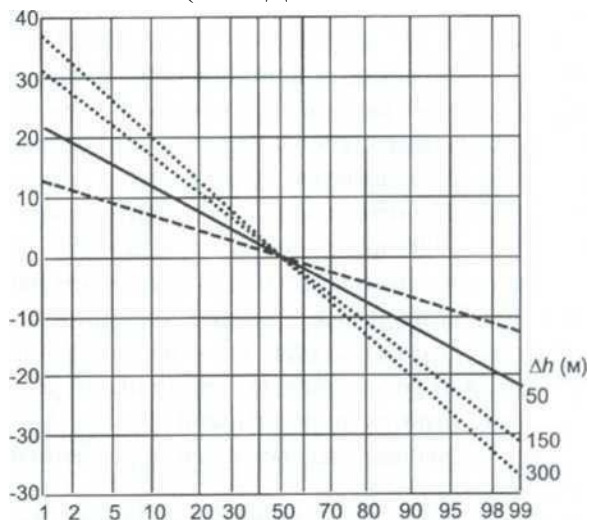


Рис. 9.30. Відношення (дБ) напруженості поля для заданого процента пунктів прийому до напруженості поля для 50 % пунктів прийому

К(вгга. ДБ)



40 60

Частота: від 450 до 1000 МГц

-Аналогові системи

-Цифрові системи(ширина смуги >1,5 МГц)

Аналогові системи

(для  $\Delta h > 50$  м)

Рис. 9.31. Відношення (дБ) напруженості поля для заданного проценту пунктів прийому до напруженості поля для 50% пунктів прийому

що такі системи менше піддаються змінам через частотно-залежного положення кореспондента, ніж аналогові системи (див. рис. 3.8 і рис. 3.9).

Коефіцієнт  $K_{terra}$ , що залежить від заданого відсотка пунктів прийому, визначається за формулою

$$K_{terra} = 0,5400653357 + (lgT - \frac{2,51551 + 0,802853718\sqrt{lgT} + 0,0103281lgT}{1 + 1,43278\sqrt{lgT} + 0,189269lgT + 0,001308lgT\sqrt{lgT}})$$

Для частот вище 300 МГц і ДН більше 50 м,  $K_{terra}$  необхідно помножити на  $lg(\Delta h / 5)$ .

Коли траси проходять над зонами з різними характеристиками поширення, використовується метод, який враховує характеристики різних частин траси:

а) На УВЧ для часу <10% використовується наступна процедура для розрахунку напруженості поля трас, які перетинають кордон суша / море:

$$E_{m,t} = E_{l,t} + A (E_{s,t} - E_{l,t}),$$

де  $E_{m,t}$  - напруженість поля для змішаної траси для t% часу;  $E_{l,t}$  - напруженість поля для наземної траси, рівна по довжині змішаної трасі для 1% часу;  $E_{s,t}$  - напруженість поля для морської траси, рівна по довжині змішаної трасі для t% часу;

A - коефіцієнт інтерполяції, наведений на рис.3.10.

У випадках, коли траса перетинає більш ніж дві зони, в крайньому випадку одна з яких - лінійна процедура, наведена в п. б), застосовується до тих ділянок траси, які перетинають морські юні, і до ділянок траси, які перетинають сушу.

Два результуючих значення напруженості поля потім комбінуються з використанням нелінійної процедури, наведеної в п.а).

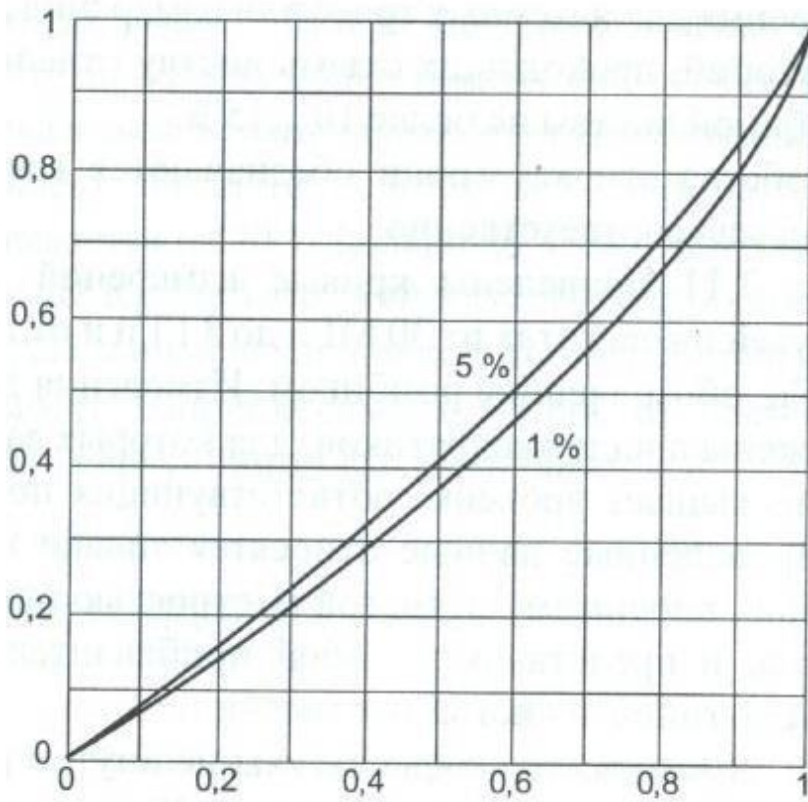


Рис.9.32 Інтерполяція для змішаних трас суша/море

Для всіх інших випадків застосовується процедура, описана в п. б) В ОВЧ і УВЧ діапазонах для часу  $\geq 10\%$  виконайте таку послідовність дій:

$$E_{m,t} = \sum_i \frac{d_i}{d_T} E_{i,t}$$

де  $E_{m,t}$  - напруженість поля для змішаної траси для  $t\%$  часу;  $E_{i,t}$  - напруженість поля для трас в зоні  $i$ , рівна по довжині змішаної трасі для  $t\%$  часу;  $d_i$  - Довжина траси в  $i$ -й зоні;  $d_T$  - довжина всієї траси.

При деяких обставинах загасання в рослинному середовищі може бути важливо як для наземних систем, так і для систем земля-повітря. Однак широкий діапазон умов і типів листя створюють труднощі в розробці узагальнених процедур прогнозування.

У літературі описані два види вимірювань:

- вимірювання для наземних трас, близько 100 м або більше, в лісистій місцевості, лісі або джунглях при висоті антени 2 .. 3 м над землею, коли тільки частина траси проходить через листя;
- вимірювання для наземних трас або вимірювання для похилих траєкторій, що проходять крізь листя окремих дерев, з глибиною листя не більше 10 ... 15 м.

Для зручності ці категорії позначаються як «довгі» і «короткі» траси відповідно.

На рис. 3.11 наведені криві вимірювань загасання для загасання для «довгих» шляхів на частотах від 30 МГц до 3 ГГц і окреме вимірювання для 10 ГГц, позначене ромбиком. Вимірювання для «коротких» шляхів зображені у вигляді квадратиків, для яких загасання в дБ / м семикратно перевищує рівень відповідних втрат для довгих трас. Наведені дані відносяться тільки до додатковому загасанню, що вноситься лісистій місцевістю при проходженні через неї променя, і являють собою приблизне значення, середнє для всіх типів лісистій місцевості.

Слід зауважити, що коли затухання всередині рослинності стає великим (наприклад, більш ніж 30 дБ), необхідно учшють дифракцію або поверхневу складову.

«довгих» шляхів на частотах від 30 МГц до 3 ГГц і окреме вимірювання для 10 ГГц, позначене ромбиком. Вимірювання для «коротких» шляхів зображені у вигляді квадратиків, для яких загасання в дБ / м семикратно перевищує рівень відповідних втрат для довгих трас. Наведені дані відносяться тільки до додатковому загасанню, що вноситься лісистій місцевістю при проходженні через неї променя, і являють собою приблизне значення, середнє для всіх типів лісистій місцевості.

Слід зауважити, що коли затухання всередині рослинності стає великим (наприклад, більш ніж 30 дБ), необхідно учшють дифракцію або поверхневу складову.

Частота, МГц

загасання для «довгих» шляхів на частотах від 30 МГц до 3 ГГц і окреме вимірювання для 10 ГГц, позначене ромбиком. Вимірювання для «коротких» шляхів зображені у вигляді квадратиків, для яких загасання в дБ / м семикратно перевищує рівень відповідних втрат для трас. Наведені дані відносяться тільки до додаткового загасання, що вноситься лісистією місцевістю при проходженні через неї променя, і являють собою приблизне значення, середнє для всіх типів лісистієї місцевості. Слід зауважити, що коли затушення всередині рослинності стає великим (наприклад, більш ніж 30 дБ), необхідно ухвалити дифракцію або поверхневу складову.

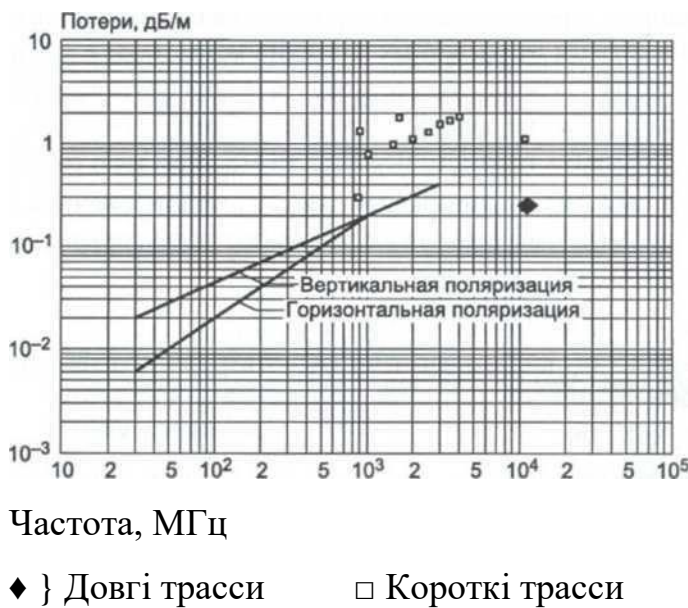


Рис. 9.33. Залежність додаткових втрат від рослинності

На частотах вище 1 ГГц не визначена ясна залежність від поляризації, тоді як на більш низьких частотах значущим фактором може виявитися вертикальна структура у лісистій місцевості (стовбури дерев). На частотах порядку 10 ГГц загасання в листі дерев виявляється на 20% більше (в дБ / м), ніж при відсутності в дерев листя. Крім того, можуть мати місце зміни величина загасання, пов'язані з рухом листя, наприклад через вітер.

Залежність додаткових втрат від частоти можна апроксимувати наступними виразами:

$$W_g = 0,0002Fd;$$

$$W_v = 0,002143269 \int^{0,65665} d;$$

де  $W_g, W_v$  — додаткові втрати у рослинності, дБ, для горизонтальної та вертикальної поляризації відповідно;  $F$  — частота випромінювання, МГц;  $d$  — довжина відрізка траси, що проходить над лісовою місцевістю, м.

Дані, наведені в [45], показують, що очікувані відхилення сигналу від розрахункових значень зростають зі збільшенням радіочастоти і нерівності місцевості, і на них надає значний вплив наявність будівель і дерев поблизу кінцевих станцій траси. Нормуючи параметр нерівності місцевості по відношенню до довжини хвилі  $\lambda$ , можна визначити стандартне відхилення про, зміни від траси до траси для трас приблизно рівної довжини при  $(\Delta h / \lambda) < 3000$  з допомогою формули

$$\sigma_L = 6 + 0,69(\Delta h / \lambda)^{1/2} - 0,0063 (\Delta h / \lambda) \text{ дБ} \quad (3.7)$$

или при  $(\Delta h / \lambda) > 3000$  за

$$\sigma_L = 25 \text{ дБ.} \quad (3.8)$$

За винятком даних, отриманих на частотах вище 300 МГц в сильно пересіченій гірській місцевості, 90% всіх розрахованих за результатами вимірювань стандартних відхилень знаходяться в межах 2 дБ від значень, обчислених за допомогою рівнянь (3.7) і (3.8). Порівняння результатів обчислень за рівняннями з результатами незалежних вимірювань на частотах 172 і 410 МГц на 130 трасах (в рівнинному лісистому районі Флориди, в горбистому лісистому районі Каліфорнії і в сильно пересіченому безводному, гористому районі Арізони) при висотах антен 1



м або менше показало, що різниця між рівняннями (3.7), (3.8) і отриманими при вимірюваннях стандартними відхиленнями була в межах 1,5 дБ для значень  $(\Delta h / \lambda) = 15 \dots 175$ .

Результати вимірювань, проведених в Югославії в діапазонах ОВЧ / УВЧ для трас довжиною 25 ... 70 км, порівнювалися з результатами для 50% часу, отриманими за допомогою методу Рекомендації 370. Було виконано три групи розрахунків, кожна з яких базувалась на різних коригувальних параметрах. У першій групі розрахунків єдиним коригуючим параметром була поправка на нерівність місцевості  $\Delta h$ , в той час як у другій групі в якості єдиного коригуючого параметра використовувався кут просвіту  $\theta$ . І нарешті, застосовувалася паралельна корекція, основана як на величині кута просвіту  $\theta$ , так і на нерівності місцевості  $\Delta h$ . Результати вимірювань на всіх 64 трасах підтверджують, що найкраща відповідність між розрахунковими і вимірюваними результатами існує в разі, коли враховуються і кут просвіту  $\theta$ , і нерівномірність місцевості  $\Delta h$ . У цьому випадку, і середньоквадратичне значення різниці між розрахунковими і вимірюваними результатами, і стандартне відхилення розподілу різниць становить близько 12 дБ.

### **3.2. Методика розрахунку зон покриття на основі детермінованої моделі напруженості поля сигналу**

Детерміновані методи вимагають побудови профілю траси БС-ПО для кожної з можливих позицій ведення зв'язку і для практичних додатків вимагають автоматизації розрахунків з викорис Юван ГІС на основі цифрових карт місцевості. Метод прогнозування напруженості поля заснований на загальній теорії дифракції та враховує дифракційні втрати від одного або двох клиновидних перешкод на місцевості.

Спочатку повинен бути побудований за допомогою картографічної бази даних топографічний профіль траси між антенами передавача і приймача (рис. 3.12).

Якщо морфологія невідома (ліс, будови та т. П.), То до висотам, лежачим в інтервалі від 1000 м до  $d - 1000$  м, потрібно додати 10 м.

При розрахунку слід враховувати величину  $h_0(x)$  (рис. 3.12)

$$h_0(x) = \frac{x(d-x)}{17 \cdot 16^6}$$

де одиниці виміру в метрах.

Формула дійсна для еквівалентного радіуса Землі, рівного 4/3 дійсного радіуса Землі.

Висоти  $h_1$  і  $h_2$ , а також зони Френеля  $r_1(x)$  до  $r_3(x)$  повинні визначатися (в разі однієї перешкоди необхідно розраховувати тільки  $h$  зони Френеля  $r_1(x)$  і  $r_2(x)$ )

:

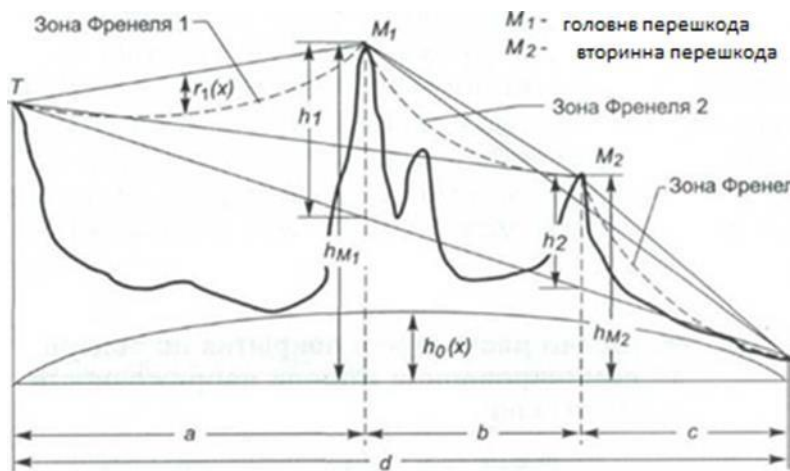


Рис. 9.34. Профіль траси з двома кленовидними перешкодами

$$h_1 = h_{M1} - \left( h_T + \frac{h_R - h_T}{a+b+c} a \right);$$

$$h_2 = h_{M2} - \left( h_T + \frac{h_R - h_T}{a+b+c} (a + b) \right);$$

$$r_1(x) = -\sqrt{x \frac{(a-x)\lambda}{a}} = -1,73 \cdot 10^4 \sqrt{\frac{x(a-x)}{fa}}$$

де  $\lambda$  - довжина хвилі. Інші символи відповідають наведеним на рис. 9.34. Всі значення повинні бути підставлені в формули в якості основних одиниць (траса - в метрах, частота - в герцах).

Для розрахунку напруженості поля з урахуванням дифракційних втрат на

клиновидних перешкоди необхідно дотримання слідуєчих умов:

- на трасі повинно бути не більше двох клиновидних прешкод;

$M_1$ • перша зона Френеля на ділянках  $T$  і  $M_1$ ,  $M_1$  і  $M_2$ ,  $M_2$  і  $R$  не повинна перекриватися;

- максимальна ширина перешкоди ( $M_1$  і  $M_2$ ) не повинна перевищувати  $d/20$ .

Якщо вимоги виконуються, дифракційні втрати, викликані однією перешкодою, можуть бути розраховані за формулою

$$a_m = 64 + 20 \lg(\sqrt{v^2 + 1} + v) \quad [\text{дБ}] \quad (3.9)$$

Якщо  $a_m$  перевищує 40 дБ, то для наступних розрахунків необхідно використовувати значення 40 дБ:

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)} = 8,16 \cdot 10^{-5} h \sqrt{f \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}, \quad (3.10)$$

де параметри  $h$ ,  $a$  і  $b$  знаходяться у відповідності з рис. 9.35.

Якщо  $v < -1$ , то в наступних розрахунках необхідно використовувати значення  $v = -1$ .

Висота  $h$  розраховується за формулою

$$h = h_M - \left( h \frac{h_R + h_T}{a + b} \right)$$

При цьому  $h$  може набувати від'ємного значення (нижче лінії прямої видимості от  $T$  до  $R$ ).

Дифракційні втрати, викликані двома перешкодами (рис. 3.14), розраховують за наведеною нижче методикою. Визначається основна (головна) перешкода:

якщо  $h_1 \sqrt{(a+b) \cdot c} \geq h_2 \sqrt{(a+b) \cdot a}$ , то  $M_1$  — головна перешкода

якщо  $h_1 \sqrt{(a+b) \cdot c} < h_2 \sqrt{(a+b) \cdot a}$ , то  $M_2$  — головна перешкода

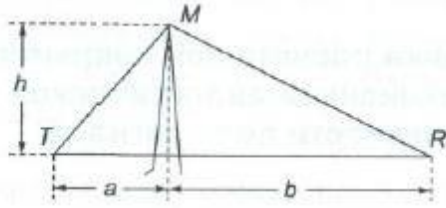


Рис. 9.35. Розрахунок дифракційних втрат для траси з одною клиноподібною перешкодою

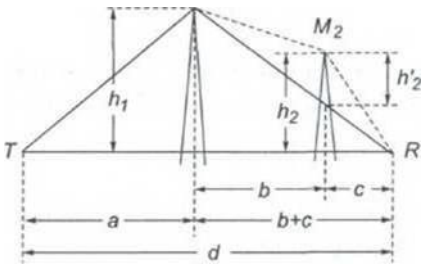


Рис. 9.36 Розрахунок дифракційних втрат для траси з двома клиноподібним перешкодами

Дифракційні втрати  $a_{M_1}$  головної перешкоди розраховуються як для одиночної перешкоди.

Дифракційні втрати  $a_{M_2}$  другої перешкоди обчислюються так, як якщо б радіолінія йшла від основної перешкоди через вторинну перешкоду до відповідної радіостанції.

На рис. 9.36  $M_1$  позначає основну перешкоду, а  $M_2$  - вторинну. Для визначення  $v_{M_1}$  відповідно до формули (3.10) необхідно використовувати значення  $a$ ,  $(b + c)$  і до  $h_1$ .

Для розрахунку  $v_{M_2}$  слід застосовувати  $b$ ,  $h'_2$ ,

$$\text{де } h'_2 = \sqrt{h_2^2 - h_1^2 \frac{c}{b+c}}.$$

Напруженість поля в точці прийому розраховується за формулою

$$E = E_{\text{сп}} - a_{M_1} - a_{M_2},$$

де  $E_{\text{сп}}$  - напруженість поля вільного простору;

$E_{\text{сп}}$  (1 кВт е.і.м.) =  $107 - 20 \lg$  (дБмкВ / м),  $a_{M_1}$  і  $a_{M_2}$  - дифракційні втрати на першій і другій перешкоді відповідно.

### 3.3. Методика розрахунку зон покриття на основі дифракційної аналітичної моделі напруженості поля сигналу

Дифракційна аналітична модель розроблена спеціально для розрахунку затухань на трасах систем рухомого зв'язку в міських і приміських зонах [114]. На відміну від рекомендованої МСЕ статистичної моделі Окумура-Хата дифракційна модель дозволяє вести розрахунки в ширшому діапазоні частот, до 3000 ... 2200 МГц, при

видаленні абонентської станції від базової станції від сотень метрів до одиниць кілометрів і для різних підвищень установки антени БС. В першу чергу модель призначена для розрахунку затухань на закритих трасах, коли сигнал, що приходить на АС, виходить як результат складної інтерференції безлічі відбитих сигналів. Можна сказати, що дифракційна модель дозволяє розраховувати усереднені значення сигналу в точці прийому в залежності від характеристик міського рельєфу. Вихідними величинами для розрахунку затухань на трасі являються (рис. 3.15) робоча частота  $f$  (МГц) і відповідна їй довжина хвилі  $\lambda$  (м), відстань між АС і БС  $R$  (м), середня ширина вулиць  $w$  (м), середня відстань між вулицями  $d$  (м), середня висота будівель  $h$  (м), ширина забудови  $w_h = d - w$ , висота підвісу антени БС щодо середньої висоти будинків  $\Delta h_b$  (м), середнє «занурення» АС щодо висоти навколишніх будівель  $\Delta h_m$  (м).

Висоту будівель можна оцінювати за кількістю поверхів, вважаючи для типових будівель 3 м на поверх. Тоді висота чотириповерхового будинку складає 12 м. Якщо вважати, що абонентська станція знаходиться на висоті 1,5 м над землею, то для вулиць, забудованих чотириповерховими будинками,  $\Delta h_m = 10,5$  м. Для дванадцятиповерхової забудови  $\Delta h_m = 34,5$  м.

Ширина вулиць  $w$  і відстань між вулицями  $d$  досить сильно відрізняються в різних міських районах.

Відповідно до [114] сумарні втрати на трасі складаються з трьох компонентів:

$$W_{\text{тр}} = W_0 + W_{rd} + W_{md} \quad (3.11)$$

де  $W_0$  - затухання при розповсюдженні у вільному просторі;

$W_{rd}$  - загасання при дифракції від даху найближчого до АС будівлі;

$W_{md}$  - загасання від множинної дифракції плоских хвиль, що викликано рядами будинків на трасі.

Механізм двох перших процесів добре відомий, і величини  $W_0$  і  $W_{rd}$  можна порівняно просто описати аналітично. Так, втрати, пов'язані з поширенням сферичної хвилі у вільному просторі,

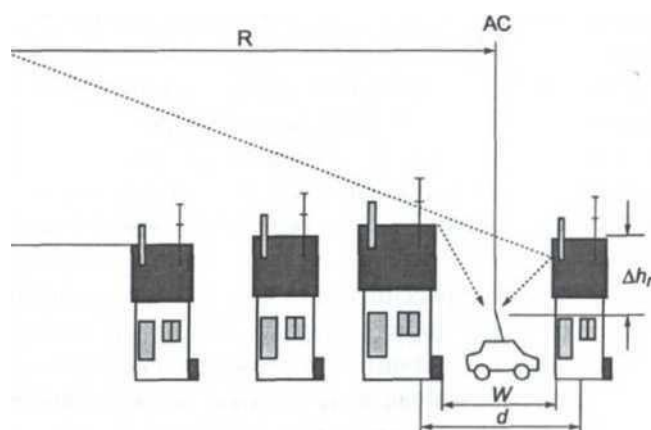


Рис.9.37. Траса радіозв'язку

$$W_0 = -10 \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

залежать від довжини хвилі  $\lambda$  і відстані  $R$ . Дифракцію від дахів до проїжджої частини вулиці можна представити за допомогою циліндричних хвиль,

випромінюваних від країв даху будівлі. Величину  $W_{rd}$  визначають на основі геометричної теорії дифракції:

$$W_{rd} = -10 \lg \left[ \frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left( \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{(\Delta h_m)^2 + x^2}{w^2}} \right) \right] \quad (3.13)$$

де  $\theta = \arctg(\Delta h_m / x)$  — кут падіння дифрагуючого променя;  $x$  — відстань від АС до стінки лівого дому ( $0 < x < w$ );  $\sqrt{(\Delta h_m)^2 + x^2}$  —

відстань від АС до даху лівого будинку (див. рис. 3.15). У виразі (3.13) доданий множник  $1/2$ , що дозволяє врахувати складання хвиль, що виникли внаслідок дифракції на даху лівої будівлі, з другими хвилями які проходять, в том числі у результаті розсіювання на протилажній стіні.

Більш складним являється розрахунок затухання, викликаного дифракцією хвиль на складному екрані у вигляді рядів будівель. У [114] результати обчислень представлені у вигляді

$$W_{md} = -10 \lg(Q_m^2) \quad (3.14)$$

где  $Q_m$  — складна функція, що залежить від числа екранів  $m$  (будинків, що знаходяться між БС і АС), висоти підвеса антени БС  $\Delta h_b$ , середньої відстані між вулицями  $d$  в довжини хвилі  $\lambda$ .

Загальний вираз для  $Q_m$  істотно спрощується для трьох цікавих для практики випадків варіантів підвіс антени БС:

1. Антена БС знаходиться безпосередньо на рівні дахів будівель (рис. 3.16).

Цей випадок характерний для районів, забудованих однотипними будівлями рівної висоти. При розташуванні антени БС на рівні дахів будівель  $\Delta h_b = 0$ . Визначаємо  $R = Md$ . При цих умовах

$$W_{тр} = 10 \lg \left( \frac{\lambda}{2\sqrt{2} \cdot \pi R} \right) - 10 \lg \left[ \frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left( \frac{1}{2} - \left( \frac{1}{2\pi + \frac{1}{2\pi}} \right)^2 \right) \right] - 10 \lg \left( \frac{d}{R} \right)^2 \quad (3.16)$$

У вираженні (3.16) в перший доданок для  $W_0$ , який знаходиться за формулою (3.12), введений поправочний коефіцієнт  $1 / \sqrt{2}$ , що враховує зміну структури основної пелюстки випромінювання антени. Для характерний приклад, коли  $\Delta h_m = 10,5$  м,  $w = 30$  м,  $d = 80$  м, в [121] отримана результуюча формула для розрахунку втрат на трасі

$$W_{тр} = 40 \lg(R) + 30 \lg(f) + 49 \text{ (дБ)}, \quad (3.17)$$

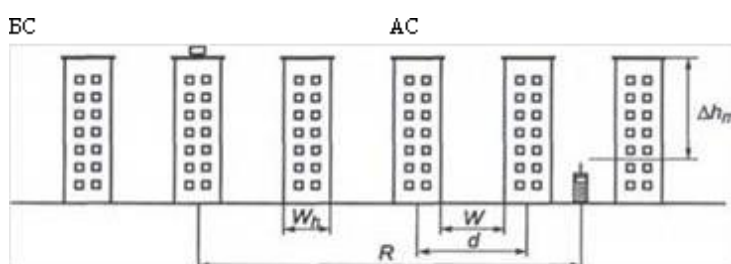


Рис. 3.16. Варіант трас радіозв'язку



Як випливає з (3.19), загасання наближено зростає як четверта ступінь відстані і як друга ступінь частоти.

3. Антена БС розташована нижче даху будинку ( $\Delta h_b < 0$ ). Це характерний випадок розташування антени БС в мікростільники, коли антену закріплюють на стіні будівлі (рис. 3.18).

При цьому процес дифракції та відображень хвиль обумовлений протилежними стінами будинків вулиць, де знаходяться БС і АС. Результируючий вираз для розрахунку загасання представляють у вигляді

$$W_{\text{тр}} = -10 \lg \left( \frac{\lambda}{2\sqrt{2 \cdot \pi R}} \right)^2 - 10 \lg \left[ \frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left( \frac{1}{-} - \frac{1}{2\pi+} \right)^2 \right] - 10 \lg \left\{ \left[ \frac{d}{2\pi(R-d)} \right]^2 \frac{1}{\sqrt{(\Delta h_b)^2 + d^2}} \right\}$$

де  $\psi = \arctg\left(\frac{\Delta h_b}{d}\right)$

Формула (3.21) дозволяє розрахувати втрати в затемнених ділянках таблиці через один або кілька рядів будівель. При цьому вдасться визначити перешкоди, створювані даної БС в мікростільники.

## Тема 9.3 Алгоритми і методики частотно-територіального планування

### 4.1 Загальні положення

Визначальним при проектуванні мережі рухомого і фіксованого радіозв'язку є планування радіомережі, яке представляє собою ітеративний процес з виконанням наступних кроків:

- Синтезу структури мережі;
- Прогнозування напруженості поля сигналу в зоні дії мережі радіозв'язку;
- Аналізу зони обслуговування для кожної комірки і мережі в цілому;
- Оцінки внутрішньосистемної електромагнітної сумісності;
- Призначення частот;
- Аналізу функціонування мережі з врахуванням взаємних перешкод;

Процес планування здійснюється поступово, крок за кроком, і виливається в пропозиції по побудові мережі радіозв'язку і аналізу її роботи.

Часова і логічна послідовність дій при плануванні радіомереж рухомого і фіксованого зв'язку приводиться в [6] і має ряд етапів:

1. Отримання вихідних даних.
2. Калібрування математичної моделі розповсюдження радіохвиль на основі вимірів напруженості поля в найбільш характерних точках зони обслуговування мережі.
3. Будування першого наближення радіомережі.
4. Прив'язка ділянок розгортання базових станцій, визначених планом побудови мережі, до місцевості і ітеративна оптимізація при широкому використанні засобів програмного забезпечення, підтримуючого функції синтезу мережі і аналізу експлуатаційних характеристик

Вихідні дані для планування містять загальні характеристики мережі зв'язку (число і частоти дозволених радіоканалів; план мережі з вказанням бажаних пунктів розміщення БС, відповідаючих вимогам по наявності ліній зв'язку з АТС загального користування, електроживленню, можливості розміщення обладнання і установки антен і ін.).

Очевидно, що на результати планування істотно впливають системні фактори, підсилюючи складність і неоднозначність рішення задачі синтезу мережі радіозв'язку.

Задача синтезу мережі може бути сформульована наступним чином:

Знайти таку мережу радіозв'язку  $S''$ , яка задовольняє вихідним вимогам (обмеженням) і володіє при цьому значенням сукупності (вектору) показників якості

$\bar{K}(S'')$ , найкращим в сенсі безумовного критерія вподобання, який має вигляд

$$\bar{K}(S'') \leq \bar{K}(S') \quad (4.1)$$

Якщо виконується умова (4.1), то кожен із показників якості  $k_i(S'')$   $i = \overline{1, m}$  оптимізованої мережі  $S''$  не гірше, ніж у вихідної мережі  $S'$ , в тому числі по мінімуму один із цих показників якості краще, ніж у мережі  $S'$ .

В даній постановці задача синтезу мережі відноситься до задачі векторної (багатоканальної) оптимізації і заключається в виборі із декількох варіантів векторно-порівняних рішень такого, при якому мережа володіє найкращими значеннями вектору показників якості  $\overline{K}(S)$ .

Можна затверджувати, що при інших рівних умовах чим нижче вартість мережі, тим краще мережа. Якщо в процесі синтезу вартість мережі вдалося знизити на одиниці процентів при виконанні мережею заданих вимог, то це може дати десятки і навіть сотні мільйонів рублів економії. Важливо при цьому забезпечити оптимальність частотного планування в мережі, так як використані групи частот можуть бути задіяні на наступних етапах розширення мережі. Тому при виконанні умов (4.1) в процесі синтезу мережі потрібно оптимізувати апаратурний (вартість) і частотний (кількість частотних каналів, які використовує мережа) ресурси мережі. Якщо в ході рішення задачі синтезу розкриється протиріччя між цими показниками, то слід один із показників якості перевести в ряд обмежень.

Успішно вирішити поставлену вище задачу синтезу мережі можна лише шляхом поєднання методів математичного синтезу, зв'язаного з суттєвою ініціалізацією мережі, з евристичним синтезом. Під яким розуміється складний творчий процес. Який заключається в відшуканні прийнятних рішень на основі використання накопичених даних і інженерного досвіду.

В зв'язку з цим представляється доцільним загальну задачу синтезу мережі декомпонувати на ряд приватних задач, в рішенні кожної з яких обов'язково активна участь експертів (заказник-розробник) і застосування спеціального програмного забезпечення.

В заключення слід відмітити, що методи векторного синтезу (оптимізації), основані на безумовному критерії вподобання, забезпечують знайдення «Непоганого рішення», а в математичному відношенні зводяться до мінімізації єдиного показника якості (в нашому випадку оптимізації апаратурного чи частотного ресурсів мережі).

#### **4.2. Методи частотно-територіального планування мереж рухомого і фіксованого радіозв'язку.**

В умовах активного росту числа РЕС (радіоелектронних засобів) мереж рухомого радіозв'язку і абонентського доступу актуальною представляється задача більш ефективного використання радіочастотного спектру. Проведена в минулому технічна політика РЧС, вихідна із абсолютно пріоритету задоволення потреб урядових користувачів і задовільнення інших громадських потреб по залишковому принципу і не враховувавши в потрібній ступені міжнародних рекомендацій, які відносяться до розподілення полос частот між різними радіослужбами, виявилася неспроможною. Ця обставина ще довгий час буде створювати відчутні перепони для розвитку в Росії нових перспективних радіотехнологій. Не відповідає сучасним вимогам і вітчизняна система управління використанням РЧС.

Основним етапом проектування мереж рухомого радіозв'язку і абонентського доступу являється етап частотно-територіального планування, в ході якого вибираються структура (конфігурація) мережі, місця розташування БС, оцінюється питання частотного ліцензування. Розраховуються можливість забезпечення охоплення (покриття) потрібної зони обслуговування із заданою якістю зв'язку, розробляється частотний план розподілення радіоканалів для БС, виконується адаптація планів до умов територіальних і частотних обмежень проектованої зони обслуговування, перевіряється забезпечення зовнішньої електромагнітної сумісності запланованої системи з РЕС інших системі можливість забезпечення потрібної ємності мережі для обслуговування абонентського навантаження з заданою інтенсивністю втрат( відмов в обслуговуванні) і ін.

В моделях процесів спільного функціонування РЕС використовуються детерміновані і статистичні параметри, які характеризують РЕС і траси розповсюдження радіохвиль. Для визначення декотрих параметрів передбачається проведення натурних випробувань.

Вихідні дані для планування містять загальні характеристики мережі зв'язку: число і частоти дозволених радіоканалів, план мережі з вказанням бажаних пунктів розміщення БС, що відповідають вимогам по наявності ліній зв'язку з АТС загального користування, електроживленню, можливості розміщення обладнання і антен і ін.

В якості технічних основ для планування використовуються характеристики передбачуваних для використання стандартів, прийомопередаючого обладнання і антен, вимоги розповсюдження радіохвиль, необхідна напруженість поля корисного сигналу, навантаження на одного абонента, припустиме блокування викликів і ін. Можливий перелік параметрів, які необхідно враховувати при плануванні мереж рухомого радіозв'язку і абонентського доступу, приведений в табл. 9.11.

Таблица 4.1

**Параметры, учитываемые при планировании сетей подвижной радиосвязи и абонентского доступа**

Тип информации	Параметры
Планируемые зоны области	Определение многоугольных зон/кластеров/городов. Предположения о среде в зоне. Приоритетный порядок планируемых зон (включая приоритетный порядок городов/кластеров внутри зон)
Перекрытие	Требования к перекрытию путем планирования зон и окружающих условий. Качество перекрытия. Специальные требования/области перекрытия
Трафик	Качество обслуживания. Профиль нагрузки абонентов (мЭрл/абонент). Смешанные вызовы (факс/телефон/модем). Плотность абонентов в зоне/области. Требования к росту трафика. Начальная емкость сети при вводе
Оборудование	Конфигурации базовой станции. Конфигурации абонентов. Стоимость оборудования. Требование к обратному каналу для каждой конфигурации. Мачты. Емкость базовой станции и т. д.
Другие критерии сетевого проекта	Доступность радиолинии. Качество речи. Вероятность ошибки (BER) для данных. Процент теряемой площади ячейки из-за помех
Вопросы регламентации	Требования по лицензированию. Наличие спектра или ограничения. Ограничения при планировании по размерам и расположению мачт и т. д.
Технические параметры	Краткий перечень технических параметров, используемых или предполагаемых в проекте: вариант модели распространения радиоволн; модель трафика; запас на временные замирания; запас на затенение; другие запасы
План развертывания	Число размещений базовых станций в планируемой зоне (на этапах развертывания и предполагаемого роста). Конфигурация пунктов размещения базовых станций (на этапах развертывания и предполагаемого роста): идентификаторы пунктов; наименование пунктов; широта/долгота

Табл. 9.11

Тип информации	Параметры
Профили роста	Рост зоны перекрытия по годам и интервалам планирования. Рост трафика или проникновения на рынок по годам и интервалам планирования. Стратегия роста для зоны и трафика
Картографические данные	Спецификация и доступность: данные по ландшафту; данные по отражениям; векторные данные (по заказу)

На етапі частотно-територіального планування радіомережі можуть використовуватися статистичні методи прогнозу, засновані на презентативній вибірці вимірів реальних сигналів, і детерміновані методи, в яких алгоритми прогнозу якості зв'язку основані на обліку впливу місцевих умов і перешкод на трасі розповсюдження сигналу.

Аналіз стану проблеми частотно-територіального планування мереж рухомого і фіксованого радіозв'язку показує, що для її вирішення не існує строго формалізованих алгоритмів, а наявні вихідні дані часто виявляються недостатніми і неточними, і дозволяє зробити висновок про те, що найбільш конструктивним підходом до рішення цієї складної задачі являється декомпозиція всієї процедури планування на ряд етапів. На кожному із них обов'язкова активна участь експертів, приймаючих рішення, і застосування засобів обчислюваної техніки. В якості експертів виступають спеціалісти в області експлуатації мереж рухомої і фіксованої радіозв'язку (замовник) і проектування подібних систем (розробник). Вихідна множина допустимих варіантів структури мережі і розміщення базових станцій,

набір показників ефективності  $\mathcal{E}_n = \{\mathcal{E}_1, \dots, \mathcal{E}_k\}$  і їх вагові коефіцієнти  $a_i (i = \overline{1, k})$  повинні формуватися вважаючи системи вподобання замовника. Це дозволяє звузити множину можливих варіантів архітектури мережі до меж допустимого.

Показники ефективності доцільно розбити на три групи. Першу групу складають показники, що характеризують якість зв'язку в мережі, в тому рахунку ймовірність відмови в обслуговуванні. Другу групу утворюють системні показники:

завадостійкість, порогове відношення сигнал/завада, пропускна здатність і ін. До третьої групи слід віднести економічні і експлуатаційні показники, які характеризують фінансові затрати на розгортання і експлуатацію мережі, а також витрати енергетичного, частотного і апаратного ресурсів.

Подібний підхід до рішення задачі частотно-територіального планування мережі дасть змогу отримати проект мережі з врахуванням вподобання замовника і може бути використаний в якості опорного рішення при розробці бізнес-плану компанією-оператором. Методики планування повинні відповідати рекомендаціям Міжнародного Союзу Електрозв'язку.

Частотно-територіальне планування мереж рухомого і фіксованого радіозв'язку повинно здійснюватися з використанням багат шарових цифрових карт місцевості і спеціального програмного забезпечення.

#### **4.3. Алгоритм частотно-територіального планування стільникових мереж**

Стільникова радіомережа повинна забезпечувати зв'язок рухомими абонентами в даній зоні обслуговування зі стаціонарною мережею. Елементами радіомережі є базові станції. Базові станції, що знаходяться на достатній віддаленні одна від одної, можуть повторно використовувати одну і ту ж частоту. Якісне проектування радіомережі повинно задовольняти очікуваній щільності трафіку (закладається замовником для даних обслуговування абонентів) при мінімальній кількості встановленого радіообладнання з врахуванням обмежень в частотній області і можливості збільшення пропускної здатності мережі при збільшенні запитів на передачу трафіку. Ця задача може вирішуватися за рахунок оптимізації місць розташування базових станцій, потужності передатчиків, висот антен і їх типів (ненаправлені, чи з направленістю по секторам) і розподілу частот між базовими станціями. Складність задачі не дозволяє знайти пряме вирішення і має на увазі використання методу послідовних приближень. При описі процедури синтезу потрібно враховувати тип системи. В подальшому будемо орієнтуватися на параметри систем стандартів NMT і GSM.



Рис. 4.1. Блок-схема алгоритма частотно-территориального планирования

Рис. 9. 38

Алгоритм планування включає ряд етапів. Блок-схема алгоритму приведена на рис. 9.38.

Перший етап планування включає підготовку електронної топографічної карти місцевості ЕКМ, яка містить дані, що описують:

- Рельєф місцевості з дозволом по висоті не гірше 5м;
- Забудування території;
- Лісні масиви;



- Водні масиви.

Вимоги до дозволу по висоті визначаються умовами  $\Delta H \leq h_2$ , де  $h_2$  - висота антени абонентської радіостанції ССС;  $\Delta H$  - погрішність відновлення профіля траси,  $\Delta H = H / 2$ ;  $H$  - шаг ліній рівного рівня топографічної карти.

При типовому значенні  $h_2 = 1,5$  м потрібне значення  $H \leq 3$  м, що відповідає топографічній карті масштабу 1:25 000, на якій суцільні лінії рівного рівня проведені через 5 м, а додаткові (пунктирні) - через 2,5 м.

Другий етап (наступний крок) по плануванню мережі складається в отриманні даних:

- Висоти місцевості;
- Морфоструктури (землекористування);
- Розподілу населення, транспортних потоків і інших факторів, впливаючих на щільність трафіку;
- Прогнозу числа абонентів;
- Вимог до робочих характеристик для забезпечення відповідної якості радіозв'язку;
- Вірогідності блокування;
- Рекомендованих участків для розміщення базових станцій;
- Наявний в розпорядженні полоси частот;
- Сумісності з іншими системами;
- Мережевих інтерфейсів.

Оскільки щільність трафіку може змінюватися десятки разів від міського центру до сільського району, необхідно зробити двовимірну карту щільності трафіку.

Замовник і компанія- майбутній оператор мережі повинні визначити вимоги до експлуатаційним характеристикам і вірогідності блокування, прогнозувати очікуване число абонентів на різних етапах реалізації проекту на основі досліджування ринку. У замовника запрошується перелік участків, рекомендуємих для розміщення базових станцій.

Важливо знати поведінку абонента для ефективного планування трафіку і потреби в каналах управління. Воно представляється середньою величиною трафіку, який приходить на одного абонента, середнім часом утримання каналу, тривалості виклику абонента, а також процентом викликів із рухомих засобів і із стаціонарних об'єктів і ін. Ці дані зазвичай дає замовник системи.

Для того, щоб уникнути завад зі сторони інших систем, слід отримати дані про системи, які працюють в тій же полосі частот чи в сусідніх полосах, сигнали яких попадають в зону обслуговування розгортаємої системи.

При формуванні даних використовуються характеристики стандартів, приймальнопередатючого обладнання і антен, потрібна напруженість поля корисного сигналу, навантаження на одного абонента, допустиме блокування виклику і ряд інших характеристик обладнання для стандарту, на основі якого планується будова мережі радіозв'язку. Синтез мережі починається з побудування вихідної мережі  $S'$  (її першого наближення, етап 3). Ця процедура зводиться до визначення місцезнаходжень базових станцій, їх параметрів і розподілення частотного ресурсу на основі оцінки щільності трафіку і характеру місцевості.

При побудуванні першого приближення мережі середнє значення напруженості поля  $E_{\max}(b, x)$  прогнозується для кожного передатчика базової станції в місцезнаходженнях  $x$  в його власній зоні обслуговування і в областях, де він може створити завади іншим станціям. Прогнозування напруженості поля ґрунтується на півемперичній моделі Окумура [107] і на аналітичній моделі розробленій Хатом [91]. В відмічених вище моделях обчислення значень напруженостей полів проводиться в наступній послідовності:

- Оцінка профілів місцевості між базовою станцією «В» і місцезнаходженням  $x$  з врахуванням зростання даних о морфоструктурі;
- Аналіз профілю територій з врахуванням нерівностей, скатів, перешкод, переходу від суші до моря;
- Визначення поправок з врахуванням морфоструктури зовнішнього середовища для абонентської станції (АС);
- Визначення поправок на висоти антен внаслідок нахилу місцевості в районі розміщення АС відповідно до методу, запропонованому Лі [70];
- Прогнозування напруженості поля при використанні формули Хата з врахуванням морфоструктури, висоти підйому антен у АС, скоректованої висоти антени у базової станції, частоті, потужності;
- Обрахування додаткових втрат із-за дифракції, обумовленої наявністю одного чи більше числа завод в зоні Френеля, які охоплюють лінію прямої видимості (дифракція з гострими і закругленими краями);
- Коректування, враховуючи змішаний характер траси (суша/море);
- Поправка, враховуюча дифракцію для відстаней більше 20 км;
- Облік даних по орієнтації вулиць;
- Облік сезонних змін (наприклад, ліс з листяним покривом і без нього).

Отже прогнозування в процесі планування засновано на використовуваних відомих (статистичних) моделях, які придатні лише для початкової оцінки напруженості поля. Для отримання більшої точності необхідно виконати виміри напруженості поля в заданому районі і використати ці дані для калібрування регульованих параметрів в моделях. Визначення морфоструктури класів для міських будівель і природних ландшафтів, які характерні для різних країн, говорять в користь калібрування (отримання більш точних даних).

Рішення отримане на етапі 3 є найголовнішим етапом синтезу і повинно представляти собою частотно-територіальний план стільникової мережі радіозв'язку, який може бути використаний в якості початкового наближення (вихідної мережі  $S'$ ) при рішенні задачі оптимального планування і опорного рішення при розробці бізнес-плану компанією-оператором. На цьому етапі потрібно бистра оцінка структури мережі і основних параметрів базових станцій на основі достатньо простої, і разом з тим достовірної методики.

Процес планування розділяється на етапи, основними з котрих являються:

- Вибір кластера;
- Визначення просторових параметрів мережі;
- Розрахунок параметрів передатчиків і вибір антен базових станцій;

- Розподілення частотного ресурсу.

Знайдене рішення дозволяє скласти частотно-територіальний план мережі  $S'$  і сформуванати вектор показників якості системи  $\overline{K}(S')$ .

На останньому етапі (етап 4, на мал.4.1) здійснюється прив'язка ділянок розгортки базових станцій, визначених планом побудування мережі  $S'$ , до місцевості і ітеративна оптимізація при широкому використанні геоінформаційної бази даних і спеціального програмного забезпечення, підтримуючого функції синтезу мережі і аналізу експлуатаційних характеристик. В процесі оптимізації мережі періодично проводиться перевірка на наявність провалів по причині затінення в зоні обслуговування.

Для побудови тіньової мапи необхідно:

- Ввести точку(координати БС) на мапі, відповідну місцю розміщення випромінюючої антени і задати висоту її установки над землею;
- Визначити радіус зони, для котрої буде розраховуватися тіньова мапа (радіус зони не повинен перевищувати відстань до радіогоризонту);
- Визначити шаг сканування по азимуту  $\alpha$  (рекомендоване значення 0,5 град), з котрим необхідно розраховувати профілі ( на рис.4.2 кут між променями  $k$  и  $k+1$ );
- Розрахувати профілі;
- Для кожного профіля необхідно провести сканування променю по куту місця і визначити зони тіні на трасі, для цього послідовно в точки  $1, \dots, i, i+1, \dots$  «розміщується» приймальна антена і перевіряється, чи являється траса закритою;
- Побудувати сектори як показано на рис.9.39 (позначені штрихуванням), і кожному сектору  $(k, i)$  присвоїти значення, отримане для точки  $(k, i)$ ;
- При відображенні на карті всі сектори, для яких була розрахована зона «тіні», повинні об'єднатися в один об'єкт(регіон) і замальовуватися.

При використанні методу тіньових карт (зон затінення) важливим моментом являється облік рефракції радіохвиль, яка приводить до випадкових повільних змін висоти перешкоди  $h_m$  на трасі розповсюдження

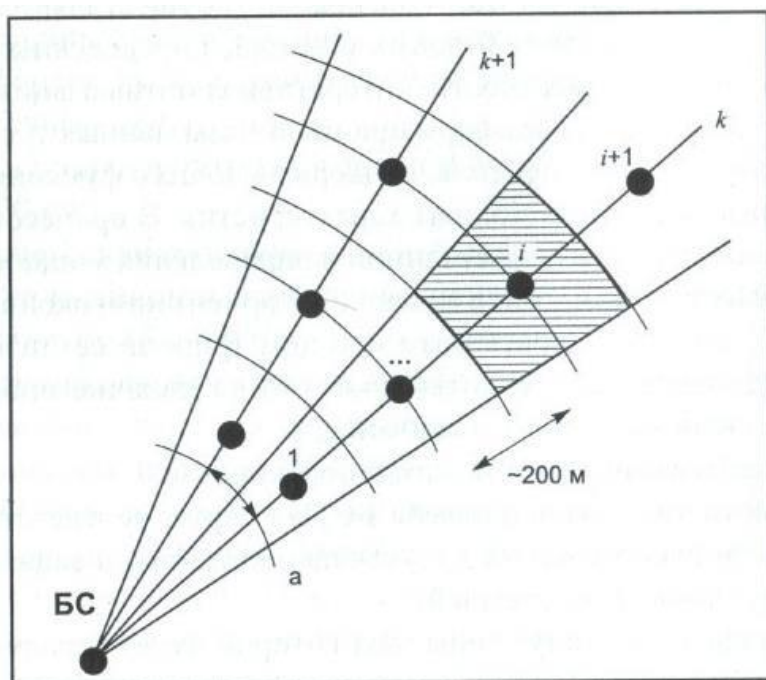


Рис. 4.2. Принцип построения зоны затенения

Рис. 9.39

Рефракція радіохвиль враховується з допомогою коефіцієнта рефракції, який представляє собою відношення еквівалентного радіусу Землі до реального радіусу

$$k = \frac{1}{1 + a \frac{dn}{dh}}$$

где  $\frac{dn}{dh}$  — вертикальний градієнт коефіцієнта преломлення воздуха,

$a$  — действительный радиус Земли.

Рухомі станції, що знаходяться в різних місцях стільника (комірки), можуть обслуговуватися більш ніж однією базовою станцією з прийнятною якістю передачі інформації. Тому доцільно визначати границі стільника, задаючись ймовірністю призначення  $P_{ass}(b_i, x)$  (приписки рухомого абонента), вказуючій на те, що впродовж часу обслуговування АС в даному місцезнаходженні буде зв'язані з  $i$ -й ( $b_i$ ) базовою станцією. Для заданого місцезнаходження  $x$  справедлива наступна рівність:

$$\sum_{i=1}^n P_{ass}(b_i, x).$$

Оцінка  $P_{ass}(b_i, x)$  основана на спрощеній моделі стратегії передачі управління в системі котра враховує значення відносної напруженості поля від декількох базових станцій в місцезнаходженнях АС при заданому запізненні при передачі сигналів управління. Забезпечується асиметричний запас при передачі управління для врівноваження трафіка між сусідніми комітками. Вірогідності призначення дають повне визначення зони обслуговування. Район, де  $0,1 < P_{ass}(b_i, x) < 0,9$ , може визначатися як зона передачі управління.

Зазвичай вимоги до охопту неоднакові по ділянкам мережі і залежать від щільності трафіку чи від морфоструктури. Наприклад, може знадобитися використання малопотужних портативних станцій в приміщеннях чи в центрі великого міста, в той час як в сільських районах потрібні рухомі станції з більшою потужністю передатчика.

Якщо припустити, що очікувана щільність трафіка для зони обслуговування мережею задана, то використовуючи цю інформацію можна оцінити фактичну навантаженість по передачі трафіку  $T(b)$  для  $b$ -й базової станції:

$$T(b) = \int P_{ass}(b, x)t(x)dx.$$

Використовуючи формули Єрланга і враховуючи максимальну вірогідність блокування і максимальне навантаження, можна визначити фактичну потребу в каналах для передачі трафіку і вирахувати число каналів управління. Сумарна кількість каналів передачі трафіку і каналів управління веде к отриманню кінцевого числа  $N_c(B)$  несучих частот, кожна з котрих потребує передатчика базової станції.

Якщо початкове навмисне обмеження максимального числа несучих частот на комірку  $N_{max}$  буде істотно перевищуватись для ряду комірок, то можливо отримати більш сбалансоване навантаження по передачі трафіку шляхом внесення змін в початковий проект мережі, зменшуючи висоту антен для перевантаженої комірки, і збільшуючи цей параметр для сусідніх комірок чи дістатися цього шляхом зміни числа каналів по передачі команд управління.

Отримане рішення в подальшому оптимізується з застосуванням сигналу. При цьому розрахунок зон обслуговування проводиться таким же чином, як і розрахунок тінювих мап. Тільки замість тіней для кожного профіля розраховується рівень електромагнітного поля для кожної точки на трасі, взятої з кроком 100...250м. Всі точки, для яких розраховане значення напруженості поля перевищує мінімально допустиму напруженість поля корисного сигналу,  $E_{min}$  дБ (мкВ/м), повинні об'єднатися в один картографічний об'єкт(регіон)  $Z_{обсл}$ .

При уточненні частотного плану, отриманого на етапі 3, для кожної БС необхідно визначити зону завод ( $Z_{пом}$ ), в границях котрої виконується умова(рис.9.40.)

$$E_p \geq E_{min} - A_0$$

где  $E_{min}$  — минимальная допустимая напряженность поля полезного сигнала, дБ (мкВ/м);  $A_0$  — защитное отношение сигнал/помеха в совмещенном канале, дБ;  $Z_{пом}$  — рассчитывается аналогично  $Z_{обсл}$ .

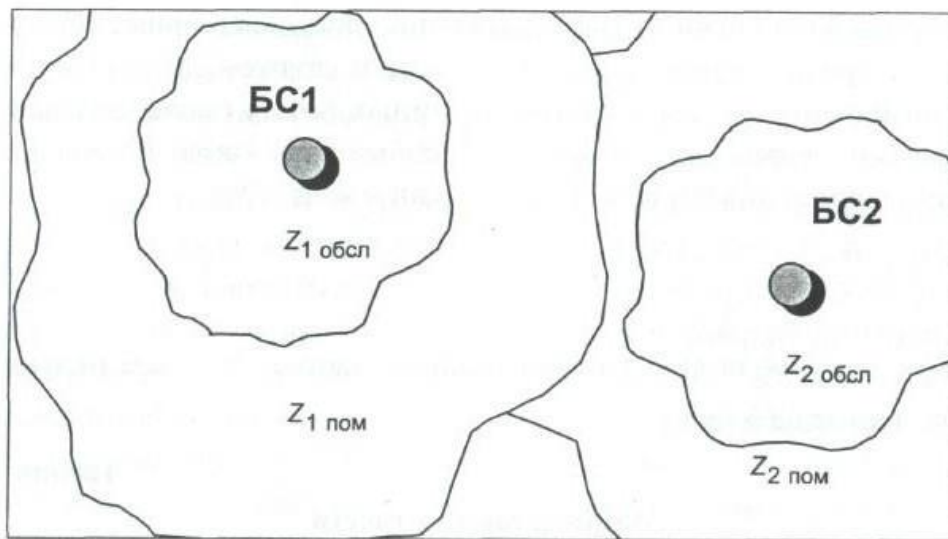


Рис. 4.3. Зоны помех базовых станций

Рис. 9.40

Для забезпечення внутрішньосистемної ЕМС при назначенні частот розраховується матриця сумісності. Умовою сумісності розглядаємої пари сот являється відсутність пересічення зони обслуговування і зони завад, ін.

$$Z_{1\text{пом}} \cap Z_{2\text{обсл}} = \emptyset,$$

где  $Z_{1\text{пом}}$  — зона помех первой соты, работающей в совмещенном канале, км;  $Z_{2\text{обсл}}$  — зона обслуживания второй соты, работающей в совмещенном канале, км.

При невыполнении данной условия рассмотренные пары сот являются взаимонезащищенными.

На основе проведенных расчетов составляется матрица сумисности (табл.4.2).

Алгоритм уточнения частотного плана должен спираться на обмеження, задані матрицею електромагнітної сумісності. Ці обмеження задаються величиною максимальної вірогідності створення взаємних завад, котра не повинна бути перевищена при назначенні конкретної частоти. Якщо для задоволення цієї потреби використано більше однієї частоти, то буде выбрана частота, що викликає порівняно невеликі додаткові завади в мережі. Алгоритм є евристичним і повинен оптимізувати план призначення частот з врахуванням взаємних завад послідовними кроками. Тут доцільно використовувати таке поняття, як середній розмір повторного використання кластеру:

$$\bar{C} = \frac{N_0}{N},$$

где  $N_0$  — полное количество имеющихся частот;  $\bar{N}$  — среднее количество частот на ячейку.

Матриця совместимости

Номер соты	Сота 1	Сота 2	Сота 3	...	Сота n-1	Сота n
Сота 1						
Сота 2						
Сота 3						
...						
Сота n-1						
Сота n						

Алгоритм повинен забезпечувати більшу гнучкість і реалізовувати:

- Вимоги по числу каналів для кожної комірки;
- Призначення частот в групах (групами)
- Обмеження по завадам, обумовленим спільним розміщенням (несучі, використовуємі в одній комірці, повинні мати необхідне рознесення по частоті);
- Обмеження із-за перешкод по сусідньому каналу;
- Априорно задані фіксовані призначення (наприклад, на випадок розширення мережі для того, щоб не було збігів з частотами сусідніх мереж);
- Мінімізувати з урахуванням всієї інформації, яка мається в матриці, взаємні перешкоди.

Якщо в результаті знаходиться рішення задачі призначення з спільним числом робочих частот, близьким до нижньої границі, то воно приймається; в протилежному випадку, якщо спільний запит частот перевищує повний частотний ресурс, виділений для мережі рухомого зв'язку, розміри комірок слід зменшити (провести їх «розщеплення»), щоб мережа локально працювала з більш високим рівнем повторного використання частот.

Після уточнення частотного плану відомі базові станції, що створюють завади в мережі по основному і сусідньому каналу на даній частоті  $i$ , відповідно, можна визначити якість зв'язку в кожній комірці  $i$  для всієї мережі. Якість зв'язку залежить від відношення сигнал/завада ( $s/p$ ) в точці прийому (БС чи АС). При цьому порушення зв'язку спостерігаються у випадках, коли поточне значення відношення  $s/p$  нижче заданого порогового значення із-за недостатнього охопту обслуговуючої БС чи/або із-за неприйнятних завод від інших БС, що використовують ті ж частоти. Сумарна потужність завод в місцезнаходженні « $\bar{x}$ » зони обслуговування « $b$ »

складає: 
$$E(\bar{x}) = E(b_1 \bar{x}) + \dots + E(b_n, \bar{x}) + E_{abj}(E(b_m, \bar{x}) + \dots + E(b_k, \bar{x})).$$

Де  $b_1 \dots b_n$  - базові станції, що створюють завади по основному каналу;

$b_m \dots b_k$  - базові станції, що створюють завади по сусідньому каналу;

$E(b_i, x)$  - потужність сигналу станції  $b_i$  прийнятого в  $\bar{x}$ ;

$E_{abj}$  - коефіцієнт затухання сусідніх каналів в відношенні з заводами по основному каналу.

Величини  $E(b, x)$  - випадкові і мають логнормальне розподілення. Параметри розподілення являються функціями морфоструктури в місцезнаходженні  $\bar{x}$ . Передбачається, що потужність сигналів від різних базових станцій флюктує без якої небудь кореляції. Таким чином, сумарна потужність перешкод в зоні місцезнаходження  $\bar{x}$  має також логнормальне розподілення. Під час аналізу слід враховувати, що в часи «пік» навантаження по передачі трафіку в мережі значно нижче, ніж пропускна здатність мережі. Це пояснюється тим, що потрібна вірогідність того, що всі канали, що має дана комірка, являються активними, дуже мала. Тому середнє відносне навантаження для типових конфігурацій мережі складе 50-80% від пропускної здатності. Середні відносні навантаження по передачі трафіку для кожної комірки з врахуванням перешкод  $E(x)$  можуть бути розраховані методами імітаційного моделювання [29].

В ряді стандартів використовується режим промови. При цьому можна вважати, що завада від конкретної заважаючої станції буде виключатися раптовим чином з вірогідністю не менше 0,5. Ця обставина може бути також врахована в процесі імітаційного моделювання мережі. Знаючи потужність прийнятого сигналу  $E(b, x)$ , можна визначити відношення сигнал/завада на частоті несучій і відношення бітової енергії до щільності шуму  $E_c / N(x)$  в пункті прийому  $\bar{x}$ . Локальна вірогідність порушення зв'язку в випадку неприйняттого погіршення промови може бути знайдена при використанні порогового значення  $(E_c / N_0)$

$$P_{out1} = P(E_c / N < (E_c / N_0)_{thr})$$

чи порогового значення для відношення сигнал/завада

$$P_{out2} = P(c / n < (c / n)_{thr}).$$

Знайдені значення  $P_{out1}$  і  $P_{out2}$  можуть давати занижену оцінку порівняно з реальною вірогідністю порушення зв'язку. Фактично  $(c / n)_{thr}$  являється функцією  $(E_c / N)$ , а  $(E_c / N_0)_{thr}$  - функцією  $c / n$ . Вводячи запас 3дБ, отримуємо повну вірогідність порушення зв'язку:

$$P_{out3} = P(c / n < (c / n)_{thr} + 3 \text{ дБ}).$$

Однак запас 3 дБ є довільно вибраним і може привести для невеликих відстаней до завищення реальної вірогідності порушення зв'язку, і, відповідно, до збільшення радіообладнання мережі, а для великих відстаней, навпаки - до недооцінення цієї вірогідності і, відповідно, до неповного покриття зони обслуговування. Крім того, середа розповсюдження (профіль траси і доплеровський ефект) впливає на порогові значення  $(E_c / N_0)_{thr}$  і  $(c / n)_{thr}$ . Тому найбільш важливі райони(ділянки) повинні досліджуватися більш ретельно з відповідним внесенням змін в план розподілу частот чи в план мережі.

Алгоритм частотно-територіального планування завершується побудовою оптимізованої мережі  $S''$ , яка володіє вектором показників якості  $\bar{K}(S'')$  відповідаючого вимозі (4.1).

В заключення слід відмітити, що навантаження по передачі трафіку для мережі, що експлуатується протягом достатнього часу («зрілої»), неможливо передбачити з точністю вище 30%. Неможливо також збільшити пропускну здатність мережі шляхом простого додавання числа базових станцій, тому що така процедура



призвела б до різкого локального збільшення пропускної здатності, якщо припустити, що кількість несучих у кожній БС залишилось би без змін. Помірне і в просторовому відношенні однорідне збільшення пропускної здатності по передачі трафіку шляхом додавання нових БС навряд чи можливо, так як потрібна була б дорога модифікація існуючої конфігурації мережі. Щоб запобігти дорогих модифікацій «розвиненої» мережі і додаткових витрат на розгортку обладнання, можна вибрати шлях підвищення пропускної здатності за рахунок зниження якості обслуговування. В цьому випадку стратегія буде складатися з того, щоб реагувати на несподіване збільшення трафіку шляхом додавання нових приємопередатчиків (несучих) в існуючих базових станціях, що, відповідно, призводить до підвищенню рівня внутрішньосистемних завад і погіршенню якості обслуговування. Практика показує, що якість роботи мережі не критично до навантаження на мережу. Наприклад, в ряді джерел приводяться результати, які свідчать про те, що при збільшенні трафіку на 25% вірогідність порушення зв'язку зростає менш ніж на 10% [77, 109].

Планування мереж фіксованого зв'язку (абонентського доступу) аналогічно плануванню стільникових мереж мобільного зв'язку. Особливості планування зв'язані в першу чергу з питаннями формування зон перекриття стільникової мережі, і з особливістю забезпечення зв'язку з фіксованими абонентами (табл.9.12).

Таблиця 4.3

Сравнение сотовых сетей с фиксированными и мобильными абонентами

Характеристики	Мобильные абоненты	Фиксированные абоненты
Происхождение трафика	Перемещающиеся люди с мобильными телефонами. Динамический сценарий, трудно точно прогнозировать	Статические установки. Главным образом статический сценарий, вероятно, позволяет делать более точный прогноз и, следовательно, лучше согласовывать с емкостью системы

Характеристики	Мобильные абоненты	Фиксированные абоненты
Распределение радиочастот	Главным образом закрытые трассы с релейскими замираниями. Мобильная антенна может попадать в различные окружающие условия, включая замкнутые помещения и движение с высокой скоростью. Антенна может находиться в произвольном положении поляризации. Моделирование менее детализированное из-за более однородного многолучевого распространения и мобильности	Трассы почти прямой видимости с районскими замираниями и более оптимальным размещением антенн. Антенна радиосистемы абонента фиксирована, обычно расположена выше преград, имеет постоянную ориентацию поляризации. Моделирование более напряженное из-за менее однородной среды. Встречаются трассы от прямой видимости до сильно закрытых (дополнительные потери более 60 дБ относительно свободного пространства)
Бюджет линии	Запас на переход между ячейками и потери в зданиях. Явный запас на замирания не требуется, так как телефон перемещается по зоне замирания (запас учтен в чувствительности приемника)	Не требуется запас на переход между ячейками и потери в зданиях. Требуется запас на временные замирания из-за нестационарности среды
Переиспользование частоты	Типовые схемы: многоячеечная с 12-кратным переиспользованием; трехсекторные ячейки с 4-, 12-кратным переиспользованием (а также секторное использование 7, 21 или 4, 24). Поляризационное переиспользование не применимо из-за всенаправленности мобильной антенны	Типовые схемы: многоячеечная с 7-кратным переиспользованием; трехсекторные ячейки с 3-, 9-кратным переиспользованием. Для снижения внутриканальных помех используются секторное вращение и поляризационное разделение
Планирование роста емкости	Секторами, разделением ячеек и дополнительным заполнением по мере необходимости	Требуется предварительное планирование из-за направленности антенной системы абонента, желательно избегать крупномасштабного перенацеливания
Планирование ячейки	Всенаправленная мобильная антенна, поэтому ориентация не важна. Мобильная антенна, обычно расположенная на расстоянии 1,5 м от земли	Направленная антенная система абонента требует контроля ориентации по оценке отношения сигнал/шум. Антенная система абонента на разной высоте, в зависимости от размеров дома, предпочитаемых оператором установок и ограничений местного планирования
Планирование сети	Требуется планирование сложной системы из параметров BSC, MSC, VLR и HLR	Упрощенное планирование обратного канала

Табл. 9.12

Мережі фіксованого зв'язку можуть розгортатися для представлення послуг зв'язку в областях, де потенціально щільність абонентів низька, середня чи висока. Це типово для більшості міських і приміських мереж, а також декотрих із сільських районів. Для мереж такого типу точне розташування потенціальних абонентів зазвичай невідомо на момент планування, тому зона перекриття і трафік прогноуються для декотрої області (пікселі), а не для точного розташування абонентів. Для мереж фіксованого зв'язку зазвичай характерно наступне:

- Щільність забудови чи економічні причини не дозволяють в місці розташування абонентів використовувати високі мачти, щоб оптимізувати енергетичні параметри радіотраси;
- Обладнання абонента може бути встановлено тільки в точці розташування абонента чи поряд;
- Радіотраси, як правило, не являються лініями прямої видимості і, відповідно, буде присутнє значне затінення;
- Забезпечення з'єднання абонентів в будь-якій точці зони обслуговування потребує хорошої зони перекриття;
- Для досягнення пропускну здатності важливі ретельне проектування і оцінка можливої завадної обстановки;
- Проект мережі повинен передбачати можливість її розширення.

Мережі фіксованого зв'язку подібно стільниковим мережам рухомого зв'язку використовують також повторення одних і тих-же частотних каналів в стільниковій структурі мережі. Частотне планування мереж фіксованого зв'язку аналогічно частотному плануванню в стільникових мережах мобільного зв'язку.

Окремі рекомендації з питань планування стільникових мереж зв'язку приводяться [9,10].

#### **4.4. Методика побудови початкового наближення стільникових мереж**

Висока частотна ефективність стільникових мереж радіозв'язку досягається за рахунок можливості повторення одних і тих-же частотних каналів в стільниковій структурі мережі. Сукупність ближніх стільників, в яких неможливо використовувати одні і ті ж частотні канали із-за появи взаємних (соканалних) завад, називається кластером. Розмірність кластера (С) визначається числом стільників в його складі. Очевидно, сукупність кластерів, що використовуються для побудови стільникової мережі, буде визначати принцип частотного призначення в мережі.

Типи кластерів і відповідне розподілення груп частот в них являється моделями повторного використання частот. У випадку несекторизованих стільників (ненаправлених антен базових станцій) модель передбачає передачу сигналу однакової потужності у всіх напрямках, що для мобільних станцій еквівалентно прийманню завад від всіх сусідніх базових станцій. При використанні секторизованих стільників (направлених антен базових станцій) сигнал випромінюється в певному напрямку. Це дозволяє знизити рівень взаємних завад і більш ефективно використовувати частотний ресурс мережі, частіше повторюючи частоти в стільниках. Число секторів в стільнику М. При М=1 -ненаправлена антена, при М=3 -три сектори(комірки) з діаграмою спрямованості антен  $\Theta = 120^\circ$  і М=6 -шість секторів(комірок) з діаграмою спрямованості антен  $\Theta = 60^\circ$ .

Рекомендації по типам використовуємих кластерів і моделям повторного використання частот дає, як правило, виробник стільникової системи зв'язку, і вони залежать від стандарту системи і модифікації базового обладнання.

При побудові початкового наближення стільникової мережі будемо вважати постійними щільність абонентського трафіку по території обслуговування і, відповідно, розміри всіх стільників мережі, а морфоструктуру місцевості однотипною (відкрита місцевість, приміський район чи міська забудова). Тому для підвищення точності побудови початкового наближення мережі потрібно всю територію обслуговування умовно розбити на фрагменти, де сформульовані вище допущення можна вважати прийнятними.

Далі для кожного із фрагментів мережі необхідно визначити тип кластерів, які визначають архітектуру мережі в цілому і моделі частотного призначення, провести розрахунок просторових параметрів стільників і комірок (секторів), визначити потужності передатчиків базових станцій і побудувати частотний план мережі.

Етап 1. Вибір типу кластера. Головним критерієм при виборі кластера являється виконання потреб по допустимому відношенню сигнал/завада  $(c/n)_{thr}$  в точці прийому, перед всім в основному каналі. Тут розглядаються лише внутрішньосистемні завади. Величина  $(c/n)_{thr}$  (захисне, чи порогове відношення сигнал/завада, як правило, відома і, наприклад, для аналогових стільникових систем стандарту NMT-450 складає 18 дБ, для цифрових стільникових систем стандарту GSM- 9 дБ.

Для вибору кластеру необхідно також задати потреби до вірогідності події, коли відношення сигнал/завада в точці прийому виявиться нижче порогового. Ця величина оцінює стійкість зв'язку при переміщенні рухомого об'єкта в зоні обслуговування мережі. Зазвичай цю вірогідність задають на рівні 0,1...0,15. Внутрішньосистемні завади в стільниковій архітектурі мережі рухомого зв'язку створюють перед всім базові станції сусідніх кластерів, які працюють на повторюваних частотах. В кластерах з несекторизованими стільниками таких близько розташованих базових станцій, що створюють завади по основному каналу, як це впливає з рис.9.41, буде шість. В кластерах с трьох- і шестисекторними стільниками- дві і одна завада відповідно. Рівень завад залежить від розмірності кластеру  $C$ , радіусу стільників  $R_0$  і відстані між стільниками з повторюваними

$$q = \frac{D}{R_0} \approx \sqrt{3C}$$

частотами  $D$ , і зв'язаний з захисним співвідношенням

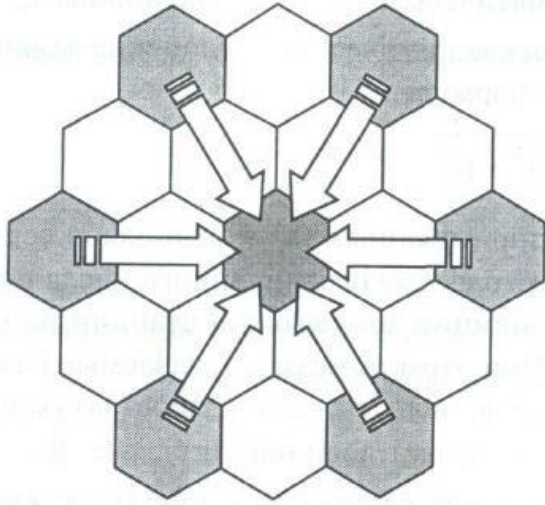


Рис. 4.4. Помехи по основному каналу приёма

Рис. 9.41

Вважаючи, що в більшості випадків затухання сигналу (завади) в системах рухомого зв'язку обернено пропорційно  $d^4$ , де  $d$  - відстань від джерела сигналу (завади), можна оцінити відносний рівень завад по основному каналу прийому для абонентських станцій, що знаходяться на границі стільників, який складає [10] для стільників з ненаправленою антеною ( $M=1$ )

$$\beta_1 = \beta_2 = (q-1)^{-4}, \beta_3 = \beta_4 = q^{-4}, \beta_5 = \beta_6 = (q+1)^{-4}, \quad (4.2)$$

а для стільників з направленими антенами:

$$\text{При } M=3 \quad \beta_1 = (q+0,7)^{-4}, \beta_2 = q^{-4}, \quad (4.3)$$

$$\text{При } M=6 \quad \beta_1 = (q+1)^{-4}.$$

В системах рухомого зв'язку локальне середнє значення сигналу(завади) є випадковою величиною з логнормальним розподіленням з щільністю вірогідності

$$W(x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \gamma_i x_i} \exp\left[-\frac{(\ln x_i - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right], x_i \geq 0 \quad (4.4)$$

$$W(x_i) = 0, x_i < 0,$$

де  $x_i$  - локальне середнє значення потужності сигналу(завади);

$\mu_i$  - математичне очікування величини  $x_i$ ;

$\sigma_i$  - середньоквадратичне відхилення величини  $\ln x_i$ , яке визначається по формулі

$$\sigma_i = \sqrt{(\overline{\ln x_i})^2 - \mu_i^2}. \quad (4.5)$$

Для несекторизованих ( $M=1$ ) і слабо секторизованих стільників ( $M=3$ ) має місце сума обмеженого числа похибок, які впливають на приймач абонентської станції на частоті основного каналу прийому. При цьому завади що створюються базовими станціями сусідніх кластерів, відчуюють різне затухання  $\beta_i$ , яке в свою чергу, визначає величину  $\ln x_i$ , т. е.  $\beta_i = e^{\mu_i}$ . Усереднена умови розповсюдження радіохвиль в зоні обслуговування, що цілком правильно в випадку однотипної морфоструктури місцевості, можна покласти  $\sigma_i = \sigma_0$ . Оскільки завади між собою

некорельовані, то еквівалентна завада (сума завад) має логнормальне розподілення з математичним очікуванням

$$m_e = \sum_{i=1}^n m_i = e^{\frac{\sigma^2}{2}} \sum_{i=1}^n \beta_i$$

$$\text{и дисперсией } D_e = \sum_{i=1}^n D_i = e^{\sigma^2} (e^{\sigma^2} - 1) \left( \sum_{i=1}^n \beta_i \right)^2 \quad (4.6)$$

Таким чином, розрахувавши перші два моменти сумарної завади, можна визначити еквівалентні параметри завади  $\sigma_e$  і  $\mu_e$ :

$$\sigma_e^2 = \ln \left[ 1 + \frac{(e^{\sigma^2} - 1) \sum \beta_i^2}{\left( \sum \beta_i \right)^2} \right];$$

$$\mu_e = \ln \sum_{i=1}^n \beta_i + (\sigma^2 - \sigma_e^2) / 2.$$

Так як сигнал і еквівалентна завада в пункті прийому розподілені по логнормальному закону(4.4), то їх відношення в децибелах має нормальне розподілення з щільністю вірогідності

$$W(y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_i} \exp \left[ -\frac{(y_i - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2} \right],$$

$$\mu_i = \mu_{\text{сигнала}} - \mu_e = 10 \lg \left( \frac{1}{\beta_e} \right);$$

де  $y_i$  - відношення сигнал/завада;

$$\sigma_i^2 = \sigma^2 + \sigma_e^2;$$

$$\beta_e = \sum_{i=1}^n \beta_i e^{\gamma^2 (\sigma^2 - \sigma_e^2) / 2}; \quad \gamma = 0,11 \lg \left( \frac{1}{\beta_e} \right).$$

Вірогідність невиконання умов по допустимому відношенню сигнал/завада  $(c/n)_{thr}$  В точці прийому залежить від розмірності кластеру і визначається за формулою

$$P(C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{(c/n)_{thr}} \exp \left[ -\frac{(y_i - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2} \right] dy \quad (4.7)$$

$$z = \frac{y_i - \mu_i}{\sigma_i}$$

Вводячи нову змінну  $z$  і враховуючи симетрію функції  $P(C)$  відносно осі ординат, отримуємо

$$P(C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z'}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz, \quad (4.8)$$

$$\text{где } z' = \frac{\mu_i - \left( \frac{c}{n} \right)_{thr}}{\sigma_i} = \frac{10 \lg \left( \frac{1}{\beta_e} \right) - \left( \frac{c}{n} \right)_{thr}}{\sqrt{\sigma^2 + \sigma_e^2}}.$$

Результати оцінки різних варіантів кластерів для стандарту NMT-450 і GSM-900 приведені в табл.9.13, 9.14.

Аналіз показує, що вірогідність  $P(C)$  убуває з ростом розмірності кластера. При цьому одночасно падає частотна ефективність мережі. Оцінюються різні варіанти кластерів і вибирається оптимальний.

Таблиця 4.4

Оценки кластеров для сети стандарта NMT-450

Размерность кластера С	Параметры	Секторность М								
		1			3			6		
3	$\sigma$ , дБ	4	7	10	4	7	10	4	7	10
	$P(C)$ , %	-	-	-	-	-	-	14,5	27,4	33,7
4	$\sigma$ , дБ	4	7	10	4	7	10	4	7	10
	$P(C)$ , %	-	-	-	39,4	46	47,2	7,9	20,9	28,5
7	$\sigma$ , дБ	4	7	10	4	7	10	4	7	10
	$P(C)$ , %	-	-	-	13,1	29,8	35,6	1,7	11,3	19,8

Таблиця 4.5

Оценки кластеров для сети стандарта GSM-900

Размерность кластера С	Параметры	Секторность М								
		1			3			6		
3	$\sigma$ , дБ	4	7	10	4	7	10	4	7	10
	$P(C)$ , %	-	-	-	6,2	21,8	29,5	0,4	6,6	14,5
4	$\sigma$ , дБ	4	7	10	4	7	10	4	7	10
	$P(C)$ , %	39	49,6	-	2,3	14,7	23,6	0,3	4,3	11,5

Окончание табл. 4.5

Размерность кластера С	Параметры	Секторность М								
		1			3			6		
7	$\sigma$ , дБ	4	7	10	4	7	10	4	7	10
	$P(C)$ , %	6,4	25,8	35	0,2	6,4	15,2	0,01	1,7	6,8

Табл. 9.13, 9.14

Етап 2. Визначення просторових параметрів мережі. Вихідними параметрами для розрахунку просторових параметрів мережі є:

- Площа зони обслуговування  $S$ ;
- Число користувачів(абонентів) в зоні обслуговування  $N_a$ ;
- Число робочих частот, виділених оператору;
- Число каналів, що приходяться на одну несучу (для стандарту NMT-450  $n=1$ , для стандарту GSM-900  $n=8$ );
- Число каналів, що використовуються для управління і сигналізації;
- Допустима вірогідність блокування виклику в час «пік» (відмови в обслуговуванні)  $P_{бл}$ ;
- Активність одного абонента в час найбільшого навантаження  $A_{ср}$  (відповідно до умов  $A_{ср} = 0,03 \dots 0,05$  Эрл).

Визначення просторових параметрів мережі для вибраного типу кластера при фіксованому числі трафікових каналів  $N_n$ , що приходиться на стільник(комірку), зв'язано з допустимим телефонним навантаженням на комірку  $A_c$  при заданій

вірогідності відмови в обслуговуванні (блокування вивозу  $P_{\text{бл}}$ ), яка розраховується по формулі Ерланга

$$P_{\text{бл}} = \frac{A_c^{N_n} / N_n!}{\sum_{i=0}^{N_n} \frac{A_c^i}{i!}} \quad (4.9)$$

Загальне число каналів для кожного сектору чи зони обслуговування включає, окрім трафікових, канали управління і сигналізації.

Рекомендації по співвідношенню трафікових каналів і каналів управління і сигналізації в стандарті NMT-450 і GSM-900 приведені в табл.9.15.

Таблиця 4.6

Рекомендации по соотношению каналов

Стандарт	Число каналов		
	Трафиковых $N_n$	Управления и сигнализации $N_{\text{упр}}$	Общее $N_n + N_{\text{упр}}$
NMT-450	1-8	—	1-8
	9-15	1	10-16
	16-30	2	18-32
	31-48	3	34-51
GSM-900	1-7	1	1
	8-15	1	2
	16-22	2	3
	23-30	2	4
	31-37	3	5

Табл. 9.15

При малому навантаженні на стільник завжди є вільний канал, який може використовуватись в якості каналу управління. При більш високому навантаженні може виникнути ситуація, коли потрібно виділення окремого каналу управління.

Після визначення величини  $A_c$  знаходяться шукані параметри:

- Число абонентів, що обслуговуються однією базовою станцією в час найбільшого навантаження  $N_{\text{БС}} = M \text{ int} (A_c / A_{\text{ср}})$ ;
- Число базових станцій в мережі  $K = \text{int} (N_a / N_{\text{БС}})$ ;
- Радіус стільника  $R_0 = \sqrt{(S) / \pi K}$ .

На цьому етапі побудови початкового наближення мережі з'являється можливість зменшити число базових станцій в складі мережі за рахунок декотрого зниження її частотної ефективності; в протилежному випадку може виникнути питання про необхідність розщеплення стільників для забезпечення заданого рівня обслуговування в районах підвищеного трафіку. Тоді необхідно виділити зону підвищеної щільності трафіку і визначити розміри стільників окремо для даної зони(рис 4.5).

Етап 3. Визначення параметрів базових станцій. При визначенні параметрів базових станцій мережі (потужності передатчиків  $P_{\text{БС}}$  (дБВт) і висот антен  $h_{\text{БС}}$ ) необхідно використовувати технічні дані радіообладнання мережі, зокрема, чуттєвості приймачів мобільних станцій  $P_{\text{МС}}$  (дБВт), висоти їх антен  $h_{\text{МС}}$ , і коефіцієнти



підсилення антенних пристроїв базових станцій  $G_{БС}$  і відомості про морфоструктуру місцевості.

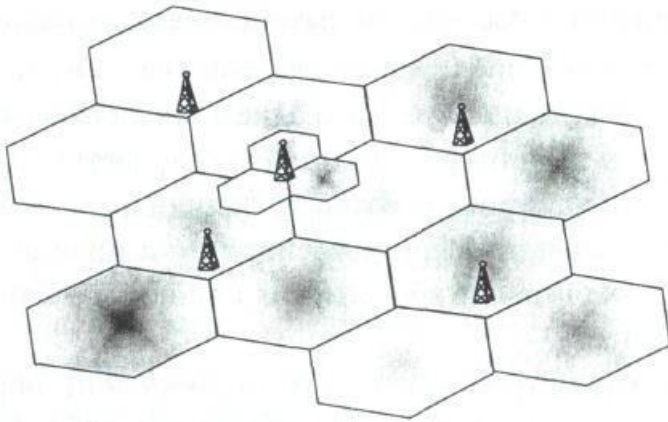


Рис. 4.5. Расщепление сот

Рис. 9.42

На цьому етапі використовується методика прогнозу зон покриття на основі статистичної моделі напруженості поля сигналу в точці прийому.

Визначення потужності передавачів базових станцій здійснюється при умові, що висоти антен базових і мобільних станцій задані, або вирішується обернена задача визначення висот антен передавачів базових станцій при заданій місцевості.

Етап 4. Складення частотного плану. Після знаходження основних параметрів частотно-територіального плану відомі конфігурації кластерів, що використовуються для побудови стільникової мережі, і модель повторного використання частот. Знаючи число частотних каналів, що приходяться на кожен базову станцію, формуємо групи частот і розподіляємо номінали частот. При призначенні частот повинні бути зведені до мінімуму завади між стільниками, в яких застосовуються сусідні частотні канали, а також інтермодуляційні завади між частотними каналами, задіяними в одному секторі стільника.

Розподілення частотного ресурсу по групам, базовим станціям і їх секторам здійснюється з врахуванням наступних обмежень:

- Мінімального частотного розносу радіоканалів в складі однієї стійки базової станції, визначуваного вимогами використання найбільш простих пристроїв складення потужності каналних передавачів (комбайнерів) для роботи на загальну передавальну антену,  $\Delta F_{БС \min}$ , кГц;
- Мінімального частотного розносу радіоканалів суміжних секторів, в тому рахунку однієї базової станції,  $\Delta F_{С \min}$ , кГц ;
- Радіоканали, що використовуються в одному секторі базової станції повинні бути інтермодуляційно-сумісними, тобто не утворювати в приймачах базової станції завад інтермодуляційного характеру при впливі на прийомі декількох заважаючих сигналів абонентських станцій, працюючих в одному секторі.

Значення параметрів частотних обмежень визначаються використовуємим стандартом і представлені у виді табл.9.17 для стандартів NMT-450 і GSM-900.

Таблица 4.7

## Значения параметров частотных ограничений

Стандарт	Шаг сетки частот, кГц	Общая стойка БС		Смежные сектора		Общий сектор (зона)	
		$\Delta F_{\text{БСmin}}$ , кГц	$\Delta N_{\text{БСmin}}$	$\Delta F_{\text{Сmin}}$ , кГц	$\Delta N_{\text{Сmin}}$	Кол-во р/каналов	Исключение интермодуляционных помех типа:
NMT	25	175	7	50	2	> 6	$F_{\text{пом}} = 2F_i - F_j$ $F_{\text{пом}} = 2F_i + F_j - F_q$
GSM	200	800	4	400	2	–	–

Примечание.  $\Delta N_{\text{БСmin}}$  – минимальный частотный разнос радиоканалов в составе одной стойки БС (число каналов между радиоканалами в группе частот, используемой в данной стойке), выраженной в единицах номинала шага регулярной частотной сетки;  $\Delta N_{\text{Сmin}}$  – минимальный частотный разнос радиоканалов смежных секторов, в том числе одной БС (число каналов между группами частот, используемыми в соседних секторах), выраженный в единицах номинала шага регулярной частотной сетки;  $F_i, F_j, F_q$  – несущие частоты мешающих сигналов абонентских станций, работающих в одном секторе (зоне).

## Табл. 9.17

Впливом на якість зв'язку в мережі завод інтермодуляційного походження можна знехтувати, якщо при частотному плануванні використовувати інтермодуляційно-сумісні частоти, або мати на базовій станції можливість вибору потрібного каналу по відношенню сигнал/завада. Наприклад, в стандарті NMT-450 із 23 частот рівномірної сітки і шість інтермодуляційно-сумісних (незалежних) частот і, якщо трафік в мережі такий, що в середньому на сектор (зону) припадає не більш шести зайнятих радіоканалів, то суттєвого впливу інтермодуляційно-залежні частоти на зміну заводної обстановки не здійснять, так як автоматично будуть вибиратись радіоканали, працюючі на інтермодуляційно-сумісних частотах.

#### 4.5 Особливості частотно-територіального планування пейджингових мереж

При вирішенні задачі частотно-територіального планування мереж персонального радіовиклику (МПРВ) основна увага приділяється наступним цілям: максимальна зона обслуговування; мінімальна вартість системи.

Для досягнення першої з цілей необхідно оптимізувати такі параметри, як потужність випромінення передавача та його розміщення, висота підвісу і діаграма напрямленості передавальної антени, азимут напряму випромінення головної пелюстки.

Планування МПРВ проводиться у наступному порядку:

1. Вибір місцезнаходження базової станції. Базова станція має розташовуватися у такому місці, щоб забезпечувати найбільше покриття території (на високому місці) або задовольняти іншим вимогам щодо площі зони обслуговування або зони завод (може бути у западині).
2. Вибір передавальної антени. Антена вибирається у залежності від зони обслуговування, яку потребується забезпечити: якщо це населений пункт, то діаграма направленості повинна бути широкою, якщо це автомагістраль – вузькою.

3. Вибір азимута напряму основного випромінення. Азимут вибирається у залежності від вимог до зони обслуговування.
4. Вибір висоти підвісу антени. Якщо система розгортається у місті, то антену потрібно розмістити або на телевежі, або на високій будівлі. Якщо базова станція розміщена у невеликому населеному пункті, де немає високих споруд, то для забезпечення великої висоти підвісу потребується будівництво вишки. Це пов'язано з великими фінансовими витратами, яких можна уникнути, забезпечуючи потрібну дальність зони обслуговування за рахунок потужності передавача та коефіцієнту посилення антени.
5. Розрахунок потужності передавача в залежності від вимог до дальності зони обслуговування. Розрахунок проводиться по Рекомендації 529.
6. Розрахунок зони обслуговування. Розрахувавши потужність передавача, уточнюють дальність зони обслуговування по всіх напрямках. Зона обслуговування розраховується по Рекомендації 529. Якщо зона обслуговування перевищує потрібні розміри або, навпаки, недостатньо велика, то слід повернутися до одного або декількох попередніх пунктів та або вибрати інше місце розміщення базової станції, або задатися іншим значенням висоти підвісу антени, або потужністю передавача, або азимуту основного випромінення.
7. Розрахунок зони завад. Зона завад розраховується по заданій напруженості поля при заданій висоті прийомної антени. Розрахунок проводиться по Рекомендації 370. Якщо зона завад перевищує допустимі розміри, то вона може заважати нормальній роботі інших МПРВ або інших систем радіозв'язку. Тому потрібно переглянути один або декілька пунктів з 1-го по 5-й і задатися або меншою потужністю, або меншою висотою підвісу, або змінити інші параметри.

При плануванні МПРВ у пограничній зоні на перше місце виходить інша ціль: забезпечення на державному кордоні (держкордоні) рівня поля, не перевищуючого задану величину. Якщо зона обслуговування розраховується виходячи з даної умови, то покриття усієї заданої території не завжди може бути виконане. Тоді задача вирішується з застосуванням великої кількості базових станцій з меншою потужністю передавачів. Звісно, що в цьому випадку вартість системи різко зростає і можуть виникнути також проблеми, пов'язані з електромагнітною сумісністю.

Отже, при плануванні МПРВ у прикордонній області можна використовувати наступний алгоритм:

1. Вибір місцезнаходження базової станції. Базова станція має бути розташована так далеко від кордону, як це тільки можливо.
2. Вибір передавальної антени. До будь-якої антени пред'являється вимога: пригнічення випромінення у напрямленні держкордону має бути максимальним.
3. Вибір висоти підвісу антени. Критерії вибору такі ж, як для першого випадку.
4. Вибір азимута напряму основного випромінення. У більшості випадків антену повертають мінімумом випромінення до держкордону. Але можуть бути і інші

- вимоги до зони обслуговування, тоді положення антени відносно держкордону може бути будь-яким.
5. Розрахунок максимальної потужності передавача. При відомій мінімальній відстані до держкордону, максимальному рівні поля на держкордоні, втратах в АФТ та послабленні випромінення антени у зворотному напрямку можна обчислити максимальну потужність передавача по Рекомендації 370.
  6. Розрахунок зони завад. Знаючи потужність передавача та інші параметри з попередніх пунктів можна розрахувати дальність зони завад в залежності від кута діаграми направленості. Для розрахунку використовується Рекомендація 370. У випадку, якщо дальність зони завад у напрямку держкордону перевищує мінімальну відстань, потрібно зменшити або потужність передавача, або висоту підвісу антени, або застосувати антени з більшим послабленням випромінення у зворотному напрямку.
  7. Розрахунок зони обслуговування. Використовуючи ті ж параметри, що і в п. 5, можна розрахувати дальність зони завад. Для розрахунку використовується Рекомендація 529. Оскільки при плануванні МПРВ в прикордонній зоні на передній план виходить вимога щодо неперевищення максимально допустимого рівня напруженості поля завад на державному кордоні, площа зони обслуговування може бути менше, ніж передбачалося раніше. Для її збільшення потрібно вибрати антену з більшим коефіцієнтом посилення потужності у головному напрямку випромінення або з більшою шириною діаграми направленості. При цьому слід враховувати раніше пред'явлені вимоги.

При частотно - територіальному плануванні МПРВ для розрахунку зони обслуговування базової станції потрібно знати основні вимоги до енергетичних параметрів передавача МПРВ і приймача (пейджера): потужність передавача базової станції, реальну чутливість пейджера, мінімальну напруженість поля, відношення сигнал/шум на вході пейджера і т. п. При цьому потужність передавача – це один із головних параметрів системи, що характеризує рівень сигналу у точці прийому, а значить, такий, що забезпечує потрібне відношення сигнал/завада на вході пейджера, а в підсумку – ефективність радіозв'язку у напрямку БС – АС.

Основа енергетичного розрахунку радіолінії складають два рівняння, які називаються рівняннями передачі [7].

Перше з них кількісно зображає взаємозв'язок між потужністю радіосигналу на

вході приймача  $P_{\text{прм}}$ , потужністю передавача  $P_{\text{прд}}$  і параметрами ділянки

зв'язку між передавачем і приймачем  $\vec{A}$ :

$$P_{\text{прм}} = f(P_{\text{прд}}, \vec{A}).$$

Друге рівняння передачі (рівняння якості) пов'язує якість передачі сигналів по радіоканалу з потужністю радіосигналу на вході приймача, параметрами тракту

прийому і способами обробки сигналів в приймачі  $\vec{B}$ :

$$Q = \varphi(P_{\text{прм}}, \vec{B}).$$

В найбільш загальному вигляді перше рівняння передачі має вигляд:

$$P_{\text{прм}} = \frac{P_{\text{прд}} \eta_{\text{ф,пер}} G_{\text{а,пер}} \zeta_{\text{п}} \eta_{\text{ф,пр}} G_{\text{а,пр}} \zeta_{\text{ж}}}{W_0 W_{\text{т}}},$$

Де  $\eta_{\text{ф,пер}}$  і  $\eta_{\text{ф,пр}}$  - ККД передаючого і прийомного фідерів;  $G_{\text{а,пер}}$  і  $G_{\text{а,пр}}$  - коефіцієнти посилення передаючої і прийомної антен;  $\zeta_{\text{п}}$  - коефіцієнт узгодження антен з радіосигналом по поляризації;  $\zeta_{\text{с}}$  - коефіцієнт узгодження приймача з антеною;  $W_0$  - затухання радіохвиль у вільному просторі;  $W_{\text{т}}$  - додаткове затухання радіохвиль на трасі РРВ.

Вихідними даними для енергетичного розрахунку є:

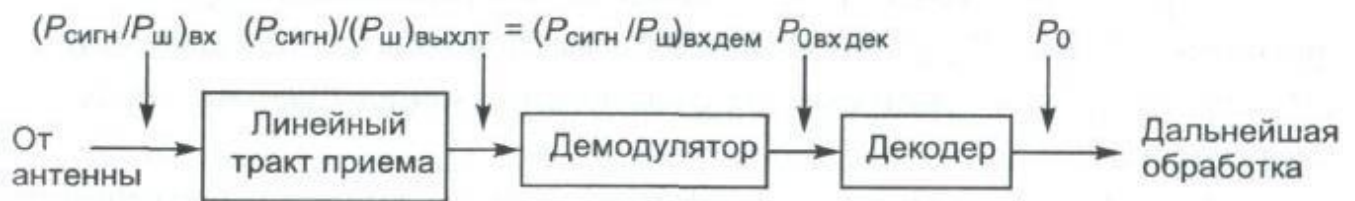


Рис. 4.6 Тракт прийому

- діапазон частот;
- види передаваної інформації (аналогова, цифрова);
- швидкість передачі цифрових потоків;
- вимоги до якості передачі аналогової або цифрової інформації;
- необхідні показники ефективності радіозв'язку.

У вирази (4.10), (4.11) входить реальна чутливість  $P_{\text{прм}}$  приймача, під якою розуміють потужність радіосигналів на його вході, необхідну для забезпечення заданої якості зв'язку. Реальна чутливість приймача (пейджер) залежить від виду використовуваних сигналів, способів їх формування та обробки на прийомі, а також шумових характеристик тракту прийому (рис. 4.6).

Шумові властивості лінійного тракту прийому характеризуються коефіцієнтом шуму, який визначається виразом:

$$N_{\text{ш}} = \frac{(P_{\text{с}} / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_{\text{с}} / P_{\text{ш}})_{\text{выхлт}}} \quad (4.13)$$

Де  $(P_{\text{с}} / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}$  і  $(P_{\text{с}} / P_{\text{ш}})_{\text{выхлт}}$  - відношення потужності сигналу до потужності шуму на вході приймача та виході його лінійного тракту відповідно. Відношення (4.13) можна звести до вигляду

$$(P_{\text{с}} / P_{\text{ш}})_{\text{вх доп}} = N_{\text{ш}} (P_{\text{с}} / P_{\text{ш}})_{\text{выхлт доп}}$$

Звідси, з урахуванням того, що  $(P_c / P_{ш})_{\text{вх лт доп}} = (P_c / P_{ш})_{\text{вх дем доп}}$  можна отримати вираз для реальної чутливості приймача

$$P_{рч} = P_{с \text{ вх доп}} = N_{ш} P_{ш \text{ вх}} (P_c / P_{ш})_{\text{вх дем доп}} \quad (4.14)$$

Де  $P_{рч}$  - реальна чутливість приймача,  $N_{ш}$  - коефіцієнт шуму;  
 $P_{ш \text{ вх}}$  - потужність шумів на вході приймача;  $(P_c / P_{ш})_{\text{вх дем доп}}$  - допустиме відношення сигнал/шум на вході демодулятора.

Найбільшу долю в коефіцієнт шуму вносять шуми перших каскадів приймача.

Для зменшення впливу наступних каскадів на  $N_{ш}$ , а значить, і на чутливість приймача, важливо забезпечити велике значення коефіцієнта посилення по потужності перших каскадів.

Загальний коефіцієнт шуму можна знайти по наближеній формулі

$$N_{ш} = N_{\text{вх}} + (1, 1 \dots 1, 2) \frac{t_{ш1}}{K_{P_{\text{вх}}}}, \quad (4.15)$$

Де  $N_{\text{вх}}$  - коефіцієнт шуму вхідного ланцюга;  $t_{ш1}$  - відносна шумова температура активного елемента відповідного каскада;  $K_{P_{\text{вх}}}$  - коефіцієнт передачі по потужності вхідного ланцюга (при налаштованому вхідному ланцюгу у вигляді узгодження по потужності коефіцієнт передачі  $K_{P_{\text{вх}}} = 0.5$ )  
 Відомо, що коефіцієнт шуму вхідного ланцюга зворотно пропорційний його коефіцієнту передачі по потужності  $N_{\text{вх}} = K_{P_{\text{вх}}}^{-1}$ , відповідно

$$N_{ш} = \frac{1 + (1, 1 \dots 1, 2)t_{ш1}}{K_{P_{\text{вх}}}}. \quad (4.16)$$

Коефіцієнт передачі по потужності вхідного ланцюга залежить від його типу, ступеню узгодження з антеною і наступними каскадами.

Вираз для розрахунку повної потужності шумів, діючих на вході приймача, має вигляд:

$$P_{ш \text{ вх}} = (P_{ш \text{ а}} + P_{ш \text{ атм}} + P_{ш \text{ шт}}) \eta_{\text{ф, пр.}} \quad (4.17)$$

Де  $P_{ш \text{ а}}$  - потужність шумів на вході приймача, що вноситься антеною;  $P_{ш \text{ атм}}$  - потужність шумів, що вноситься атмосферою Землі;  $P_{ш \text{ шт}}$  - потужність теплових втрат в АФТ;  $\eta_{\text{ф, пр.}}$  - ККД прийомного фідера.

Шуми як антени, так і атмосфери у загальному випадку залежать від типу антени, її напрямних властивостей, конструкції фідерного тракту, що визначається вибраною ділянкою діапазону частот. Для пейджингових радіоприймачів антени

являються слабконапрямленими і впливом фідера на шуми можна знехтувати ( $P_{\text{шт}} \approx 0$ ). У цьому випадку шуми, що вносяться антеною і атмосферою, можна розрахувати по формулам:

$$P_{\text{ша}} = kT\Delta F_{\text{эф}}; \quad (4.18)$$

$$P_{\text{шатм}} = kT_{\text{атм}}\Delta F_{\text{эф}}; \quad (4.19)$$

Де  $T$  - абсолютна температура навколишнього середовища ( $T \approx 290^\circ\text{K}$ );

$T_{\text{атм}}$  - еквівалентна шумова температура атмосфери;  $\Delta F_{\text{эф}}$  - ефективна шумова полоса тракту прийому (приблизно рівна полосі пропускання приймача);

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт}/(\text{Гц} \cdot \text{К})$$

- постійна Больцмана.

Допустиме відношення сигнал/шум на вході демодулятора залежить від вигляду сигналу і методу модуляції, методу обробки сигналу при демодуляції і вимог до якості передачі інформації.

Якість передачі сигналів визначається допустимою ймовірністю помилкового прийому елемента дискретного сигналу (символу). Для розрахунку допустимого відношення сигнал/шум на вході демодулятора можна скористатися формулами, зазначеними в табл. 4.8.

Розрахунок реальної чутливості приймача доцільно проводити у наступній послідовності:

1. Для заданого вигляду первісних електричних сигналів визначається метод модуляції, його параметри і розраховується ширина спектрів радіосигналів (необхідна полоса пропускання приймача). При розрахунку ширини спектру радіосигналів можна скористатися наступними приблизними співвідношеннями:

при передачі ФМ сигналів

$$\Delta F_{\text{рс}} \approx (2,5 \dots 3) / \tau_0 \quad (4.20)$$

( $\tau_0$  - тривалість елементарної послілки)

$$\Delta F_{\text{рс}} = \Delta f_{\text{сдв}} + \frac{2}{\tau_0}$$

При передачі ЧМ сигналів

частотний зсув,

$$\Delta f_{\text{сдв}} \geq (3 - 4) \tau_0^{-1}$$

- при ЧТ, де  $\Delta f_{\text{сдв}}$  -

Таблиця 9.18

## Потенційна завадостійкість

Вид сигналу	Вероятность ошибки $p_{ош}$	
	Канал с постоянными параметрами	Канал с переменными параметрами
ЧМ	$\frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}$	$\frac{1}{2+h_0^2}$
ФМ (сравнение фаз)	$\frac{1}{2} e^{-h^2}$	$\frac{1}{2(1+h_0^2)}$
ФМ (сравнение полярностей)	$\frac{1}{2} [1 - F^2(\sqrt{2h^2})]$	$\frac{1}{2+3h_0^2}, (h_0^2 \gg 1)$

При цьому мінімально необхідна полоса пропускання радіотракту може бути обчислена по формулі

$$\Delta F_{рт} \geq \Delta F_{рс} + 2\Delta f_{прм}, \quad (4.21)$$

Де  $\Delta f_{прм}$  - абсолютна нестабільність радіоприймача.

- Виходячи з вимог до якості передачі інформації по формулам табл. 4.8 знаходиться необхідне відношення сигнал/шум на вході демодулятора

$$h_{доп}^2 = (P_c / P_{ш})_{вх дем доп}$$

- Проводиться розрахунок потужності шумів на вході радіоприймача.
- Визначається шумова температура перших каскадів приймача, коефіцієнт передачі вхідного ланцюга  $K_{р вх}$  та коефіцієнт шуму приймача.
- Розраховується реальна чутливість радіоприймача (формула (4.14)).

#### 4.5. Особливості частотно-територіального планування мереж транкінгового зв'язку

Транкінгові системи радіозв'язку призначені для розгортка, як правило, локальних мереж професіонального зв'язку і не передбачають на відміну від територіальних (стільникових) мереж суцільного покриття території зонами обслуговування. Для досягнення високої ефективності і мінімізації вартості необхідно при плануванні забезпечити потреби в зв'язку на заданій території з використанням мінімального комплексу обладнання мережі. Це відноситься і до багатозоновим мережам транкінгового радіозв'язку, які повинні мати обмежену інфраструктуру. Зазвичай потреби по зоні обслуговування формуються з врахуванням конфігурації населених пунктів, крупних промислових зон, транспортних магістралей і числа потенційних користувачів мережі.



Топографічна прив'язка базових станцій мережі визначається, як правило з врахуванням переважаючих висот. При створенні одно- і багатозонових мереж потрібна конфігурація зона обслуговування визначається зміною потужності передатчиків, висот і діаграм спрямованості антен і базових станцій.

Частотно-територіальне планування транкінгових мереж радіозв'язку передбачає локальне частотне планування. Частотний ресурс по території обслуговування розподіляється пропорційно щільності потенціальних абонентів мережі. При цьому передбачається створення резерву частот для можливості оперативного нарощування мережі в надзвичайних ситуаціях і при проведенні різних заходів. При плануванні трасових транкінгових мереж повинна забезпечуватись максимальна повторюваність частот впродовж траси і можливість зв'язку між зонами впродовж транспортних магістралей.

Все відмічене вище в істотній мірі впливає на стратегію планування мереж транкінгового радіозв'язку і призводить до того, що використовувати регулярний алгоритм частотно-територіального планування, розроблений в розділі 4.3 стосовно до великих мереж стільникового радіозв'язку, стає неможливо.

При частотно-територіальному плануванні мереж транкінгового радіозв'язку основними задачами є [55, 74]:

- Забезпечення охоплення потрібної території зонами обслуговування з заданою якістю зв'язку;
- Забезпечення потрібної ємності мережі для обслуговування абонентського навантаження з заданою інтенсивністю втрат і мінімізації займаємого частотного ресурсу;
- Виключення внутрішньосистемних завад при багатозоновій побудові системи;
- Забезпечення електромагнітної сумісності систем транкінгового радіозв'язку і інших радіосистем, наприклад систем сухопутної рухомої служби (СПС), радіолокаційних систем (РЛС), повітряної радіонавігаційної служби (ВРНС), телебачення і др.

Частотно-територіальне планування мережі повинно включати:

- Розробку плану розміщення базових станцій;
- Визначення числа ретрансляторних каналів для кожної базової станції;
- Розрахунок зони обслуговування і зони завад для кожної базової станції;
- Розробку частотного розподілення виділених каналів для кожної базової станції;
- Адаптацію частотного плану з врахуванням частотно-територіальних обмежень потрібної зони обслуговування.

При побудові початкового наближення мережі доцільно використовувати дані про орієнтований розмір зон обслуговування і числі каналів базових станцій, виходячи із очікуваного абонентського навантаження в межах зони обслуговування. Ці дані приведені в табл. 9.19 і 9.20 [75].

Таблица 4.9

## Средние размеры зоны обслуживания, км

Тип застройки района	Ориентировочные значения радиусов зон обслуживания объектов связи		
	Стационарные объекты	Мобильные объекты	Носимые абонентские радиостанции
Сельская местность и малоэтажная застройка	60...80	20...50	5...30
Среднеэтажная застройка	40...60	15...30	4...20
Многоэтажная застройка	20...40	7...15	2...10

Табл. 9.19

Отримане таким чином наближення мережі уточняється в процесі розрахунку зон обслуговування базових станцій при заданих вимогах до зв'язку. Розрахунки проводяться при відмінній якості зв'язку в зоні (границі зони визначаються виходячи з очікуваного перевищення сигналом рівня чуттєвості в 95% місць і 95% часу (вірогідність стійкого двостороннього зв'язку 0,9)) і для хорошої чи задовільної якості зв'язку в зоні (границі зони визначаються виходячи з очікуваного перевищення сигналом рівня чуттєвості в 90% місць і 90% часу ( вірогідність стійкого двостороннього зв'язку 0,8)).

Таблица 4.10

## Число каналов базовой станции

Количество каналов БС	Время ожидания в очереди, с	Время разговора, с	Расчетное число абонентов на 1 канал при заданной вероятности ожидания в очереди			
			$P = 0,01$	$P = 0,05$	$P = 0,10$	$P = 0,20$
4(3+1)	10	30	69	122	157	202
		60	29	54	70	92
		90	18	34	45	59
		120	13	25	33	44
	20	30	90	151	187	230
		60	34	61	78	101
		90	20	37	48	63
		120	14	27	35	46
8(7+1)	10	30	360	479	545	620
		60	158	216	249	289
		90	101	139	161	188
		120	74	102	118	139
	20	30	438	555	612	676
		60	180	239	272	310
		90	110	149	171	198
		120	79	108	124	144
12(11+1)	10	30	726	889	972	1065
		60	324	406	451	503
		90	206	261	291	327
		120	151	192	214	241
	20	30	845	998	1066	1138
		60	363	444	486	532
		90	224	280	309	342
		120	162	203	225	251

Количество каналов БС	Время ожидания в очереди, с	Время разговора, с	Расчетное число абонентов на 1 канал при заданной вероятности ожидания в очереди			
			$P = 0,01$	$P = 0,05$	$P = 0,10$	$P = 0,20$
16(15+1)	10	30	1125	1319	1415	1521
		60	506	608	662	722
		90	324	392	428	470
		120	237	288	316	348
	20	30	1292	1454	1530	1607
		60	562	659	707	760
		90	350	418	452	491
		120	253	304	331	361

Табл. 9.20

При розрахунку зон обслуговування базових станцій використовується методика прогнозу на основі статистичної моделі напруженості поля сигналу (див. розд. 3.1). При цьому необхідно [75]:

1. Визначити ефективно випромінюючу потужність передатчика базової станції  
 $P_{БС\ \text{эф}} = P_{БС} - \eta_{\phi} - \eta_{к} + G_{БС}$ , де  $P_{БС}$ - потужність передатчика базової станції, дБ · кВт;  $\eta_{\phi}$ - втрати в фідері, дБ;  $\eta_{к}$ - втрати в комбайнері, дБ;  $G_{БС}$ - коефіцієнт підсилення антени базової станції відносно вібратора, дБ;
2. Визначити параметр  $\Delta h$ , що характеризує нерівномірність рельєфу місцевості для не менш ніж восьми напрямків від місця установки базової станції. Параметр  $\Delta h$  визначається по профілю траси як різниця рівнів місцевості, перевищених на 10 і 90% довжини ділянки траси протяжністю 30 км в вибраному напрямку. Орієнтовно значення  $\Delta h$  може бути визначено по різниці  $\Delta H$  максимальної і мінімальної висотних відміток місцевості на трасі, розташованій у вибраному напрямку  $\Delta h = 0,43 \Delta H$  (см. розд. 3.1).
3. Визначити ефективну висоту передаючої антени базової станції для не менш ніж восьми напрямків (див. розд. 3.1)
4. Визначити медіанне значення мінімальної напруженості поля сигналу для абонентської станції для не менш ніж восьми напрямлень від базової станції:  
 $E_{\min AC} = E_{AC} + K_0 \sigma - P_{БС\ \text{эф}} + K_{\Delta h} + K_{h_2} + G_{БС}$  де  $E_{AC}$  - напруженість поля, відповідна чуттєвості приймача абонентської станції при заданому типі

антени, дБ(мкВ/м),  $E_{AC} = 20 \lg \left( \frac{P_{рч}}{h_d} \right)$ ,  $P_{рч}$  - чуттєвість приймача, мкВт;  $h_d$  - діюча

$$h_d = \lambda \sqrt{\frac{1,64 \cdot G_{AC} \cdot R_{пр}}{2\pi}}$$

висота приймальної антени, м;

$R_{пр}$  - вхідний опір приймача, Ом;  $K_0$ - коефіцієнт логнормального розподілення, що залежить від потрібної надійності зв'язку по часу  $P_t$  і місцю  $T_d$  відповідно (приведені в табл 9.21);

Таблица 4.11

Кoeffициенты логнормального распределения

$P_t, T_d$	0,01	0,05	0,1	0,2	0,3	0,5
$K_0$	-2,3	-1,64	-1,28	-0,84	-0,53	0
$P_t, T_d$	0,7	0,8	0,9	0,95	0,99	
$K_0$	0,53	0,84	1,28	1,64	2,3	

Табл. 9.21

$$\sigma = \sqrt{[(\sigma_D^2) + (\sigma_T^2)]}$$

$\sigma_T$  и  $\sigma_D$ - стандартні відхилення сигналу по часу и місцю, дБ (приведені в табл. 4.12);  $K_{\Delta h}$ - поправка на нерівномірність рельєфу в місцевості в вибраному напрямку;  $K_{h_2}$ - поправка на зниження антени абонентської радіостанції з 10 до 3м;  $G_{БС}$  - поправка на зменшення коефіцієнта підсилення антени базової станції для вибраного напрямку.

Стандартные отклонения сигнала

Полоса частот, МГц	$\sigma_D$ , дБ			$\sigma_T$ , дБ				
	$\Delta h = 50$	$\Delta h = 150$	$\Delta h = 300$	d, км	50	100	150	175
300...3000	10	15	18	Суша	2	5	7	
30...300	8			Суша	3	7	9	11

Табл. 9.22

5. Визначити відстань до границі зони обслуговування базової станції для вибраних напрямлень відповідно до кривих розповсюдження радіохвиль, відповідними 50% місць і 50% часу перевищення заданого рівня (Рекомендація 370), а також визначеними раніше ефективною висотою передавальної антени базової станції і медіанним значенням мінімальної напруженості поля сигналу для абонентської станції.
- Зона обслуговування базової станції отримується шляхом з'єднання плавною лінією отриманих границь для вибраних напрямлень від базової станції.
- Погрішність рішення в подальшому оптимізується з застосуванням детермінованої моделі розрахунку напруженості поля сигналу (див. розд. 3.2) і цифрової карти місцевості. При цьому доцільно дотримуватися рекомендацій, розроблених в рамках четвертого етапу алгоритму частотно-територіального планування стільникових мереж (див. розд. 4.3).

## **9.4. Рекомендації з використання методик і алгоритмів частотно-територіального планування**

### **1. Загальні відомості**

Цей розділ підручника має мету показати галузь застосування та достовірність наведених вище алгоритмів та методик частотно-територіального планування мереж рухомого та фіксованого радіозв'язку. Приклади планування виконані з використанням САПР «Балтика», розробленої в ЛОНІР, і використовують вихідні дані з реальних проектів мереж. Під час розгляду прикладів планування формулюються рекомендації по структурі цифрових мап місцевості, що використовуються для частотно-територіального планування і забезпечують необхідну точність планування при мінімальному часі підготовки і числі вихідних даних, по підвищенню ефективності однозонових, радіальнозонових і багатозонових мереж.

Основними завданнями частотно-територіального планування є:

- забезпечення обсягу (покриття) необхідної зони обслуговування з необхідною якістю зв'язку;
- забезпечення ємності для обслуговування абонентського навантаження з допустимим рівнем блокування виклику;
- мінімізація вартості інфраструктури мережі.

### **5.2. Частотно-територіальне планування стільникової мережі рухомого зв'язку стандарту GSM-1800**

Загальні характеристики мережі, технічні характеристики приймально-передавального обладнання та антени радіостанцій наведені в табл. 9.23-9.25.

#### **Таблиця 9.23**

##### **Загальні характеристики мережі**

<b>Найменування</b>	<b>Позначення,</b>	<b>Значення</b>
---------------------	--------------------	-----------------

	Одиниці вимірювання	характеристики
Стандарт системи	—	GSM-1800
Клас випромінювання	—	200KF7W
Смуга частот: передача АС; передача БС	$F_{min} \dots F_{max}$ [МГц]	1710...1785 1805...1880
Кількість радіоканалів	$n_{обц}$ [шт]	36
Кількість абонентів	$N_a$ [тис]	Не менше 25
Передбачуване навантаження від одного абонента	$A_1$ [Ерл]	0,03
Ймовірність блокування виклику в ЧНН	$P_0$ [%]	2
Необхідна зона обслуговування	—	Вказується на карті
Допустимий відсоток місць(пунктів прийому) з погіршенням якості зв'язку	$L$ [%]	10
Місцеположення абонентських станцій	—	На вулицях, в будівлях, в автомобілях
Втрати на проникнення в будівлю; в автомобіль	$W_e$ [дБ]	15 8
Захисне відношення сигнал/завада в сумісному каналі	$A_0$ [дБ]	9
Висота антени АС над землею	$h_{AC}$ [м]	1,5

**Таблиця 9.24**  
**Технічні характеристики приймально-передавального обладнання**

Найменування	Позначення, Одиниці вимірювання	Значення характеристики станцій		
		базовий	абонентський	
Призначення радіостанції	—	базовий	абонентський	
Тип радіостанції	—	RBS2202 ERICSSON	1-го класу	2-го класу
Максимальна потужність передавача (на вході антенного фідеру)	$P_{max}$ [МВт]	22	1	0,25
Кількість прийомо-передавачів	$n_p$ [шт]	1-6	—	—
Кількість секторів	$n_c$ [шт]	1-3	—	—
Втрати потужності передавача: у фідері; у комбайні	$\eta_{ф пог}$ [дБ/100м] $\eta_{комб}$ [дБ]	6,2 3	— —	— —
Реальна чутливість приймача	$P_{оп}$ [дБм]	-110	-102	-102

**Таблиця 9.25**  
**Технічні характеристики антени радіостанцій**

Найменування	Позначення, Одиниці	Значення характеристики

	вимірювання	базовий			абонентський
Тип антени	—	K739494	K739495	K739496	$3/4\lambda$
Максимальний коефіцієнт підсилення(відносно ізотропного випромінювача)	$G_0$ [дБм]	18	18	18	0
Втрати передачі в дуплексному фільтрі типу ТМА 1800	$V_\phi$ [дБм]	1,5	1,5	1,5	—
Втрати в тракці прийому	$K_{мшу}$ [дБм]	10	10	10	—
Ширина ДН на рівні -3дБ; в горизонтальній площині; в вертикальній площині	град $2_{\phi_0}$ $2_{\Delta 0}$	65 6,5	65 7,0(2Т)	65 7,0(2Т)	360 —
Послаблення бічних і задніх пелюстків ДН в горизонтальній площині	$Q$ [дБ]	>25	>30	>30	—

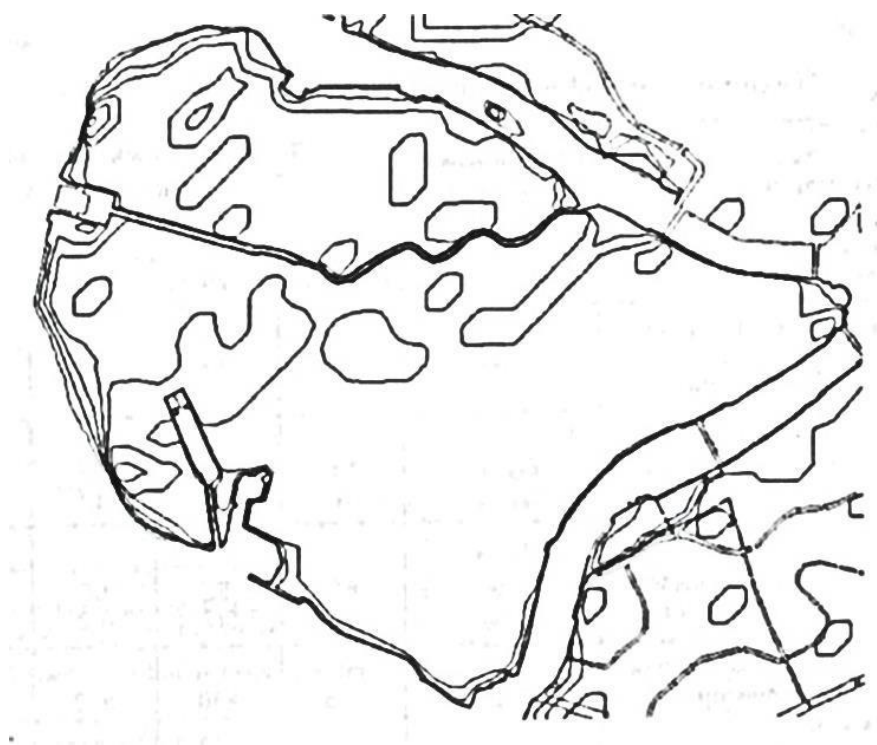
Результати першого етапу планування (див. Блок-схему алгоритму частотно-територіального планування, рис. 4.1) приведені на рис. 9.42-9.48.

Розробляється мережа зв'язку для територіальної зони, що включає Василеостровський район, Петербурзьку сторону та Центральний район (рис. 9.44). У цій територіальній зоні забезпечується суцільне покриття при місцезнаходженні абонента на вулиці, в автомобілі або будівлі.

На другому етапі підготовлені вихідні дані, використані для розробки проекту частотно-територіального плану мережі зв'язку. Результати другого етапу планування представлені на рис. 9.45 рис. 9.46 і 9.47. Дані базових станцій (БС) мережі наведені в табл.5.4.

Аналіз табл. 5.4 показує, що в мережі GSM-1800 можна забезпечити більш «жорсткий» режим повторного використання частот, ніж в мережі GSM-900, за рахунок меншої дифракції на перешкодах більшого затухання на місцевості, що дозволяє просторово локалізувати випромінювання окремих базових станцій, зменшуючи тим міжканальну інтерференцію.

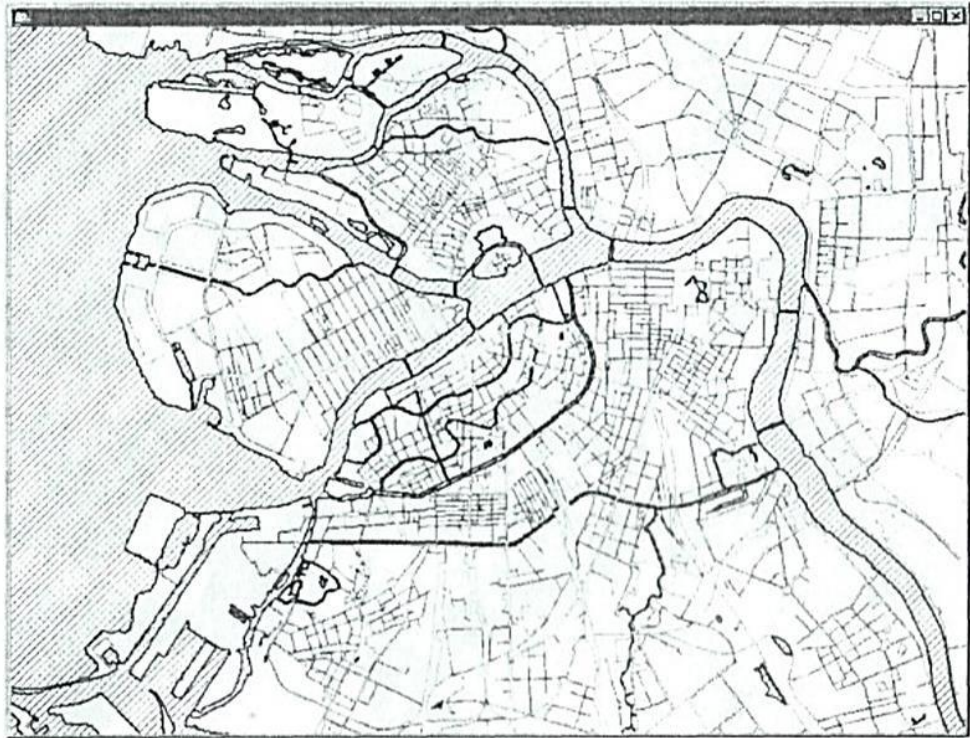




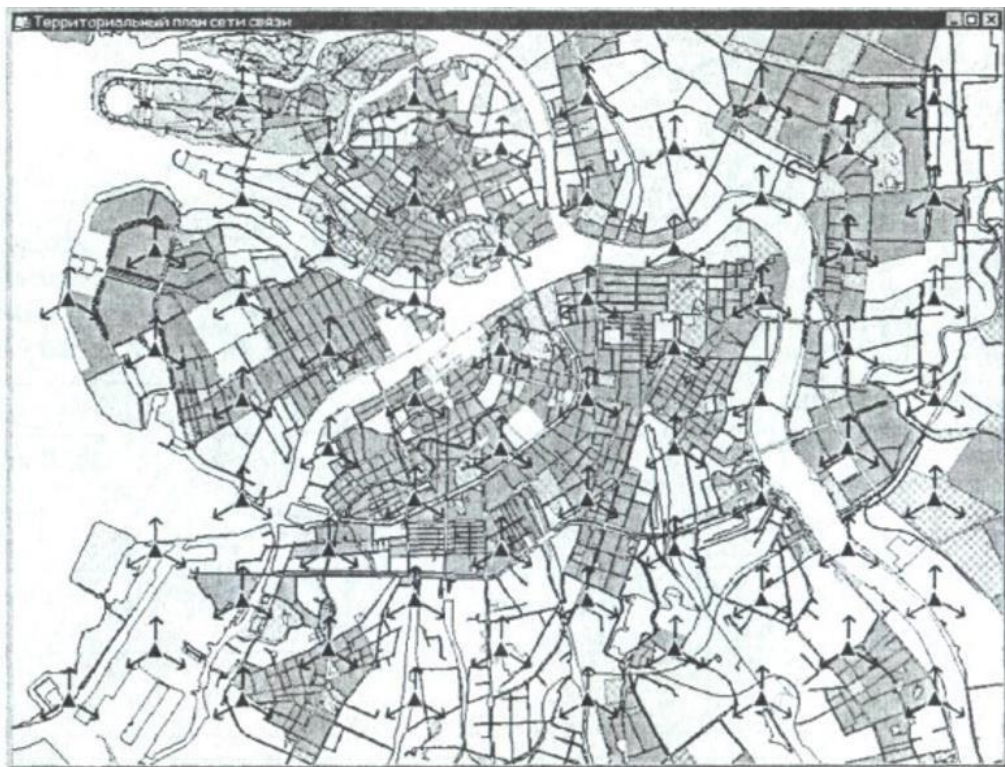
**Мал. 9.42** Шари «рельєф місцевості» і «водяні об'єкти»



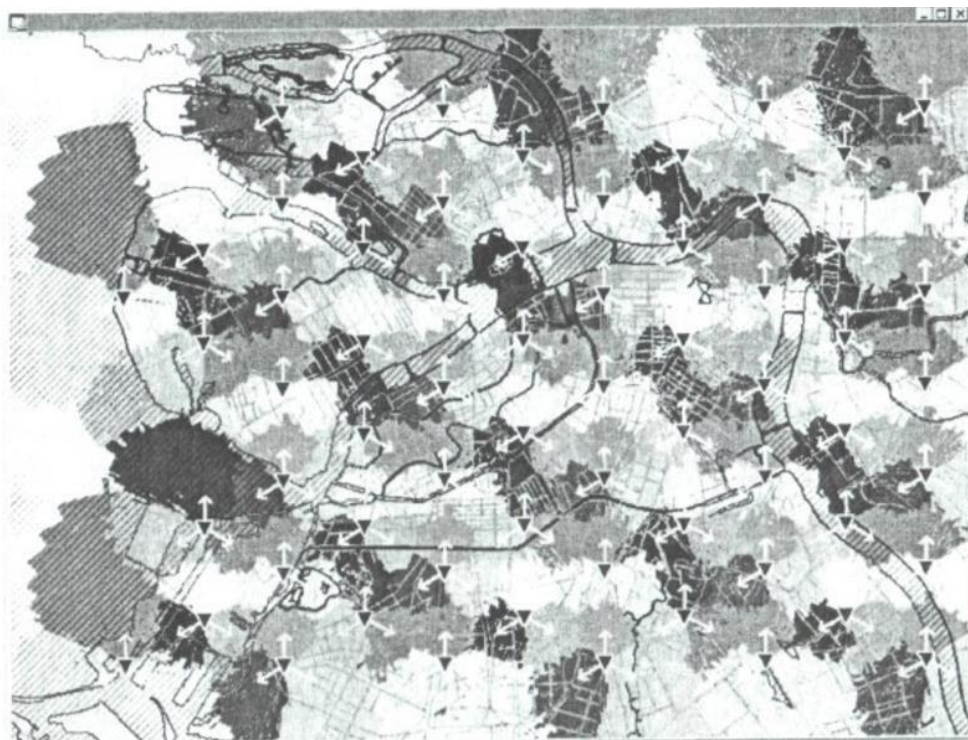
**Мал. 9.43** Шар «будівництво»



**Мал. 9.44** Фрагмент мапи району розгортання мережі



**Мал. 9.45** Фрагмент мапи з регулярним положенням БС



**Мал 9.46** Первинна мережа



**Мал. 9.47** Підсумкова мережа



**Мал. 9.48** Розподіл рівня поля в зонах пріоритетного обслуговування БС мережі зв'язку

#### Данні базових станцій зв'язку

Варіант конфігурації антенного обладнання	Кількість сот в кластері	Кількість секторів в соті	Кількість частот у секторі	Необхідна смуга частот (дуплекс), МГц	Коефіцієнт повторення частот (q)
Кругова OMNI	9	—	1	3,6	5,19
Кругова OMNI	7	—	1	2,8	4,58
Секторна 120 град	3	3	1	3,6	3,0
Секторна 60 град	3	6	1	7,2	3,0
Секторна 120 град	4	3	1	4,8	3,46
Секторна 120 град	4	3	2	9,6	3,46

При обґрунтуванні вибору кластера враховуються наступні міркування:

1. Для сотів з круговою ДНА застосовують модель повторного використання частот, що включає сім або дев'ять сот. На мал. 5.8 показана модель повторного використання частот для розмірності кластера  $C = 9$ . Проте для типових схем частотного планування мереж GSM-1800, що використовують кругову ДНА, практично неможливе управління просторовою конфігурацією сотів мережі, оскільки базові станції випромінюють сигнал рівномірно по всіх напрямках.
2. У сотах з секторними ДНА можна керувати просторовою конфігурацією сотів за допомогою кута нахилу антен і досягти зниження рівня міжканальних перешкод, перешкод на однакових частотних каналах. В цьому випадку максимум енергії сигналу випромінюється у напрямі вибраного сектора, а рівень випромінювання в протилежному напрямі скорочується до мінімуму.

Існує досить велика кількість варіантів схем частотного повторення (кластерів), деякі з яких наведені в табл. 5.4. Ці схеми характеризуються двома основними параметрами: сумарною смугою частот ( $\Delta f$ ); коефіцієнтом повторення частот ( $q$ ).

Схеми повторення (кластер) з невеликою сумарною кількістю частот ( $3/9$ ) характеризуються малою величиною  $\Delta f$  проте і малим  $q$  ( $\sim 3$ ). Схеми повторення з великою кількістю несучих ( $7/21$ ) вимагають більшого частотного ресурсу, хоча і забезпечують краще  $q$  ( $\sim 5$ ). Розрахунки показують, що оптимальним варіантом може слугувати трьохсекторна конфігурація сот для кластера розмірністю ( $4/12$ ) (мал. 5.9).

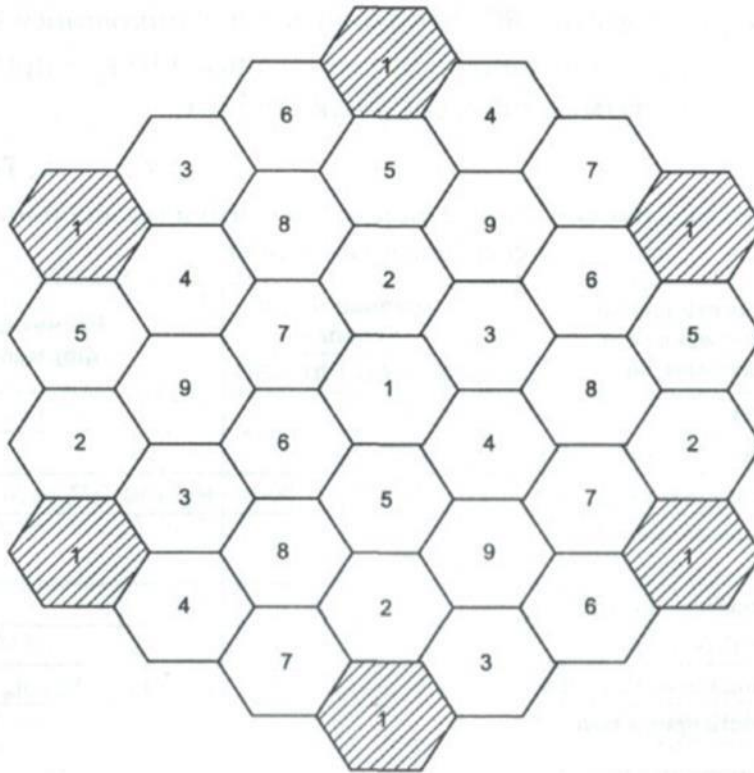
Результати розрахунку просторових параметрів мережі і параметрів базових станцій представлені в табл. 5.5.

З таблиці. 5.5 видно, що максимальна дальність зв'язку з вірогідністю 75 %

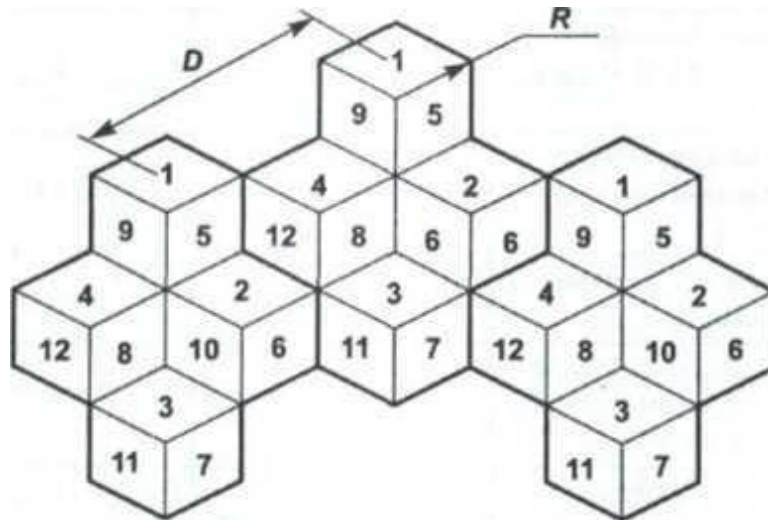
на межі зони обслуговування при знаходженні АС у будівлях складає  $R_{0\max} = 0.95\text{км}$

Враховуючи, що площа однієї трьохсекторної комірки

$$S_{3c} = \frac{9\sqrt{3}}{8} R_0^2 = \frac{9\sqrt{3}}{8} 0,95^2 \approx 1,75 \text{ км}^2,$$



**Мал.9.49** Фрагмент мережі з кластером 9



$R$  - розмір (радіус) стільники

$D$  - відстань між стільниками з повторним використанням частот

Мал.9.50 Фрагмент мережі з кластером(4/12)

мінімальна кількість БС, необхідна для суцільного покриття центральної територіальної зони площею 110 км<sup>2</sup> при регулярній структурі їх розміщення складає 65 шт.

**Таблиця 9.19**

**Бюджет втрат, максимальні відстані зв'язку і міжканальні завади в мережі зв'язку GSM-1800**

Енергетичні характеристики, параметри	Напрямок передачі		Розрахункові формули
	БС→АС	АС→БС	
1. Бюджет втрат			
Потужність передавача $P_{\text{прд}}$ , Вт	22	1	
Потужність передавача $P_{\text{прд}}$ , дБм	43.4	30	$P_{\text{прд}} = 10 \lg P_{\text{прд}} + 30$
Втрати у фідері антени ПРД, $\eta_{\text{фид.прд}}$ , дБм	2	0	
Втрати в дуплексному фільтрі, $\eta_{\text{ф}}$ ,	1,5	-	
КУ антени ПРД $G_{\text{ои}}$ , дБи	18	0	
Випромінювана потужність $P_{\text{изм}}$ , дБм	57,9	30	$P_{\text{изм}} = P_{\text{прд}} - B_{\text{ф}} - \eta_{\text{ф}} + G_{\text{ои}}$
Чутливість приймача $P_{\text{прм}}$ , дБм	-102	-110	
Втрати у фідері антени ПРМ $\eta_{\text{фид.прм}}$ ,	0	2	
КУ антенного підсилювача тракту прийому $K_{\text{мшу}}$ , дБ	-	10	
КУ антени ПРМ $G_{\text{оп}}$ , дБи	0	18	
Необхідна потужність корисного сигналу з вірогідністю 50 % $P_{\text{пс}(50\%)}$ , дБм	-102	-136	$P_{\text{пс}(50\%)} = P_{\text{прд}} + \eta_{\text{ф}} - \eta_{\text{прм}} - K_{\text{мшу}} - G_{\text{оп}}$



Енергетичні характеристики, параметри	Напрямок передачі		Розрахункові формули
	БС→АС	АС→БС	
Необхідна напруженість поля корисного сигналу з вірогідністю 50 % $E_{пс(50\%)}$ , дБм (мкВ/м)	40,3	6,3	$E_{пс(50\%)} = 77,2 + 20 \lg f_{МГц} + P_{пс(50\%)}$
Середньоквадратичне відхилення (СКО) флуктуацій сигналу $\sigma$ , дБ	8	8	
Параметр логнормального розподілу рівнів сигналу по місцю розташування з вірогідністю 75 %	0,68	0,68	
Необхідна потужність корисного сигналу на межі зони обслуговування з вірогідністю 75 % $P_{пс(75\%)}$ , дБм	-96,6	-130,6	$P_{пс(75\%)} = P_{пс(50\%)} + \eta_{(75\%)} \times \sigma$
Необхідна напруженість поля корисного сигналу на межі зони обслуговування з вірогідністю 75 % $E_{пс(75\%)}$ , дБ (мкВ/м)	45,7	11,7	$E_{пс(75\%)} = E_{пс(50\%)} + \eta_{(75\%)} \times \sigma$
Втрати в тілі абонента $W_T$ , дБ	3	3	
Втрати на проникнення $W_e$ , дБ в автомобілі; у будівлі	8 15	8 15	

Енергетичні характеристики, параметри	Напрямок передачі		Розрахункові формули
	БС— >АС	АС— >БС	
Допустимі основні втрати передачі з ймовірністю 50% $W_{\text{доп}(50\%)}$ , дБ при знаходженні АС: на вулиці; в автомобілі; в будівлі	156,9 148,9 141,9	163,0 155,0 148,0	$W_{\text{доп}(50\%)} = P_{\text{изп}} - P_{\text{пс}(50\%)} - W_{\text{т}} - W_{\text{е}}$ (Обирається найменше із значень двох напрямів)
Допустимі основні втрати передачі з ймовірністю 75% $W_{\text{доп}(75\%)}$ , дБ при знаходженні АС: на вулиці; в автомобілі; в будівлі	151,5 143,5 136,5	157,6 149,6 142,6	$W_{\text{доп}(75\%)} = W_{\text{доп}(50\%)} - \eta_{(75\%)} \times 6$
2.Максимальна дальність зв'язку з ймовірністю 75% на межі зони обслуговування, $R_{\text{отax}}$ км,при знаходженні АС: на вулиці; в автомобілі; в будівлі	2,5 1,5 0,95		За рівнянням Хата: $R_{\text{отax}} = 10^{(W_{\text{доп}(75\%)} - C - 3)/B}$ Де $C = 68,75 + 27,72 \cdot \lg f - 13,82 \cdot \lg h_{\text{БС}} - (11 \lg f - 0,7) \cdot h_{\text{АС}} = 134,2$ $B = 44,9 - 6,55 \cdot \lg h_{\text{БС}} = 35,2$ ( $h_{\text{БСmin}} = 30$ м; $h_{\text{АС}} = 15$ м)
3.Максимальна дальність міжканальних завад:			
Захисне відношення сигнал/завада з ймовірністю 50%, $A_0$ , дБ	9		
Захисне відношення сигнал/завада з ймовірністю 75%, на межі зони обслуговування $A_{\text{гр}}$ , дБ	16,7		$A_{\text{гр}} = A_0 + \eta_{(75\%)} \cdot \sqrt{2} \sigma_{\text{АС}}$
Максимальна дальність міжканальних завад на межі зони обслуговування $R_{\text{n max}}$ км При знаходженні АС: на вулиці; в автомобілі; у будівлі.	7,4 4,5 2,8		$R_{\text{n max}} = R_{0 \text{ max}} \cdot 10^{A_{\text{гр}}/B}$ ( $h_{\text{БСmin}} = 30$ м)

До вибору пунктів розміщення базових станцій мережі зв'язку GSM-1800 були висунуті наступні технічні вимоги:

1. Віддалення від ідеальної позиції регулярної структури не більш як на 200...300 м. Позиції регулярної структури видавались адресами і на вкопійованнях з плану міста в масштабі М 1:10 000 (або більшому).
2. Висота даху будівлі не менше 25...30 м (краще, коли будівля з пласким дахом).
3. Відсутність габаритних перешкод в напрямленнях випромінювання секторних антен БС на віддалених територіях до 1 км.
4. Можливість розміщення башень антен висотою до 10 м на кутках даху для зниження їх екрануючого впливу.

Розрахунок зон обслуговування виробника окремо для кожного варіанту місцянаходження АС (в будівлях, автомобілях та на вулицях) за допомогою системи автоматизованого планування мереж рухомого зв'язку в діапазоні частот от 0,15 до 2 ГГц з використанням цифрових карт місцевості.

Для розрахунку використовувались наступні данні:

- координати і характеристики РЕС;
- рельєф місцевості;
- данні по типам забудівлі;
- водойми (моря, озера і ріки);
- лісні масиви;
- дороги;
- назви.

Розрахунок втрат відбувався з використанням моделі Хата у відповідності з методикою COST 231.

Часткове планування відбувалось з урахуванням загального територіального плану мережі зв'язку і складалось з:

- з розрахунку зон міжканальних завад для всіх секторів БС;
- побудови матриці ЕМС для поєднання секторів;

- розподілу частотного ресурсу по секторам БС;
- уточнення максимальної кількості обслуговуваних абонентів мережі зв'язку

Частотне планування для мереж GSM-1800 здійснювалось в діапазоні частот:

- лінія вгору (прийом) 1710... 1785 МГц;
- лінія вниз (передача) 1805... 1880 МГц.

Загальна кількість частотних каналів в стандарті GSM -1800 — 374.

Номери каналів  $N$  однозначно визначають значення центральної частоти радіопередавачів базових і абонентських станцій таким чином:

$$BC = 1805,2 + 0,2(N - 512);$$

$$AC = 1710,2 + 0,2(N - 512), \text{ де } 512 \leq N \leq 885.$$

Обраний кластер вимагає виділення дванадцяти частотних груп. Для забезпечення стикування однорідних районів мережі між собою, доцільно збільшити число частотних груп до п'ятнадцяти. При цьому сумарна смуга частот складе 6 МГц (по 3 МГц в кожній напівдуплексній смузі).

Територіальний план розміщення 65 базових станцій мережі зв'язку у Василеостровському, Петроградському і Центральному районах Санкт-Петербургу представлений на мал. 5.4, 5.5.

На останньому етапі синтезу мережі здійснюється оптимізація початкової мережі  $S'$  без прив'язки БС до місць їх реального позиціонування (враховуючи тривалість процедури узгодження цього питання). При цьому контролювалися покриття зон окремих районів і їх стикування та уточнювався частотний розподіл з урахуванням внутрішньо системної ЕМС.

В процесі оптимізації початкового рішення уточнювалися зони обслуговування (охоплення) при знаходженні абонентів у будівлях, автомобілях і на вулицях.

Встановлено, що при будь-якому місцезнаходженні абонентів забезпечується практично суцільне покриття усієї територіальної зони

площею 110 км<sup>2</sup>. При цьому БС-17,20 та 21 (див. мал. 5.7) можливо виключити по одному з трьох секторів, так як їх зони обслуговування перекриваються секторами сусідніх БС.

В умовах обмеженого частотного ресурсу розроблений частотний план, що виключає міжканальні перешкоди абонентам, що знаходяться у будівлях, автомобілях і на вулицях.

Розрахунок зон міжканальних перешкод проводився за методикою розрахунку перешкод, аналогічною розрахунку максимальної дальності перешкод з урахуванням діаграм спрямованості антен БС.

Матриця ЕМС будувалася за умови відсутності перетину зон обслуговування і зон міжканальних перешкод пар поєднань секторів. Якщо для цієї пари секторів немає перетину, то повторення радіоканалу можливе.

В результаті аналізу ЕМС встановлено, що для кращого вирішення проблеми повторного використання радіоканалів доцільно застосовувати спрямовані 65-градусні антени типу К739495 (ширина діаграми спрямованості у вертикальній площині 7°, електронний нахил променю 2°, послаблення задніх пелюсток не менше 30 дБ). Порівняння характеристик вказаних антен з характеристиками 120° і 90°-антен показав їх вищу просторову вибірковість, що дозволяє до мінімуму скоротити рівень випромінювання в напрямі на міжканальний сектор іншої БС.

Оптимізований частотний план мережі  $S''$  по секторах БС представлений в таблиці. 5.6.

Максимальна кількість обслуговуваних абонентів залежить від допустимого відсотка блокування виклику ( $P_0 = 2\%$ ), передбачуваного навантаження від одного абонента ( $A_1 = 0,03$  Ерл) і числа фізичних каналів трафіку. При одному радіоканалі в секторі (восьми фізичних каналів трафіку) число обслуговуваних абонентів складає 120, а в усіх  $n_c$  секторах мережі  $N_{max} =$

опс.

Таким чином відповідно до вимог розроблений частотно-територіальний план стільникової мережі зв'язку GSM - 1800, що включає:

1. Територіальний план мережі у Василеостровському, Петроградському і Центральному районах, відповідно до якого забезпечується суцільне покриття з хорошою якістю зв'язку при будь-якому місці розташування абонентів (на вулицях, в автомобілях і у будівлях).
2. Частотний план мережі, який визначає частотні призначення по 153 секторам БС з кратністю використання до п'ятнадцяти разів. Виділений частотний ресурс дозволяє виключити міжканальні перешкоди при знаходженні абонентів у будівлях і автомобілях зони охоплення.

### **Таблиця 9.20**

Частотний план стільникової мережі зв'язку стандарту GSM – 1800

Номер радіоканалу за стандартом	Частота передачі, МГц		Група
	БС	АС	
762	1855,2	1760,2	1
763	1855,4	1760,4	2
764	1855,6	1760,6	3
765	1855,8	1760,8	4
766	1856,0	1761,0	5
767	1856,2	1761,2	6
768	1856,4	1761,4	7
769	1856,6	1761,6	8
770	1856,8	1761,8	9
771	1857,0	1762,0	10
772	1857,2	1762,2	11
773	1857,4	1762,4	12
774	1857,6	1762,6	13
775	1857,8	1762,8	14
776	1857,0	1763,0	15
777	1858,2	1763,2	1
866	1876,0	1781,0	2
867	1876,2	1781,2	3
868	1876,4	1781,4	4
869	1876,6	1781,6	5
870	1876,8	1781,8	6
871	1877,0	1782,0	7
872	1877,2	1782,2	8
873	1877,4	1782,4	9
874	1877,6	1782,6	10
875	1877,8	1782,8	11
876	1878,0	1783,0	12
877	1878,2	1783,2	13
878	1878,4	1783,4	14
879	1878,6	1783,6	15
880	1878,8	1783,8	5
881	1879,0	1784,0	6
882	1879,2	1784,2	7
883	1879,4	1784,4	8
884	1879,6	1784,6	9
885	1879,8	1784,8	10

3. Максимальна кількість обслуговуваних абонентів мережі зв'язку при частотному ресурсі, що дозволяє виділити тільки по два радіоканали на кожен

сектор, складає не менше 77,5 тис.

### 5.3. Мережа стандарту GSM-900

Загальні характеристики мережі, технічні характеристики приймально-передавального устаткування і антен радіостанцій приведені в таблицю. 5.7-5.9.

**Таблиця 9.21**

#### Загальні характеристики мережі

Найменування	Позначення, одиниця виміру	Значення характеристики
Стандарт системи	-	GSM - 900
Клас випромінювання	-	200KF4D
Смуга частот : передача АС; передача БС	$F_{\min} \dots F_{\max}$ МГц	890...915 935...960
Кількість радіоканалів	$n_{\text{общ}}$ , шт.	18
Кількість абонентів	На. тис.	Не менше 7,5
Передбачуване навантаження від одного абонента	$A_1$ , Ерл	0,025
Вірогідність блокування виклику в ЧНН	$P_0$ , %	5
Необхідна зона обслуговування	-	Вказується на карті
Допустимий відсоток місць (пунктів прийому) з погіршенням якості зв'язку	$L$ , %	10
Місце розташування абонентських станцій		На вулицях
Захисне відношення сигнал/перешкода в поєднаному каналі	$A_0$ , дБ	9
Висота антени АС над землею	$h_{AC}$ , м	1,5

Розгортається мережа для територіальної зони, представленої на мал.5.10, площею приблизно 65 км<sup>2</sup>. В цій територіальній зоні необхідно забезпечити суцільне покриття при знаходженні абонентів на вулицях.

Визначення кластера мережі виконано з використанням методики розділу 4.4.





**Мал. 9.50** Територія розгортання мережі

**Таблиця 9.22**

**Технічні характеристики приймально-передавального обладнання**

Найменування	Позначення одиниця вимірювання	Значення характеристик станцій	
		ALKATEL	NOKIA - 210
Тип радіостанції	-	ALKATEL	NOKIA - 210
Максимальна потужність передавача (на вході антенного фідера)	$P_{max}$ ВТ	40	0,25
Кількість приймачів	$n_p$ , шт.	1-6	-
Кількість секторів	$n_c$ , шт.	1-3	-
Втрати потужності передавача :			
у фідері;	$\eta_{ф\ пог}$ , дБ/100м	3,5	-
у комбайнері;	$\eta_{комб}$ , дБ	2,2	-
у коплері	$\eta_{копл}$ , дБ	3	"
Реальна чутливість приймача	$P_{оп}$ , дБм	-104	-100

**Таблиця 9.23**

**Технічні характеристики антени радіостанцій**

Найменування	Позначення, одиниці вимірювання	Значення характеристик станцій	
		К730380	3/4λ
Тип антени	-	К730380	3/4λ
Максимальний коефіцієнт посилення (відносно ізотропного випромінювача)	G <sub>0</sub> , дБи	16,5	0
Ширина діаграми спрямованості в горизонтальній площині на рівні - 3 дБ:	2φ <sub>0</sub> , град	120	360

Оптимальне значення кластера дорівнює 3/9.

Результати розрахунку просторових параметрів мережі і параметрів базових станцій представлені в таблиці. 9.24, 9.25.

З таблиці. 9.24 видно, що максимальна дальність зв'язку з вірогідністю 75 % на межі зони обслуговування при знаходженні АС у будівлях складають R<sub>0 max</sub> = 1,95км. Мінімальна кількість БС, необхідних для суцільного покриття центральної територіальної зони площею 65 км<sup>2</sup> при регулярній структурі їх розміщення, складає 9 шт.

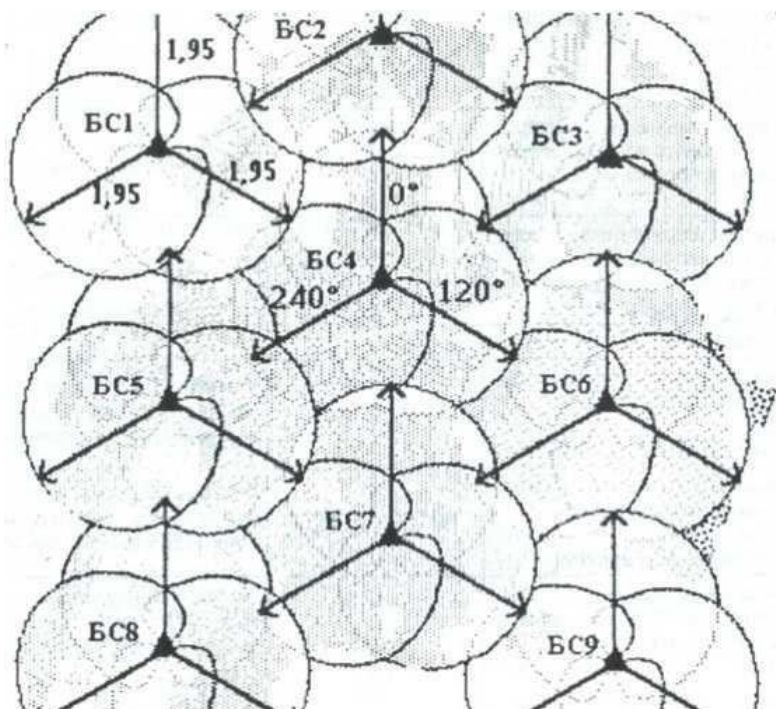
**Таблиця 9.24**

**Бюджет втрат, максимальні дальності зв'язку і міжканальних перешкод в мережі зв'язку GSM-900**

Енергетичні характеристики параметри	Напрямок передачі		Розрахункові формули
	БС-->АС	АС-->БС	
1. Бюджет втрат			
Потужність передавача P' <sub>прд</sub> , Вт	30	0,25	
Потужність передавача P <sub>прд</sub> дБм	44,77	24	P <sub>прд</sub> = 10lgP' <sub>прд</sub> +30
Втрати у фідері антени ПРД η <sub>ф прд</sub> дБ	2,2	0	
Втрати в комбайнері η <sub>к</sub> , дБ	3,5	0	
Втрати в коплері, η <sub>копл</sub> , дБ	3	0	
Максимальний КУ антени ПРД G <sub>0 и</sub> , дБи	16,5	0	
Випромінювана потужність P <sub>випр</sub> ,	52,57	24	P <sub>випр</sub> =P <sub>прд</sub> -η <sub>фід</sub> -η <sub>копб</sub> -η <sub>копл</sub> +G <sub>0 и</sub>
Чутливість приймача, P <sub>прм</sub> , дБм	-100	-104	
Втрати у фідері антени ПРМ η <sub>ф прм</sub> ,	0	2,2	
Максимальний КУ антени ПРМ G <sub>0 п</sub> ,	0	16,5	

Необхідна потужність корисного сигналу з вірогідністю 50%, $P_{пс(50\%)}$ ,	-100	-118,3	$P_{пс(50\%)} = P_{прм} + h_{ф прм} - G_{0п}$
Необхідна напруженість поля корисного сигналу з вірогідністю 50 %, $E_{пс(50\%)}$ . дБ(мкВ/м)	36,28	17,98	$E_{пс(50\%)} = 77,2 + 20 \lg f_{МГц} + P_{пс(50\%)}$
Середньоквадратичне відхилення (СКО) флуктуацій сигналу $\sigma$ , дБ	4		
Параметр логнормального розподілу рівнів сигналу по місцю розташування з вірогідністю 75 %, $\eta_{(75\%)}$	0,68		
Необхідна потужність корисного сигналу на межі зони обслуговування з вірогідністю 75 %, $P_{пс(75\%)}$ , дБм	-98,28	-115,58	$P_{пс(75\%)} = P_{пс(50\%)} + \eta_{(75\%)} \times \sigma$
Необхідна напруженість поля корисного сигналу на межі зони обслуговування з вірогідністю 75 %, $E_{пс(75\%)}$ , дБ (мкВ/м)	39	20,7	$E_{пс(75\%)} = E_{пс(50\%)} + \eta_{(75\%)} \times \sigma$
Втрати в тілі абонента, $W_t$ , дБ	3		
Допустимі основні втрати передачі з вірогідністю 50 %, $W_{доп(50\%)}$ , дБ при знаходженні АС на вулиці	147,85	139,3	$W_{доп(50\%)} = P_{випр} - P_{пс(50\%)} - W_t$ Обирається найменше зі значень двох напрямів
Допустимі основні втрати передачі з вірогідністю 75 %, $W_{доп(75\%)}$ , дБ при знаходженні АС на вулиці	145,13	136,58	$W_{доп(75\%)} = W_{доп(50\%)} - \eta_{(75\%)} \times \sigma$ Обирається найменше зі значень двох напрямів
2. Максимальна дальність зв'язку з вірогідністю 75% на межі зони обслуговування $R_{0 max}$ . км	1,95		За рівнянням Хата $R_{0 max} = 10^{(W_{доп} - C)/B}$ , де $C = 68,75 + 27,72 \cdot \lg f - 13,82 \cdot \lg h_{бс}$ $- (11 \lg f - 0,7) \cdot h_{ас} = 126,4$ $B = 44,9 - 6,55 \cdot \lg h_{бс} = 35,2$ ( $h_{бс min} = 30$ м; $h_{ас} = 15$ м)
3. Максимальна дальність міжканальних перешкод			
Захисне відношення сигнал/завада з вірогідністю 50%, $A_0$ , дБ	9		
Захисне відношення сигнал/завада з ймовірністю 75%, на межі зони обслуговування, $A_{гр}$ , дБ	12,84		При $A_{гр} = A_0 + \eta_{(75\%)} \cdot \sqrt{2\sigma_{пс}}$
Максимальна дальність міжканальних перешкод на межі зони обслуговування, $R_{п max}$ , км	4,51		$R_{п max} = R_{0 max} \cdot 10^{A_{гр}/B}$ ( $h_{бс min} = 30$ м)

Таким чином на етапі початкового наближення будується мережа регулярної структури (див. мал. 9.51), усі базові станції якої мають наступні характеристики



Мал.9.51 Мережа початкового наближення

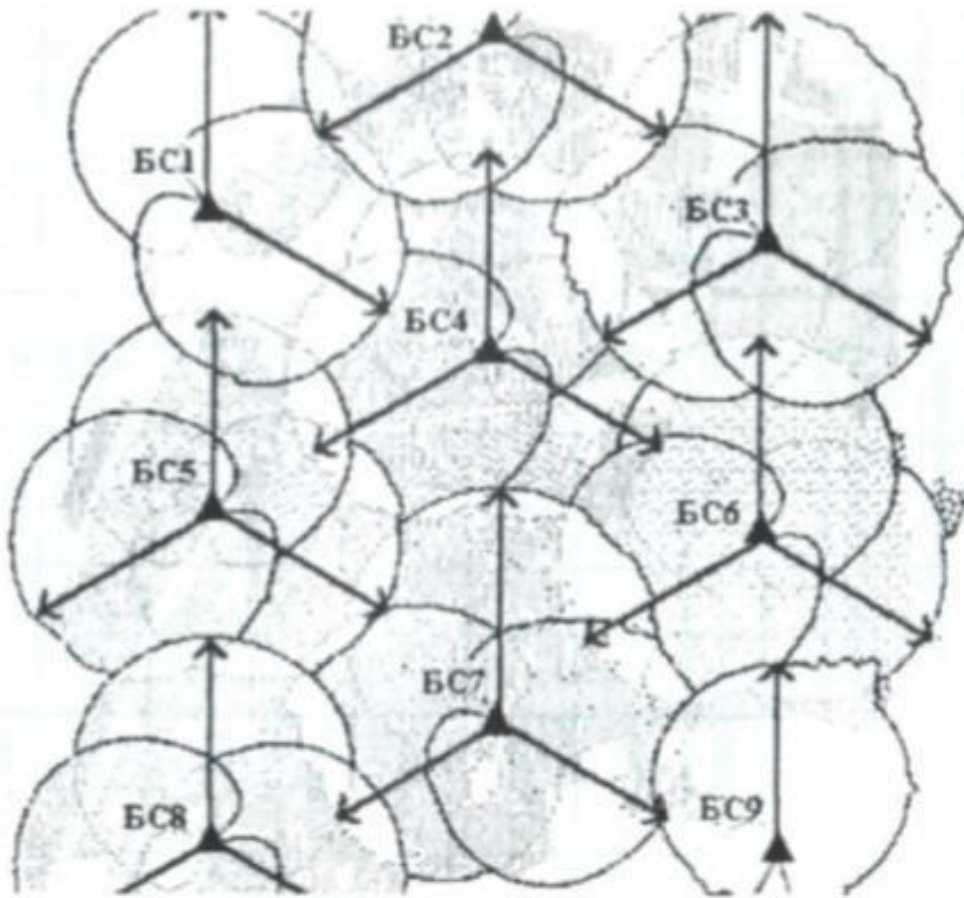
## Таблиця 9.25

### Параметри мережі початкового наближення

Тип антени	Коефіцієнт посилення G0f дБи	Висота підйому антени BC Л, м	Номер сектори BC	Азимут випромінювання град.	Число каналів		
					радіоканалів	графіку	управління
K730380	16.5	30	1	0	2	15	1
			2	120	2	15	1
			3	240	2	15	1

Результати, отримані в процесі оптимізації мережі і складання частотного плану представлені на мал. 9.52 і в таблиці. 9.26.

Оскільки вибраний кластер має розмірність 3/9, то потрібно виділення дев'яти частотних груп. Для зручності в процесі привласнення частот можна оперувати не знаннями частоти радіоканалів, а їх номерами (див.табл.9.27)



**Мал.9.52** Оптимізована мережа

Таблица 5.12

**Параметры оптимизированной сети**

Номер БС	Тип антенны БС	Территориальный план					Частотный план				
		Число секторов	Номер сектора	Азимут, град	Радиус зоны обслуживания R, км	Количество каналов			Используемые радиоканалы		
						радио-каналов	трафика	управления	Группа частот	Номера каналов	
1	K730380	2	1,1 1,2	0 120	2,63 2,34	1	7	1	A1	1	
						2	15	1	A2	7, 10	
2	K730380	3	2,1 2,2 2,2	0 120 240	2,28 2,12 2,02	2	15	1	C1	3, 6	
						1	7	1	C2	9	
						2	15	1	C3	15, 18	
3	K730380	3	3,1 3,2 3,3	0 120 240	2,31 2,30 2,25	2	15	1	B1	2, 5	
						1	7	1	B2	8	
						2	15	1	B3	14, 17	
4	K730380	3	4,1 4,2 4,3	0 120 240	2,10 2,07 2,18	2	15	1	B1	2, 5	
						2	15	1	B2	8	
						2	15	1	B3	14, 17	
5	K730380	2	5,2 5,3	120 240	2,09 2,05	2	15	1	A2	7, 10	
						2	15	1	A3	13, 16	
6	K730380	3	6,1 6,2 6,3	0 120 240	2,15 1,98 1,96	2	15	1	C1	3	
						1	7	1	C2	9	
						2	15	1	C3	15, 18	
7	K730380	3	7,1 7,2 7,3	0 120 240	2,12 2,24 2,09	1	7	1	A1	1, 4	
						2	15	1	A2	7, 10	
						2	15	1	A3	13, 16	
8	K730380	2	8,1 8,3	120 240	1,97 1,85	1	7	1	C2	9	
						2	15	1	C3	15, 18	
9	K730380	2	9,1 9,3	120 240	2,00 2,05	1	7	1	B2	8	
						2	15	1	B3	14, 17	

Таблиця 9.23

Розподіл частот по групах

Групи частот	A1	B1	C1	A2	B2	C2	A3	B3	C3
Номери радіоканали	1	2	3	7	8	9	13	14	15
в	4	5	6	10	11	12	16	17	18

В результаті оптимізації територіального плану повне покриття необхідної території забезпечується дев'ятьма базовими станціями, з яких БС1, БС5, БС8 і БС9 мають по два сектори, усі інші станції являються трьохсекторними. В процесі оптимізації мережі вдалося зменшити на 12 % число приймально-передавальних стійок базових станцій (24 замість 27) і на 15 % кількість частотних каналів (15 замість 18).

Таблиця 9.24

Загальні характеристики мережі

Найменування	Позначення, одиниця виміру	Значення характеристики
Стандарт системи	-	NMT-450
Клас випромінювання	-	16KOF3EJN
Смуга частот : передача АС; передача БС	$F_{\min} \dots F_{\max}$ МГц	453...457,5 463...467,5
Кількість радіоканалів	$n_{\text{общ}}$ , шт.	180
Кількість абонентів	На. тис.	Не менше 2
Передбачуване навантаження від одного абонента	$A_1$ , Ерл	0,025
Вірогідність блокування виклику в ЧНН	$P_0$ , %	5
Необхідна зона обслуговування	-	Вказується на карті
Допустимий відсоток місць (пунктів прийому) з погіршенням якості зв'язку	$L$ , %	10
Місце розташування абонентських станцій		На вулицях
Захисне відношення сигнал/перешкода в поєднаному каналі	$A_0$ , дБ	18
Висота антени АС над землею	$h_{AC}$ , м	1,5

Розгортається мережа для територіальної зони, представленої на мал. 5.13, площею приблизно 145 км<sup>2</sup>

Визначення кластера мережі виконане з використанням методики п. 4.4. Оптимальне значення кластера дорівнює 7/21.

Результати розрахунку просторових параметрів мережі і параметрів базових станцій представлені в таблиці. 5.17.

Таблиця 5.15

Технічні характеристики приймально-передавального устаткування

Найменування	Позначення одиниця виміри	Значення характеристики	
		базовий	абонентськи
Тип радіостанції	-	ВО34	NOKIA -
Максимальна потужність передавача (на вході антенного фідера)	$P_{max}$ ВТ	40	0,25
Кількість приймачів	$n_p$ , шт.	1-6	-
Кількість секторів	$n_c$ , шт.	1-3	-
Втрати потужності передавача :			
у фідері;			-
у комбайнері;	$\eta_{ф\text{ пог}}$ , дБ/100м	3,5	-
у коплері	$\eta_{комб}$ , дБ	5	-
	$\eta_{копл}$ , дБ	3	-
Реальна чутливість приймача	$P_{0п}$ , дБм	-104	-100

З таблиці. 5.17 видно, що максимальна дальність зв'язку з вірогідністю 75 % на межі зони обслуговування при знаходженні АС у будівлях складають  $R_{0\text{ max}} = 3,21$  км. Мінімальна кількість БС, необхідна для суцільного покриття територіальної зони площею 145 км<sup>2</sup> при регулярній структурі їх розміщення, рівне 10 шт.





Мал. 9.53. Район розгортання мережі

Таблиця 5.16

Технічні характеристики антен радіостанцій

Найменування	Позначення одиниці вимірювання	Значення характеристик станцій		
		базовий		абонентський
Тип антени	-	ALLGON 4123	AV 2013-2	3/4λ
Максимальний коефіцієнт посилення (відносно ізотропного випромінювача)	$G_0$ , дБи	7	10	0
Ширина ДН в горизонтальній площині на рівні - 3 дБ:	$2\varphi_0$ , град.	360	65	360

Таблиця 5.17

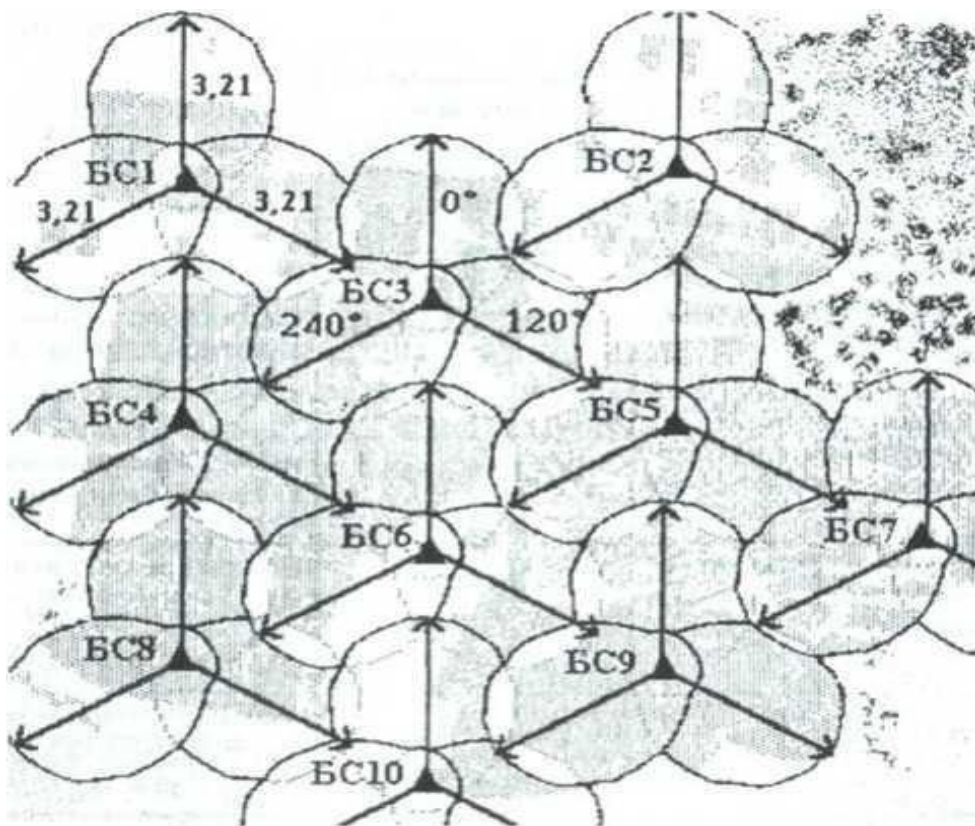
Бюджет втрат, максимальні дальності зв'язку і міжканальних перешкод в мережі зв'язку NMT – 450

Энергетические характеристики, параметры	Направление передачи		Расчетные формулы
	БС→АС	АС→БС	
1. Бюджет потерь			
Мощность передатчика $P_{\text{перед}}$ , Вт	30	0,25	
Мощность передатчика $P_{\text{перед}}$ , дБм	44,77	24	$P_{\text{перед}} = 10 \cdot \lg P_{\text{перед}} + 30$
Потери в фидере антенны ПРД $\eta_{\text{ф.прд}}$ , дБ	5,5	0	
Потери в комбайнере, $\eta_{\text{к}}$ , дБ	5	0	
Потери в коплере, $\eta_{\text{ком}}$ , дБ	3	0	
Максимальный КУ антенны ПРД $G_{\text{прд}}$ , дБн	10	0	
Излучаемая мощность $P_{\text{изл}}$ , дБм	41,27	24	$P_{\text{изл}} = P_{\text{перед}} - \eta_{\text{ф.прд}} - \eta_{\text{к}} - \eta_{\text{ком}} + G_{\text{прд}}$
Чувствительность приемника, $P_{\text{прм}}$ , дБм	-113	-115	
Потери в фидере антенны ПРМ $\eta_{\text{ф.прм}}$ , дБ	0	5,5	
Максимальный КУ антенны ПРМ $G_{\text{прм}}$ , дБн	0	10	
Необходимая мощность полезного сигнала с вероятностью 50%, $P_{\text{прм}(50\%)}$ , дБм	-113	-119,5	$P_{\text{прм}(50\%)} = P_{\text{прм}} + \eta_{\text{ф.прм}} - G_{\text{прм}}$
Необходимая напряженность поля полезного сигнала с вероятностью 50 % $E_{\text{прм}(50\%)}$ , дБ(мкВ/м)	17,3	10,8	$E_{\text{прм}(50\%)} = 77,2 + 20 \cdot \lg f_{\text{эф}} + P_{\text{прм}(50\%)}$
Среднеквадратическое отклонение (СКО) флуктуаций сигнала $\sigma$ , дБ	6		
Параметр логнормального распределения уровней сигнала по местоположению с вероятностью 75 %, $\eta_{(75\%)}$	0,68		
Необходимая мощность полезного сигнала на границе зоны обслуживания с вероятностью 75 %, $P_{\text{прм}(75\%)}$ , дБм	-109	115,42	$P_{\text{прм}(75\%)} = P_{\text{прм}(50\%)} + \eta_{(75\%)} \cdot \sigma$
Необходимая напряженность поля полезного сигнала на границе зоны обслуживания с вероятностью 75 %, $E_{\text{прм}(75\%)}$ , дБ(мкВ/м)	21,34	14,84	$E_{\text{прм}(75\%)} = E_{\text{прм}(50\%)} + \eta_{(75\%)} \cdot \sigma$

Энергетические характеристики, параметры	Направление передачи		Расчетные формулы
	БС→АС	АС→БС	
Потери в теле абонента, $W_t$ , дБ	3		
Допустимые основные потери передачи при нахождении АС на улице с вероятностью 50 %, $W_{доп(50\%)}$ , дБ	151,27	140,479	$W_{доп(50\%)} = P_{кал} - P_{ис(50\%)} - W_t$ (Выбирается наименьшее из значений двух направлений)
Допустимые основные потери передачи при нахождении АС на улице с вероятностью 75 %, $W_{доп(75\%)}$ , дБ	147,2	136,4	$W_{доп(75\%)} = W_{доп(50\%)} - \eta_{(75\%)} \cdot \sigma$ (Выбирается наименьшее из значений двух направлений)
2. Максимальная дальность связи с вероятностью 75% на границе зоны обслуживания, $R_{0\max}$ , км,	3,21		По уравнению Хата $R_{0\max} = 10^{(W_{доп} - C)/B}$ , где $C = 68,75 + 27,72 \cdot \lg f - 13,82 \cdot \lg h_{БС}$ $-(11 \lg f - 0,7) \cdot h_{АС} = 126,4$ $B = 44,9 - 6,55 \cdot \lg h_{БС} = 35,2$ ( $h_{БС\min} = 30$ м; $h_{АС} = 15$ м)
3. Максимальная дальность соканальных помех			
Защитное отношение сигнал/помеха с вероятностью 50%, $A_0$ , дБ	18		
Защитное отношение сигнал/помеха с вероятностью 75%, на границе зоны обслуживания, $A_{гр.}$ , дБ	23,9		При $A_{гр.} = A_0 + \eta_{(75\%)} \cdot \sqrt{2} \sigma_{пс}$
Максимальная дальность соканальных помех на границе зоны обслуживания, $R_{п\max}$ , км	15,18		$R_{п\max} = R_{0\max} \cdot 10^{A_{гр.}/B}$ ( $h_{БС\min} = 30$ м)

Результатом рішення початкового наближення мережі є мережа регулярної структури, приведена на мал. 5.14. Усі базові станції цієї мережі мають параметри, представлені в таблиці 5.18. Структура мережі початкового наближення не є оптимальною, оскільки нерационально використовуються каналний ресурс і устаткування базових станцій, оскільки абонентське навантаження на околицях міста через щільності забудови складає не більше 25 % від загального числа абонентів. Зважаючи на це, доцільно на околицях

міста застосувати антени з круговою діаграмою спрямованості.



Мал. 9.54. Мережа початкового наближення

**Таблиця 5.18**

**Параметри мережі початкового наближення**

Тип антени	Коефіцієнт посилення $G_0$ , дБи	Висота підйому антени БС $h_{БС}$ , м	Номер сектори БС	Азимут град.	Кількість каналів		
					радіо каналів	трафіку	керування
AV2013	10	30	1	0	8	7	1
			2	120	8	7	1
			3	240	8	7	1

У таблиці. 5.19 приведений розподіл частот по групах з ресурсу 180 з нерівномірним рознесенням між групами частот, що дозволяє значно скоротити середньостатистичні інтермодуляційні завади.

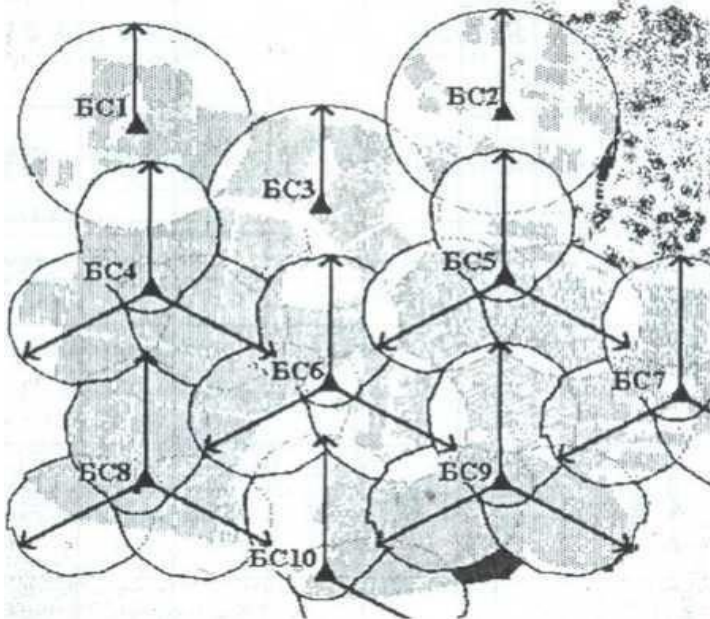
Оптимізація мережі виконана з використанням САПР «Балтика».

Результати оптимізації приведені на мал. 5.15 і в таблиці. 5.20.

**Таблиця 5.18**

**Розподіл частот по групах**

№ п/п	Номери радіоканалів в групі									
	Група	A1	B1	A2	B2	A3	B3	C	D	E
1		1	2	3	4	5	6	13	20	21
2		7	8	9	10	11	12	28	29	30
3		4	15	16	17	18	19	37	38	39
4		22	23	24	25	26	27	47	48	49
5		31	32	33	34	35	36	59	50	61
6		41	42	43	44	45	46	70	71	72
7		53	54	55	56	57	58			
8		64	65	66	67	68	69			
9		78	79	80	81	82	83			
10		96	97	98	99	100	101			
11		122	123	124	125	126	127			
12		150	151	152	153	154	155			
13		158	159	160	161	162	163			
14		171	172	173	174	175	176			
15		130	131	132	133	134	135			
16		165	166	167	168	169	170			



*Мал. 9.55. Оптимізована мережа*

Таблица 5.20

**Параметры оптимизированной сети**

Номер БС	Территориальный план					Частотный план				
	Тип антенны БС	Число секторов	Номер сектора	Азимут, град	Радиус зоны обслуживания R, км	радио-каналов	тра-фика	управ-ления	Группа частот	Используемые радиоканалы
1	ALLG 4123	1	1,1	0	3,53	5	5	-	B1	123, 151, 159, 172, 131, 166
2	ALLG 4123	1	2,1	0	3,55	5	5	-	A3	126, 154, 162, 175, 134
3	ALLG 4123	1	3,1	0	3,51	5	5	-	B3	6, 12, 19, 27, 36
4	AV2013	3	4,1 4,2 4,3	0 120 240	3,57 3,42 3,37	5 5 5	5 5 5	- - -	A1 A2 A3	1, 7, 14, 22, 31 3, 9, 16, 24, 33 5, 11, 18, 26, 35
5	AV2013	3	5,1 5,2 5,3	0 120 240	3,39 3,47 3,42	5 5 5	5 5 5	- - -	A1 A2 A3	41, 53, 64, 78, 96 43, 55, 66, 80, 98 45, 57, 68, 82, 100
6	AV2013	3	6,1 6,2 6,3	0 120 240	3,31 3,44 3,61	5 5 5	5 5 5	- - -	C E A1	13, 28, 37, 47, 59 21, 30, 39, 49, 61 122, 150, 158, 171, 130
7	AV2013	3	7,1 7,2 7,3	0 120 240	3,52 3,47 3,61	5 5 5	5 5 5	- - -	D A2 A3	20, 29, 38, 48, 50 124, 152, 160, 173, 132 126, 154, 162, 175, 134
8	AV2013	3	8,1 8,2 8,3	0 120 240	3,54 3,49 3,37	5 5 5	5 5 5	- - -	D A2 A3	20, 29, 38, 48, 50, 71 124, 152, 160, 173, 132 126, 154, 162, 175, 134
9	AV2013	3	9,1 9,2 9,3	0 120 240	3,45 3,41 3,61	5 5 5	5 5 5	- - -	B1 B2 B3	123, 151, 159, 172, 131 125, 153, 161, 174, 133 127, 155, 163, 176, 135
10	AV2013	2	10,1 10,2	0 120	3,58 3,56	5 5	5 5	- -	B1 B2	42, 54, 65, 79, 97 44, 56, 67, 81, 99

Аналіз результатів планування показує, що мережа покриває майже 100 % територій, при цьому в результаті оптимізації:

- БС<sub>1</sub>, БС<sub>2</sub>, БС<sub>3</sub> використовують антени з круговою діаграмою спрямованості при меншій потужності передавача базової станції (втрати в коплері у процесі розрахунку не враховувалися);
- БС<sub>6</sub> використовує антену з круговою діаграмою спрямованості, при меншій потужності передавача, т. до. менше радіус стільники;
- БС<sub>10</sub> обслуговує два (замість трьох) сектори.

В результаті оптимізації мережі вдалося зменшити на 30 % число приймально-передавальних стійок базових станцій (23 замість 30) і на 10 % кількість частотних каналів (95 замість 105).

## **5.5 Мережа персонального радіовиклику**

Вимагається розробити частотно-територіальний план СПРВ, працюючою по протоколу FLEX, в м. Выборзі, забезпечивши надійний зв'язок уздовж автомагістралей, що ведуть в Санкт-Петербург і на митницю. Початкові дані приведені в таблицю. 5.21 і 5.22.

Таблиця 5.21

Загальні характеристики мережі

Наименование	Обозначение, единица измерения	Значение характеристики
Стандарт системы	–	FLEX
Класс излучения	–	16KOF1D
Частота излучения	$F$ , МГц	160
Требуемая зона обслуживания	–	Указывается на карте
Высота точки приема над уровнем земли для определения зоны помехи для определения зоны обслуживания	$h_{т.п.}$ , м	10 1,5
Минимальное значение напряженности поля сигнала в зоне обслуживания абонентов пейджинговой связи при $h_{т.п.} = 1,5$ м	$E_{обсл.}$ , дБ(мкВ/м)	Реальная чувствительность пейджера по полю
Максимально допустимое значение напряженности поля в сопредельной области при $h_{т.п.} = 10$ м	$E_{соп.}$ , дБ(мкВ/м)	не более 10

Таблица 5.22

### Технічні характеристики антен

Найменування	Позначення одиниця виміру	Значення характеристики	
Тип антени	-	SRL227	K7342641
Максимальний коефіцієнт посилення (відносно ізотропного випромінювача)	$G_0$ , дБи	17	17.5
Ширина ДН в горизонтальній площині на рівні - 3 дБ:	$2\varphi_0$ , град.	70	8

Вибір антен здійснювався за наступними критеріями: максимальне послаблення випромінювання у зворотному напрямі, вузька діаграма спрямованості для покриття магістралі, що веде на митницю і широка для покриття м. Виборга і магістралі, що веде на Санкт-Петербург. Антени, що ідеально підійшли за цими критеріями, вказані в таблиці. 5.22.

Планування мережі проводимо послідовно, визначаючи:

1. Розташування базових станцій мережі. Передавач базової станції БС<sub>1</sub> розташовується на телевежі м. Виборга. Передавач базової станції БС<sub>2</sub>, автомагістралі, що забезпечує покриття, веде на митницю, розташовується



в селищі на південному сході м. Виборга (див. мал. 5.16).

2. Діаграми спрямованості антен. Азимут напрямку основного випромінювання вибирається так, щоб забезпечувалася максимальна дальність зв'язку по автомагістралях. Зокрема вважаємо, що азимут випромінювання БС<sub>1</sub> дорівнює 150°, азимут випромінювання БС<sub>2</sub> — 65°.
3. Висоти антен базових станцій. Задамо заввишки підвісу антени БС<sub>1</sub>, поміщеної на телевежі  $h_1=75\text{м}$ .
4. Потужності передавачів базових станцій. Максимальна потужність передавача БС<sub>1</sub> розраховується при відомій мінімальній відстані до межі ( $R_{\min}= 27\text{ км}$ ) і допустимому рівні поля

на межі ( $E_{\text{пом}}= 10\text{ дБ(мкВ/м)}$ ). Розрахунок максимальної потужності передавача БС<sub>2</sub> проводиться за тим же принципом. Мінімальна відстань до межі — 14 км.

В результаті розрахунку маємо

$$P_{\text{изл БС1}} = 9,3\text{ Вт}, P_{\text{изл БС2}} = 4\text{ Вт},$$

5. Зони обслуговування і зони перешкод СПРВ. Зона обслуговування і зона перешкод розраховуються по рівню поля, виходячи з чутливості пейджерів.

Для розрахунку реальної чутливості пейджерного приймача задамося швидкістю передачі даних в мережі  $V = 3200\text{ біт/с}$ . При такій швидкості використовується дворівнева частотна модуляція [71]. Відносну нестабільність частоти гетеродина пейджера вважаємо рівною  $\sigma = 2,5 \cdot 10^{-6}$ . Необхідна вірогідність помилки на виході декодера має бути не гірше за  $P_0 = 10^{-4}$ .

Для заданої швидкості знаходимо частотне зрушення:

$$\Delta f_{\text{сдв}} = 4 \cdot 3200 = 12\,800\text{ Гц}$$

і ширину спектру радіосигналу

$$\Delta F_{\text{рс}} = 12\,800 + 2 \cdot 3\,200 = 19\,200\text{ Гц}.$$

Мінімально необхідна смуга пропускання радіотракту пейджера

$$\Delta F_{\text{рГ}} \geq 19\,200 + 2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} \cdot 160 \cdot 10^{-6} = 20\,000 \text{ Гц}$$

Проведемо розрахунок потужності шумів на вході приймача. Для цього визначимо потужність шумів, що вносяться антеною

$$P_{\text{ш.а}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 20\,000 = 8 \cdot 10^{-17} \text{ Вт.}$$

Вважаючи, що еквівалентна шумова температура атмосфери на  $f = 160$  МГц рівна  $T_{\text{ш.атм}} = 7 \cdot 10^2$ , знайдемо потужність атмосферних шумів

$$P_{\text{ш.атм}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 7 \cdot 10^2 \cdot 20\,000 = 1,9 \cdot 10^{-16} \text{ Вт.}$$

Повну потужність шумів, діючих на вході приймача знаходимо по формулі (4.17)

$$P_{\text{ш.вх}} = 8 \cdot 10^{-17} + 1,9 \cdot 10^{-16} = 2,7 \cdot 10^{-16} \text{ Вт.}$$

У стандарті FLEX, код БЧХ(32,31) може виправляти 1 помилку на довжині блоку (32 біта). Відповідно, допустима вірогідність помилки в каналі на біт, виходячи з необхідної вірогідності помилки на виході декодера, не повинна перевищувати

$$P_{0 \text{ доп}} = 3,12 \cdot 10^{-2}.$$

Енергетичний вигравш системи модуляції знаходиться по формулі [7]

$$g = \frac{3m_{\text{ам}}^2 \Delta F_{\text{рГ}}}{\Pi^2 F_{\text{max}}} \approx 2.$$

Тоді на вході демодулятора відношення сигнал/шум в  $g$  разів нижчий, ніж на його виході,

$$h_{0 \text{ вх.дем}}^2 = h_{0 \text{ вих.дем}}^2 / g.$$

Виходячи з необхідної вірогідності помилки при прийомі даних повинно бути не менше 100. Тоді з урахуванням вигравшу системи модуляції відношення сигнал/шум на вході демодулятора

$$h_{0 \text{ вх.дем}}^2 = 10^2 / 2 = 50.$$

Задавшись коефіцієнтом шуму пейджера  $W_{\text{ш}} = 3$ , знаходимо його реальну чутливість

$$P_{\text{рч}} = 3 \cdot 2,7 \cdot 10^{-16} \cdot 50 = 4,05 \cdot 10^{-14} \text{ Вт.}$$

Потужність сигналу на вході приймача (рівна чутливості) пов'язана з напруженістю поля співвідношенням

$$P_c = \frac{(E_{свх} l_{ант})^2}{R_{вх}},$$

де  $E_{свх}$  — напруженість поля на вході приймача,  $l_{ант}$  — діюча довжина антени,  $R_{вх}$  — вхідний опір приймача.

Звідси можна знайти порогове значення напруженості поля на вході приймача

$$E_{свх} = \frac{\sqrt{P_c R_{вх}}}{l_{ант}},$$

яке при  $R_{вх} = 50 \text{ Ом}$ ,  $l_{ант} = 100 \text{ мм}$  рівне

$$E_{свх} = \frac{\sqrt{4,05 \cdot 10^{-14} \cdot 50}}{0,1} = 1,42 \cdot 10^{-15} \text{ (В/м)} = 14,2 \text{ (мкВ/м)}.$$

Чи

$$E_{свх} \text{ (дБ(мкВ/м))} = 20 \lg E_{свх} \text{ (мкВ/м)} = 20 \lg 16,4 = 24,3 \text{ (дБ(мкВ/м))}.$$

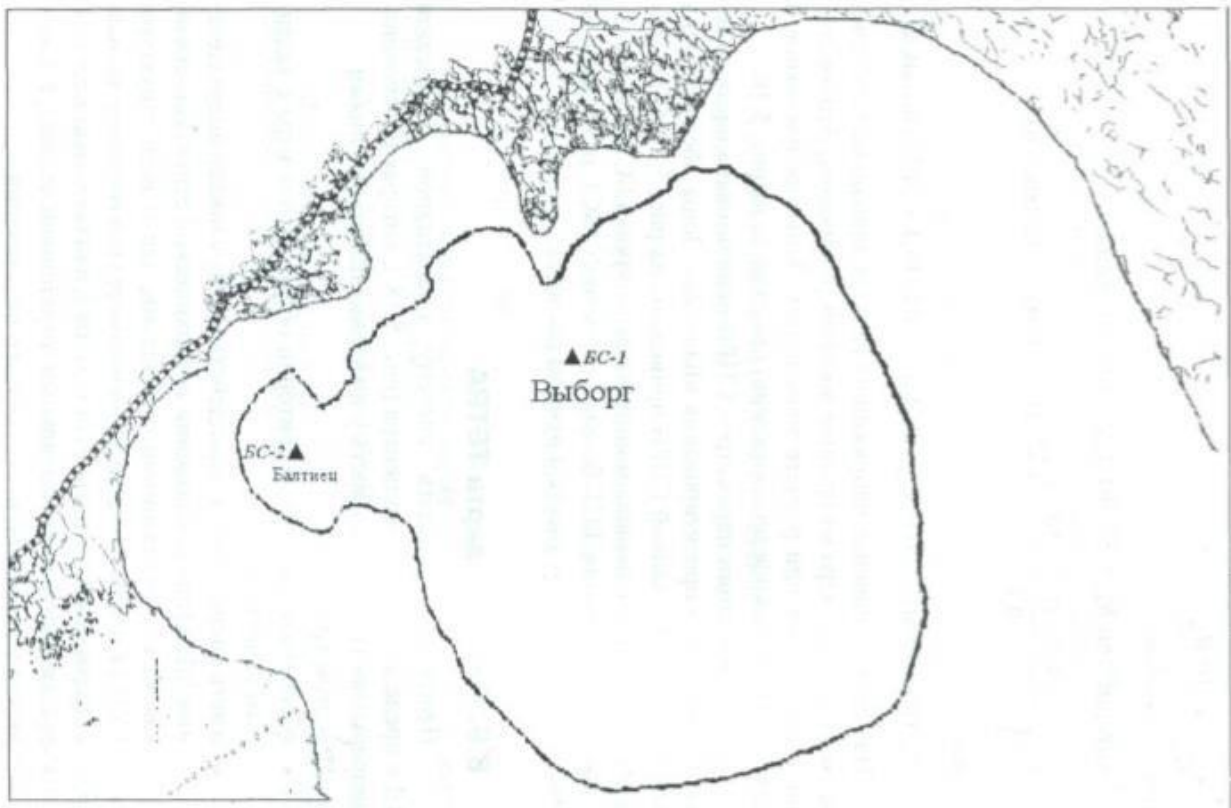
Знайдене значення напруженості поля має бути забезпечене на вході пейджера на межі зони обслуговування. Це ж значення використовується при розрахунку зони перешкод. Зони обслуговування і перешкод СПРВ (початкове наближення) приводяться на мал. 5.16. Для оптимізації параметрів СПРВ використана система автоматизованого проектування «Балтика». Зони обслуговування і перешкод оптимізованої СПРВ приведені на мал. 5.17. В результаті оптимізації зменшена потужність передавача БС1, т. до. реальна зона обслуговування БС1 більша за розрахункову (БС1 знаходиться на пагорбі, що неможливо врахувати в ручному розрахунку).

## 5.6. Мережа стандарту TETRA

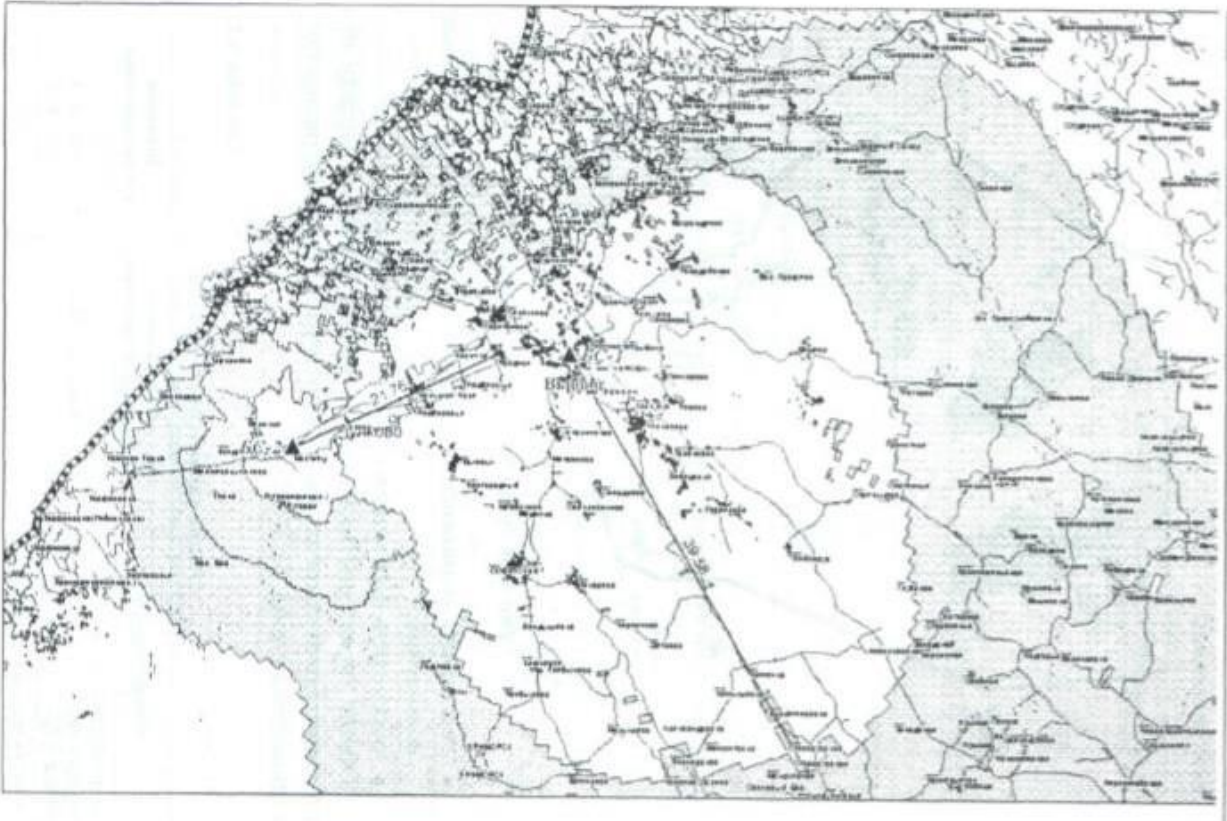
Необхідно створити систему оперативного радіозв'язку МВС в межах обласного центру (мал. 5.18), яка забезпечує безперервність і стійкість управління підрозділами.

При цьому вимагається:

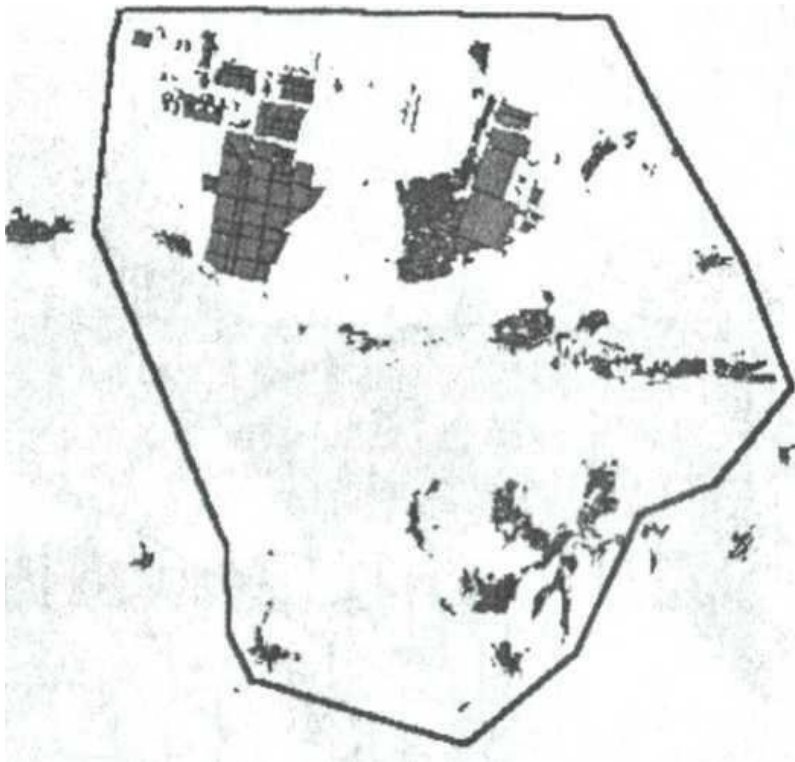
- забезпечити зв'язок на території обласного центру із заданою якістю;
- мати оперативну взаємодію співробітників підрозділів МВС (при дотриманні ієрархічної структури зв'язку) як між відділеннями і відділами, так і усієї структури ГУВС в цілому (кожен абонент має свій індивідуальний номер і може входити до складу однієї або декількох груп);
- надати індивідуальний і груповий виклики, а також вихід в телефонну мережу загального користування;



**Мал. 9.56** Зона обслуговування і завод СПР



**Мал. 9.57** Зона обслуговування і завод оптимізованої СПРВ



**Мал. 9.58.** Необхідна зона обслуговування

- забезпечити можливість передачі цих і факсимільних повідомлень;

- забезпечити необхідну безпеку зв'язку.

Таблиця 5.23

Загальні характеристики мережі

Найменування	Позначення, одиниці виміру	Значення характеристики
Смуга частот : передача АС; передача БС	$F_{\min} \dots F_{\max}$ МГц	380...400 410...430
Кількість радіоканалів	$n_{\text{общ}}$ , шт.	16
Кількість абонентів	На. тис.	2
Передбачуване навантаження від одного абонента	$A_1$ , Ерл	0,025
Вірогідність блокування виклику в ЧНН	$P_0$ , %	5
Необхідна зона обслуговування	-	Вказується на карті
Допустимий відсоток місць (пунктів прийому) з погіршенням якості зв'язку	$L$ , %	10
Місце розташування абонентських станцій		На вулицях
Захисне відношення сигнал/ перешкода в поєднаному каналі	$A_0$ , дБ	12
Висота антени АС над землею	$h_{AC}$ , м	1,5

Таблиця 5.24

Технічні характеристики приймально-передавального устаткування

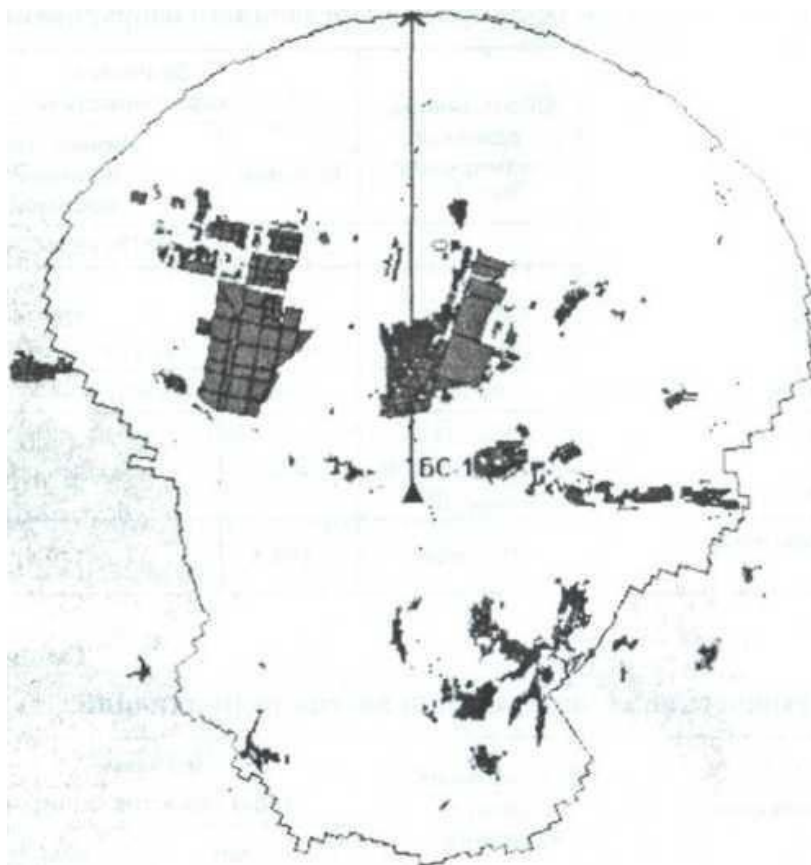
Наименование	Обозначение, единица измерения	Значение характеристики	
		базовой	абонентской возимой/ носимой
Тип радиостанции	–	TBS	MTM300/MTR300
Максимальная мощность передатчика (на входе антенного фидера)	$P_{\text{max}}$ , Вт	40	10/3
Количество приемопередатчиков	$n$ , шт.	1–6	–
Потери мощности передатчика: в фидере; в комбайнере	$\eta_{\text{фидера}}$ , дБ/100 м $\eta_{\text{комбайнера}}$ , дБ	2.0 0	– –
Реальная чувствительность приемника	$P_{0\text{л}}$ , дБм	–119,4	–119,4

Таблица 5.25  
Технічні характеристики антен радіостанцій

Наименование	Обозначение, единицы измерения	Значение характеристик станций	
		базовой	абонентской
Тип антенны	–	720880V	$3/4 \lambda$

Наименование	Обозначение, единицы измерения	Значение характеристик станций	
		базовой	абонентской
Максимальный коэффициент усиления (относительно изотропного излучателя)	$G_0$ , дБи	7	2
Ширина ДН в горизонтальной плоскости на уровне $-3$ дБ:	$2\varphi_0$ , град	360	360

Результати рішення задачі початкового наближення представлені в таблиці 5.26. Реальна зона обслуговування з урахуванням рельєфу і морфоструктури місцевості приведена на мал. 5.19, і охоплює необхідну зону обслуговування.



**Мал. 9.59.** Зона обслуговування мережі зв'язку.



Таблица 5.26

Бюджет врат, максимальні дальності зв'язку і міжканальних перешкод в транкінгової мережі зв'язку стандарту TETRA

Энергетические характеристики, параметры	Направление передачи		Расчетные формулы
	БС→АС	АС→БС	
1. Бюджет потерь			
Мощность передатчика $P_{\text{перед}}$ , Вт	25	3	
Мощность передатчика $P_{\text{перед}}$ , дБм	43,98	34,77	$P_{\text{перед}} = 10 \lg P_{\text{перед}} + 30$
Потери в фидере антенны ПРД $\eta_{\text{фид.прд}}$ , дБ	2	0	
КУ антенны ПРД $G_{\text{прд}}$ , дБи	8	0	
Излучаемая мощность $P_{\text{изл}}$ , дБм	49,98	36,77	$P_{\text{изл}} = P_{\text{перед}} - \eta_{\text{ф}} - \eta_{\text{к}} - \eta_{\text{конт}} + G_{\text{д.к}}$
Чувствительность приемника $P_{\text{грм}}$ , дБм	-119,4	-119,4	
Потери в фидере антенны ПРМ $\eta_{\text{фид.прм}}$ , дБ	0	2	
КУ антенны ПРМ $G_{\text{прм}}$ , дБи	2	8	
Необходимая мощность полезного сигнала с вероятностью 50 % $P_{\text{пс}(50\%)}$ , дБм	-121,4	-125,4	$P_{\text{пс}(50\%)} = P_{\text{грм}} + \eta_{\text{ф.прм}} - G_{\text{д.к}}$
Необходимая напряженность поля полезного сигнала с вероятностью 50 % $E_{\text{пс}(50\%)}$ , дБ(мкВ/м)	7,84	3,84	$E_{\text{пс}(50\%)} = 77,2 + 20 \lg f_{\text{МГц}} + P_{\text{пс}(50\%)}$
Среднеквадратическое отклонение (СКО) флуктуаций сигнала $\sigma$ , дБ	6	6	
Параметр логнормального распределения уровней сигнала по местоположению с вероятностью 75 % $\eta_{(75\%)}$	0,68	0,68	
Необходимая мощность полезного сигнала на границе зоны обслуживания с вероятностью 75 % $P_{\text{пс}(75\%)}$ , дБм	-117,32	-121,32	$P_{\text{пс}(75\%)} = P_{\text{пс}(50\%)} + \eta_{(75\%)} \cdot \sigma$
Необходимая напряженность поля полезного сигнала на границе зоны обслуживания с вероятностью 75 % $E_{\text{пс}(75\%)}$ , дБ (мкВ/м)	11,92	7,921	$E_{\text{пс}(75\%)} = E_{\text{пс}(50\%)} + \eta_{(75\%)} \cdot \sigma$
Потери в теле абонента $W_{\text{т}}$ , дБ	3	3	

Энергетические характеристики, параметры	Направление передачи		Расчетные формулы
	БС→АС	АС→БС	
Допустимые основные потери передачи с вероятностью 50 % при нахождении АС на улице $W_{\text{доп}(50\%)}$ , дБ	168,379	159,171	$W_{\text{доп}(50\%)} = P_{\text{эф}} - P_{\text{ис}(50\%)} - W_{\text{т}}$ (Выбирается наименьшее из значений двух направлений)
Допустимые основные потери передачи с вероятностью 75 % при нахождении АС на улице $W_{\text{доп}(75\%)}$ , дБ	164,299	155,091	$W_{\text{доп}(75\%)} = W_{\text{доп}(50\%)} - \eta_{(75\%)} \cdot \sigma$ (Выбирается наименьшее из значений двух направлений)
2. Максимальная дальность связи с вероятностью 75 % на границе зоны обслуживания, $R_{0 \text{ макс}}$ , км	18,36		По уравнению Хата $R_{0 \text{ макс}} = 10^{(P_{\text{эф}} - P_{\text{ис}(75\%)} - C)/10}$ , где $C = 68,75 + 27,72 \cdot \lg f - 1382 \cdot \lg h_{\text{БС}}$ $- (11 \lg f - 0,7) \cdot h_{\text{БС}} = 113,062$ $B = 44,9 - 6,55 \cdot \lg h_{\text{БС}} = 33,25$ ( $h_{\text{БС мин}} = 30 \text{ м}$ ; $h_{\text{АС}} = 15 \text{ м}$ )
3. Максимальная дальность соканальных помех:			
Защитное отношение сигнал/помеха с вероятностью 50 %, $A_0$ , дБ	12		
Защитное отношение сигнал/помеха с вероятностью 75 %, на границе зоны обслуживания $A_{\text{гр}}$ , дБ	17,7		При $A_{\text{гр}} = A_0 + \eta_{(75\%)} \cdot \sqrt{2} \sigma_{\text{АС}}$
Максимальная дальность соканальных помех на границе зоны обслуживания $R_{\text{п макс}}$ , км	62,18		$R_{\text{п макс}} = R_{0 \text{ макс}} \cdot 10^{A_{\text{гр}}/10}$ ( $h_{\text{БС мин}} = 30 \text{ м}$ )

## Література

1. Пархоменко В.В. Формалізована задача побудови раціональної телекомунікаційної системи / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // «Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку». – 2018. – № 4(52). – С. 34-39.
2. Пархоменко В.В. Вплив методів введення інформаційної надмірності на обмеження за достовірністю і оперативністю обробки інформації у телекомунікаційній системі / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // «Телекомунікаційні та інформаційні технології». – 2018. – №3(60). – С. 55-63.
3. Пархоменко В.В. Обмеження на достовірність обробки інформації в телекомунікаційній системі, критерій для порівняння конкурентоздатних варіантів / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // «Зв'язок». – 2018. – №4(134). – С. 11-16.
4. Пархоменко В.В. Метод моделювання процесів обробки інформації для побудови раціональної телекомунікаційної системи/Ю.В. Мельник, В.В. Пархоменко // Матеріали XII Науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». – Київ. - 12-13 грудня. - 2018. - С.58.
5. Пархоменко В.В. Дослідження побудови та методу розрахунку передвихідного каскаду цифрового передавача / В.Л. Пархоменко, М.С. Ільєнко, В.В. Пархоменко, В.С. Кривобок, О.А. Огороднік // «Зв'язок». – 2018. – №4(136). – С. 49-53.
6. Пархоменко В.В. Метод моделювання процесів обробки інформації для побудови раціональної телекомунікаційної системи/Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко.
7. Пархоменко В.В. Обмеження на оперативність обробки інформації та надійність функціональних перетворювачів телекомунікаційної системи / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // «Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку». – 2019. – № 1(53). – С. 12-23.
8. Пархоменко В.В. Формалізована задача побудови раціональної телекомунікаційної системи / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // Матеріали XIII Науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». – Київ. – 11-12 квітня. – 2019. – С.47.
9. Пархоменко В.В. Планування роботи функціональних перетворювачів у телекомунікаційній системі / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // «Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку». – 2019. – № 2(54). – С. 19-30.
10. Пархоменко В.В. Метод забезпечення надійності доставляння інформації у телекомунікаційній системі / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко, А.С. Щепак, С.А. Мрожик // «Зв'язок». – 2020. – №2(144). – С. 21-27.

11. Пархоменко В.В. Методика моделювання процесів обробки інформації телекомунікаційної системи на основі ланцюгів функціональних перетворювачів обсягів трафіку / Ю.В. Мельник, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // «Зв'язок». – 2020. – №3(145). – С. 3-7.
12. Parkhomenko, V., Shchepak, A., & Parkhomenko, V. (2021). DEVELOPING SOLUTION FOR USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE TO OBTAIN MORE ACCURATE RESULTS OF THE BASIC PARAMETERS OF RADIO SIGNAL PROPAGATION. Informatyka, Automatyka, Pomiarы W Gospodarce I Ochronie Środowiska, 11(1), 36-39.  
<https://doi.org/10.35784/iapgos.2577>
13. Пархоменко В.В. Основи телебачення та радіомовлення / В.І. Кравченко, В.Л. Пархоменко, В.В. Пархоменко // Навчальний посібник. - Київ.: Дистанційне навчання. – 2019.
14. Пархоменко В.В. Моделювання процесів обробки інформації у телекомунікаційній системі / Ю.В. Мельник, В.Л.
15. Пархоменко, В.В. Пархоменко // Навчальний посібник. - Київ.: Дистанційне навчання. -2020.
16. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Телекомунікаційні мережі. – Київ. : Техніка, 2001. – 392 с.
17. Радіо Попова [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://uk.wikipedia.org/>.
18. Кононов С.П. Основи радіомовлення. Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2003. - 69 с.
19. Петренко Т. А. Радіоприймальні пристрої. К., Вища школа, 2001.
20. Домбругов Р. М. Телебачення. – Київ: Вища школа. 1988
21. Телебачення / За редакцією П.В. Шмакова. – М: Зв'язок, 1970
22. Посібник до лабораторних робіт «Дослідження схем телевізійних розгортки» Одеса.

