

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

**Пархоменко В.Л.**

Навчальний посібник з  
дисципліни:

**«Комп'ютерне  
моделювання систем  
радіозв'язку і  
радіодоступу»**

Київ 2017

# Зміст

<b>Тема 1. Принципи радіомовлення .....</b>	<b>6 -</b>
1.1 Принципи радіомовлення .....	6 -
1.1.1 Розповсюдження радіохвиль в земних умовах.....	6 -
1.1.2 Випромінювання радіохвиль.....	10 -
1.1.3 Будова атмосфери землі.....	12 -
1.1.4 Заломлення і віддзеркалення радіохвиль в іоносфері.....	12 -
1.1.5 Антенно-фідерні пристрої.....	13 -
1.1.6 Особливості роботи симетричного вібратора.....	17 -
1.1.7 Антени кілометрових і гектометрових хвиль.....	19 -
1.1.8 Антени декаметрових хвиль .....	22 -
1.2 Контрольні питання.....	27 -
1.3 Схеми. Лабораторна робота.....	40 -
1.3.1 Схеми.....	40 -
1.3.2 Лабораторна робота .....	45 -
<b>Тема 2. Радіопередавальні пристрої.....</b>	<b>65 -</b>
2.1 Радіопередавальні пристрої.....	65 -
2.1.1 Основні функціональні вузли радіопередавача .....	65 -
2.1.2 Генерування високочастотних коливань.....	74 -
2.1.3 Принципи стабілізації частоти. ....	80 -
2.1.4 Антенно-фідерні тракти .....	85 -
2.2 Контрольні питання.....	90 -
2.3 Схеми. Лабораторна робота.....	104 -
2.3.1 Схеми.....	104 -
<b>Тема 3. Радіоприймальні пристрої .....</b>	<b>116 -</b>
3.1 Радіоприймальні пристрої .....	116 -
3.1.1 Призначення і види радіоприймальних пристроїв .....	116 -
3.1.2 Основні показники радіоприймальних пристроїв .....	120 -
3.1.3 Перший радіоприймач.....	124 -
3.1.4. Структурні схеми радіоприймачів .....	125 -
3.2 Контрольні питання.....	130 -
3.2 Схеми. Лабораторна робота.....	141 -
3.2.1 лабораторна робота.....	141 -
<b>Тема 4. Фізичні основи телебачення .....</b>	<b>154 -</b>
4.1 Фізичні основи телебачення .....	154 -
4.1.1 Основні характеристики зорового аналізатора.....	155 -

4.1.2	Особливості сприйняття кольору.....	- 166 -
4.1.3	Параметри відтворюваних телевізійних зображень.....	- 170 -
4.1.4	Основні відомості про телебачення.....	- 174 -
4.1.5	Форма повного телевізійного сигналу.....	- 176 -
4.1.6	Узагальнена структурна схема телевізійної системи.....	- 178 -
4.2	Контрольні питання.....	- 184 -
4.3	Схеми. Лабораторна робота.....	- 197 -
4.3.1	Схеми.....	- 197 -
4.3.2	Лабораторна робота.....	- 202 -
<b>Тема 5.</b>	<b>Основні принципи функціонування телевізійних систем.....</b>	<b>- 228 -</b>
5.1	Основні принципи функціонування телевізійних систем.....	- 228 -
5.1.1	Особливості телевізійної розгортки.....	- 228 -
5.1.2	Рядкова розгортка.....	- 233 -
5.1.3	Основні параметри розкладу зображення і відеосигналу.....	- 233 -
5.2	Контрольні питання.....	- 235 -
5.3	Схеми. Лабораторна робота.....	- 239 -
5.3.1	Схеми.....	- 239 -
5.3.2	Лабораторна Робота.....	- 248 -
<b>Тема 6.</b>	<b>Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД).....</b>	<b>- 262 -</b>
6.1	Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД).....	- 262 -
6.1.1	Призначення і завдання СЗПД.....	- 262 -
6.1.2	Задачі синтезу СЗПД в АСУ.....	- 263 -
6.1.3	Формулювання мети дослідження.....	- 264 -
6.1.4	Методичний підхід до розв'язання поставленого завдання дослідження.....	- 271 -
<b>Тема 7.</b>	<b>Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи.....</b>	<b>- 275 -</b>
7.1	Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи.....	- 275 -
7.1.1	Розробка критерій для порівняння конкурентоздатних варіантів систем збору і передачі даних.....	- 275 -
7.1.2	Розробка обмеження на достовірність обробки інформації в СЗПД.....	- 281 -
7.1.3	Система з резервом пристроїв в (РПС).....	- 286 -
7.1.4	Система змішаного типу (ЗТС).....	- 291 -
7.1.5	Дослідження впливу методів введення інформаційної надмірності на обмеження за вірогідністю і оперативністю обробки інформації в СЗПД.....	- 295 -
<b>Тема 8.</b>	<b>Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів.....</b>	<b>- 305 -</b>

<b>8.1 Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів.....</b>	<b>305 -</b>
<b>8.1.1 Задача раціональної побудови багатофазної багатоканальної СЗПД з резервом пристроїв.....</b>	<b>305 -</b>
<b>8.1.2 Задача раціональної побудови багатофазної одноканальної СЗПД з резервом часу на ремонт пристроїв.....</b>	<b>311 -</b>
<b>8.2 Методика вирішення задачі для оптимізації радіальної системи з резервом пристроїв.....</b>	<b>315 -</b>
<b>8.2.1. Радіальна система збору інформації.....</b>	<b>315 -</b>
<b>8.2.2 Радіальна система обміну інформації.....</b>	<b>322 -</b>
<b>8.2.3 Методика вирішення загальної задачі оптимізації СЗПД.....</b>	<b>324 -</b>
<b>Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах .....</b>	<b>326 -</b>
<b>9.1 Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах .....</b>	<b>326 -</b>
<b>9.1.1 Вибір і обґрунтування критерію оцінки ефективності методу підготовки машинною носій і забезпечення необхідної достовірності.....</b>	<b>327 -</b>
<b>9.1.2 Визначення об'єму первинного документу в системі машинної обробки інформації.....</b>	<b>330 -</b>
<b>9.1.3. Аналіз статистики помилок і їх класифікація при підготовці даних на машинних носіях.....</b>	<b>332 -</b>
<b>9.2 Оцінка методів контролю забезпечення достовірності при підготовці даних на машинних носіях .....</b>	<b>338 -</b>
<b>9.2.1 Метод контролю дублюванням підготовки даних з послідуочим їх порівнюванням.....</b>	<b>339 -</b>
<b>9.2.3 Метод контрольного додавання всіх символів рядка .....</b>	<b>340 -</b>
<b>9.2.4 Метод контрольного додавання всіх реквізитів документа .....</b>	<b>340 -</b>
<b>9.2.5 Метод контрольного додавання по рядкам і стовпцям.....</b>	<b>341 -</b>
<b>9.2.6 Метод контролю "модуля" .....</b>	<b>341 -</b>
<b>9.3 Визначення трудомісткості методів контролю даних на ЕОМ.....</b>	<b>343 -</b>
<b>9.3.1 Метод дублювання.....</b>	<b>344 -</b>
<b>9.3.2 Метод додавання .....</b>	<b>348 -</b>
<b>9.3.3 Метод верифікації.....</b>	<b>351 -</b>
<b>9.3.4 Задача вибору раціонального методу підготовки даних .....</b>	<b>356 -</b>
<b>9.3.5 Критерій порівняння конкурентоздатних варіантів систем підготовки даних. ..</b>	<b>357 -</b>
<b>9.3.6 Визначення обмеження на час підготовки даних.....</b>	<b>361 -</b>
<b>9.3.7 Оцінка витрат часу на підготовку даних за допомогою спеціалізованих пристроїв.....</b>	<b>364 -</b>
<b>9.3.8 Оцінка витрат часу при реалізації контролю даних на ЕОМ .....</b>	<b>366 -</b>
<b>9.3.9 Оцінка витрат часу підготовки даних на машинокеруючих системах.....</b>	<b>374 -</b>
<b>9.3.10 Розробка пристроїв, які дозволяють підвищити достовірність інформації, яка обробляється оператором.....</b>	<b>377 -</b>
<b>Література.....</b>	<b>383 -</b>





# Тема 1. Принципи радіомовлення

## 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 відбуватися на більші відстані.

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

## Тема 1. Принципи радіомовлення

як наслідок, багатопроміневості та зміни параметрів середовища, виникають завмирання (англ. Fading) — зміна рівня отримуюмого 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,

Тема 1. Принципи радіомовлення

визначається співвідношенням між довжиною хвилі і розмірами перешкод. Чим нижче 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: f 1 (висота 190...230 км) і f 2 (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 міріаметрових хвиль 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

Тема 1. Принципи радіомовлення

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<sub>2</sub> 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 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

Тема 1. Принципи радіомовлення 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 провідящі кулі, що знаходяться на відстані одна від одної

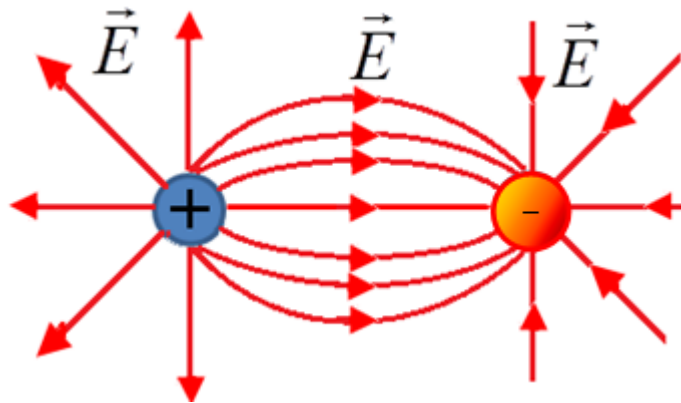
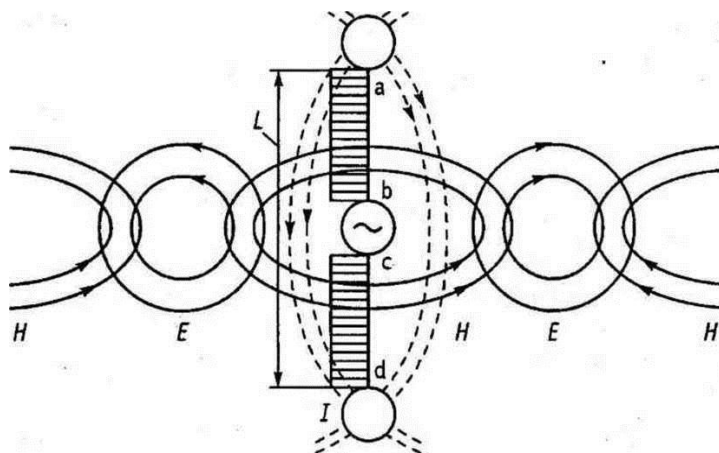


Рис. 1.2. Електричний диполь

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 більше ємності дротів, тому струмом зміщення між відрізками дроти можна знехтувати. Можна вважати, що струм провідності, що протікає в проводі 1 замикається тільки через струм зміщення, що протікає в просторі між кулями. В цьому випадку амплітуда струму вздовж проводу 1 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.



Тема 1. Принципи радіомовлення

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 поява змінного магнітного поля, силові лінії якого оточують лінії струму зміщення. В свою чергу змінне магнітне поле за законом електромагнітної індукції викликає в навколишньому просторі поява 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 зі. Швидкість поширення фази електромагнітної хвилі називають фазовою швидкістю. Фазова швидкість електромагнітної хвилі в діелектрику дорівнює:

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

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

Тема 1. Принципи радіомовлення

Відрізок називають елементарним електричним вібратором, аналогічним диполлю 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] висоти 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**

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



Тема 1. Принципи радіомовлення

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 електронної 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 укх і зокрема 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 сигналі приблизно 5 мкв. Тому для отримання на екрані телевізора високого рівня зображення рівень вхідного сигналу повинен бути не менше 100 мкв. Однак через невеликий потужності 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 проводів, 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.

## Тема 1. Принципи радіомовлення

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 приходиться 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 вибірковості.

Приймальні телевізійні антени повинні відповідати таким основним вимогам: - мати просту і зручну в експлуатації конструкцію; - високу просторову вибірковість; - 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 загальна довжина вібратора дорівнює точки aa - 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.

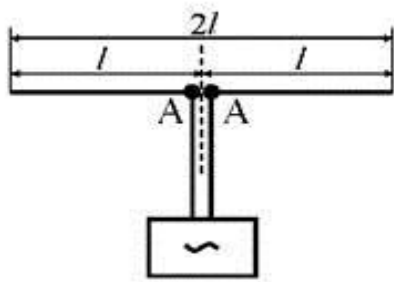


Рис1.4 симетричний вібратор

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:

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

## Тема 1. Принципи радіомовлення

Коефіцієнт підсилення антени в zenіт 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

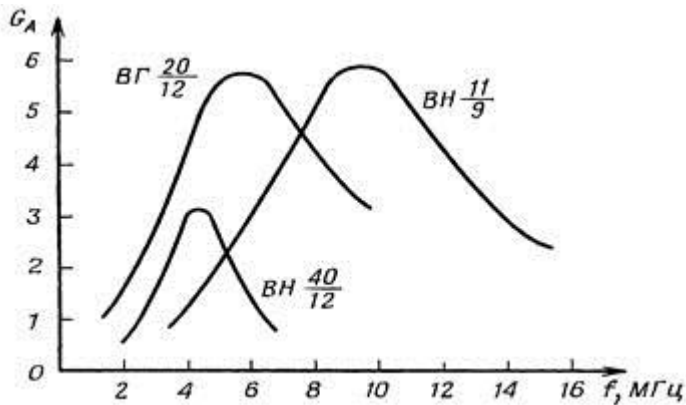


Рис 1.5 коефіцієнт підсилення антени

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 середнього вхідного 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 гектометровые 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

Тема 1. Принципи радіомовлення

характеру, для компенсації якої послідовно з антеною доводиться включати котушку індуктивності. ці котушки часто називають подовжувальними ( $l_y$ ).

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 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 вииграш в потужності і зменшуючи взаємні перешкоди радіостанцій, здійснювати зв'язок з будь-яким бажаним напрямом.

Антенні 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. 2.3, а), а найбільш зручним у конструктивному відношенні - петлевий вібратор пистолькорса (див. Рис. 2.3, б).

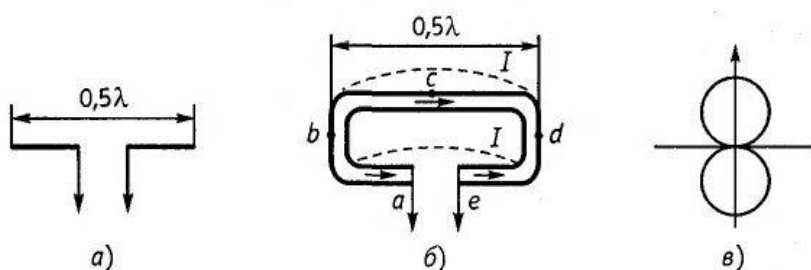


Рис.1.6 дипольні вібратори

Цей петлевий вібратор можна розглядати як два півхвильових синфазних вібратора, розташованих на малій відстані один від одного. В точці *c* 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. Найвність

**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.

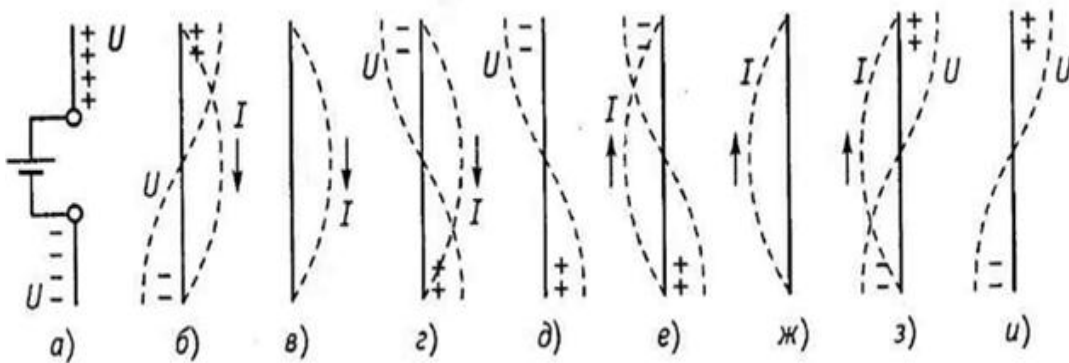


Рис.1.7 вільні коливання в симетричному вібраторі

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

Тема 1. Принципи радіомовлення

електричного поля, запасена ємністю, переходить в енергію магнітного поля розподілених індуктивностей (див. Рис. 1.7, в).

Якщо спочатку індуктивність проводів вібратора перешкоджала 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 перезарядження (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 напівхвильвий 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 вертикальної 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 поганими провідними властивостями, характер розподілу струму в земній 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.

## Тема 1. Принципи радіомовлення

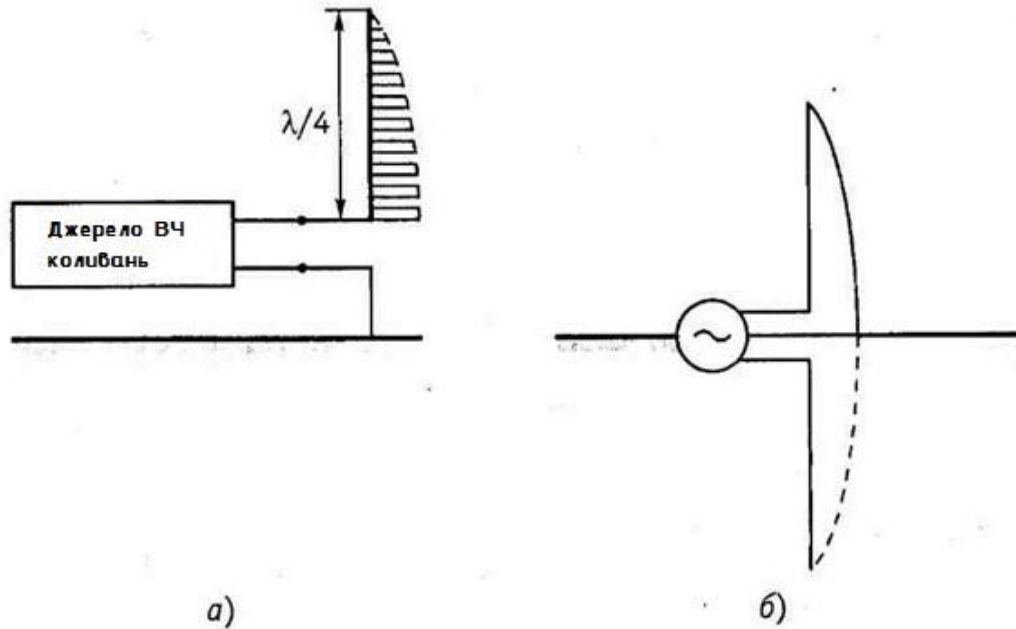


Рис.1.8 конструкція чвертьволнового вібратора

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 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

## Тема 1. Принципи радіомовлення

електричної 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 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. 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 подовжувальної 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 випромінюючої вертикальної частини 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. 3, в, г)



Тема 1. Принципи радіомовлення

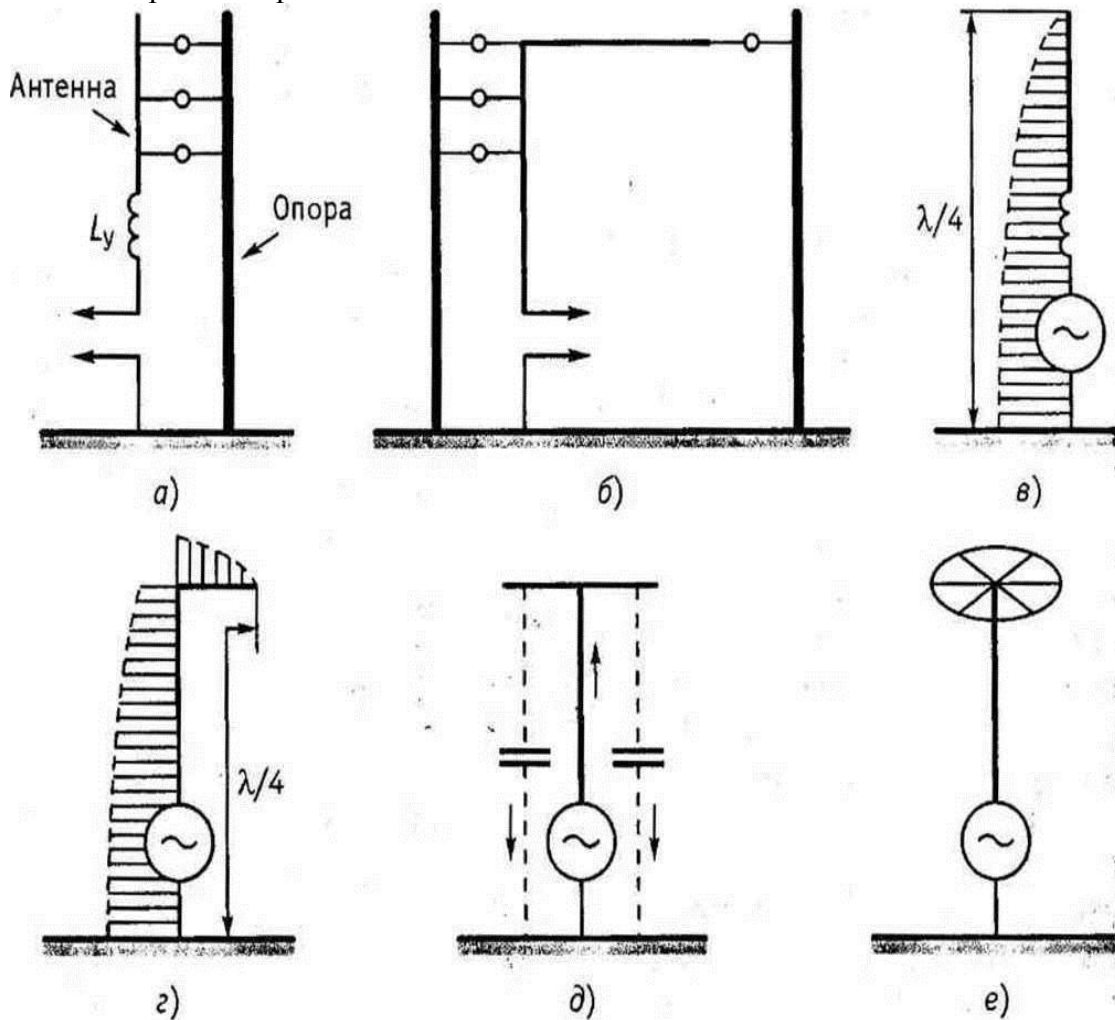


Рис. 3 пристрій антени довгих і середніх хвиль:

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. 3, д) або у вигляді багатьох променів (зонтична антена на рис. 3, 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. 3.1) і антен-щогл (рис.3.2).

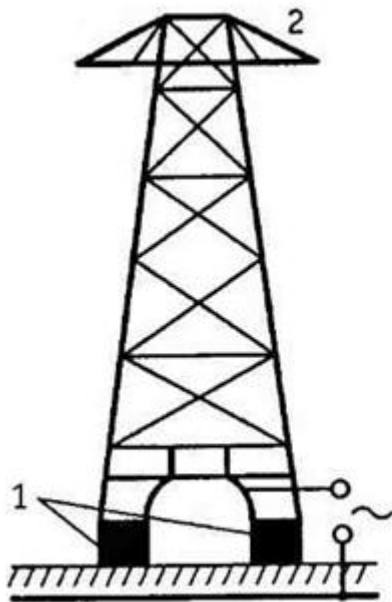


Рис.3.1 конструкція антени-вежі:  
1 - опорний ізолятор;  
2 - ємнісна шапка

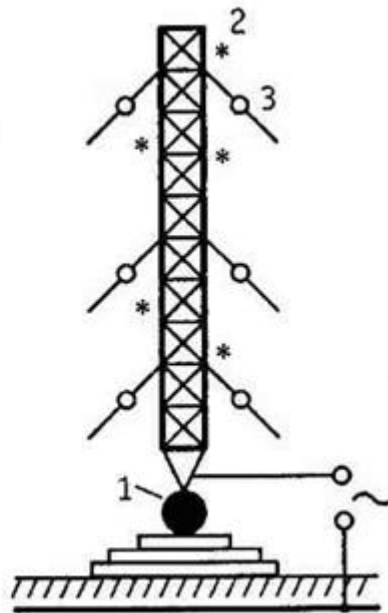


рис.3.2 пристрій антени-щогли  
1- опорний ізолятор;  
2-світлова огорожа щогли;  
3- ізолятори

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 радіомовлення

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 висуваються 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.

Антенні, 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. 3.3). 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 радіомовлення

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

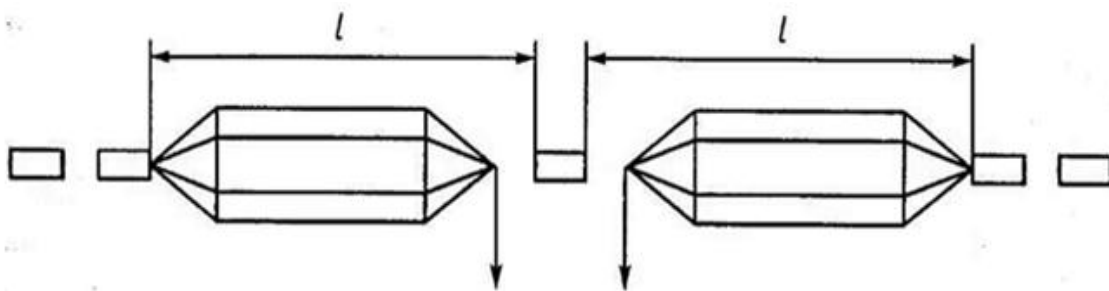


Рис.3.3 конструкція диполя с. І. Надененко

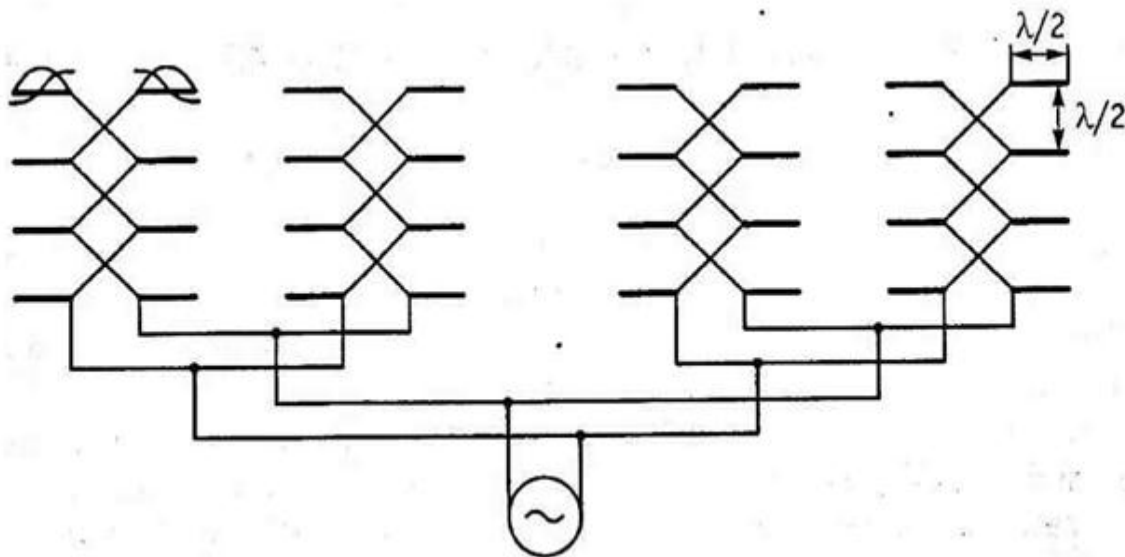


Рис.3.4 синфазна горизонтальна антена

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. 3.4 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 системі створити режим біжучих хвиль. До такого типу антен відноситься

Тема 1. Принципи радіомовлення

ромбова антена, зображена на рис. 3.5. Вона складається з чотирьох горизонтальних проводів 1-4, утворюючих боку ромба. Генератор підключається до проводів 1 і 3 за допомогою фідера, хвильовий 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 ( $i > 4\lambda$ ) 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. 3.4). Останній недолік в значній мірі усувається в подвійній ромбічній антені (ргд). Антена складається з двох полотен ромбових антен, зміщених по горизонталі в напрямку малої

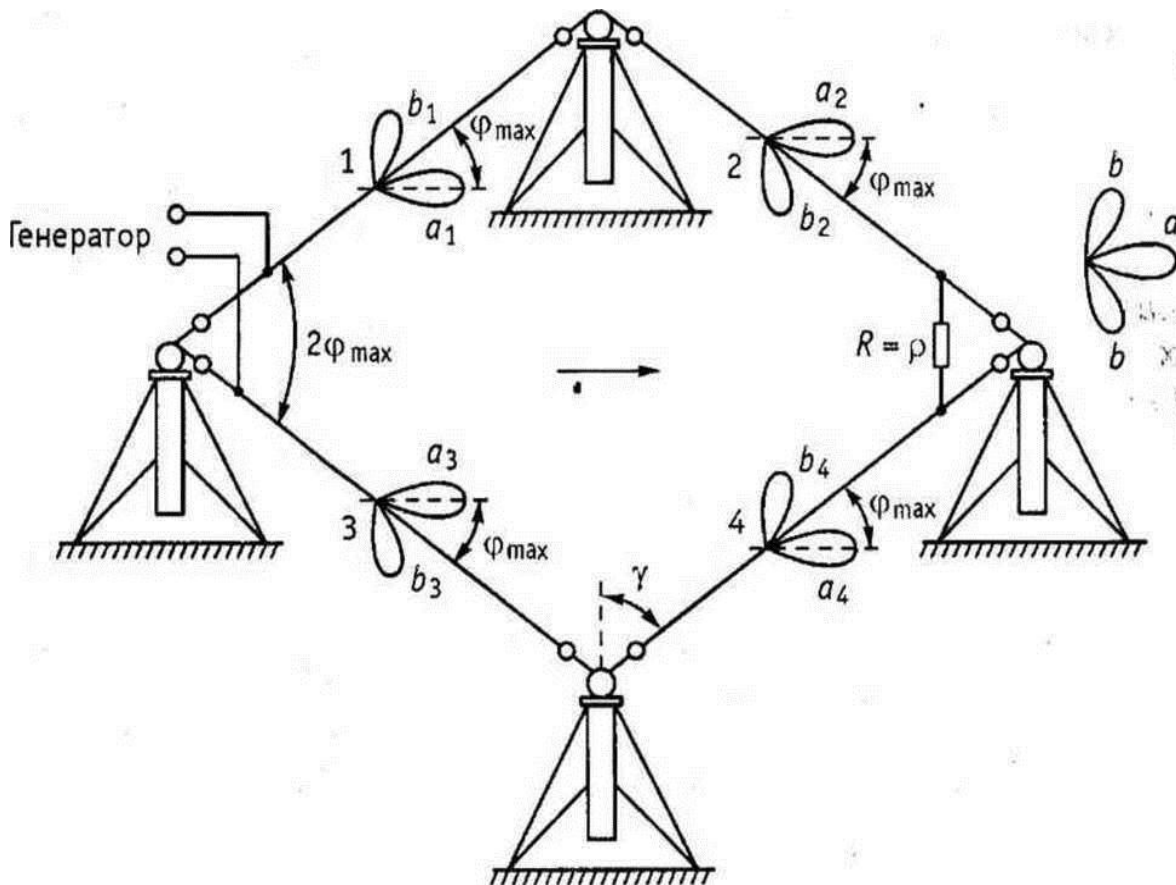


Рис. 3.6 пристрій ромбової антени

Діагоналі і з'єднаних паралельно в вершинах гострих кутів. Висота підвісу ромбів 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. 3.6, 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. 1.24, а). У розглянутим 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 розімкнутій 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 радіомовлення

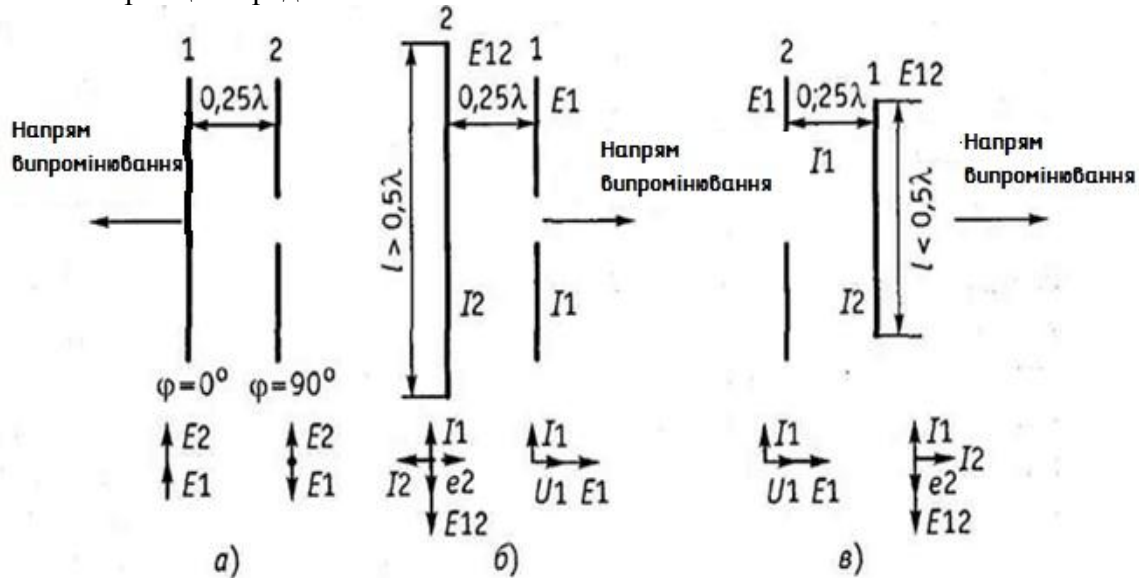


Рис.1.24 пристрій антен, що складаються з двох вібраторів:  
 а- вібратор з активним рефлектором;  
 б- вібратор з пасивним рефлектором;  
 в- вібратор з пасивним директором

## 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 головною 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).при

### Тема 1. Принципи радіомовлення

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.

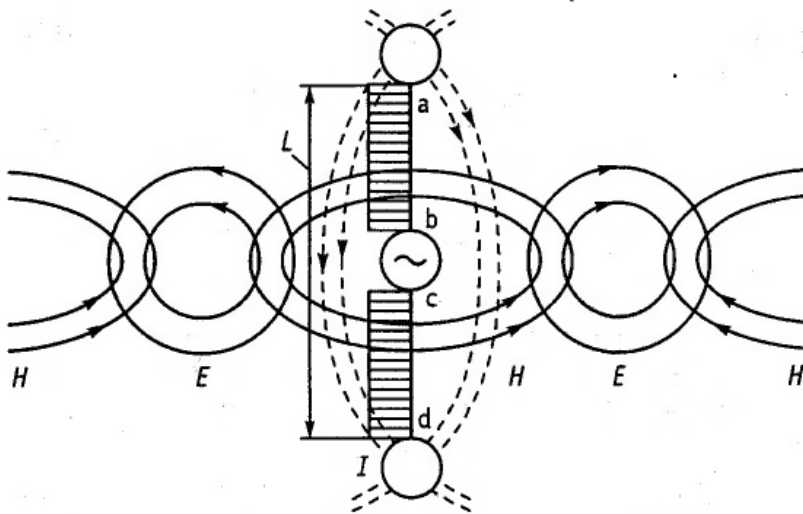


рис.4 схема виникнення ем волни излучаемой диполем герца

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.4). 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  $l$ , 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 радіомовлення

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 ухх)-стратосфера (50-60км, ні водяної пари, опади тільки у тропосфері; ухх)-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).

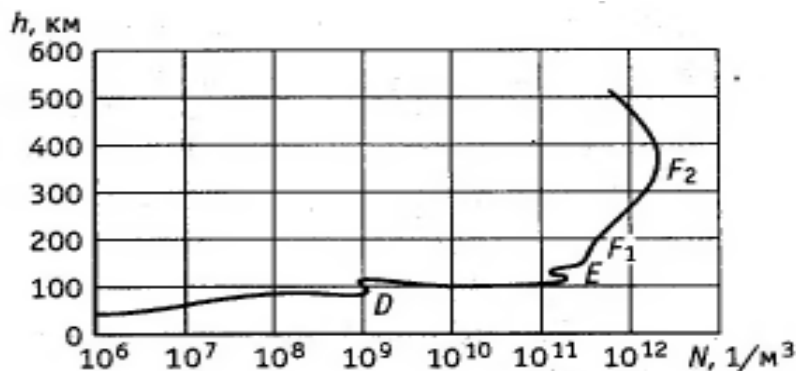


Рис. Залежність електронної концентрації в іоносфері від висоти

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 шаром 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 радіомовлення

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

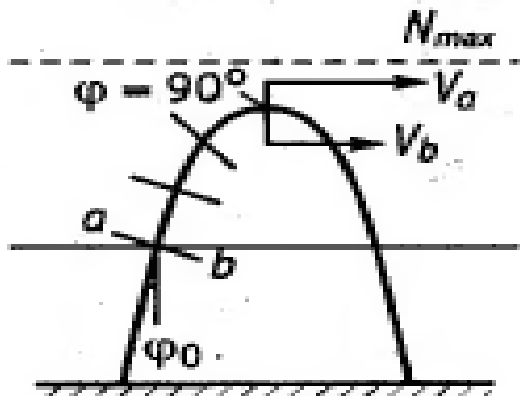


Рис.6 відображення радіохвилі від іоносфери

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. Нижче)

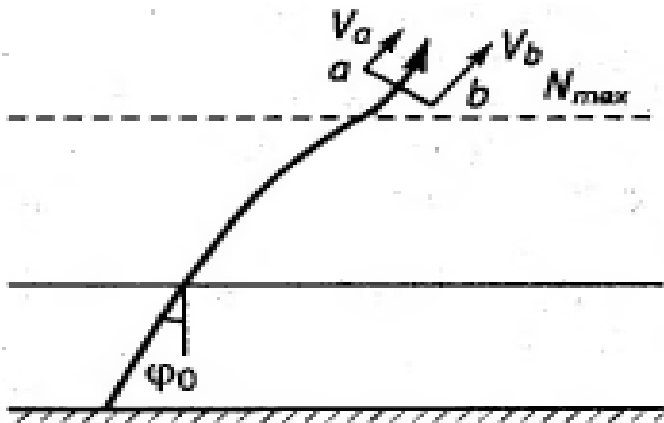


Рис.8. Фронт хвилі

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

Тема 1. Принципи радіомовлення

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

,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 метрового діапазону?

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 радіомовлення

Частоти	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)	Ультра короткі (УКХ)
Від 3 до 30 ГГц	Від 10 до 1 см	Сантиметрові	Крайньо високі (КВЧ)	
Від 30 до 300 ГГц	Від 10 до 1 мм	Міліметрові		
Від 300 до 3000 ГГц	Від 1 до 0,1 мм	Дециміліметрові		

Рис.9. 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

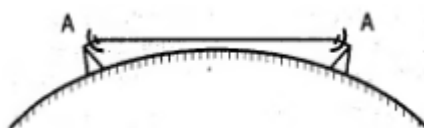


Рис. 10 поширення хвилі між передавачем і приймачем

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 лінії і ретранслятори, розташовані на штучних супутниках землі. Укх довжина хвилі яких менше 10м це дециметрові і сантиметрові хвилі.

Тема 1. Принципи радіомовлення

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

$$E_D = \frac{2,18\sqrt{PD}h_1h_2}{r^2\lambda},$$

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. Коливань, 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 багатошляховість 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 пристосованої 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 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

Тема 1. Принципи радіомовлення

бажано, щоб робоча частота 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.

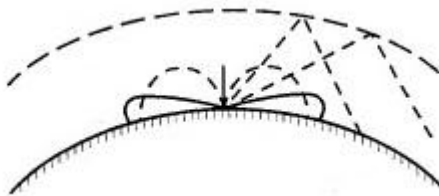


Рис.16 діаграми напрямлення вертикального вібратора і антифідерної антени

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 великих відстанях від радіопередавача за рахунок іоносферного поширення. При цьому багато шляхів призводить до завмирань сигналу.

11. Які параметри характеризують роботу антени?

Тема 1. Принципи радіомовлення

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  $\varphi$ . Графічне представлення цієї характеристики  $f(\varphi)$  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  $e_{rc}$  в антені, наведеної радіохвилею, що приходить з напрямку головного пелюстка дн  $e_a$ , до напруженості поля в місці прийому:  $l_0 = e_{rc} / e_a$ .

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. Антенна радіо (приймальна антенна) призначена для перетворення прийнятих нею електромагнітних хвиль в енергію струму високої частоти. Характер процесів, що відбуваються в передавальної і приймальної 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

Тема 1. Принципи радіомовлення

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 коливань 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 приходить 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 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 випромінюючої вертикальної частини істотно



Тема 1. Принципи радіомовлення

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.21. В,г).

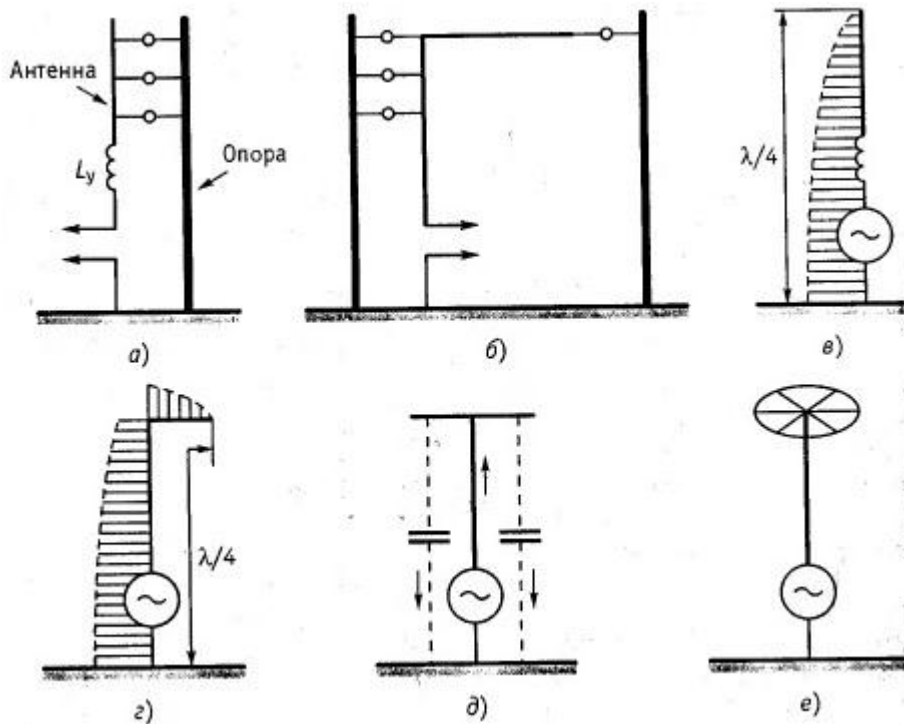


Рис. 21. Пристрій антени довгих і середніх хвиль

Збільшити амплітуду струму на кінці антени можна створити додаткове додаткову горизонтальну частину у вигляді двох горизонтальних променів (т-подібна (рис.вище,д) або у вигляді багатьох променів зонтична антена (рис.вище,е). 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 де антени і св дуже часто виконуються у вигляді встановлених на ізолятори сталевих вільно стоять антен та антени-щогл (рис.ниже). 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.

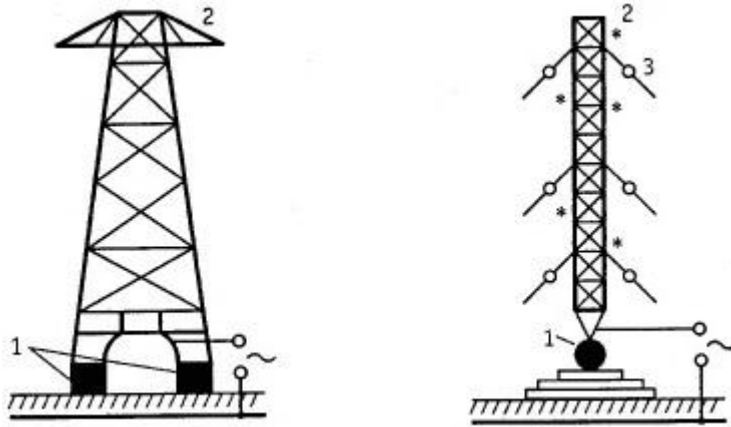


Рис. 22. Конструкція антени вежі; пристрій антени мачти

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 600м 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 прийомної 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 радіомовлення

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 вигравш 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 телевізійною приймальною антеною є дипольний вібратор (лінійний півхвильовий вібратор) (рис.нижче,а), а найбільш зручним у конструктивному відношенні-петлевий вібратор пістолькорса (рис.нижче,б).

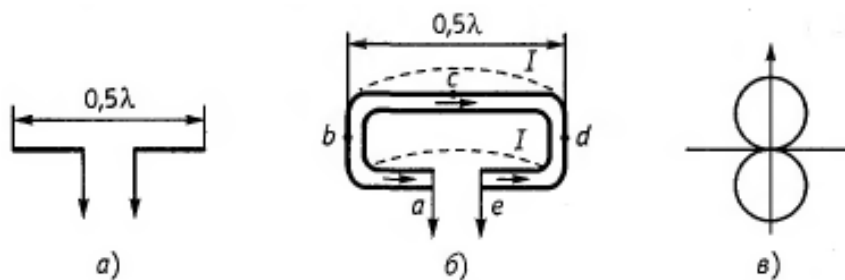
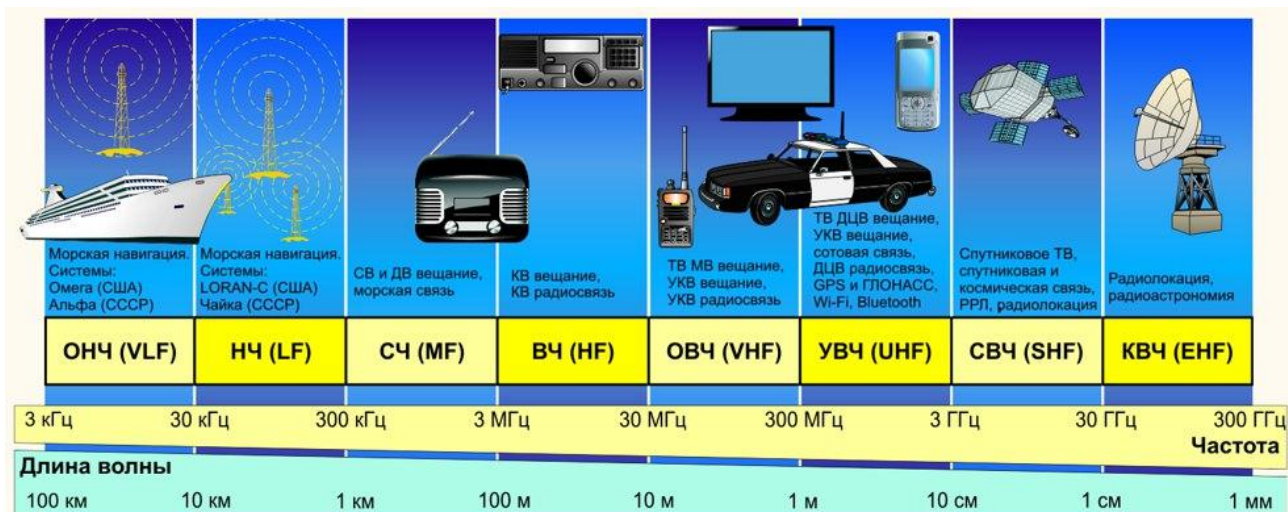


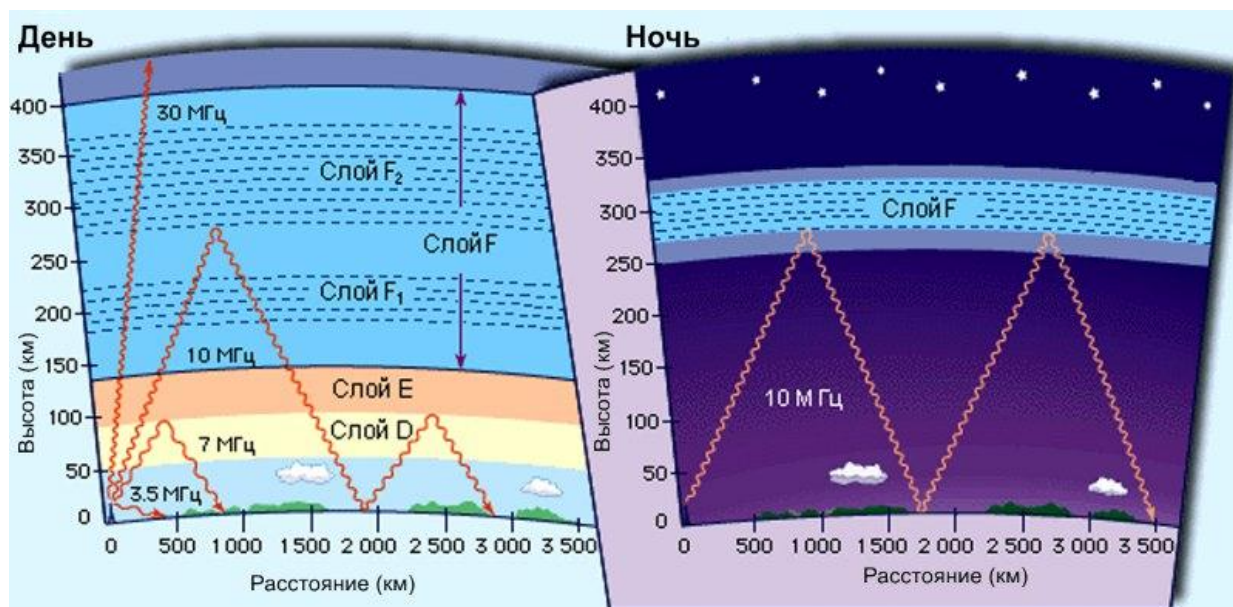
Рис.27. Дипольний (а) и петлевий (б) вибратори і їх діаграма направленості  
Цей петлевий вібратор можна розглядати як два півхвильових синфазних вібратора, розташованих на малій відстані один від одного. В точці з вібратора розташовуються пучність струму і вузол напруги, що відповідають режиму короткого замикання. В точках  $b$  і  $d$  відстають від  $c$   $0,25\lambda$ , утворюється пучність струму і вузол напруги.

## 1.3 Схеми. Лабораторна робота

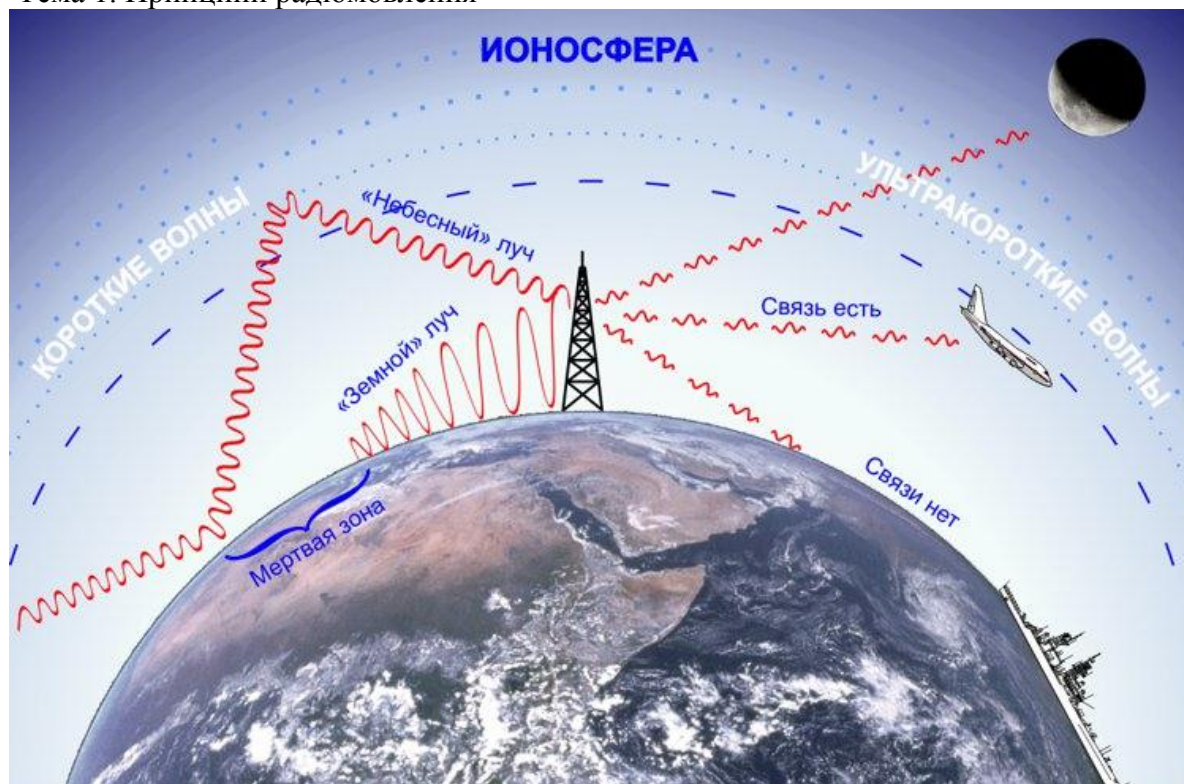
### 1.3.1 Схеми



Ці діапазони вельми обширні і у свою чергу, розбиті на ділянки, в які входять так звані радіомовні і телевізійні діапазони, діапазони для наземного і авіаційного, космічної та морського зв'язку, для передачі даних і медицини, для радіолокації і радіонавігації і т.д. кожній радіослужбі виділена своя ділянка діапазону або фіксовані частоти.



З малюнка видно, що відображення залежить не тільки від частоти, але і від часу доби. Це пов'язано з тим, що іоносфера іонізується сонячним випромінюванням і з настанням темряви поступово втрачає свою відбивну здатність. Ступінь іонізації також залежить від сонячної активності, яка змінюється протягом року, з року в рік за семирічним циклом.



Радіохвилі укв діапазону за властивостями більшою мірою нагадують світлові промені. Вони практично не відбиваються від іоносфери, трохи огинають земну поверхню і розповсюджуються в межах прямої видимості. Тому дальність дії ультракоротких хвиль невелика. Але в цьому є певна перевага для радіозв'язку. Оскільки в діапазоні укв хвилі розповсюджуються в межах прямої видимості, таким чином можна розташовувати радіостанції на відстані 150-200 км один від одного без взаємного впливу. А це дозволяє багаторазово використовувати одну і ту ж частоту сусіднім станціям.

Структура системи супутникового зв'язку

У системі супутникового зв'язку можна виділити чотири основні частини (рис. 7.1):

- 1) космічний сегмент;
- 2) сигнальна частина;
- 3) наземний сегмент;
- 4) користувацький сегмент.



## Тема 1. Принципи радіомовлення

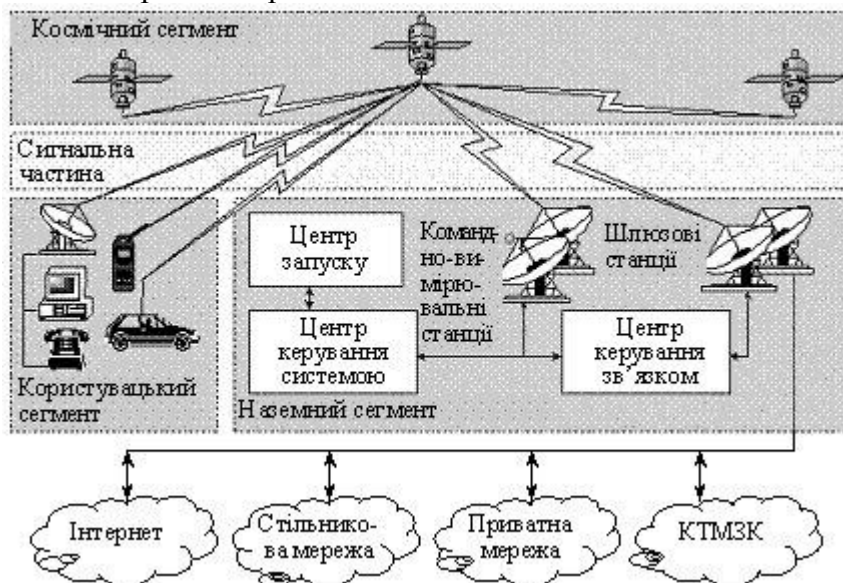


Рис. 7.1. Загальна структура системи супутникового зв'язку

Космічний сегмент охоплює питання щодо проектування і запуску супутників, розрахунку орбіт. Сигнальна частина стосується використовуваного спектра частот, впливу відстані на організацію і підтримку зв'язку, визначення джерел інтерференції сигналів, розроблення схем модуляції і протоколів передачі. Наземний сегмент включає розміщення і конструкцію наземних станцій, типи антен, використовуваних для різних додатків, схеми мультиплексування, що забезпечують ефективний доступ до каналів супутників. До користувацького сегмента належить абонентське устаткування.

### Класифікація сучасних мобільних радіосистем

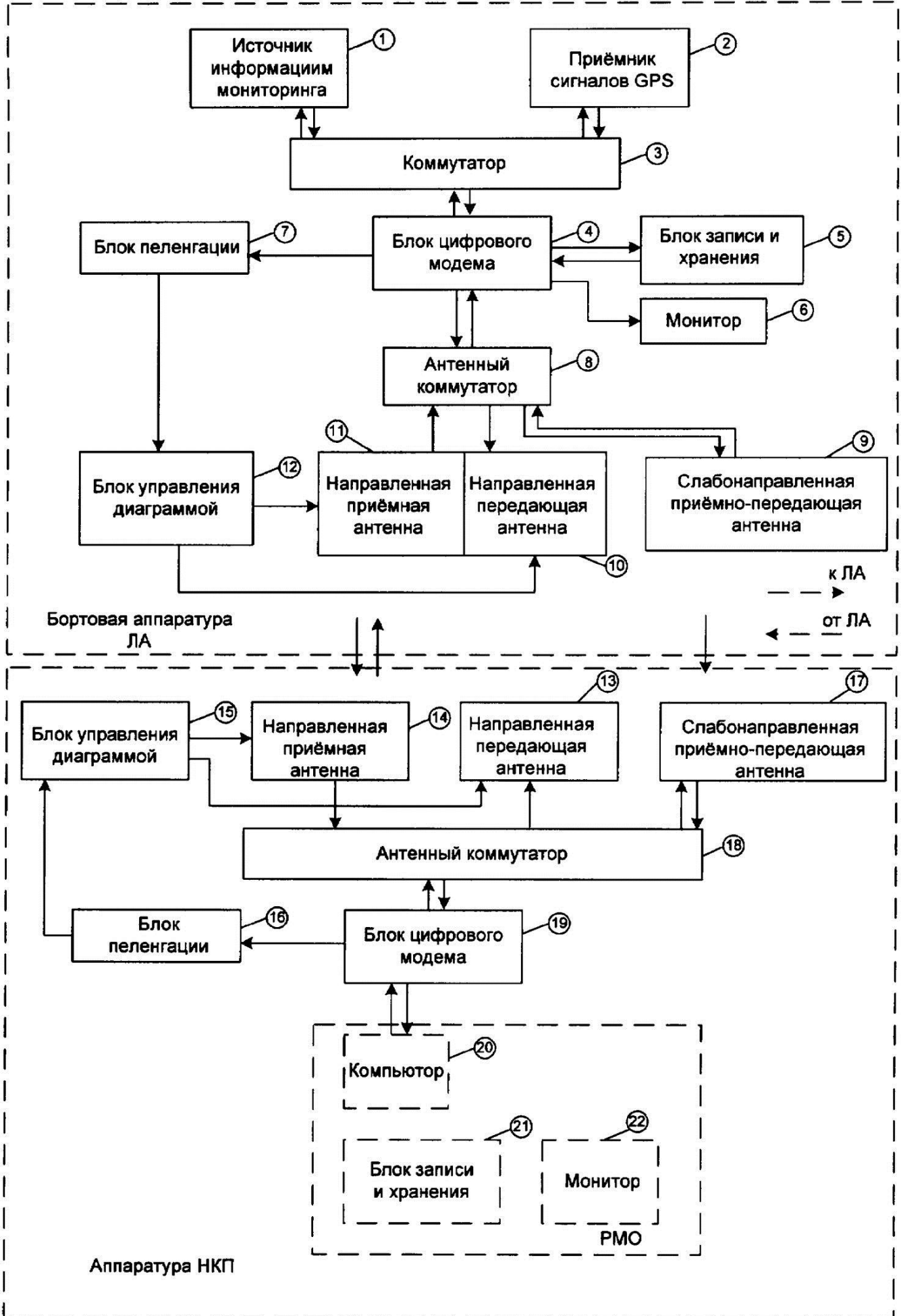
У цій частині посібника у відповідних розділах наведено інформацію про основні типи радіозв'язку: стільниковий, пейджинговий, транкінговий; висвітлено питання, пов'язані з використанням цих систем, а також наведено основні принципи їх побудови і функціонування, частково описано інформаційне і програмне забезпечення.

## Тема 1. Принципи радіомовлення



### Система і спосіб авіаційного радіозв'язку

Тема 1. Принципи радіомовлення





### **1.3.2 Лабораторна робота**

«вимірювання параметрів телевізійного тракту»

#### 1. Мета роботи

Метою лабораторної роботи є ознайомлення з методикою й технікою вимірювання параметрів телевізійного тракту за допомогою спеціальних випробних сигналів, здобуття навичок у візуальній оцінці якості телевізійних зображень, дослідження залежності візуальної якості зображення від параметрів телевізійного тракту

#### 2. Ключові положення

##### 2.1. Загальні зауваження

Якість роботи телевізійної системи, що включає кінцеві перетворювачі й електричний тракт, оцінюються по якості зображення випробної таблиці на екрані приймача. На практиці вимірювання якісних характеристик зображення безпосередньо у споживача ускладнене. Але про них можна судити побічно по параметрах телевізійного сигналу й характеристиках телевізійного тракту.

За допомогою осцилографа з виділенням рядка можна перевірити розмах повного телевізійного сигналу й співвідношення його компонентів. Вимірюючи параметри сигналів із різних ділянок випробуваної таблиці, можна кількісно оцінити чіткість, викиди, що визначають окантовки, перекуси прямокутних імпульсів, що визначають продовження, які тягнуться і т.д.

Ефективні методи контролю і вимірювання параметрів телевізійної апаратури й ліній зв'язку основані на використанні еталонних випробних сигналів, викривлення форми яких на виході ділянки тракту характеризують його якісні показники.

##### 2.2. Випробні сигнали

Гост 18471-73 визначає параметри вимірювальних сигналів, які рекомендуються для перевірки характеристик різних ділянок телевізійного тракту і всього електричного тракту в цілому

На основі рекомендацій міжнародного консультативного комітету по радіо (МККР) гост нормує 22 елемента імпульси різного виду з відповідними параметрами. З набору цих вимірювальних елементів і будуються телевізійні випробні сигнали елементарні сигнали представляють із себе прямокутні імпульси різної тривалості і з різною крутизною фронтів, дзвонові імпульси різної тривалості, пилкоподібні та ступінчаті напруги, пакети синусоїдальних сигналів різних частот і розмахів.

Випробний сигнал, крім набору вимірювальних елементів, містить гасячі та синхронізуючі імпульси частоти рядків та полів, тобто являється повним телевізійним сигналом це забезпечує нормальне проходження

Тема 1. Принципи радіомовлення

Випробного сигналу через вузли телевізійної апаратури, що здійснюють фіксацію рівня, тобто дозволяють проводити вимірювання характеристик в умовах, що імітують робочий режим обладнання.

Розглянемо деякі з випробних сигналів, рекомендованих гост-18471-73.

1. Прямокутні імпульси зі шпаруватістю  $q=2$ , які слідують з частотою 50 гц. Прорізані рядковими імпульсами, що гасять та складенні із синхронізуючими імпульсами (рис.2.1).

2. Випробний сигнал, що містить дзвоновий імпульс вигляду  $\sin^2 \omega t$  і прямокутний імпульс білої полоси (рис.2.2) тривалість прямокутного імпульсу рівна 2.5 мкс, тривалість  $\sin^2$ -імпульсу на рівні 0.5 може бути 0.08 або 0.16 мкс (імпульс  $t$  або  $2t$ ). Фронт та спад імпульсу смуги відповідає тривалості  $\sin^2$ -імпульса, т.ч. 0.08 або 0.16 мкс. Тривалість випробного сигналу рівна тривалості телевізійного рядка.

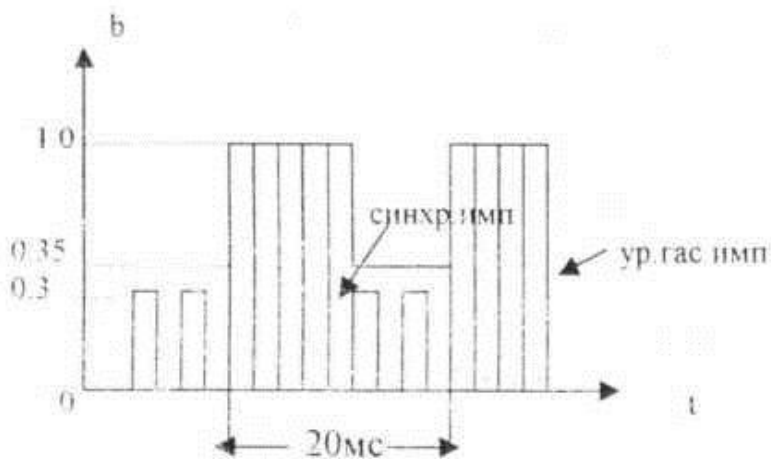


Рис.2.1

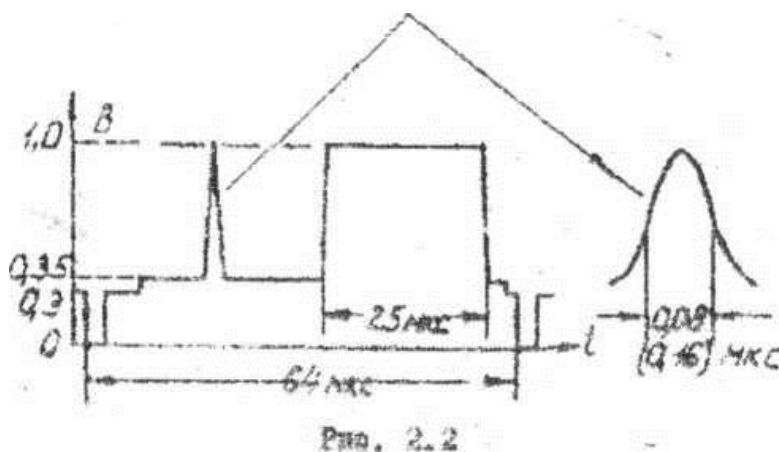




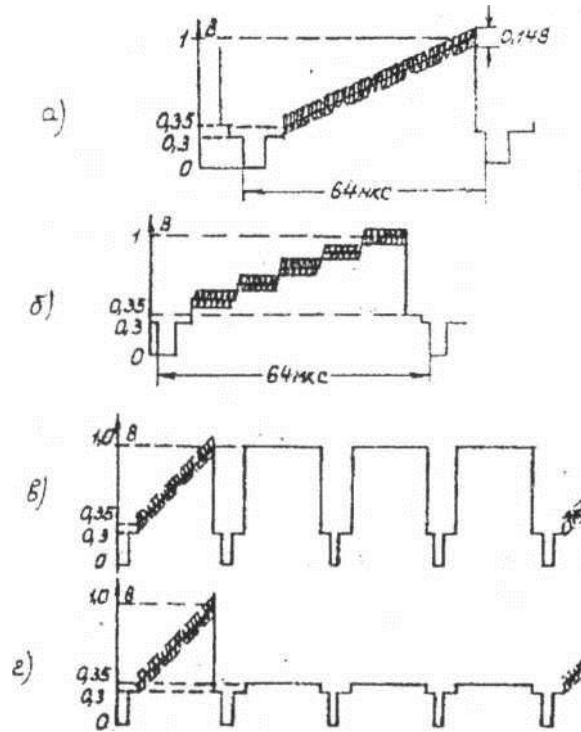
Рис.2.3

3. Випробний сигнал, описаний в п. 2, доповнений пакетом синусоїдальних коливань частоти кольорової піднесучої 4,43 мгц, промодульовані  $\sin^2$ -імпульсом тривалістю приблизно 2 мкс (20т) (рис.2.3).

4. Пілкоподібний або п'ятиступінчатий сигнал із синусоїдальною насадкою (рис 2.4.а.б) частота насадки може складати 1,2 мгц або 4,43 мгц. Випробний сигнал має тривалість одного рядка.

4а і 4б пілкоподібний або ступінчастий сигнал із високочастотною насадкою, який слідує із пропуском трьох рядків. У пропущені рядки вводиться прямокутний імпульс, що відповідає рівню чорного або рівню білого (рис.2.4. В,г)

Тема 1. Принципи радіомовлення



3. Синусоїдальний сигнал частота якого рівномірно змінюється в діапазоні від 0,5 мГц до 6 мГц(рис.2.5)



Сигнал має частотні відмітки, кратні 1 мГц. Синусоїдальна напруга, прорізан. Рядковими імпульсами, що гасять, і складена із синхронізуючими імпульсами.

4. Випробний сигнал, що містить двополярні прямокутні імпульси й пакети синусоїдальних коливань дискретних частот у діапазоні від 0,5 мГц до 6,5 мГц (рис. 2.6)

Тривалість кожного імпульсу 4 мкс, а їх повний розмах відповідає розмаху не-викривленого синусоїдального сигналу частоти синусоїдальних коливань у пакетах складають 0.5; 1.0; 2.0; 4.0; 4.8 і 5.8 мГц. Тривалість випробного сигналу дорівнює тривалості одного рядка

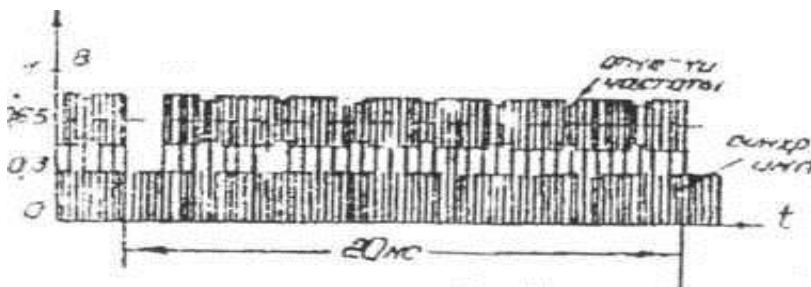
2.3 методика вимірів і контролю характеристик телевізійного тракту

## Тема 1. Принципи радіомовлення

До відеоканалу в цілому й окремим його ланкам пред'являються вимоги мінімальних викривлень форми телевізійних сигналів, що передаються. Викривлення, які вносяться електричним трактом. Підрозділяються па лінійні та нелінійні.

Нелінійні викривлення у відеоканалі оцінюються по формі амплітудної характеристики  $i(v)$ .

Лінійні викривлення не залежать від рівня сигналу і визначаються формою перехідної характеристики тракту або однозначно зв'язаними з перехідною характеристикою амплітудно-частотною й фазо-частотною характеристиками (ачх і фчх). Звичайно, вимірюють і нормують тільки ачх або перехідну характеристику.



Викривлення ачх в області верхніх частот спектра телевізійного сигналу відповідають викривленням перехідної характеристики в області фронту або малих за часом. Викривлення ачх в області низьких частот відповідають викривленням перехідної характеристики в області великих часів, порівнянні із тривалістю напівкадра. А нерівномірність ачх в області середніх частот телевізійного спектра (до 100 кгц) відповідає викривленням перехідної характеристики в області середніх часів, порівнянні із тривалістю телевізійного рядка.

Допуски на викривлення різного виду для деяких ланок телевізійного тракту наведені в розділі 2.5.

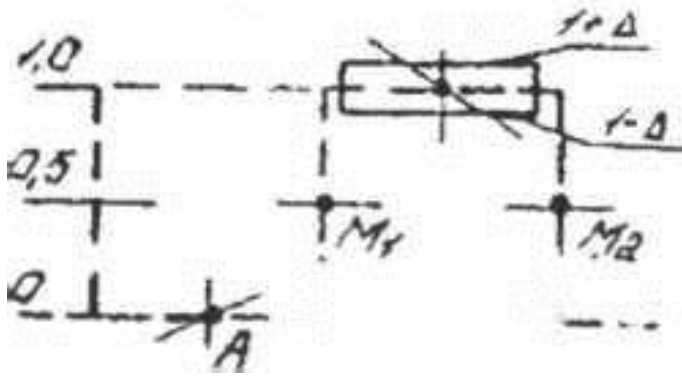
### 2.3.1. Виміри й контроль перехідної характеристики в області великих часів.

Для контролю перехідної характеристики в області великих часів використовується дослідний сигнал №1. При наявності викривлень прямокутний імпульс отримує перекіс плоскої вершини (спад чи підйом), який відображається на екрані осцилографа і вимірюється в процентах по відношенню до розмаху імпульсу

Форма викривленого випробувального сигналу може також оцінюватись по трафарету, на якому нанесені поля допусків

Трафарет накладається на екран осцилографа, тривалість розгортки повинна відповідати шкалі часу трафарету. Висота осцилограми встановлюється такою, що середина рівня чорного співпала з точкою а, середина вершини - із точкою в, а рівні половини розмаху - із точками м1 і м2. Оцінка полягає у визначенні чи знаходяться викривлення в допустимих межах.

## Тема 1. Принципи радіомовлення



На малюнку дані викривлення проявляються в нерівномірності яскравості фону по вертикалі, наприклад, при наявності спаду, фон знизу кадру темніше, ніж зверху.

Перекис відео сигналу по кадру супроводжується перекосом сигналу в кожному рядку, особливо помітним у верхніх рядках растра. Звичайно, в телевізійному тракті встановлюються схеми впр, які за умови високої точності фіксації рівня можуть повністю усунути перекис сигналу по кадру, і нерівномірність фону зображення по вертикалі не спостерігається. Однак (перекис сигналу в кожному рядку зміщується й викликає на зображенні примітні продовження, що тягнуться). Тому навіть при обов'язковій наявності

### 2.3.1. Виміри й контроль перехідної характеристики в області середніх часів.

для оцінки викривлень перехідної характеристики в області середніх часів прямокутний імпульс довжиною приблизно половини частки (25 мкс) випробного сигналу №2. При наявності спотворень плоска вершина імпульсу білої смуги набуває перекис, який вимірюється по осцилограмі в процентах до розмаху імпульсу чи оцінюється по трафарету, так як і в п.2.3.1. Перекис плоскої вершини імпульсів, тривалість яких менша тривалості рядка, приводить до появи на зображенні продовжень (світлих або темних), які тягнуться за деталями, розмір яких складає частина телевізійного рядка.

### 2.3.2. Виміри й контроль перехідної характеристики в області малих часів.

Для вимірювання перехідної характеристики в області малих часів служить досліджуваний сигнал №2 -  $\sin^2$  - імпульс із прямокутним імпульсом білої смуги. Викривлення перехідної характеристики оцінюється по зміні тривалості фронту прямокутного імпульсу та наявності викидів на ньому. Якщо фронт початкового вимірюваного імпульсу становить  $t_0$  то викривлення фронту перехідної характеристики  $t_y$  визначається як:

$$T_y = \frac{t_f}{t_f^2 - t_0^2}$$

Де  $t_f$  - тривалість фронту вимірювального імпульсу на виході вимірювальної дільниці тракту.

При наявності викидів, їх величина визначається в процентах до розмаху не викривленого імпульсу.

Тема 1. Принципи радіомовлення

Існують трафарети для оцінки допустимих викривлень перехідних характеристик різних ланок телевізійного тракту

Форма перехідної характеристики визначає різкість телевізійного зображення.

Оцінка викривлень передачі дрібних деталей утворюється по формі імпульсної характеристики, для вимірювання якої використовується імпульс виду  $\sin^2 \omega t$  випробного сигналу №2. Практично вся енергія спектра  $\sin^2$  - імпульсу зосереджена в області частот, обмеженою  $f$ , де  $t$  - тривалість імпульсу на рівні 0,5 розмаху. Тому форма досліджуваного сигналу дуже критична до викривлень у смузі до  $f$  і практично не реагує на викривлення поза смугою. Для контролю викривлень телевізійного тракту в смузі 6.5 мГц використовується  $\sin^2$ -імпульс тривалістю 0.16 мкс ( $2t$ ), для перевірки окремих ланок відеоканалу, які мають більш широкую смугу, також призначений  $\sin^2$ -імпульс тривалістю 0.08 мкс ( $t$ ).

При наявності викривлень змінюється тривалість  $\sin^2$ -імпульсу і його розмах по відношенню до імпульсу смуги; ці параметри нормуються й визначають поле допуску трафарету.

Вимірювальний  $\sin^2$ -імпульс відповідає реальному телевізійному сигналу від деталі розміром в 1-2 елементи розкладання. Тому зміни його

Розмаху та форми свідчать про викривлену передачу найдрібніших деталей зображення і різких границь визначаючих чіткість та різкість.

У теперішній час використовується також завдання допусків на форму  $\sin^2$  - імпульс  $2t$  через нормуючий коефіцієнт (к-фактор), який визначається, виходячи з необхідної якості: телевізійного зображення, яке оцінюється по п'ятибальній шкалі (рис.2.8).

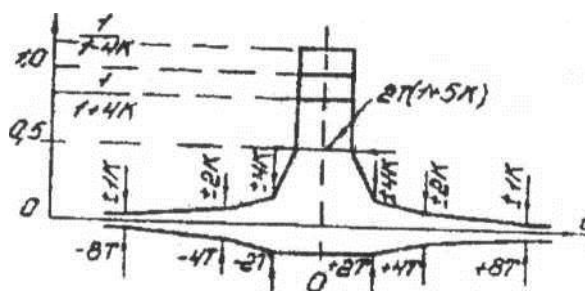


Рис.2.8.

#### 2.3.4 виміри й контроль ачх.

За допомогою випробного сигналу №5 може бути виміряна ачх в області високих частот телевізійного спектру (від 0.5 мГц і вище). Нерівномірність ачх оцінюється по формі огинаючої синусоїдальної напруги хитної частоти і нормується в процентах або децибелах по відношенню до рівня хитання частоти 1 мГц. Є і трафарети з полем допусків на відхилення ачх (рис. 2.9).

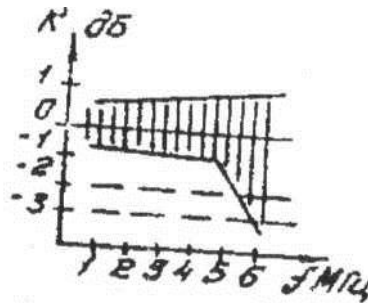


рис.2.9.

### 2.3.5. Вимірювання амплітудної характеристики (ах).

Для вимірювання ах використовується випробний сигнал №4. При наявності нелінійних перекручувань у відеоканалі використовується форма пилкоподібної напруги, а східці набувають різну висоту. Розмах синусоїдальної насадки виявляється різним на нижніх і верхніх східцях, що свідчать про залежність коефіцієнта підсилення від рівня сигналу. Для підвищення точності вимірів фільтром вч виділяють високочастотну насадку і визначають коефіцієнт нелінійних викривлень

$$K=(1-m/m)*100\%,$$

Де m та m-мінімальний і максимальний розміри насадки. Для того щоб визначити км для сигналів із різною сталою складовою (при передачі сцен з різною середньою яскравістю), використовують випробні сигнали 4а і 4б. Оцінка викривлень провадиться по найбільшому км, отриманому при трьох вимірах.

Насадку 1.2 мгц використовують у каналі сигналу яскравості або чорно-білого телебачення, а 4.43 мгц - в каналах повного сигналу цт.

Наявність нелінійних викривлень у відеоканалі призводить до різниці в якості передачі світлих і темних напівтонів, а також викривлень насиченості кольору.

### 2.3.6. Специфічні вимірювання в каналах цт.

При вимірюваннях у каналах цт використовують випробний сигнал №3, який містить складний sin2-імпульс 20т цей вимірювальний елемент має інтенсивні складові спектра в низькочастотній області (до 500 кгц), де зосереджена енергія якісного сигналу, і в області кольорової піднесучої. Це дозволяє з його допомогою знайти різницю в підсиленні сигналу яскравості й сигналу кольоровості, що позначається на насиченості зображення. При наявності таких викривлень нижня огинача імпульсу, в початковому сигналі горизонтальна, набуває випуклий або увігнутий характер (рис2.10 а.б).





Рис.2.10

Це відповідає завалу ачх в області кольорової піднесучої (а) або його підйому (б). Асиметрія нижньої огинаючої відносно верхньої (рис.2.10,в) означає наявність часового зсуву між сигналами яскравості й кольоровості

Для виміру викривлень типу диференціального підсилення (відносна зміна розмаху сигналу кольоровості в залежності від рівня сигналу яскравості) використовується випробний сигнал №4 із насадкою частоти 4.43 мгц.

#### 2.4. Метод випробних рядків.

Для безперервного контролю основних якісних показників у найбільш відповідальний час роботи тракту - період передачі програми - відеосигнал ущільнюється випробними сигналами. Щоб ці службові сигнали не створювали завади на зображенні, їх розміщують в інтервалі кадрового імпульсу, що гасить. Такий метод контролю телевізійного каналу під час передачі називається методом випробних (або контрольних) рядків.

Для передачі випробних сигналів використовують 17,18, 20, 21-ий рядки першого напівкадру і 330,331,333 і 334-й рядки другого напівкадру. Випробний сигнал повинен мати тривалість не більше одного рядка, тому для безперервного контролю можуть використовуватись сигнали №2,3,4,6. В 16,19,329,332 рядках розміщуються сигнали впізнання пункту введення випробних рядків, які складаються з послідовності чотирьох прямокутних імпульсів із різними тривалостями. Використовування тривалостей від 1 до 10 мкс через 1 мкс дозволяє отримати 104 кодових комбінацій. Спостереження випробних рядків у пункті контролю виконується на екрані осцилографа із блоком виділення рядка, який дозволяє переглянути будь-який рядок раstra. Метод випробних рядків дає можливість оперативно контролювати відеотракт і визначати ділянки, які вносять викривлення. На рис.2.11 приведені осцилограми трьох телевізійних рядків, що містять імпульси впізнання та випробні сигнали



Рис.2.11

2.5. Допуски на викривлення характеристик деяких ланок телевізійного тракту.

№	Найменування параметра	Дсту 19871-74	Рекомендація
		Аск цт	Ет.лінія 2500 мс
1	2	3	4
1	Нерівномірність ачх від 0.5	$\pm 10\%$	$\pm 1$ дб
	Відносно 1 мсц		До 5 мсц
2	Перехідна характеристика:	100	-
	Викл б °0 >	5	-
3	Відносна зміна розмаху $\sin^2$	$\pm 6$	$\pm 12$
4	Тривалість $\sin^2$ на рівні 0.5	172	-
5	Нерівномірність імпульсів	$\pm 1$	І 3
6	Нерівномірність імпульсів	$\pm 2$	$\pm 6$
7	Нелінійність (к.) сигналу	8	5
8	Лиференційне посилення %	$\pm 8$	$\pm 10$
9	Лиференційна фаза грал	$\pm 5$	$\pm 5$
10	Розбіжність посилення	$\pm 0.5$ дб	$\pm 10\%$
	Яскравості і коліорості		
11	Розбіжність за часом сигналів яскравості і	50	$\pm 100$

2.6. Оцінка якісних показників зображення по телевізійній випробувальній таблиці.

Телевізійні випробувальні таблиці бувають спеціальні, які служать для оцінки визначених параметрів телевізійного зображення, і універсальні - для одночасної комплексної оцінки основних параметрів. Спеціальні таблиці дозволяють, наприклад, оцінити чіткість зображення або якість зведення променів кінескопа цт. Універсальними являються твт 0.249, вт - 72. Оцінка може проводитися візуально (суб'єктивно) або шляхом об'єктивних вимірів параметрів окремих елементів таблиці (яскравості білих деталей, контрасту штрихів і т.д.). Оптичні таблиці дозволяють контролювати всю телевізійну систему, включаючи кінцеві перетворювачі (трубка, що передає та кінескоп), а електричні таблиці (сукупність електричних сигналів, то відповідають різним деталям і вимірювальним елементам зображення) -

Тема 1. Принципи радіомовлення

Тільки електричний відеотракт. Універсальна вт звичайно, містить деталі зображення, критичні до різного роду викривлень.

Геометричні викривлення растра оцінюються по зображенням елементів, які мають правильну геометричну форму. Універсальні випробувальні таблиці мають центральну та кутові окружності, а також квадрати з буквеними і цифровими позначеннями їх координат по горизонталі й вертикалі. Викривлення цих деталей легко помічаються візуально.

Чіткість оцінюється по якості відтворення штрихів різної товщини. В центрі і по кутах таблиці ці штрихи утворюють горизонтальні й вертикальні клини для оцінки вертикальної й горизонтальної чіткості. Уздовж клинів зроблені помітки числа штрихів, які поміщаються на довжині рядка рівній висоті кадру, що характеризує їх товщину. Чіткість зображення визначається найбільшою відміткою, на якій око достатньо чітко розрізняє окремі чорні і білі лінії. Для об'єктивної характеристики чіткості можна вимірювати, на екрані кінескопа контраст штрихів різної товщини.

Якість фокусування оцінюється по малим концентричним окружностям, які можуть бути розміщені в центрі і по краях таблиці.

Якість передачі градації яскравості оцінюють по градаційним клинам, що представляє собою сіру шкалу з 10 прямокутниками яскравості, яка змінюється стрибкоподібно від чорного до білого, або навпаки. Якість передачі напівтонів оцінюють числом прямокутників, яскравості яких візуально відрізняються від сусідніх. Об'єктивно можна вимірювати на екрані яскравості прямокутників по всьому градаційному клину і визначати закон їх змін.

Однорідність фону зображення також оцінюється по градаційним клинам. Якщо фон не однорідний, то якість передачі градацій на різних клинах (лівому, правому, верхньому, нижньому) буде різна. Неоднорідність фону помітна також по яскравості ділянок сірого поля, який займає значну частину таблиці

Продовження, що тягнуться, виявляються за зображенням чорних прямокутників різної величини, розміщених у центральній частині таблиці. Вони можуть бути світлими або темними, що відповідає сколу чи підйому перехідної характеристики в області середніх часових інтервалів, що відповідають розмірам прямокутників

Повторні зображення чи окантовки виявляються при допомозі вузьких вертикальних штрихів, розміщених зліва і справа від центрального кола.

Порушення черезрядкової розгортки оцінюється по появі зубців на похилих лініях елементів випробувальної таблиці.

Для контролю зображення випробувальної таблиці в лабораторії використовується відеоконтрольний пристрій (вкп). На лицевій панелі є регулювання "яскравості" та "контраст". Рекомендується наступна методика настройки вкп:

Тема 1. Принципи радіомовлення

Ручку "контраст" поставити в положення, яке відповідає мінімальному значенню відеосигналу.

Ручку "яскравості" встановити в положення, коли екран починає ледь помітно світитися;

Ручкою "контраст" установити бажаний контраст зображення, що відповідає найкращій візуальній якості.

## 2.7. Методи й прилади для контролю характеристик і параметрів тв тракту

За допомогою вс контролюють різноманітні параметри й характеристики тв тракту в цілому і його ланках для більшості контрольованих характеристик установлені зони припустимих відхилень від номінального значення (поля допуску). Установлені розміри полів допуску зменшуються зі скороченням довжини контрольованої ділянки тракту. При цьому повинен бути мінімізований вплив на результати вимірів інструментальної погрішності, тобто погрішності використовуваних при виконанні вимірів приладів. Якщо контрольовані елементи тв тракту розміщені в одному місці (не розділені каналом зв'язку), то врахувати інструментальну помилку можна дублюванням операцій виміру. Наприклад, спершу виміри проводяться на тракті, до складу якого входить контрольована ділянка відеотракту, а потім в умовах його обходу. Результати виміру, отримані в другому випадку, віднімають від результатів, отриманих у першому випадку.

Багато параметрів і характеристики тв тракту можуть бути проконтрольовані з використанням генератора вс і осцилографа. Від генератора вс сигнал, що має структуру відеосигналу, надходить на вхід тракту, а осцилограф підключається до виходу тракту включення цих приладів не повинне впливати на контрольовані параметри й характеристики тв тракту. Розгорнення, що чекає, осцилографа запускають від генератора вс, що дозволяє із застосуванням плавної затримки імпульсу, що запускає, установлювати вс у центральній частині екрана осцилографа при оптимальних розмірах осцилограми по горизонталі. Правильний вибір розмірів і положення осцилограми дозволяє мінімізувати погрішності вимірів, внесені зоровою системою оператора й осцилографом. У контрольовану ділянку тв тракту можуть входити схеми фіксації рівня чорного (тому що структура вс відповідає структурі відеосигналу).

Розглянемо, зокрема, особливості контролю характеристик апаратури відеотракту на вітчизняних телецентрах.

Вимір нерівномірності ачх відеотракту. Нерівномірність ачх вимірюється за допомогою генератора вс і осцилографа (наприклад, типів г6-30 і 39-57). У якості вс використовують пакети піднесучих, що відрізняються частотами і розміщених у межах рядків тв сигналу. Для всіх і значень частот вимірюють за допомогою осцилографа на виході контрольованої ділянки відносну нерівномірність ачх:

$$N_{ir} = (n_0 - n_1)/n_0$$

Тема 1. Принципи радіомовлення

Де  $n_0$  - розмах осцилограми пакета опорної частоти 1мгц;  $n_i$  - розмах осцилограми пакета  $i$ -ої контрольованої частоти.

Потім на виході генератора вс роблять еквівалентні виміри, внесені приладами нерівномірності ачх:

$$N_{iv} = (n_{0y} - n_{iv}) / n_{0y}$$

Де  $n_{0y}$  - розмах осцилограми на опорній частоті 1мгц;  $n_{iv}$  - розмах осцилограми на контрольованій частоті.

Нерівномірність ачх на кожній з частот обчислюється як алгебраїчна різниця:

$$N_i = n_{ir} - n_{iv},$$

Вимір параметрів перехідної характеристики. Для виміру параметрів перехідної характеристики використовують вс, що має в межах рядка (іспитового) форму прямокутного імпульсу. Вимір здійснюється за допомогою генератора такого вс і осцилографа. При цьому тривалість фронту прямокутного імпульсу визначається між рівнями від 0,1 до 0,9 повного розмаху імпульсу.

Якщо  $a_i$  - сталий розмах прямокутного вс,  $da_{,i}$ ,  $da_{,i}$  - розмахи викидів відповідно першого (позитивний), другого (негативний) і  $da_{,г}$  - викид (негативний), попередній фронту прямокутного імпульсу, то відносні величини викидів визначаються відносинами:

Асиметрія перехідної характеристики визначається різницею  $da = a_i - a_3$ .

Вимір параметрів імпульсної характеристики. Імпульсна характеристика контролюється по  $\sin^2$ -імпульсах тривалістю  $2t$ , одержуваним у2 генераторі вс (генератор гб-8 чи гб-30). При цьому тривалість  $\sin^2$  імпульсу визначається на рівні 0,5 його повного розмаху (імпульс встановлюється в робочій частині екрана осцилографа з максимальним розтяганням по горизонталі).

Вимірюються розмахи викидів  $\sin^2$  -імпульсу, що виникають до і після його фронту. Дані виміри доцільно виконати зі збільшеною чутливістю вертикального відхилення осцилографа. Випереджальний і відстаючий викиди  $\sin^2$  -імпульсу встановлюються в робочій частині екрану за допомогою ручок компенсації постійної напруги і плавної затримки імпульсу, що запускає. Вимірюється розмах  $\sin^2$ -імпульсу, обчислюється відношення розмаху викидів до розмаху цього імпульсу у відсотках.

У сигналі іспитового рядка визначається розмах  $\sin^2$ -імпульсу відносного розмаху прямокутного (білого) імпульсу.

Вимір нерівномірності плоскої (горизонтальної) частини прямокутних імпульсів частоти рядків. Прямокутний імпульс з частотою рядків із виходу генератора (гб-8 чи гб-30) спочатку встановлюється в центрі екрана осцилографа з максимально можливим збільшенням чутливості підсилювача вертикального відхилення осцилографа. Потім вимірюються (у зоні фронту імпульсу) розмах прямокутного імпульсу г|ц і власна

Тема 1. Принципи радіомовлення

Нерівномірність плоскої частини іспитового прямокутного імпульсу + дт)0' чи - дг|, (знак «+» коли плоска вершина імпульсу наростає, а знак «-» коли спадає).

Власна нерівномірність імпульсу визначається по формулі:

$$C_0 = \pm (d_p / i_{\text{н}}) * 100\%$$

Аналогічні виміри проводяться на виході контрольованої ділянки тв тракту. Значення нерівномірності вершини імпульсу обчислюються по формулі

$$C_{\text{в}} = \pm (d_{\text{в}} / i_{\text{п}}) * 100\%$$

А результуюча нерівномірність

$$D = 4 \cdot C_{\text{в}}$$

Вимір нерівномірності плоскої (горизонтальної) частини

прямокутних імпульсів частоти полів. Виміри проводяться аналогічно вимірам для імпульсів із частотою рядків.

Виміри диференціально-амплітудних перекручувань сигналу

Яскравості. Виміри здійснюються за допомогою генератора гб-8 і осцилографа 39-2. При цьому використовується вс у виді пилкоподібної напруги з накладеною на нього синусоїдальною напругою з частотою 1,2 мгц. Такий вс чергується із трьома рядками рівня чорного і потім із трьома рядками рівня білого. У підсилювачі вертикального посилення осцилографа включається фільтр «1,2 мгц». Сигнал пакета, виділений фільтром «1,2 мгц», спостерігається на екрані осцилографа. По осцилограмі виміряється його максимальний  $n$  і мінімальний  $n$  розмах у межах пакета для сигналу із трьома чорними рядками. За результатами виміру обчислюються величини  $h_i = (1 - n_0/n) 100\%$ ,  $i=1,2$

Найбільше з обчислених значень порівнюється із припустимою величиною. Якщо  $h_i < 3\%$ , то доцільно врахувати інструментальну погрішність

$$H_0 = (1 - n_0/n) 100\%$$

При цьому  $n_0$  і  $n$  виміряються в тих же точках пакета частоти 1,2 мгц, у яких вимірялися величини  $n_0$  і  $n$ .

Результуючий коефіцієнт нелінійності обчислюється по формулі  $h = h_i - h_{i0}$  де  $h_i$  і  $h_{i0}$  беруться з урахуванням знака.

Вимір диференційно-фазових перекручувань. Для виміру зазначених перекручувань застосовується сигнал № 3 з мкр, у якому синусоїдальна насадка а с частотою 1,2 чи 4,43 мгц розмішена на пилкоподібній напрузі, а насадка в з такою самою частотою — на постійному рівні білого. Фаза насадки в є опорною, фаза фа насадки а може бути перекручена на різних рівнях пилкоподібного сигналу рядка сигналу № 3;  $\varphi_a = \varphi_u \pm \varphi$ , де  $\varphi$  — величина диференційно-фазових перекручувань (ДФП). При вимірах сигнал № 3 подається на вхід фвч, що пропускає насадки а і в, але не пропускає більш низькі частоти з виходу фвч сигнал (позначимо його  $u_2$ ) проходить через ультразвукову лінію затримки (улз) на один рядок  $n = 64$  мкс на вхід складача, із виходу якого сигнал

Тема 1. Принципи радіомовлення

подається на пластини вертикального відхилення осцилографа. З виходу фвч насадка також надходить на фазоінвертор  $180^\circ$ , з його виходу — на лінію затримки (лз), що створює регульовану калібровану затримку  $\Delta\tau$ , а з виходу лз — на потенціометр  $r$ , із движка якого сигнал (позначимо його  $u_1$ ) подається на другий вхід складача. Завдяки улз насадки  $a$  і  $b$  в складачі збігаються в часі. Регулюючи  $r$  і  $\Delta\tau$  і спостерігаючи осцилограму, досягають компенсацію насадки  $a$  (сигналу  $u_1$  сигналом) сигналом  $u_2$  на рівні чорного при  $\Delta\tau = \Delta 1\tau$ ; на цьому рівні приймають  $\Delta\phi = 0$ . Потім забезпечують компенсацію на рівні сірого ( $\Delta\tau = \Delta 2\tau$ ), потім на рівні білого ( $\Delta\tau = \Delta 3\tau$ ) і одержують значення дфп на ріннях сірого і білого відповідно:

$$\Delta\phi = (\Delta 2\tau - \Delta 1\tau)\omega; \Delta 3\phi = (\Delta 3\tau - \Delta 1\tau)\omega \text{ де } \omega = 2\pi f; f = 1,2 \text{ чи } 4,43 \text{ мгц.}$$

Вимір розходжень посилення сигналів яскравості й кольоровості.

Виміри виконуються с використанням вс типу «складний  $\sin^2$ -імпульс».

Вимір розбіжності в часі сигналів яскравості й кольоровості. Вимір здійснюється за допомогою генератора й осцилографа (наприклад, г'6-8 і 39- 2). Испитовий сигнал подається на вхід  $g$  кодууючого пристрою. При цьому в кодууючому пристрої виключається схема створення нч перекручувань кольороворізносних сигналів. З виходу кодууючого пристрою повний кольоровий сигнал надходить на вхід ділянки тв тракту, що перевіряється. Осцилограф включається в режим виділення рядка («ввс»). У кодууючому пристрої виключається сигнал кольоровості. Потім вибирається ділянка рядка з найбільшим розмахом сигналу яскравості позитивної полярності. Осцилограма встановлюється таким чином, щоб фронт сигналу на рівні 0,5 збігався з центром масштабної сітки осцилографа. Далі в кодууючому пристрої виключається сигнал яскравості і включається сигнал кольоровості. На осцилограмі сигналу кольоровості визначається зсув центра наростання фронту сигналу кольоровості щодо центра масштабної сітки. З урахуванням швидкості розгорнення обчислюється роз'єднання в часі сигналів яскравості й кольоровості. Вимір здійснюється у двох сусідніх рядках. Максимальна з вимірних величин порівнюється із припустимою

Вимір розмаху повного колірною тв сигналу і його елементів. Для виміру використовується осцилограф (39-2, 39-57 і ін.) Испитові сигнали розмахом 0,7 в від генератора кольорових смуг подаються на входи кодууючого пристрою. Сигнали з виходу ділянки тв тракту , що перевіряється, надходять на вхід осцилографа (39-2, 39-57 чи ін).

Осцилограф включається в режим «ввс» на екрані осцилографа встановлюється максимально можливий (без перекручувань) розмах осцилограми по вертикалі від рівня вершин імпульсів синхронізації до рівня білого. Вимірюють розмахи опорного імпульсу білого, сигналів захисного колірною спалаху на задніх площадках рядкових імпульсів, що гасять, сигналу колірною синхронізації і т.д. при цьому вибирається необхідний часовий інтервал у повному колірному відеосигналі. Потім виробляється відлік розмаху досліджуваного сигналу

## Тема 1. Принципи радіомовлення

В даний час активно розробляються й упроваджуються у тв техніку методи автоматичного контролю параметрів тв тракту, що забезпечують контроль визначених параметрів і характеристик тв трактів як при настроюванні, так і під час передачі. Автоматичний контроль звичайно заснований на використанні визначеного комплексу відповідних вс, що забезпечує можливості для організації в автоматичному режимі необхідної послідовності операцій контролю. При цьому здійснюється перетворення відліків тв сигналу в заданих крапках у цифровий вид із наступним обчисленням вимірюваних параметрів отриманий результат порівнюється із припустимим значенням. Виявлені відхилення від допусків реєструються чи надходять на індикацію. Відповідний відхиленню сигнал може бути використаний і для автоматичного регулювання характеристик тв тракту.

Автоматичні виміри на вітчизняних телецентрах виконуються з використанням секамоскопів (пб-100. Пб-100-1), вимірників рівня (пб-64, пб-64-1) і вимірників параметрів телевізійних трактів (к2-35).

Секамоскоп дозволяє вимірювати (в автоматичному режимі) рівні повного колірної відеосигналу й частоти колірної чм піднесучої і її девіації щодо номінальних значень немодульованих частот ( $f_{0r} = 4406,25$  кгц і  $f_{0b} = 4250,00$  кгц) при передачі кольорових смуг. У секамоскопі, крім того, передбачена можливість візуального контролю на екрані осцилографічної трубки форми сигналів, що входять у повний колірний відеосигнал, і точності виконання вч передперекручувань у сигналі.

Вимірники рівня (775-64, пб-64-1) застосовуються для виміру рівнів повного відеосигналу («пвс»), відеосигналу («відео»), синхроімпульсів для приймачів («спп»), опорного рівня білого («имп білого»).

Вимірник к-2-35 призначений для автоматичного виміру основних параметрів тв трактів у процесі їхнього настроювання й експлуатації. Робота цього приладу заснована на використанні рекомендованих мккр і оирт сигналів іспитових рядків, що вводяться до складу кадрового імпульсу відеосигналу, що гасить, у рядках 17, 18, 330 і 331 чи 20, 21, 333 і 334. Крім того, при проведенні вимірів даним приладом використовують рекомендовані мккр сигнал частоти полів (сигнал № 1 мккр) і прямокутний імпульс тривалістю 0,4 в (сигнал № 2 мккр).

Прилад к2-35 забезпечує вимір наступних параметрів у тв тракті: відносних відхилень розмахів сигналу яскравості, синхроімпульсів і сигналу колірної синхронізації від номінальних значень; відношень розмаху сигналу яскравості до зваженої флуктуаційної перешкоди в каналі яскравості, зваженої флуктуаційної перешкоди в каналі кольоровості і фоновій перешкоді; коефіцієнта нелінійних перекручувань сигналів яскравості й кольоровості; коефіцієнта впливу сигналу кольоровості на сигнал яскравості; диференційно-амплітудних і диференційно-фазових перекручувань,



Тема 1. Принципи радіомовлення

Перекосів вершин прямокутного імпульсу з частотою рядків, кадрового імпульсу, що гасить, а також імпульсу з частотою полів; відносного (стосовно розмаху імпульсу білого) розмаху  $2t \sin^2$ -імпульсу;

Відносного (стосовно номінального розмаху  $\sin^2$  -імпульси) розмаху негативного і позитивного (відстаючого й випереджального) викидів  $2t \sin^2$  - імпульси; відносного розмаху продовження що тягнеться. Нч імпульсу, відносну нерівномірність ачх на шести дискретних частотах (стосовно розмаху нч імпульсу)

Вимірник к2-35 забезпечує впізнання пункту введення іспитових рядків по сигналах, що вводяться в 16 (19)-ий рядок відеосигналу в інтервалі кадрового гасіння, і контроль сигналів команд, що вводяться в 329 (332)-ий рядок.

У вимірниках автоматичного типу звичайно здійснюється порівняння контрольованого розмаху сигналу з еталонним (автоматично регульованим). Автоматично регульована напруга сигналу може бути при цьому представлена в цифровому виді, а вимірювана напруга сигналу — в аналоговому виді. У цьому випадку еталонна напруга сигналу надходить на компаратор після перетворення «код — аналог». Процес регулювання припиняється, коли розмах регульованої напруги зрівнюється з розмахом контрольованого. Одночасно еталонна напруга сигналу попадає на цифровий індикатор. Перешкодозахищеність процесу виміру може підвищуватися при багаторазовому повторенні вимірів із нагромадженням (усередненням результату).

Процес порівняння напруг сигналів є основою при автоматичному вимірі різних параметрів тв сигналу. Виміри частот кольоровості піднесучої сигналу, у секамоскопі, наприклад, виконуються шляхом порівняння демодульованого сигналу кольоровості і демодульованого сигналу опорного генератора. Демодуляція зазначених сигналів забезпечується тим самим чм демодулятором, на який послідовно в часі надходять сигнал з частотою опорного генератора й сигнал контрольованої ділянки чм сигналу кольоровості. Потім вибірки демодульованих сигналів опорного генератора і сигналу кольоровості розділяються в часі і подаються на відповідні входи інтегратора, побудованого на базі диференціального підсилювача. Відповідно до сигналу, що виникає на виході диференціального підсилювача, змінюється частота опорного генератора. Вона встановлюється рівній частоті сигналу на досліджуваній ділянці пцтс. Частота опорного генератора в секамоскопе вимірюється цифровим вольтметром. Алгоритми роботи автоматичних вимірників строго погоджені зі структурою вс необхідні сигнали керування виробляються з використанням синхроімпульсів рядків і кадрів. Зокрема, основні алгоритми роботи приладу к2-35 розраховані на уніфіковані сигнали іспитових рядків при цьому сигнали іспитових рядків мають фіксовану структуру в інтервалі рядка н, що розбитий на 32 ділянки. За початок відліку прийнята точка, що збігається з половиною розмаху фронту рядкового синхронізуючого імпульсу.

Тема 1. Принципи радіомовлення

В інтервалі іспитових рядків 17 і 20 передається сигнал і у структуру сигналу і уведений прямокутний імпульс в2 тривалістю 10 мкс, вісь симетрії якого проходить через точку 8.5 н/32. Sin2-імпульс в1 тривалістю 166+-10 нс (2т-імпульс) з віссю симетрії в точці із н/32, складний sin2-імпульс f тривалістю 2+-0,1 мкс із віссю симетрії в точці 16 н/32 і частотою заповнення

19

4433618.75 ±10 гц, а також п'ятиступінчатий сигнал d1 передній край першої ступіні якого проходить (за рівнем 0,5 повного розмаху) через точку 20н/32, а задній край останньої ступіні — через точку 31 н/32 з розмахом кожної ступіні 140±4 мв. Відповідно повний розмах п'ятиступінчатого сигналу дорівнює 700±7 мв. Аналогічний розмах мають елементи в2 в1 і f.

В інтервалі іспитових рядків 18 і 21 передається сигнал ii у структуру сигналу ii введені (на рівні 660 мв) сигнал с1, що складається з послідовно переданих негативного і позитивного прямокутних імпульсів з розмахом 210 мв і тривалістю 4 мкс при довжині країв (переднього й заднього) 83±10 нс. З розміщенням першого фронту (на половині розмаху) сигналу в точці 6 н/32, другого — у точці 8 н/32, третього — у точці 10 н/32, і сигнал з2 шести пакетів синусоїдальних коливань із частотами 0,5; 1,0; 2,0; 4,0; 4,8; 5,8 мгц із розмахом 420±10 мв. Інтервалом між пакетами 0,4..2 мкс і початковою фазою коливань у кожному пакеті 0° при цьому пакети займають інтервал від 12 н/32 до 30н/32 (початок першого пакета відповідає точці 12 н/32, другого — 15н/32 і т.д.).

В інтервалі іспитових рядків 330 і 333 передається сигнал iii. У

Структуру сигналу iii уведений прямокутний імпульс в2, sin2-імпульс в1 і сигнал d2, що складається з п'ятиступінчатого сигналу з накладеними на нього коливаннями з частотою 4433618,75±10 гц, розмахом 280±8,4 мв і часом наростання і спаду 1,0 мкс. При цьому сигнал d2 розміщений в інтервалі від 15 н/32 до зпро н/32 (початок коливань сигналу відповідає точці 15 н/32, початок першої ступіні — 20 н/32, другої ступіні — 22 н/32 і т.д.).

В інтервалі іспитових рядків 331 і 334 передається сигнал iv. У

Структуру цього сигналу введені (на рівні 660 мв) трьохрівневий (сигнал <3г) і однорівневий (опорний сигнал колірної піднесе в), пакети синусоїдальних коливань з частотою 4433618.75± 10 гц. Розмах і ступіні першого з який 140,

420, 700 мв, а розмах другого 420 мв. При цьому початок сигналу g2

Проходить через точку 7 н/32. А кінець сигналу g2 — через точку 14 н/32. Друга ступінь сигналу g2 починається в точці 9 н/32. Третя ступінь — у точці 11 н/32. Початок сигналу е проходить через точку 17 н/32, а кінець —через точку 30 н/32.

Вимір розмаху сигналу яскравості приладом к2-35 здійснюється, наприклад, по сигналу в2, у точках 8 н/32 і 18 н/32. У випадку контролю параметрів передавачів виміру розмаху сигналу яскравості реалізують по елементу d1 ;у

Тема 1. Принципи радіомовлення

точках  $18 \text{ н}/32$  і  $29,5 \text{ н}/32$  при цьому обчислюється й індукується величина  $p = [( \text{уся} - \text{иномся} ) / \text{иномся}] \cdot 100\%$

Де  $\text{уся}$  — контрольований розмах сигналу яскравості;  $\text{иномся}$  — номінальний розмах сигналу яскравості (700 мв).

Аналогічним образом погоджені зі структурою всі алгоритми контролю інших параметрів у вимірнику К2-35. Структура, елементи, параметри й призначення використовуваних всі конкретизовані в додатку до [126].

У кольоровому телебаченні якість відеосигналу перевіряється за допомогою приладів типу секамоскоп, а для перевірки тракту від входу кодуючого пристрою, (кп) до екрана телевізора (чи відеоконтрольного пристрою) у кп уводиться сигнал від генератора кольорових смуг, що створює на прийомному екрані вертикальні кольорові смуги (біла, жовта, блакитна, зелена, пурпурна, червона, синя). Для установки в прийомних пристроях балансу білого кольору служить еталон стандартного білого кольору d65.

Координати кольоровості кольорів переданої сцени, світіння люмінофорів екранів кінескопів, зображень на екрані телевізора і відеоконтрольного пристрою вимірюються колориметром освітленість у студії вимірюється люксометром, а яскравість об'єктів передачі й зображень на телевізійних екранах — яркомером. Точність сполучення растрів у передавальних камерах і в прийомних пристроях перевіряється по спеціальних тест-таблицях.

3.3. Ключові питання.

3.1. Чому викривлення ачх і фчх називаються лінійними?

3.2. Який випробний сигнал служить для контролю перехідної характеристики в області великих часів?

3.3. Як проявляються на зображенні викривлення перехідної характеристики тракту в області великих часів?

3.4. Які викривлення в телевізійному тракті викликають появу продовжень, що тягнуться?

3.5. Як контролюються викривлення перехідної характеристики в області середніх часів?

3.6. Які параметри телевізійного тракту визначають чіткість телевізійного зображення?

3.7. Яким викривленням зображення відповідає наявність викид фронту перехідної характеристики?

3.8. Чому  $\sin^2$ -імпульс у якості випробного сигналу зручніший ніж прямокутний імпульс із крутим фронтом?

3.9. Яким викривленням зображення відповідає зменшення розмаху  $\sin^2$ -імпульс?

Тема 1. Принципи радіомовлення

3.10. Для чого служить високочастотна насадка на пилкоподібному випробному сигналі?

3.11. Для чого випробні сигнали містять рядкові синхроімпульси?

3.12. Що таке метод випробного рядка?

3.13. Які якісні параметри зображення перевіряються по універсальній випробній таблиці?

4. Література

5.1.1. Шмаков п.в. телевидение. -м. : связь, 1979, с. 332-338.

5.1.2. Самойлов в.ф., хромой б.п телевидение. -м. : связь, 1975, с 353-363

5.2. Додаткова

5.2.1. Кривошеев м и. Основи телевизионных измерений. -м. : связь, 1976, с. 105-110. 167-178. 308-314, 329-334

## Тема 2. Радіопередавальні пристрої

### 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.

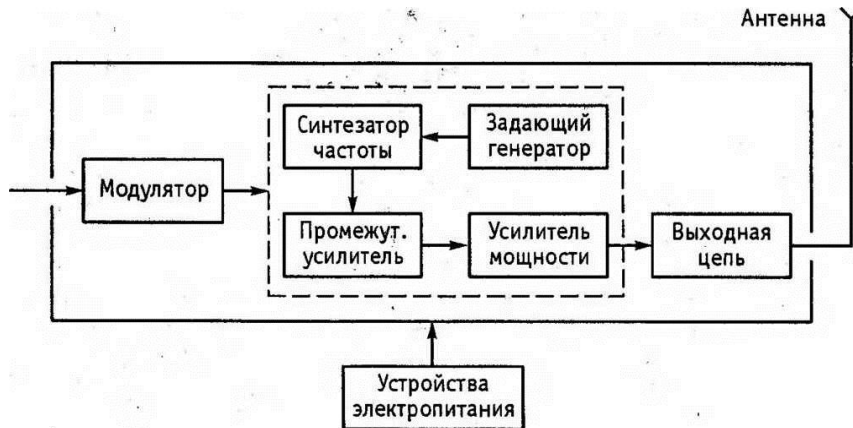


Рис. 1.1.1. Функціональна схема радіопередавача

Структура передавача (рис. 1.1.1) 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.

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. Крім того, сучасні синтезатори пристосовані для дистанційного або

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

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) низької 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

рис. 1.1.1 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.

Радіопередавачі діапазонів кілометрових, гектометрових і декаметрових хвиль

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

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 квт, то вона може доходити до 200 квт, якщо тривалість імпульсів не перевищує

Тема 2. Радіопередавальні пристрої 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, то налаштований 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, щільностними 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 колювання, частоти яких ніяк не пов'язані з частотою радіосигналу або з частотами допоміжних колювань, 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 колювань в антені передавача. Наприклад, за чинним міжнародним нормам радіопередавачі на частотах до 30 мгц повинні мати потужність побічних випромінювань не менше чому в 10 000 разів (на 40 дб) нижче



Тема 2. Радіопередавальні пристрої  
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 психофотричного 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 потужності джерела постійного струму  $P_0$  в потужність високої частоти  $P_k$ .

## Тема 2. Радіопередавальні пристрої

Робота гвв можлива тільки при подачі на його вхід зовнішнього сигналу  $p_{вх}$  (від збудника). При цьому  $p_{вх} < p_{к}$ . Основні показники роботи гвв: потужність радіочастоти в навантаженні рккпд генератора " $\eta = p_{к} / p_{0}$ ". Коефіцієнт посилення по потужності  $k_p = p_{к} / p_{вх}$ . Спектр коливань в навантаженні всередині і поза займаній смузі частот, відсутність самозбудження.

В якості підсилюючих приладів в гвв використовують електронні лампи, біполярні і польові транзистори, а в ключових генераторах - і тиристри. 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%.

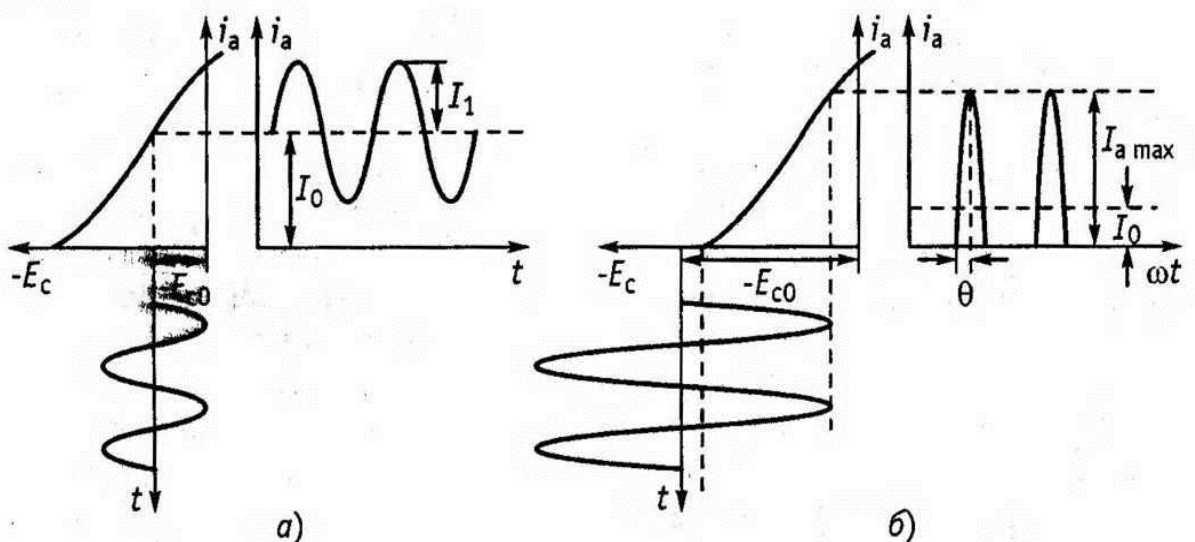


рис. 1.3.1 режими роботи ламп без відсічення (а) і з відсіченням (б) анодного

Тема 2. Радіопередавальні пристрої струму

у цьому режимі амплітуди вхідної напруги і напруги зсуву підібрані так, що робота відбувається на лінійній ділянці характеристики лампи (або транзистора) (рис. 1.3.1, 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  $i_1$ .

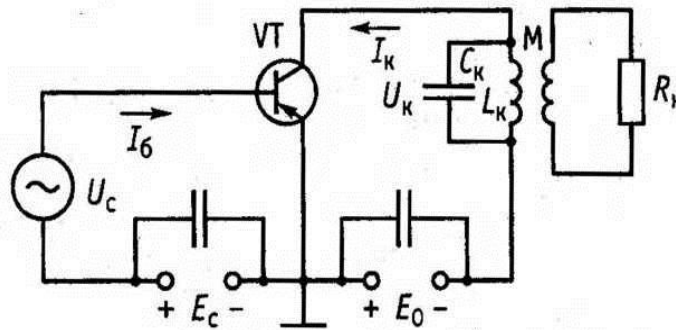


Рис. 1.3.2 схема транзисторного підсилювача потужності

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. 1.3.1, б), протягом якого протікає струм змінюється від максимального значення до нуля.

Енергетичні співвідношення в гвв розглянемо на прикладі транзисторного каскаду (рис. 1.3.2) [2].

Потужність, споживана від джерела,  $p_0 = 0,5i_{k0}E_0$ , корисна потужність, що виділяється в навантаженні,  $p_k = 0,5i_{k1}U_k$ , потужність джерела порушення  $p_c = 0,5i_{b1}U_c$ , коефіцієнт корисної дії (електронний ккд)  $\eta = \frac{p_k}{p_0} = 0,5[i_{k1}U_k / (i_{k0}E_0)]$  і коефіцієнт підсилення по потужності  $k_p = \frac{p_k}{p_c} = 0,5(i_{k1}U_k) / (i_{b1}U_c)$ . З наведених співвідношень видно, що при  $\eta$  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. 1.3.3.

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  $\theta_{opt} \approx 60^\circ$  і т.д.

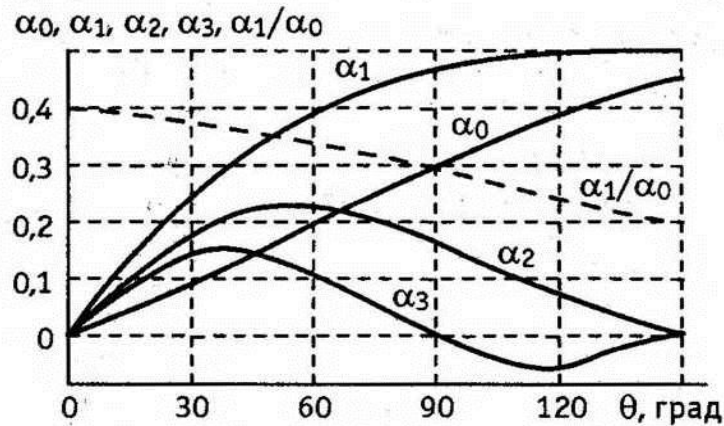


Рис. 1.3.3. Залежності коефіцієнтів розкладання від кута відсічення

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  $i_{k0} = I_{km}^{\alpha_0} A$   $i_{k1} = I_{km}^{\alpha_1} T_0$   $\eta_e = A_1 U_k / (A_0 / E_0)$  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. 1.3.3.), досягаючи свого максимуму (при заданому  $i_+$  (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 відгалужуватися 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. 1.3.4).

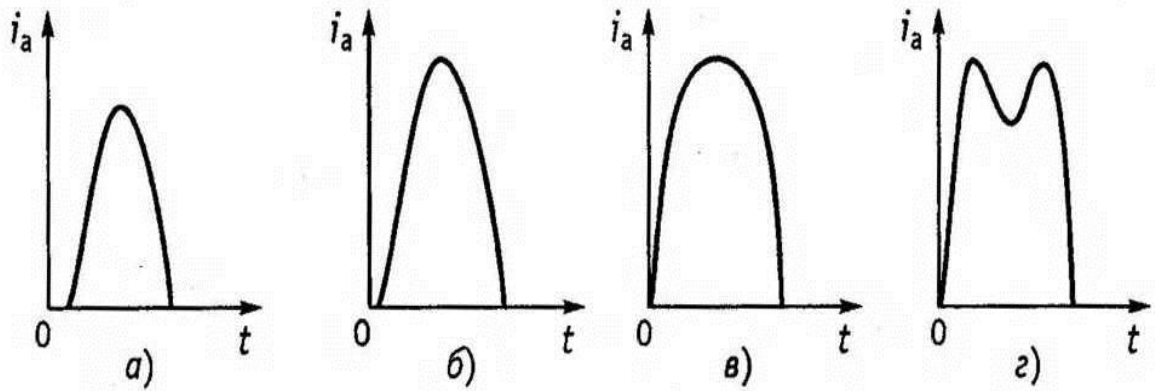
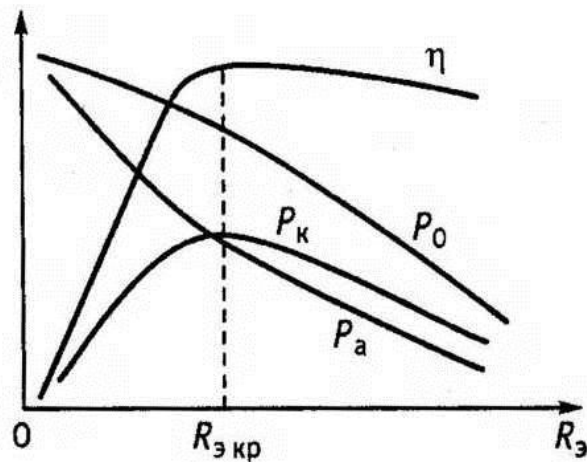


Рис. 1.3.4. Недонапружений (а, б), критичний (в) і перенапружений (г) режими роботи лампи

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. 1.3.5). 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



$i_{a1}$ .

Рис. 1.3.5. Залежності потужності та ккд кінцевого каскаду від опору навантаження

З 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. Радіопередавальні пристрої

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 Іс-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. 1.4.1. Якщо в відсутність в Іс-контурі коливань ключ до перевести в положення 2, конденсатор с зарядиться до напруги джерела е, отримавши деяку кількість енергії. При перекладі ключа в положення 1 в контурі виникнуть вільні коливання. Щоб коливання не загасали (через наявність опору втрат  $g$ ), будемо періодично в такт з коливальним процесом підключати конденсатор с до джерела е. В результаті конденсатор буде постійно порціями підзаряджатись від джерела, поповнюючи свою енергію. За рахунок цього коливання в контурі стануть незатухаючими.

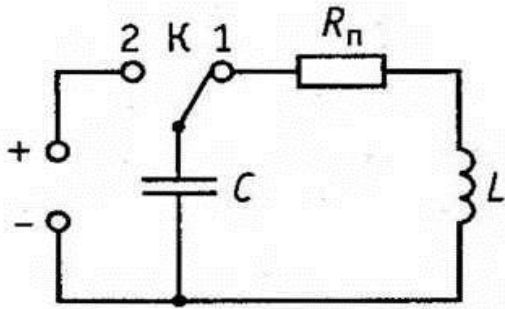


Рис. 1.4.1. До питання коливань в Іс-контурі

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. 1.4.2. Частотозадавальних ланкою є Іс-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 взаєміндукції  $M$ . 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.

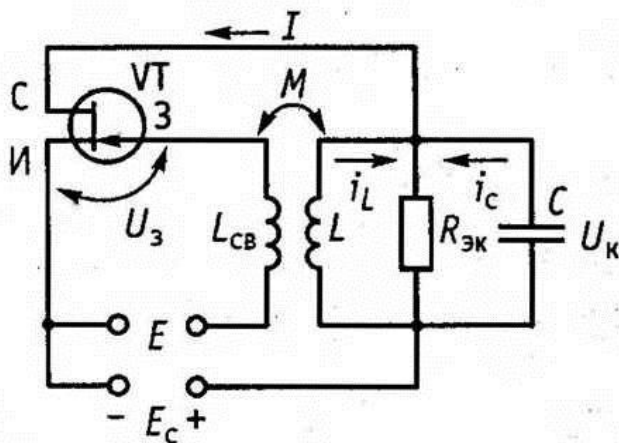


Рис. 1.4.2. Принципова схема автогенератора

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

Таким чином, всі необхідні для генерації елементи, які визначаються моделлю генератора (див. Рис.1.4.1.) Знаходимо в принциповій схемі рис. 1.4.2. 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  $u_{zn}$  на котушці зв'язку  $L_{zv}$ . 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  $I_c$ -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. 1.4.3 показані діаграми струмів і напруг в різних точках схеми генератора (див. Рис. 1.4.2). Причому в них враховуються тільки змінні



Тема 2. Радіопередавальні пристрої  
 складові, бо тільки вони відіграють визначальну роль у розвитку процесу.  
 Постійні складові до уваги брати не будемо.

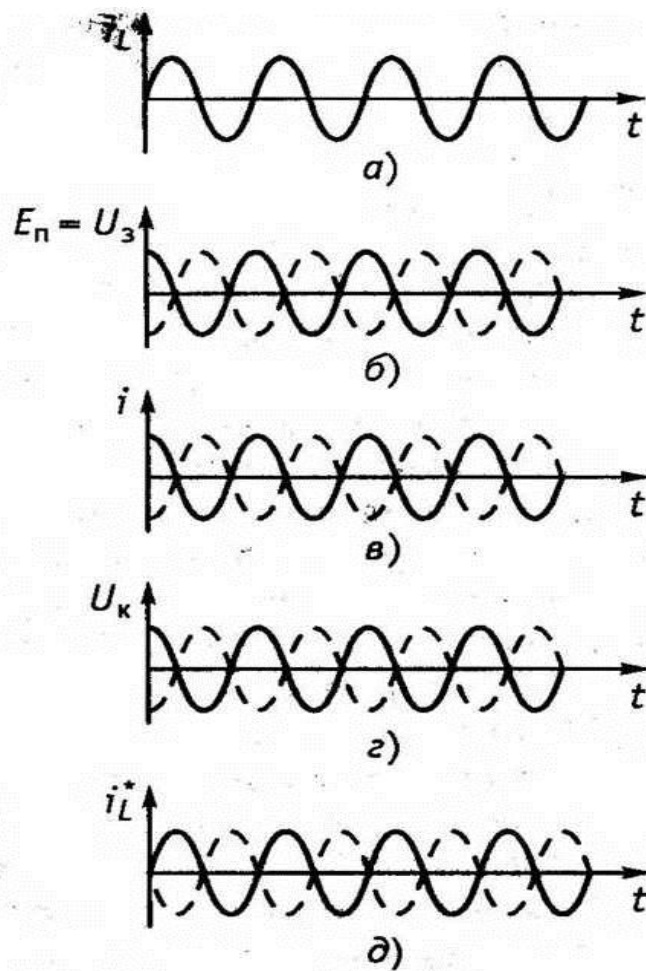


Рис. 1.4.3. Діаграми напруг і струмів в автогенераторі

Початкове коливання візьмемо струм, що протікає в індуктивній Іс-контурі (а). За рахунок струму і<sub>лв</sub> котушки зворотного зв'язку Ісв наводиться едсеп, який є одночасно входною напругою і<sub>з</sub> транзистора (б). Електрорушійна сила еп пов'язана зі струмом і<sub>л</sub> 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 і<sub>л</sub> і<sub>св</sub>. У будь-якому випадку ерс еп зрушена щодо струму на 90°, тобто являє собою косінусоїдальне коливання. Проте чи буде еп випереджати струм і<sub>л</sub> або відставати від нього, залежить відповідно до вищенаведеної формулою від того, як включені кінці однієї з котушок.

У нашому випадку еп випереджає по фазі струм і<sub>л</sub> на 90° (суцільна лінія). Вхідна напруга і<sub>з</sub> = еп викликає зміну струму стоку / в тій же фазі (в). Струм і створює падіння напруги на контурі генератора (г). Так як контур є «диригентом» частоти і коливання здійснюються на резонансній частоті контуру ω<sub>0</sub>, фаза напруги і<sub>к</sub> збігається з фазою струму і. Опір контуру гек має тут резистивний характер. Ток і<sub>л</sub>\* в індуктивній гілці контуру відстає по фазі від напруги і<sub>к</sub> на 90° (д).

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

Струм  $i^* 1$  можна розглядати як «добавку», приріст до існуючих току  $i_l$  (а) контуру. Справді, адже в кінцевому підсумку струм  $i^* 1$  змушений своєю появою ерс  $e_p$ , 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  $i^* 1$ .

Прирошення  $i^* 1$  по стосовно струму може бути позитивним, коли фази  $i^* 1$  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  $i^* 1$  підтримує струм  $i_l$ , у другому - пригнічує цей же струм.

У нашому випадку, як видно з порівняння діаграм (а) і (д), струм  $i^* 1$  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  $e_p$  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  $i^* 1$  виявляється, як і слід було очікувати, в протифазі зі струмом  $i_l$ . Отримуємо, що струм  $i^* 1$  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. 1.4.4. У схемі рис. 1.4.4, а застосована автотрансформаторний зв'язок: на вхід підсилювача подається частина напруги з контуру за допомогою відводу від котушки в точці т.

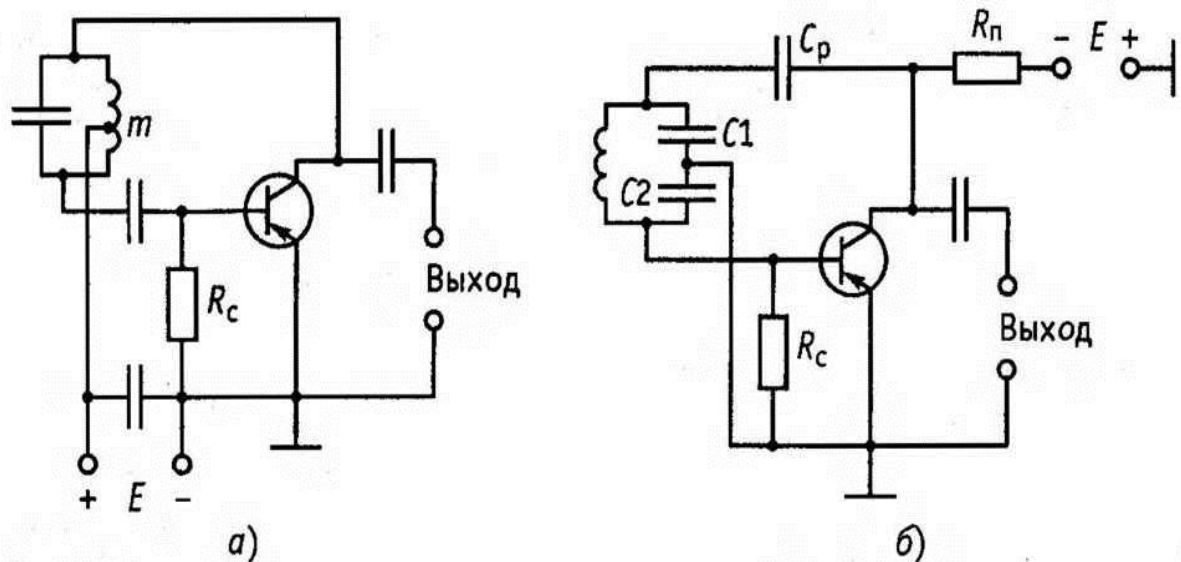


Рис.1.4.4. Принципові схеми автогенераторів

У схемі рис. 1.4.4, 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  $r_n$ . 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.

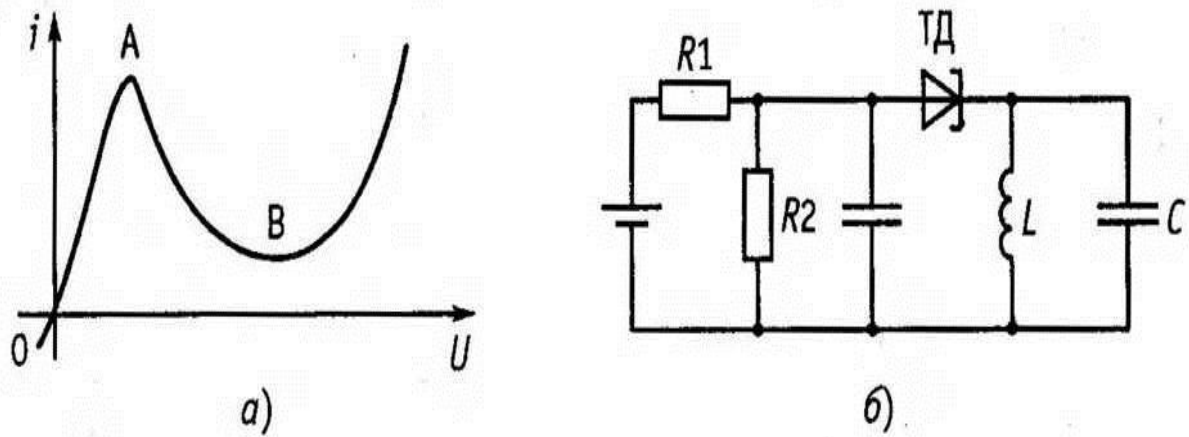


Рис. 1.4.5. Автогенератор на тунельний діод

Характеристика тунельного діода має падаючу ділянку, якому відповідає негативний опір в межах цієї ділянки (ав на рис. 1.4.5, 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-контурі (рис. 1.4.5, б) або послідовно з його елементами. Робоча точка встановлюється за допомогою дільника 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 зміна частоти. Механічні струсу 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. Радіопередавальні пристрої

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

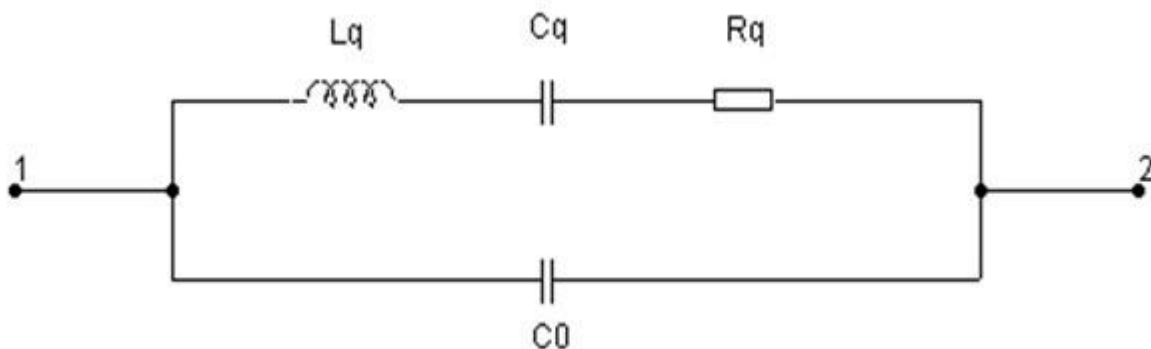


Рис. 1.5.1. Еквівалентна електрична схема кварцового резонатора

- $L_q$  - 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, демпфірування 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. Радіопередавальні пристрої

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. 1.5.1). У відповідності зі схемою (рис. 1.5.1) 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 10-8. 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. 1.5.2. Кварцовий резонатор збуджується на частоті, близькою до частоті 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.

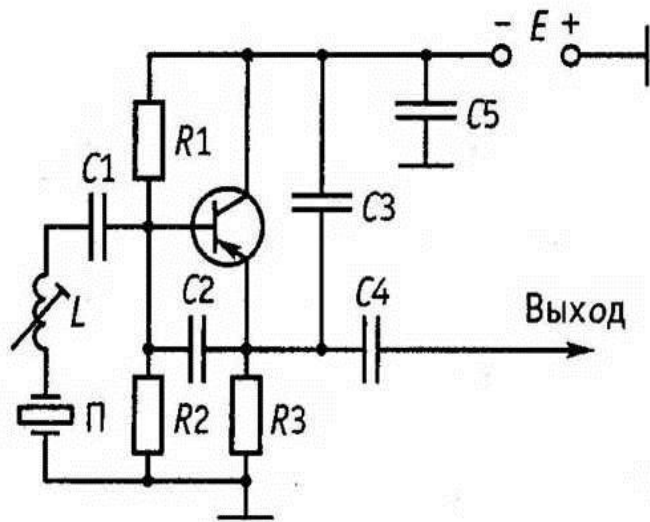


Рис. 1.5.2 схема кварцового автогенератора

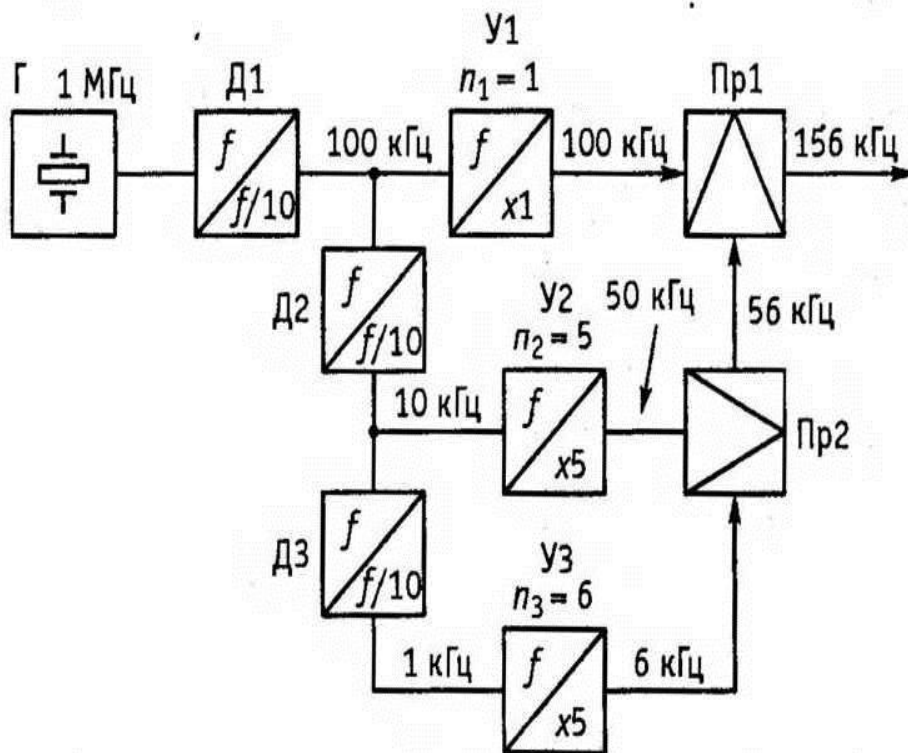


Рис. 1.5.3. Структурна схема синтезатора частоти

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 коливання, частота якого підлягає множенню. Спектр цих імпульсів багатий гармоніками. За допомогою вузькосмугового смугового фільтра із спектру імпульсів виділяється сигнал необхідної гармоніки.

## Тема 2. Радіопередавальні пристрої

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. 1.5.3, де прийняті наступні позначення:  $\Gamma$  - кварцовий генератор частоти 1 мгц; д1-д3 - 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-д3 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.

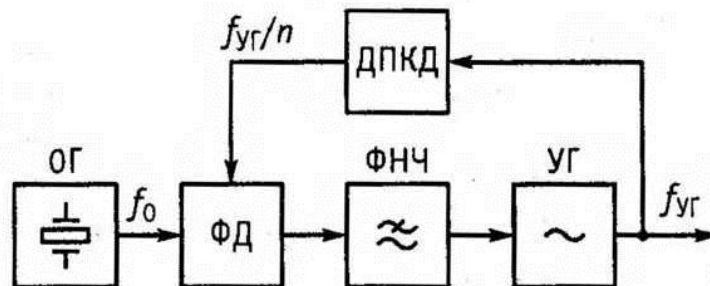


рис. 1.5.4. Синтезатор частоти з фапч першого типу

У синтезаторах непрямого синтезу джерелом коливань робочої частоти служить перестроюваний за частотою керований напругою генератор (уг). Поточна частота уг перетвориться 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. Радіопередавальні пристрої  
цьому ланцюзі, тобто з перетворенням частоти [2].

Принцип роботи системи фапч першого типу полягає в наступному (рис. 1.5.4). 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.

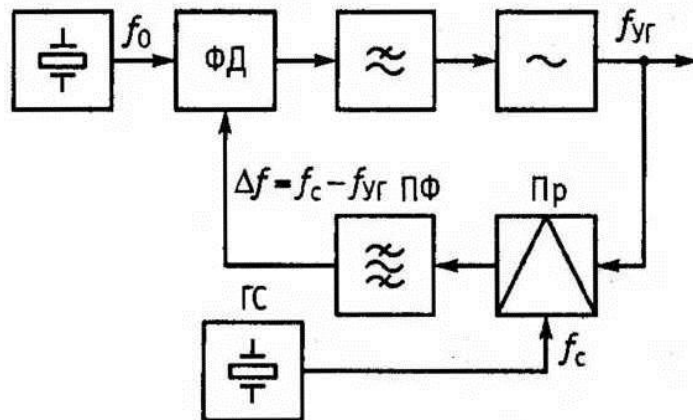


рис. 1.5.5. Синтезатор частоти з фапч другого типу

Принцип роботи системи фапч другого типу пояснюється рис. 1.5.5. 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. Радіопередавальні пристрої

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 1.6.1, 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.

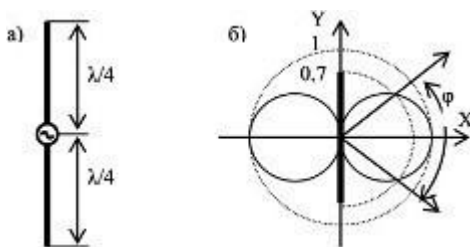


рис. 1.6.1 напівхвильовий вібратор (а) і його діаграма спрямованості (б)

Спрямовані властивості антени можна підсилити, якщо ускладнити конструкцію антени додатковими елементами. На малюнку 1.6.2, 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 а поміщають пасивні вібратори. Електромагнітне поле, створене активним

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

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. 1.6.2, б), вібратор, в напрямку якого результуюче поле послаблюється, називається рефлектором (р).

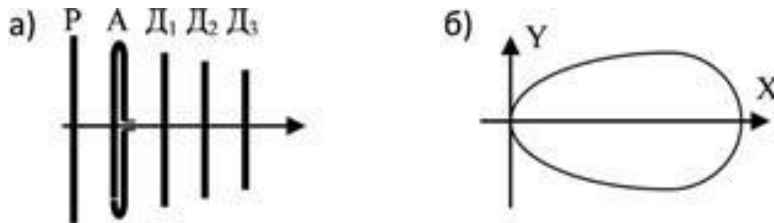


рис. 1.6.2 антена типу «хвильовий канал» (а) і його діаграма спрямованості (б)

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 половинкою. Джерело змінного струму включають між підставою вертикального вібратора і землею (рис 1.6.3)

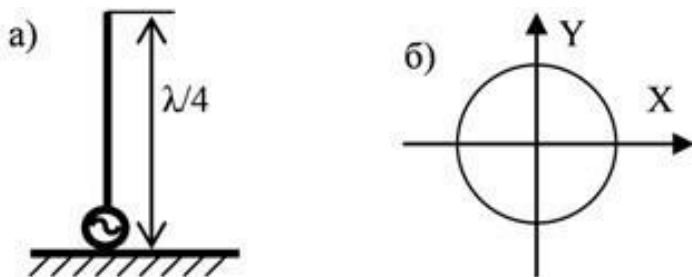


рис. 1.6.3 несиметричний чвертьхвильовий вібратор (а) і його діаграма спрямованості в горизонтальній площині (б)

яка антена називається несиметричною чвертьхвильовий вібраторною антеною. У разі провідної землі в кожному 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. Радіопередавальні пристрої

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. 1.6.4).

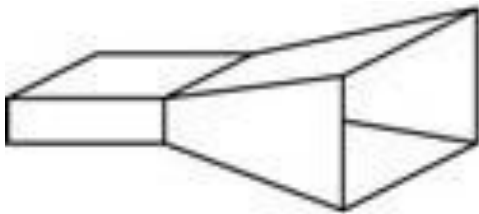


рис. 1.6.4 рупорна антена

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.1.6.5). У даному випадку площа розкриття антени визначається розмірами рефлектора, а спрямовані властивості антени залежать від співвідношення діаметра відображає дзеркала і довжини хвилі випромінюваного коливання.

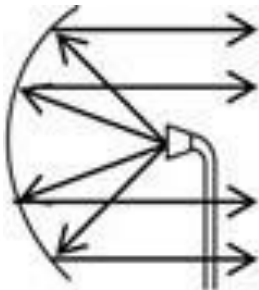


рис. 1.6.5 дзеркальна параболічна антена

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. Радіопередавальні пристрої 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.

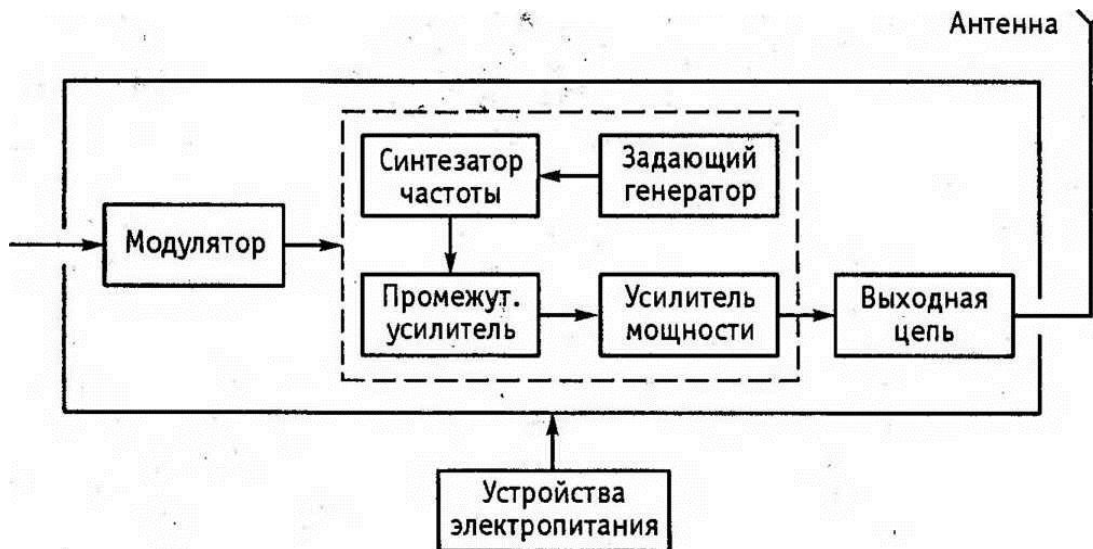


Рис. 2.1.1 функціональна схема радіопередавача

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 ви-ходять за межі необхідної смуги випромінювання і можуть створити перешкоди іншим радіостанціям;
- випромінювання коливань через антену.

Зупинимося 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. Радіопередавальні пристрої

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 антенною, 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. Радіопередавальні пристрої

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. Радіопередавальні пристрої

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, то налаштований 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. Радіопередавальні пристрої

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 психофотричного 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. Радіопередавальні пристрої

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. Радіопередавальні пристрої

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  $90^\circ$ .

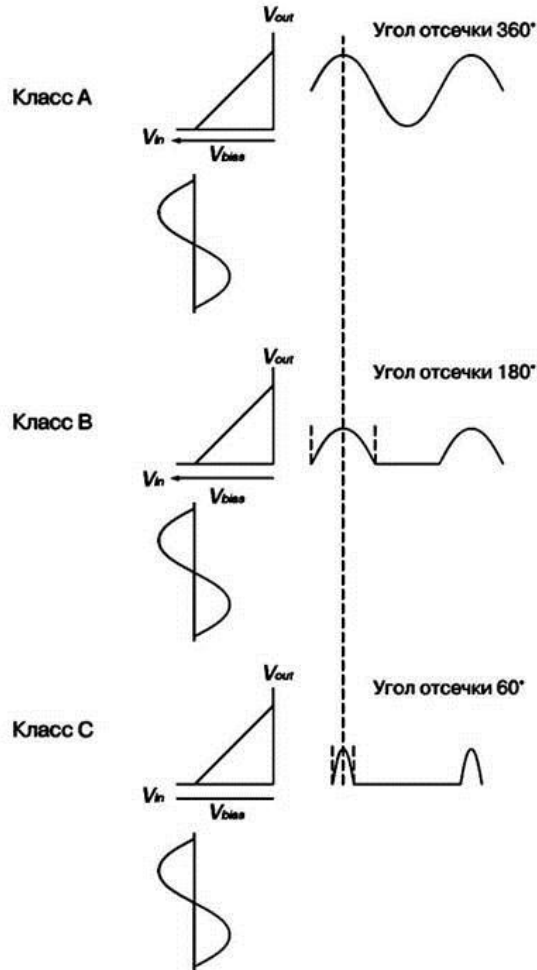


рисунок. 2.4.1. Співвідношення між формою вихідного сигналу і анодним струмом для підсилювачів класів а, в і с.

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. 2.4.1.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 прохідної характеристики, завдяки чому анодний струм існує весь період дії вхідного (сіткового) напруги. У підсилювачах класу в напруга зсуву вибирається рівним напрузі відсічення прохідної 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 кут відсічення.

Режими класів ав1 і ав2

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

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 наближатися 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 є 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 коливаний 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. Радіопередавальні пристрої

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 час., 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. Радіопередавальні пристрої

.; 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 фазового автоматичного підстроювання частоти (фапч). Це пов'язано з тією обставиною, що діапазон перебудови гетеродинів в приймачах мобільного зв'язку ухк 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

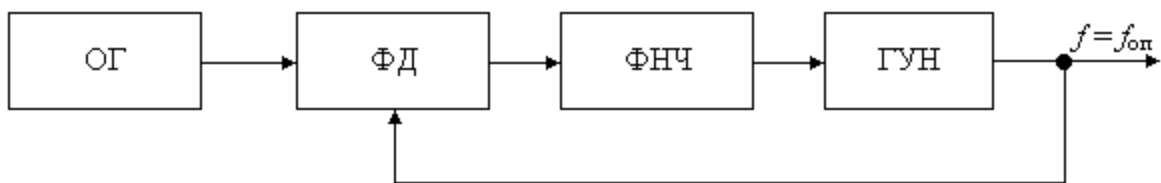


рисунок 2.7.1. Структурна схема ланцюга фазового автопідстроювання частоти (синтезатора частот)

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 аналогової (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. Радіопередавальні пристрої

В результаті роботи схеми, наведеної на рис. 2.7.1, 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. 2.7.2. 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.

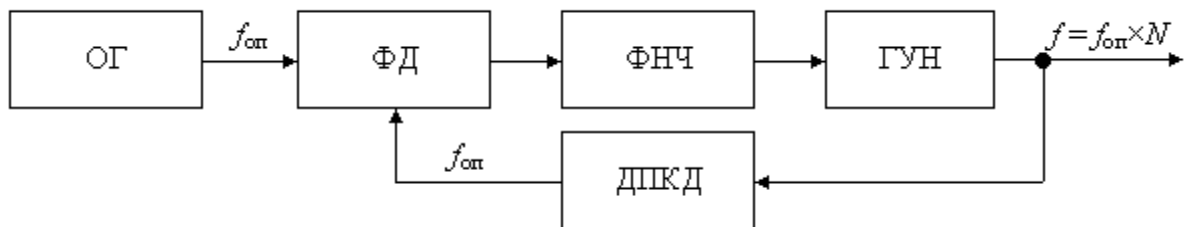


рисунок 2.7.2. Структурна схема цифрового синтезатора частот

У структурній схемі, наведеній на рис.2.7.2, використаний дільник із змінним коефіцієнтом ділення (дпкд). Змінюючи коефіцієнт розподілу  $n$  подільника дпкд, можна перебудовувати вихідну частоту генератора. У цій схемі в якості фазового детектора може бути застосований як цифровий фазовий детектор, так і 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. Радіопередавальні пристрої

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. 2.7.3. У цій схемі ми можемо вибирати значення частот порівняння  $f_{сп}$ , опорної частоти  $f_{оп}$  вихідного коливання  $f$  в досить широкому діапазоні.

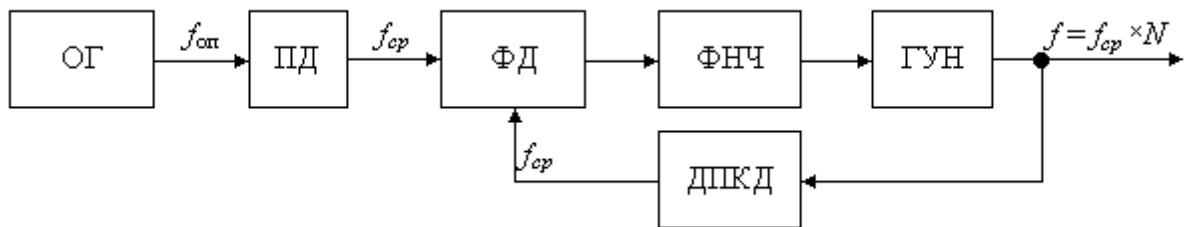


рисунок 2.7.3. Структурна схема цифрового синтезатора частот з малим кроком перебудови частоти

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:

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

Тепер визначимо максимальне і мінімальне значення коефіцієнтів ділення дпкд:

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

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

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

Тема 2. Радіопередавальні пристрої  
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.

## 2.3 Схеми. Лабораторна робота

### 2.3.1 Схеми

Структура передавача (рис. 1.1.1) 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.

- 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

- 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

- Вихідний ланцюг служить для передачі посилених 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.

- 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.

## Тема 2. Радіопередавальні пристрої

- 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. . 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 моду
- Однак цієї характеристики недостатньо для оцінки потужності радіопередавача і при безперервному випромінюванні.

Найважливішими показниками радіопередавача є стабільність випромінюваної їм частоти і рівень побічних випромінювань. Справа в тому, що якщо суворо дотримується привласнена даному передавача частота сигналу, то налаштований 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, щільно завантаженими 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.

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

За потужністю передавачі підрозділяються на

- Малопотужні (до 100 Вт)
- Середньої потужності (до 10 кВт),
- Потужні (до 1000 кВт)
- Надпотужні (понад 1000 кВт).

за родом роботи (виду випромінювання) розрізняють передавачі

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

- Телеграфні
- Односмугові
- Імпульсні і т.д.

За способом транспортування передавачі класифікуються на  
Стаціонарні

- Рухомі (переносні, автомобільні, корабельні, літакові і т.д.).

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.

Особливості підсилювачів потужності радіопередавальних пристроїв

- Підсилювачі потужності в техніці радіопередавальних пристроїв прийнято називати генераторами із зовнішнім збудженням.
- 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 потужності джерела постійного струму  $P_0$  в потужність високої частоти  $P_k$

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

## Тема 2. Радіопередавальні пристрої потужності

- 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.
- Звернемося до схеми рис. 1.4.1. 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 переключенні ключа в положення 1 в контурі виникнуть вільні коливання. Щоб коливання не загасали (через наявність опору втрат  $r_p$ ), 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

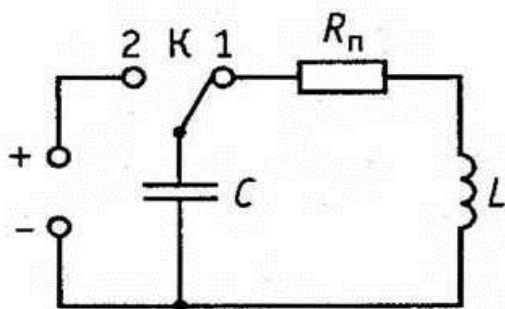


Рис. 1.4.1. До питання коливань в  $LC$ -контурі

Практична реалізація цієї моделі представлена схемою на рис. 1.4.2. Частотозадавальних ланкою є  $LC$ -контур, джерелом енергії - джерело постійної напруги  $e_c$ , включений в ланцюг стоку польового транзистора  $vt$ . Роль ключа  $k$  виконує затвор транзистора. Напруга  $u_{3n}$  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 взаємодукції  $m$ . Транзистор не тільки виконує функцію ключа  $k$ , 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

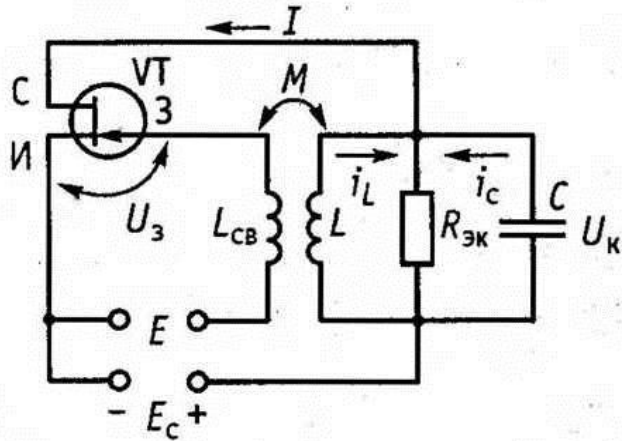


Рис. 1.4.2. Принципова схема автогенератора

- Таким чином, всі необхідні для генерації елементи, які визначаються моделлю генератора (див. Рис.1.4.1.) Знаходимо в принциповій схемі рис. 1.4.2. 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
- 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.
- Тепер розглянемо умови підтримки вже виниклих коливань характерних для стаціонарного режиму генератора, - коливань з постійною амплітудою і частотою. На рис. 1.4.3 показані діаграми струмів і напруг в різних точках схеми генератора (див. Рис. 1.4.2). Причому в них враховуються тільки змінні складові, бо тільки вони відіграють визначальну роль у розвитку процесу. Постійні складові до уваги брати не будемо.
- Початкове коливання візьмемо струм, що протікає в індуктивній  $I_{св}$ -контурі (а). За рахунок струму  $i_L$  в котушці зворотного зв'язку  $I_{св}$  наводиться едсеп, який є одночасно входною напругою  $U_{з}$  транзистора (б). Електрорушійна



## Тема 2. Радіопередавальні пристрої

сила еп пов'язана зі струмом і 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  $L_1$  і  $L_2$ . У будь-якому випадку ерс еп зрушена щодо струму на  $90^\circ$ , тобто являє собою косінусоїдальне коливання.

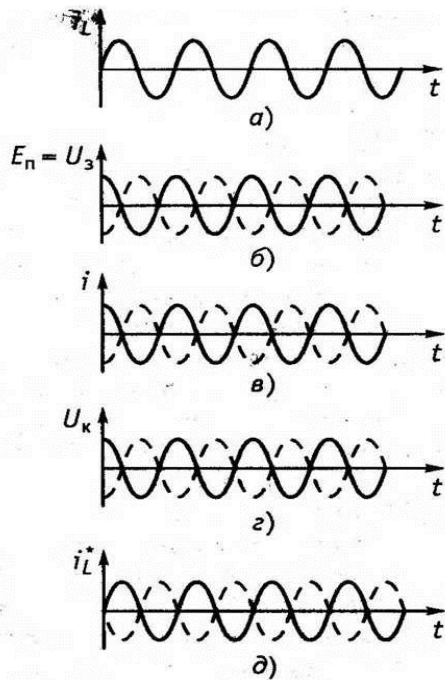


Рис. 1.4.3. Діаграми напруг і струмів в автогенераторі

### 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 зміні в приєднаних ланцюгах.

- 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 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.

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

Тема 2. Радіопередавальні пристрої  
підвіскою генератора.

- 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.

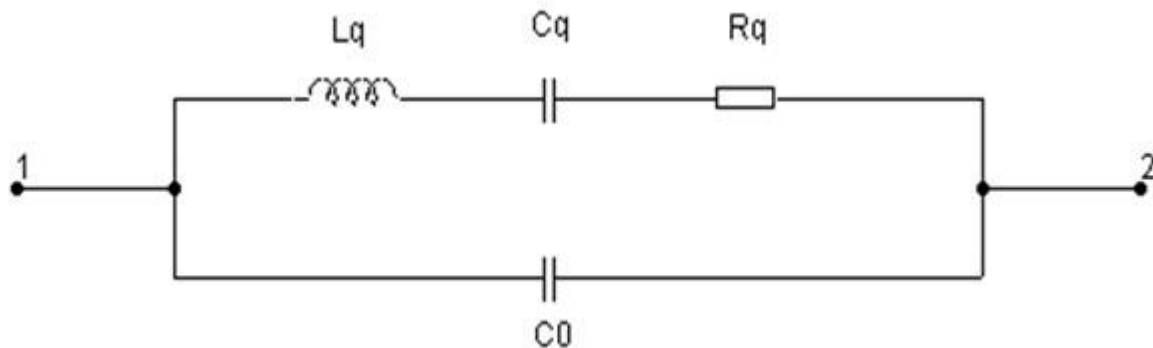


Рис. 1.5.1. Еквівалентна електрична схема кварцового резонатора

$C_q$  – еквівалентна динамічна ємність – еквівалент механічної жорсткості кварцової пластини;

$R_q$  – еквівалентне динамічне опір – величина, що характеризує активні втрати в кристалічній решітці, демпфірування коливань молекулами навколишнього газу та електричні втрати в підвідних електродах;

$C_0$  – статична ємність кварцотримача.

$L_q$  – еквівалентна динамічна індуктивність – еквівалент коливальної маси під електродами резонатора, величина якої визначає величину добротності  $q$ ;

- Кварцова пластинка, як і всяке пружне тіло, володіє резонансною частотою механічних коливань, яка залежить від її розмірів. Будучи включеною в електричний ланцюг, пластинка 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. 1.5.1). У відповідності зі схемою (рис. 1.5.1) кварцовий резонатор має дві резонансні частоти:

- 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  $10^{-8}$ . Це і визначило виняткову популярність кварцових резонаторів для забезпечення стабільної частоти автогенераторів.

- Одна з можливих практичних схем транзисторного кварцового

Тема 2. Радіопередавальні пристрої

автогенератора наведена на рис. 1.5.2. Кварцовий резонатор збуджується на частоті, близькою до частоти послідовного резонансу.

- Для корекції частоти передбачена котушка  $L$ , включена послідовно з резонатором  $\Pi$ . Робоча точка транзистора визначається опором резисторів  $r_1$ - $r_2$ . Конденсатори  $c_1$  і  $c_2$  спільно з резонатором і котушкою  $L$  утворюють схему ємнісної трьохточки (схема транзисторного генератора з паралельним живленням і розділити ємністю контуру).
- 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.

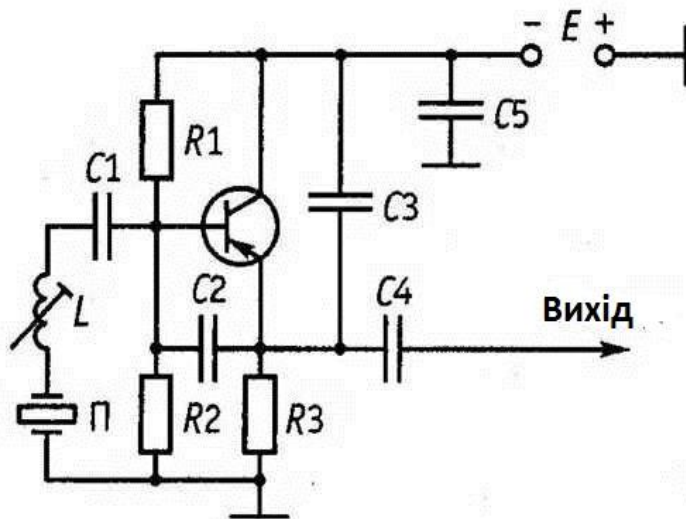


Рис. 1.5.2 схема кварцевого автогенератора

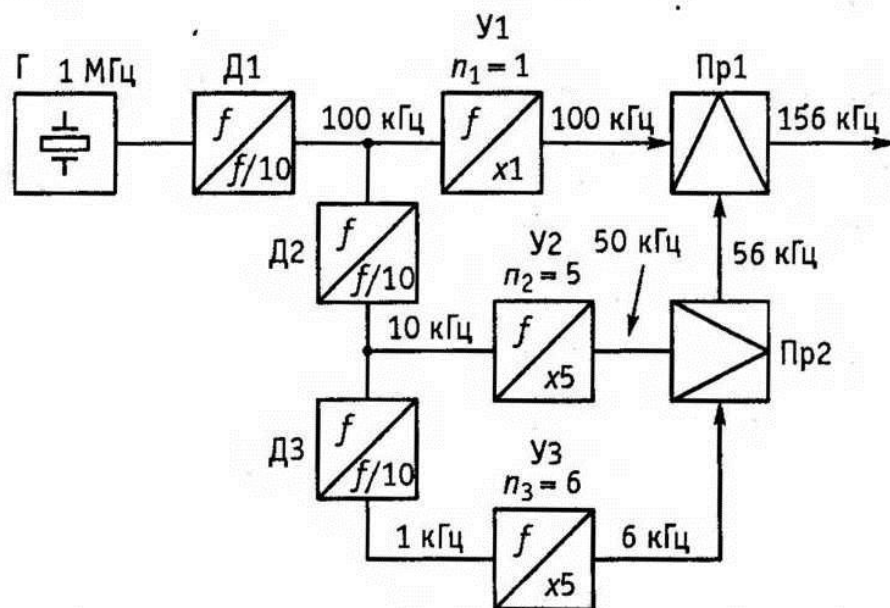


Рис. 1.5.3. Структурна схема синтезатора частоти

Розподіл частоти проводиться спеціальними каскадами - делителями частоти, в



Рис. 1.5.5. Синтезатор частоти з фапч другого типу

Принцип роботи системи фапч другого типу пояснюється рис. 1.5.5. Коливання керованого генератора з частотою  $f_{\text{г}} \pm \Delta f$  коливання генератора зсуву ( $f_{\text{с}}$ ) з частотою  $f_{\text{спод}} \pm \Delta f$  надходять на входи перетворювача частоти пр. На виході останнього смуговим фільтром (пф) виділяється сигнал різницевої частоти. Цей сигнал подається на один вхід фазового детектора, на другий його вхід надходить сигнал опорного генератора  $f_0$ . На виході детектора утворюється керуюча напруга, що змінює частоту керованого генератора до отримання рівенства. Як генератор зсуву можна використовувати синтезатор, виконаний на основі методу прямого синтезу частоти

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 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).

- 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.

- Діаграма спрямованості симетричного вібратора приведено малюнку 1.6.1, 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

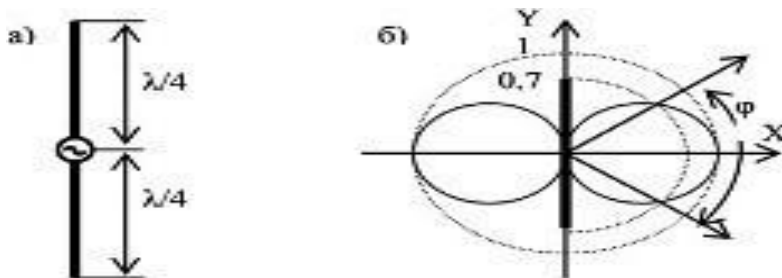


Рис. 1.6.1 напівхвильовий вібратор (а) і його діаграма спрямованості (б)

Спрямовані властивості антени можна підсилити, якщо ускладнити конструкцію антени додатковими елементами. На малюнку 1.6.2, а приведено

## Тема 2. Радіопередавальні пристрої

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.

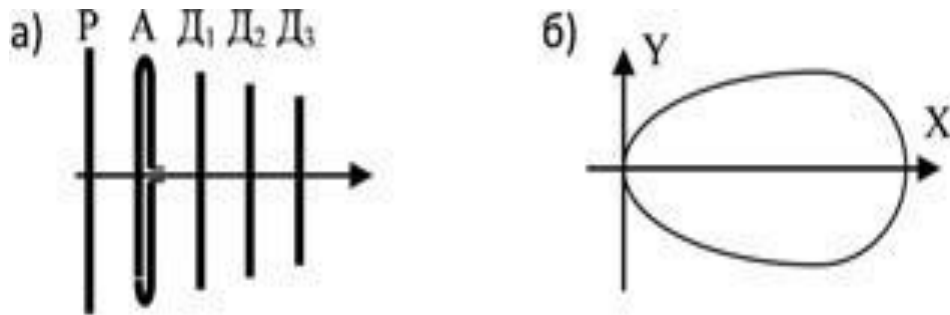


Рис. 1.6.2 антена типу «хвильовий канал» (а) і його діаграма спрямованості (б)

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 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. 1.6.4).

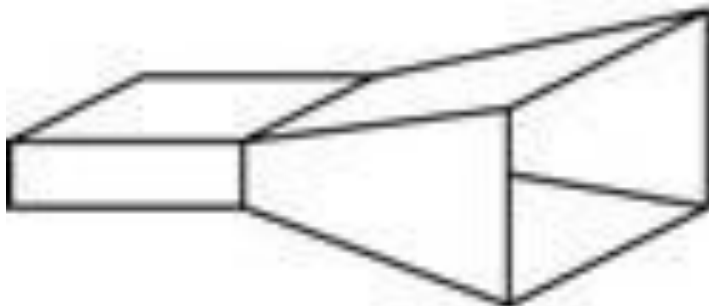


Рис. 1.6.4 рупорна антена

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.

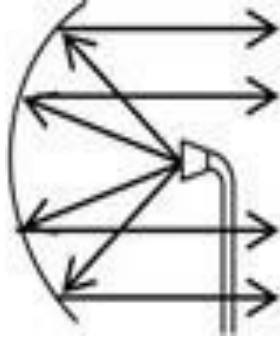


Рис. 1.6.5 дзеркальна параболічна антена

- 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 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 (соaxial - 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.

## Тема 3. Радіоприймальні пристрої

### 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 займаним 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.2) забезпечують прийом програм звукового і телевізійного мовлення. Їх масове виробництво і необхідність відносно невисокої вартості обумовлюють порівняно прості технічні рішення.

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







Рис.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. Радіоприймальні пристрої

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, σδ, 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. 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 прийнятті інформацію вказаний тракт суттєвих переключень не вносить, і в цьому сенсі його можна вважати лінійним.

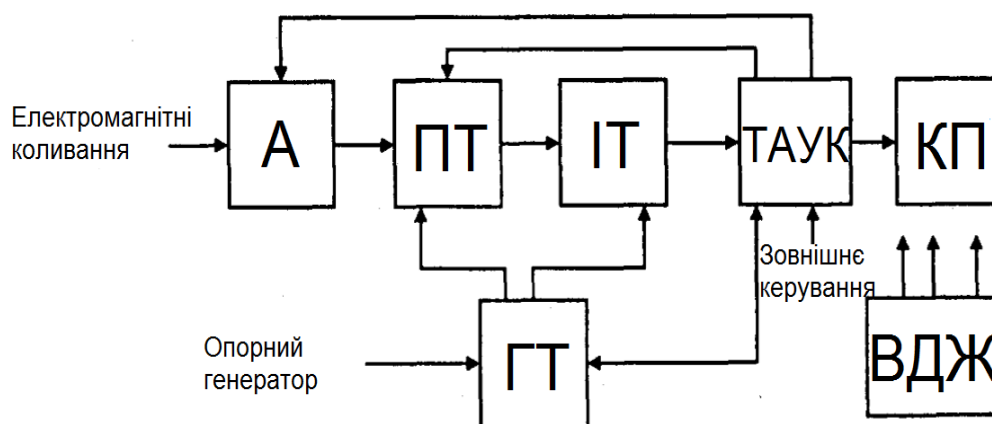


Рис. 3. Узагальнена структурна схема рпру

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. Радіоприймальні пристрої 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 уг, 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 недетермінованих, 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  $e_{a_0}$  (для радіоприймальних пристроїв, що працюють в діапазонах помірно високих частот) або номінальною потужністю  $p_{a_0}$  (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. Радіоприймальні пристрої

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 ампліудно-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:

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

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.4) називається характеристикою односигнальної вибірковості. Оскільки в сучасних радіоприймальних пристроях межі змін  $se(\delta f)$  досить значні, зазвичай використовується оцінка вибірковості в децибелах:  $s_e[\text{Дб}] = 20 \lg \left[ \frac{k_0}{k(\delta f)} \right]$  (рис. 5).

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

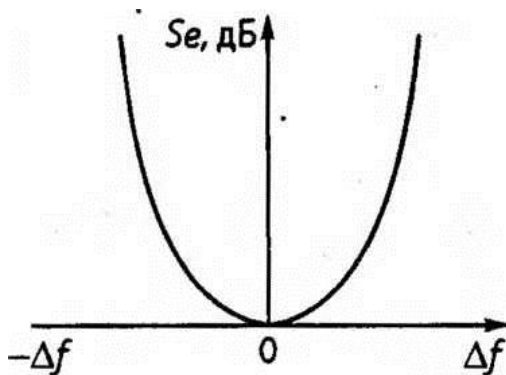


Рис. 4. Характеристика односигнальної вибірковості

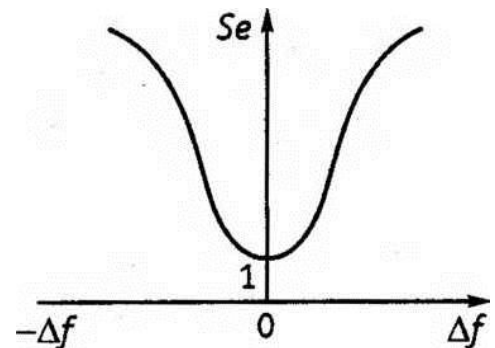


Рис. 5. Характеристика односигнальної вибірковості вимірюваної в дБ.

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  $k_{пр} = \frac{p_y}{p_{0,7}}$ , де  $p_{0,7}$  - смуга пропускання упб на рівні  $\frac{1}{1,4142}$ ;

0,707 (3 дБ) і  $p_y$  - смуга на заданому рівні  $y$ , 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.

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. Радіоприймальні пристрої

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  $m f_{p1} \pm n f_{p2} \pm p f_{p3} \pm \dots$ , де  $m$ ,  $n$ ,  $p$  - 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. Радіоприймальні пристрої

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.6):

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



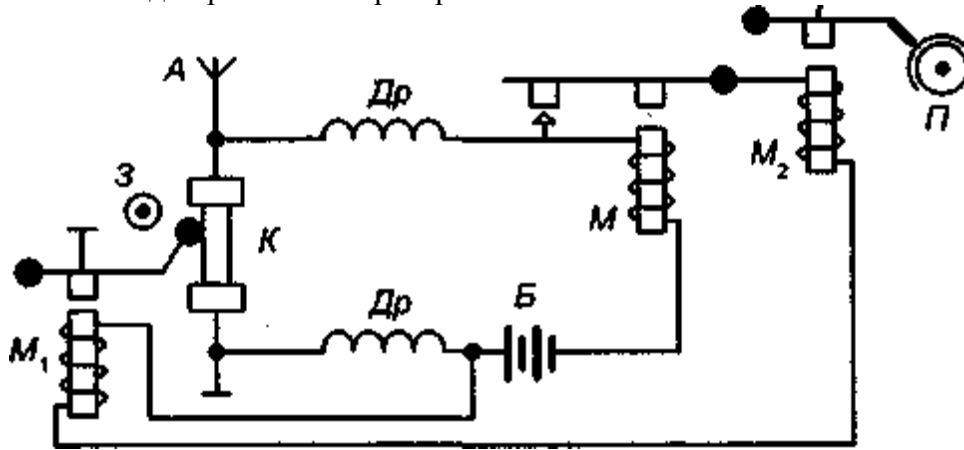


Рис.6. Радіоприймальний пристрій а.с. попова

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 реєстрації 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.7. Основні недоліки

### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

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.

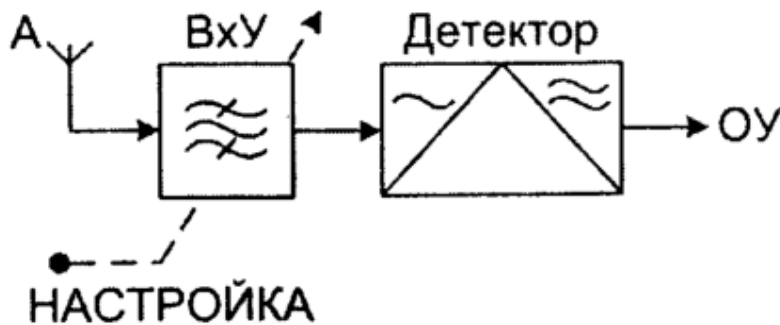


Рис. 7. Структурна схема детекторного радіоприймача

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.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.

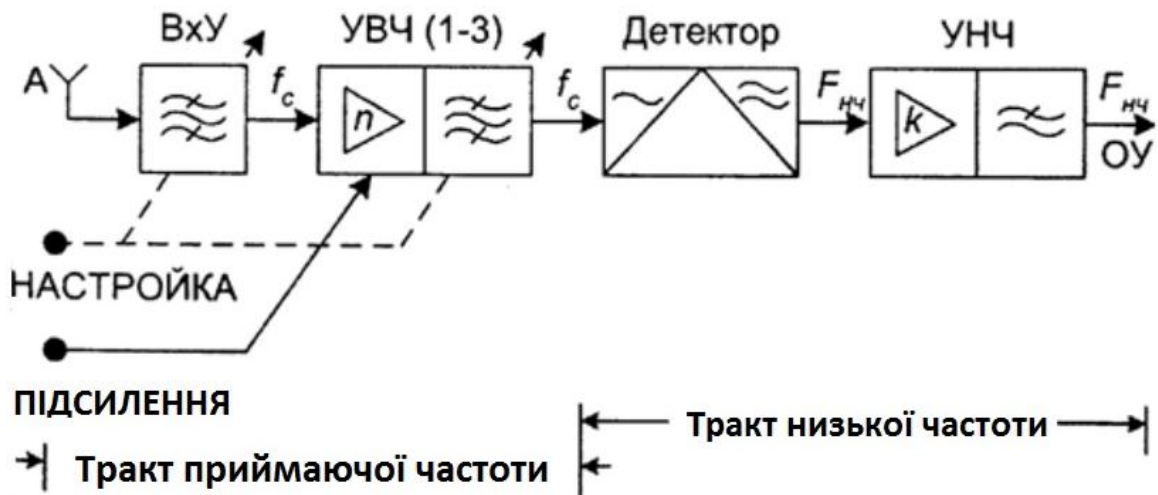


рис.8. Структурна схема приймача прямого підсилення

Приймач, в якому частота сигналу до детектора перетворюється в деяку постійну, звичайно досить низьку частоту, називають приймачем супергетеродинного типу (рис. 2.4). 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 супергетеродини 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.

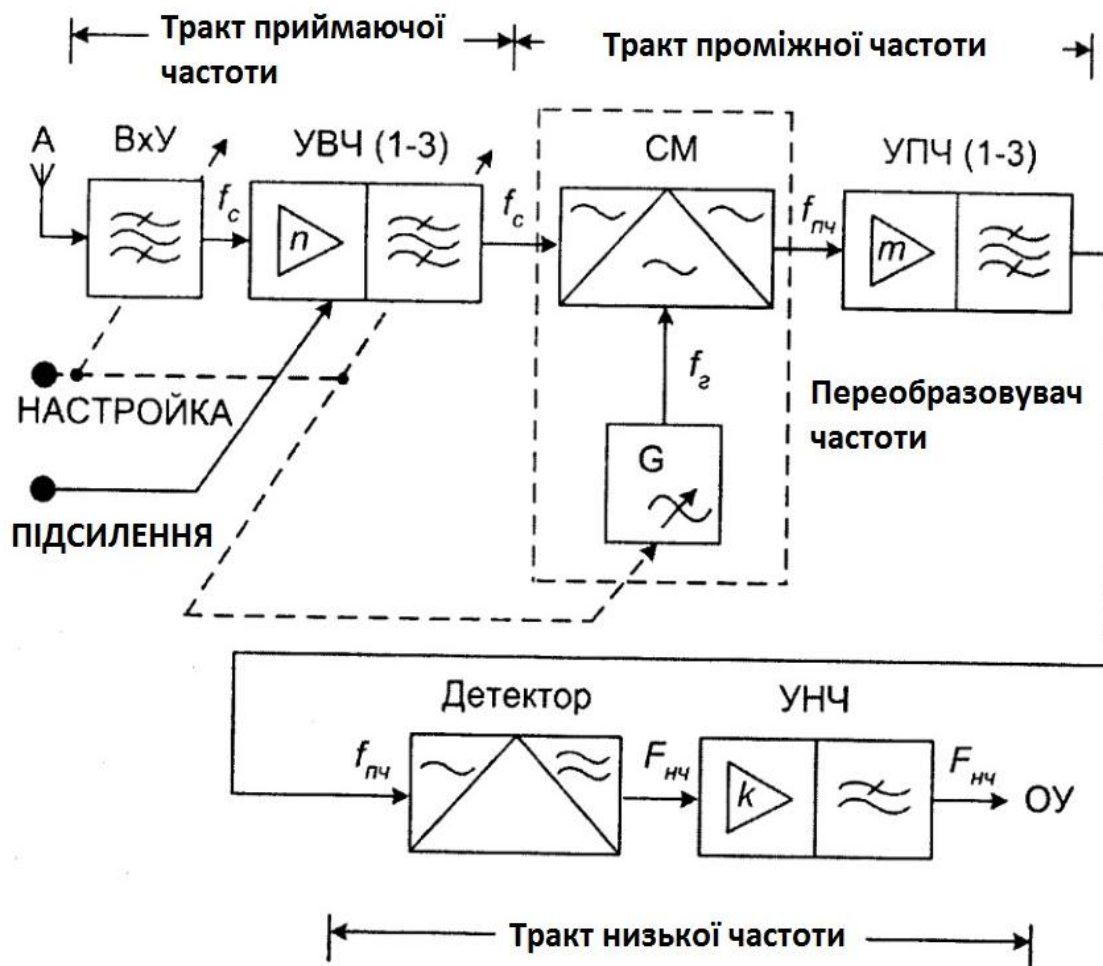


Рисунок 9. Структурна схема супергетеродинного приймача  
Схема містить:

- 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). Вхідний пристрій також містить 1 - 2 контура. Всі 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. Радіоприймальні пристрої

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 перекриття вхідного 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.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.

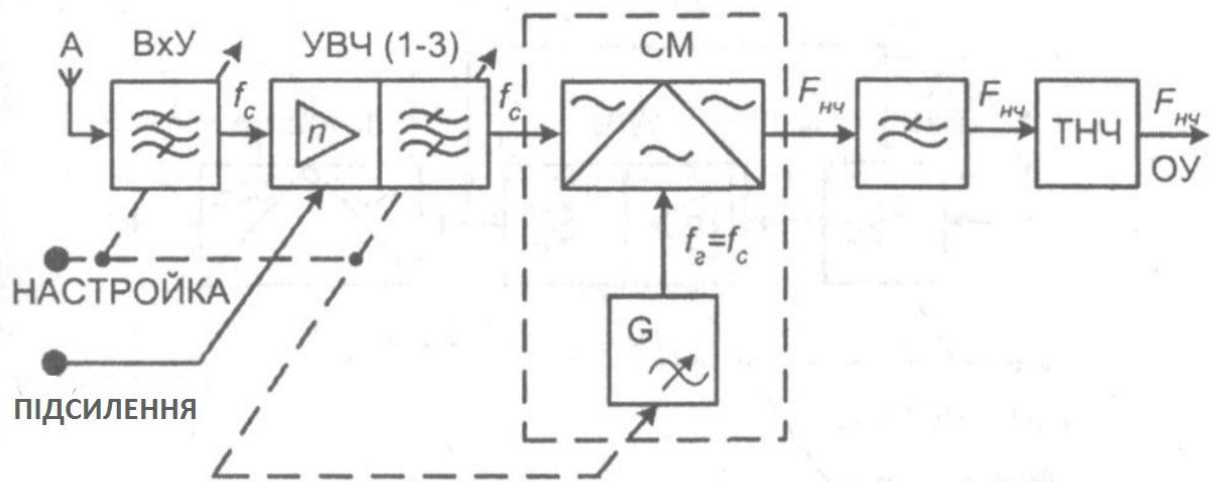


Рисунок.10. Структурна схема приймача прямого перетворення

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. 3 представлена узагальнена структурна схема радіоприймального пристрою.

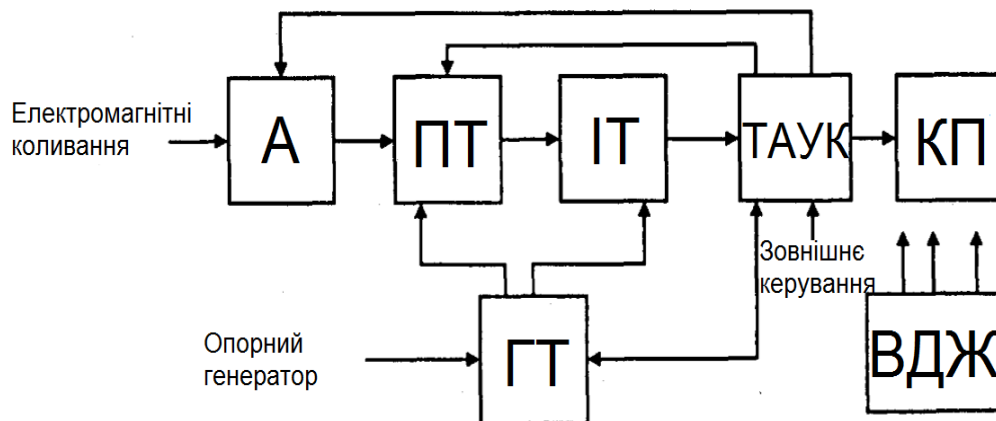


Рисунок. 3 узагальнена структурна схема радіоприймального пристрою, А - приймальна антена; пт - підсилювально-перетворювальний тракт; Іт - інформаційний тракт; гт - гетеродинний тракт; Таук - пристрій управління і відображення; кп - кінцевий пристрій.

Тема 3. Радіоприймальні пристрої

За допомогою приймальної антени (а на рис.3) відбувається перетворення електромагнітних хвиль в електричні сигнали.

В підсилювально-перетворювальному тракті (пт на рис. 3) 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. 3) 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. 3) 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. 3) 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. 3) 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.3) перетворює енергію первинного джерела в форму, зручну для використання безпосередньо в рпрп. У вдп може здійснюватися перетворення напруги, випрямлення, фільтрація, стабілізації

## 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. Радіоприймальні пристрої

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) інфрадіни.

за родом роботи:

- телеграфні;



### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

- 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  $P_{\text{ао}}$  (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. Радіоприймальні пристрої

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 фазірованою антеною решітки. Поляризаційна вибірковість реалізується також приймальною антеноюналаштовується 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. Радіоприймальні пристрої

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 урч перебудовуються в межах потрібного діапазону

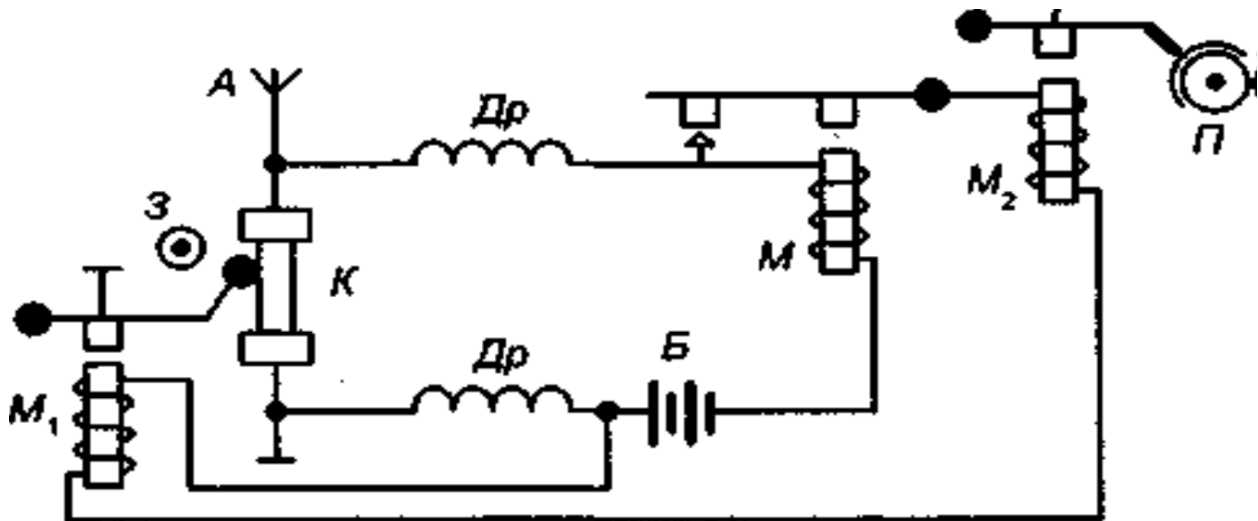
### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

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 тракту 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 деякої допоміжної 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 і масі. Тому подібна структура використовується для портативних приймачів, що допускають великий рівень спотворень.

#### 3.3 схеми. Лабораторні роботи.

##### 3.1 структурні схеми

Схема 1. Перший радіоприймач:



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

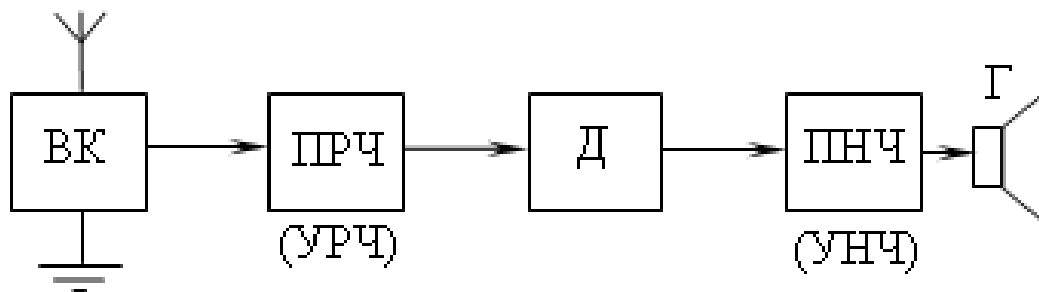
Попова складався з антени а, когерера к, електромагнітного реле м, електричного дзвінка п і джерела постійного струму б. Електромагнітні хвилі

### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

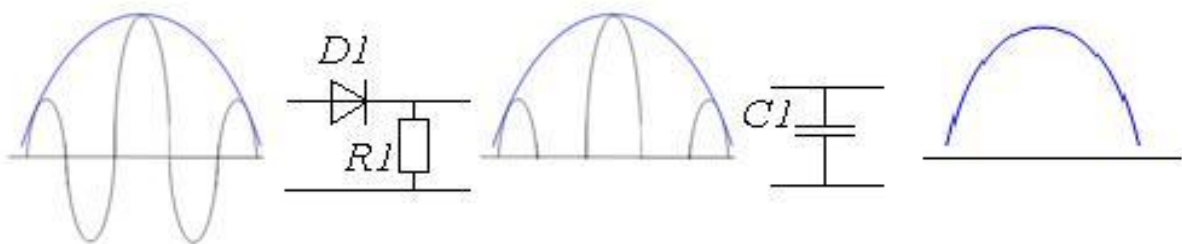
викликали вимушені коливання струму і напругу в антені. Змінний струм з антени подавався на два електроди, які були розміщені в скляній трубці, заповненій металічними ошурками. Ця трубка і є когерер. Послідовно з когерером вмикались електрромагнітне реле і джерело постійного струму.

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 електромагнітної 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 електромагнітних хвиль. Структурна схема 2. Приймач прямого підсилення:



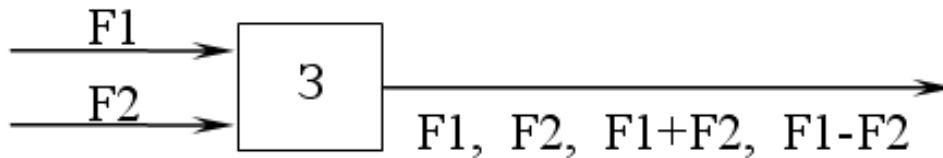
вхідні кола вк зазвичай складаються з коливальних контурів і котушки зв'язку, які знаходяться на феритовому стержні і виконується попередня селекція (виділення) сигналів. Коливальний контур настроєний в резонанс на потрібну нам частоту, яку ми вибираємо повертаючи ручку настройки приймача. Далі виділений 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. Радіоприймальні пристрої

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.

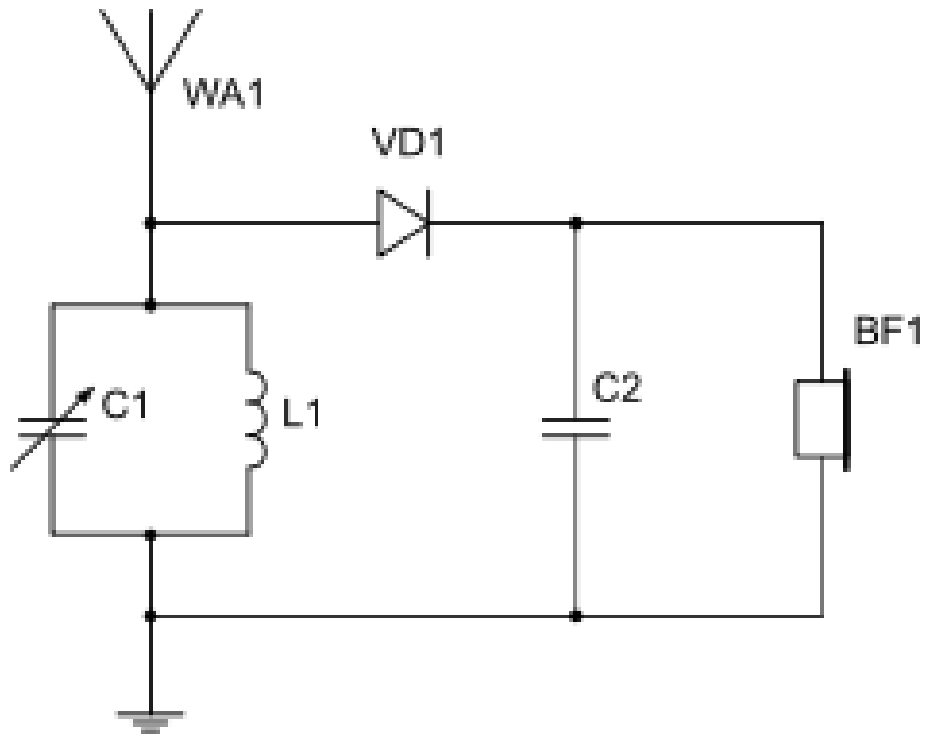
При прийомі сигналів станцій, що працюють з амплітудною модуляцією від підсилювача пч коливання подаються на детектор.

Детектор і пнч 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.

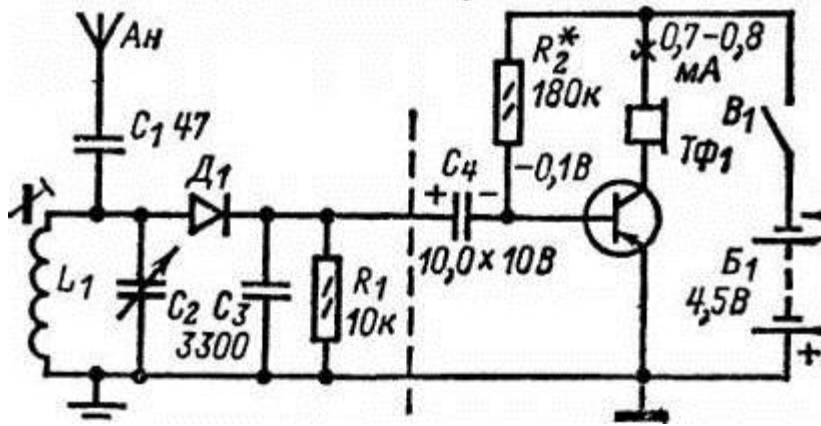
Електромагнітні хвилі під час надходження створюють в антені і контурі високочастотні модульовані коливання. Якщо конденсатором налаштувати контур у резонанс частоті коливань, які слід прийняти, то навіть дуже слабкі хвилі, надходячи, створять помітні модульовані коливання в контурі.

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 коливання високої частоти будуть протектовані діодом. Резистор  $r_1$  виконує роль навантаження детектора. Створені на ньому коливання звукової частоти через конденсатор  $C_4$  надходять на базу транзистора  $T_1$ , а після посилення головними телефонами  $TФ_1$ , включеними в колекторний ланцюг, перетворюються в звукові коливання. Резистор  $r_2$  задає робочу точку транзистора. Джерелом живлення служить батарея  $B_1$  напругою 4,5 в., живлення вмикається перемикачем  $B_1$ .

## 3.2 Схеми. Лабораторна робота

### 3.2.1 лабораторна робота

Синхронізація телевізійних розгорток

#### 1. ціль роботи

Ціль роботи складається в закріпленні і поглибленні знань, отриманих у відповідному розділі лекційного курсу. У процесі підготовки і при виконанні роботи повинні бути вивчені і досліджені принципи побудови системи синхронізації, структури сигналів, схеми виділення синхроімпульсів з телевізійного сигналу, схеми поділу синхроімпульсів, завадостійкість різних схем синхронізації.

#### 2. Ключові положення

##### 2.1 загальні зведення

Для вірного відтворення телевізійного зображення необхідно синхронізувати і синфазність аналізу і синтезу зображення переданого об'єкта. Іншими словами, початок розгорнення першого рядка на екрані відтворюючого пристрою повинен збігатися з початком розгорнення в передавальному пристрої.

### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

Сукупність засобів, що забезпечують синхронність і синфазність аналізу і синтезу зображень, прийнято називати системою синхронізації. У мовному телебаченні використовується примусова система синхронізації, при якій усі пристрої, що одночасно беруть участь передачі, працюють синхронно.

Система синхронізації у мовному телебаченні може бути надана спрощеною структурною схемою мал.2.1.



Мал.2.1

Синхрогенератор (гс) генерує необхідні синхросигнали і допоміжні імпульси: с - синхронізуючі імпульси частоти рядків (їх називають рядковими синхроімпульсами, чи рядковими ведучими); п - синхронізуючі імпульси частоти полів (кадрові синхроімпульси, чи кадрові ведучі); ссп - сигнал синхронізації приймачів, що складаються з комбінації різних імпульсів,

Г - імпульси прийомної трубки, які гасять, що складаються із суміші імпульсів з частотою рядків і полів відповідної тривалості, призначені для гасіння лучани під час зворотного ходу; у гс також формуються випереджальні імпульси частоти рядків (ос), призначені для синхронізації рядкових розгорнень передавальних камер (випередження необхідне для компенсації тимчасової затримки, внесеним кабелем).

Імпульси, вироблювані гс, повинні подаватися на велике число різних пристроїв тому з виходу гс імпульси надходять на спеціальний підсилювач - розподільник імпульсів (ури). В ури мається велике число виходів для кожного виду імпульсів, а розподіл імпульсів на вихідні гнізда здійснюється через резисторні дільники напруги таким чином, що випадкове коротке замикання будь-якого виходу практично не впливає на параметри сигналів на інших виходах. З виходів ури імпульси розводяться по споживачах за допомогою коаксіальних кабелів

На мал.2.1 представлені два різних способи синхронізації. В одному випадку імпульси синхронізації з ури по окремих кабелях подаються на відповідні входи, наприклад, на відеоконтрольний пристрій (вквт), на окремий вхід якого подається відеосигнал. У такий спосіб забезпечує найбільш стійку

### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

синхронізацію обох розгорнень, тому що практично відсутній взаємний вплив синхроімпульсів. Недолік такого способу - велике число сполучних кабелів.

В другому випадку на вхід пристрою (вкуп) подається повний телевізійний сигнал, тобто відеосигнал (вр), в який у вихідному пристрою замішаний відповідним чином ссп. Зручність такого способу подачі синхроінформвції - один сполучний кабель. Однак для надійного поділу сигналів приходиться ускладнювати як схеми відповідних пристроїв, так і форму сигналів. Такий спосіб синхронізації виявляється практично найбільш зручним для синхронізації телевізійних приймачів, оскільки в цьому випадку всі сигнали надходять по одному радіоканалу.

#### 2.2 сигнал синхронізації приймачів

Сигнал синхронізації приймачів (ссп) складається із суміші рядкових і кадрових (напівкадрових) синхроімпульсів, переданих одночасно з відеосигналом (під час зворотних ходів відповідних розгорнень) у телевізійному приймачі імпульси ссп відокремлюються від відеосигналу за допомогою амплітудного селектора (ас). З цією метою імпульси ссп у передавальній апаратурі замішуються в сигнал зображення таким чином, щоб у повному телевізійному сигналі вони розташовувалися нижче рівня чорного ("чорніше чорного") на вершині імпульсів, що гасять, і складали 0.25 від повного розмаху тв сигналу (мал. 2.2).



Мал.2.2

При рядковому розкладанні, початки кадрових синхроімпульсів непарних полів збігаються з початками відповідних рядкових імпульсів, а податки кадрових синхроімпульсів парних полів розміщуються точно в середині рядкового інтервалу, тобто зрушені на 0.5 н. Відповідно в обох полях тимчасові інтервали від останнього рядкового імпульсу до початку кадрового і від податку кадрового до першої вирізки відрізнялися б у два рази. Така відмінність може привести до розходження форми виділених інтегруючої ланцюгом імпульсів, а це веде до того, що момент синхронізації від імпульсів парних і непарних полів

Тема 3. Радіоприймальні пристрої

настає через різні проміжки часу після початку відповідних імпульсів. Ця різниця ( $\Delta t$ ) може досягати частку рядка.

При зміні рівня синхронізації під впливом різних дестабілізуючих факторів величина  $\Delta t$  може в широких межах, що приведе до нестійкості чересстрочної розкладання і спарюванню рядків. Для урівнювання умов виділення кадрового синхроімпульсу в обох полях у ссп перед кадровими синхроімпульсами і після них в інтервалі 2.5 н вводиться по 5 імпульсів з подвійною рядковою частотою. Ці імпульси називають вирівнюючими.

Вирівнюючий імпульс і кадровий синхроімпульс з вирізками утворюють так названу кадрову групу в складі ссп.

при замішуванні ссп у відеосигнал синхроімпульси розміщуються трохи ближче до початку імпульсів, що гасять, щоб відвести можливо більший час на зворотний хід променя в прийомній трубці. Між фронтом імпульсу, що гасить, і фронтом синхроімпульсу остається невеликий інтервал, так називаний передній уступ, величина якого для кадрового імпульсу визначається необхідністю розміщення п'яти імпульсів, що зрівнюють. (2.5 н). А для рядкового - тривалістю перехідних процесів, тобто необхідністю усунення можливого накладення перехідних процесів від відеосигналу наприкінці рядка і фронту імпульсу, що гасить, на фронт синхроімпульсу тривалість переднього уступу на рядковому що гасить роблять близько 1.5 мкс (мал.2.4).



Мал.2.4

## 2.2 виділення ссп із повного телевізійного сигналу

Відділення ссп від відеосигналу виробляється шляхом обмеження повного тв сигналу за рівнем "чорніше чорного". Схеми, у яких здійснюються відділення синхроімпульсів, називають амплітудними селекторами (ас), чи синхроселекторами.

У синхроселекторі звичайно здійснюється дві операції: фіксація рівня вершин синхроімпульсів і обмеження - відсічення відеосигналу.

якщо не зафіксувати вершини синхроімпульсів на заданому рівні, то при зміні чи розмаху середньої складової сигналу (при зміні змісту переданого зображення) буде змінюватися рівень обмеження синхроімпульсів. Оскільки

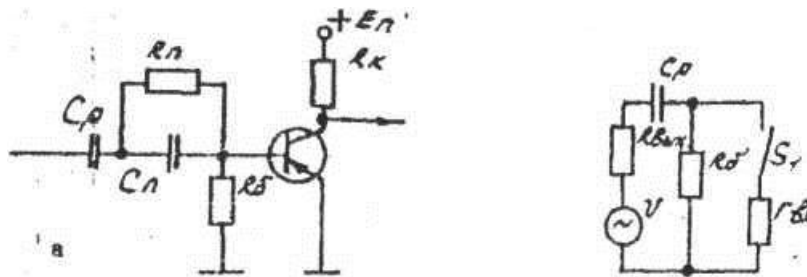
### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

фронти синхроімпульсів мають кінцеву тривалість, то при зміні рівня обмеження буде змінюватися тимчасове положення фронтів ссп на виході ас, що приведе до відповідного зсуву частин зображення. При значній зміні рівнів обмеження можливо повне порушення синхронізації.

у більшості схем ас фіксація вершин ссп здійснюється некерованими схемами фіксації. Роль фіксуючого діода в таких схемах грає ділянка сітки - катод у схемах, виконаних на електронних лампах, або перехід база - еміттер у транзисторних схемах.

Обмеження відеосигналу здійснюється в ас завдяки ключовому режиму роботи підсилювального елемента, тобто електронної чи лампи транзистора.

Принципова схема одного з видів ас (а) і еквівалентна схема його вхідного ланцюга(б) приведені на мал.2.5.



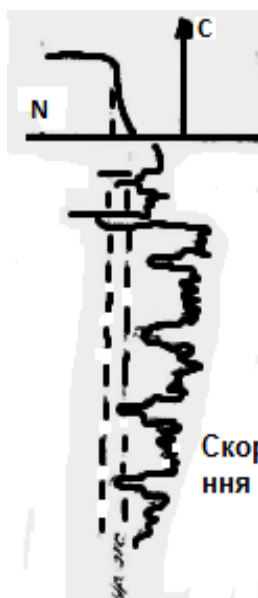
Еквівалентна схема вхідного ланцюга зображена без обліку елементів  $r_n$  і  $c_n$ , роль яких, буде розглянута пізніше. Приведена еквівалентна схема практично не відрізняється від некерованої схеми фіксації рівня, який присущий недолік: зміни рівня сигналу під час активної частини рядка. Для ас така зміна не повинна перевищувати 0.03 повного розмаху сигналу, підведеного до його входу

Тому величина ємності розділового конденсатора повинна бути:

$$P = (tz - tc)/0.03r_b$$

Де  $t_z$  - період рядкового розгорнення,  $t_c$  тривалість рядкового синхроімпульсу.

Взята в такий спосіб ємність не забезпечить завадозахищеності ас при впливі імпульсних завад, що зв'язано з великою інертністю некерованої схеми фіксації. При впливі на вхід ас короткочасної імпульсної завади, розмах якої значно перевершує розмах ссп, розділовий конденсатор  $c_r$  заряджається майже до пікового значення завади. А оскільки розряд  $c_r$  відбувається порівняно повільно, то після впливу завади ас буде заборона в плинні декількох рядків (чи навіть десятків рядків), що приведе до тривалого порушення синхронізації рядкового розгорнення.



Скорочення часу

це явище ілюструється на мал.2.6 з якого видно, що для скорочення часу відновлення працездатності ас бажано зменшувати постійну часу  $t_r$  розділового ланцюга. Але при занадто малій постійній часу група ссп. Вимоги,

Тема 3. Радіоприймальні пристрої

пропоновані до величини  $c_p$ , виявляються суперечливими. Найбільше просто зазначене протиріччя дозволяється застосуванням так названого завадозахисного ланцюжка  $c_p, c_{\Pi}$  (мал.2.5,а), що включається послідовно між розділовим конденсатором  $c_p$  і входом ас. Звичайно вибирають  $c_p < 0.01$  порівн, а постійну часу розряду

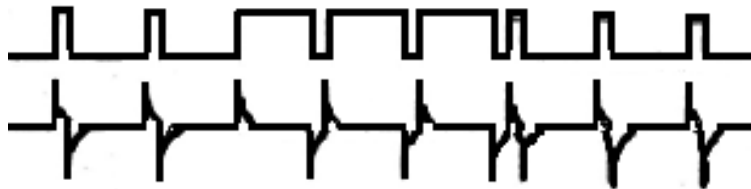
$$T_{\text{пр}} = R_{\Pi} C_{\Pi} = (0.2/0.5)н$$

При впливі імпульсу завади транзистор доводиться до насичення, через конденсатори  $c_p$  і  $c_{\Pi}$  буде протікати загальний струм заряду, однак напруги, до яких зарядяться конденсатори, будуть різні:

$$U_{\text{си}} = U_{\text{ппо}} \frac{C_p}{C_p + C_{\Pi}}; \quad U_{\text{ср}} = U_{\text{ппо}} \frac{C_{\Pi}}{C_p + C_{\Pi}}$$

Де  $u_{\text{пов}}$  - розмах імпульсу завади. Тому що,  $c_{\Pi} \ll C_p$ . То практично вся напруга завади виділиться на  $c_{\Pi}$ , а внаслідок малої величини  $\tau_{\text{пр}}$  до приходу чергового рядкового синхроімпульсу  $c_{\Pi}$  устигає розрядиться і працездатність ас відновлюється. При відсутності завад ланцюжок  $c_{\Pi}, R_{\Pi}$  на роботу ас практично не впливає, тому що  $r_{\Pi} \ll R_6$  слід зазначити, що величина ємності  $c_{\Pi}$  повинна бути значно більше вхідної ємності ас.

#### 2.4 поділ рядкових і кадрових синхронізуючих імпульсів



Виділення зі ссп кадрових синхроімпульсів можна здійснити різними способами. Найбільш розповсюджений найпростіший метод інтегрування, що забезпечує високу завадозахищеність.

Якщо вибрати постійну часу інтегруючого ланцюга  $\tau$ , досить великою, то рядкові імпульси можуть бути ослаблені в порівнянні з кадровими майже в 30 разів. Точно так само короточасні імпульсні завади не будуть встигати істотно змінити напругу на конденсаторі інтегруючого ланцюга. Однак у такому випадку фронти кадрових синхроімпульсів будуть неприпустимими положистими, що погіршує точність синхронізації кадрового розгорнення і приводить до порушення черезрядкового розкладання. Отже, при виборі величини  $\tau$  виникає протиріччя: для ефективного знедіювання рядкових імпульсів і завад варто збільшувати  $\tau$ , а для збільшення крутості фронту кадрового синхроімпульса  $\tau$  потрібно зменшувати.

це протиріччя може бути дозволено застосуванням багатоланкових інтегруючих ланцюжків (рис.2.8 ).

Тема 3. Радіоприймальні пристрої

Звичайно елементи всіх ланок ланцюга вибирають однаковими. Якщо виходити з припустимої тривалості фронту кадрового синхроімпульсу на виході ланцюжка  $t$  то постійні часу можуть бути приблизно визначені так:

$$\tau_{и1} = \tau_c = \frac{t_\phi}{2,2}, \text{ для одноланкового ланцюга}$$

$$\tau_{и2} = \tau_c = \frac{t_\phi}{5,6}, \text{ для дволанкового}$$

$$\tau_{и3} = \tau_c = \frac{t_\phi}{10}, \text{ для трьохланкового}$$

З розгляду зпрямління (рис.2.3) можна зробити висновок, що зубці від урізань на кадровому синхроімпульсі не будуть робити впливу на точність синхронізації, якщо тривалість фронту кадрового синхроімпульсу на виході інтегруючої ланцюжка не буде перевищувати інтервалу між зубцями, тобто половини рядкового інтервалу ( $0.5n$ ). Практично гарні результати виходять, якщо тривалість фронту не перевищує  $1.5n$ . У такому випадку трьохланковий інтегруючий ланцюг може забезпечити знедіювання рядкових імпульсів у 60-70 разів, дволанковий у 22 рази, а одноланковий- тільки в 8 разів.у тих випадках, коли завадостійкість не є визначальним чинником, наприклад, при передачі сигналу по коротких кабельних лініях, можливе застосування схем виділення імпульсів частоти полів без знедіювання високочастотних складових спектра (слабке диференціювання, тимчасова затримка та ін.)

## 2.5 підвищення завадостійкості схем синхронізації

Оскільки застосування інтегруючих ланцюгів забезпечує високу завадозахищеність кадрової синхронізації, основна увага звичайно приділяється підвищенню завадостійкості синхронізації рядкового розгорнення.

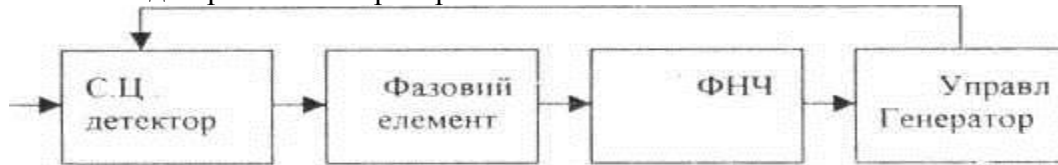
Найбільше ефективно можна боротися з завадами (особливо флуктуаційними і у меншому ступені імпульсними) за допомогою схем інерційної синхронізації. Велика завадостійкість інерційної синхронізації визначається тим, що на синхронізуючий генератор не впливає безпосередньо синхросигнал, уражений завадами, а коливаннями генератора керує інший сигнал, що утворюється шляхом усереднення синхроінформації за порівняно великі проміжки часу. Флуктуаційна завада може бути представлена як випадкова функція, а чим більше час усереднення такої функції, тим ближче її середнє значення до нуля.

Найбільше поширення в масовій і професійній апаратурі одержала схема інерційної синхронізації рядкового розгорнення, здійснювана системою автоматичного підстроювання частоти і фази (апч і ф).

Структурна схема такої системи синхронізації представлена на мал.2.9. Фазовий детектор порівнює частоту і фазу коливань



Тема 3. Радіоприймальні пристрої

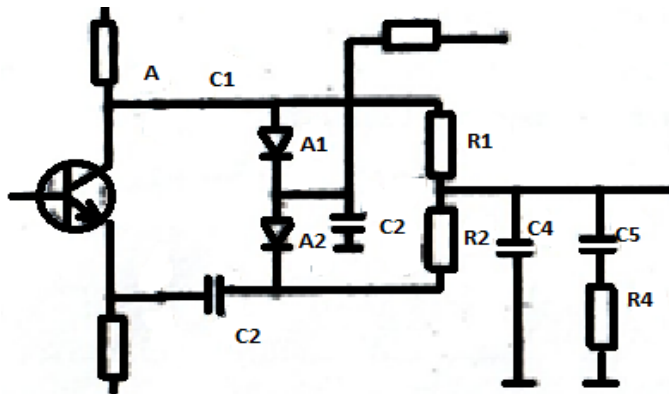


Мал.2.9.

Синхронізуючого генератора з частотою і фазою синхроімпульсів. Результат порівняння усереднюється за допомогою фільтра нижніх частот і потім впливає на керуючий елемент. Цей елемент безпосередньо впливає на синхронізуючий генератор, поки частота і фаза коливань не приймуть необхідне значення.

Якщо як генератор використовується автогенератор на основі Іс - контуру, то керуючий елемент являє собою реактивний чи лампу підсилювача постійного струму (упт) у сполученні з варікапом і т. П. У випадку використання релаксакційного генератора сигнал з виходу фнч після відповідного посилення в упт може бути використаний як напруга зсуву, що керує періодом релаксації.

Принципова схема апч і ф представлена на мал.2.10.



У точку з'єднання діодів (в) з конденсатора  $c_3$  інтегруючої ланцюжка  $r_1 c_3$  підводиться пилкоподібна напруга, формована з імпульсів зворотного ходу, подаваних з генератора рядкового розгорнення. У крапки а і б з парафазного каскаду підводяться рядкові синхроімпульси протилежної полярності. У момент приходу синхроімпульсу діоди відкриваються і конденсатори  $c_1$  і  $c_2$  заряджаються до напруги, рівної розмаху підведених синхроімпульсів. У паузах між імпульсами  $c_1$  і  $c_2$  розряджаються через резистори  $r_2$  і  $r_3$ , а падіння напруги на них підтримує діоди в замкненому стані до приходу чергового синхроімпульсу.

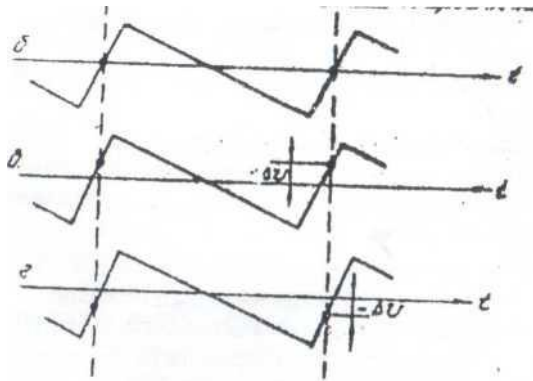
Якщо пилкоподібна напруга в крапці в збігається по фазі із синхроімпульсами, тобто якщо воно проходить через нульове значення під час дії синхроімпульсів (мал.2.11. Б), то  $c_1$  і  $c_2$  заряджаються до однакових напруг і при розряді напруга в крапці г буде дорівнює нулю, тобто керуючого напруги на виході схеми немає.

Коли пилкоподібна напруга випереджає по фазі синхроімпульси (мал.2.11, в), у момент приходу останніх напруга в крапці в буде позитивною, тобто  $+\delta u$ . Конденсатор  $c_1$  зарядиться до напруги  $u_{c1} = U_a - \delta u$ , а конденсатор  $c_2$  - до напруги  $u_{c2} = U_b - \delta u$ .



### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

таким чином, при розряді конденсаторів у крапці  $\gamma$  буде напруга, рівна  $+ \delta u$ .



Мал.2.11.

Система апч і ф ефективна, якщо  $\delta > 1$ , тобто якщо  $s_c$  і  $s_y$  мають протилежні знаки. При цьому ефективність системи тим вище, чим більше крутість характеристик вхідних до неї елементів.

Для кращого знедіювання завад бажано збільшувати постійну часу фільтра на виході схем. Однак при цьому зростає інертність схеми.

слід зазначити, що при впливі періодичних завад, період проходження яких дорівнює або кратний періоду розгорнення, результат усереднення фільтром нч не буде дорівнює нулю. Отже, від таких завад система апч і ф не захищена.

Розрізняють два основних процеси в апч і ф: процес захоплення і процес утримання. Обидва вони характеризуються величинами початкової розстройки. Тобто смугою частот, у межах якої працює апч і ф

Для скорочення тривалості перехідних процесів у системі при захопленні і для підвищення ефективності утримання бажано зменшувати постійну часу фнч. Таким чином, вимоги до фнч суперечливі. Звичайний інтегруючий ланцюг не задовольняє зазначеним вимогам і створює тривалий коливальний перехідний процес, при якому від однієї імпульсної завади може бути перевернуто майже все зображення (вертикальні лінії зображення викривляються хвилеподібно).

З метою усунення такого явища застосовують так називаний пропорційний - інтегруючий фільтр (р4.сб на мал.2.10). Такий фільтр створює аперіодичний перехідний процес і дозволяє одержати менший час установлення, рівний тривалості декількох рядків зображення при досить високій завадозахищеності.

На закінчення необхідно відзначити, що способи цифрової обробки сигналів, що розвиваються зараз, дозволяють одержувати високу якість зображення навіть при досить малому відношенні сигнал/завада.

### 3. Ключові питання

3.1. Які переваги і недоліки передачі синхροінформації в повному телевізійному сигналі?

3.2. Чому при черезрядковому розгорненні потрібно складна форма синхросигнала?

### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

- 3.3. Яке призначення вирізок у кадровому синхроімпульсі, що входить до складу ссп?
- 3.4. Яке призначення керуючих імпульсів?
- 3.5. Яка тривалість кадрової групи в складі ссп?
- 3.6. Чому синхроімпульси розміщуються ближче до фронту імпульсів, що гасять?
- 3.7. По якій ознаці здійснюється відділення сси від відеосигналу?
- 3.8. Які функції виконує амплітудний селектор?
- 3.9. ЧОМУ необхідна фіксація вершин синхроімпульсів на вході ас?
- 3.10. Якою повинна бути полярність повного телевізійного сигналу, подаваного на селектор?
- 3.11. Яке призначення завадозахисного ланцюжка на вході селектора?
- 3.12. На якому принципі заснований поділ рядкових і кадрових синхроімпульсів?
- 3.13. У чому складається недолік способу виділення синхроімпульсів методом диференціювання ссп?
- 3.14. У чому складається недолік способу виділення синхроімпульсів методом інтегрування ссп?
- 3.15. Для чого застосовують багатоланкові інтегруючі ланцюжки при виділенні кадрових синхроімпульсів?
- 3.16. Чому схема апч і ф не забезпечує захист від регулярних (періодичних) завад?
- 3.17. Яким чином усувається коливальний перехідний процес при роботі апч і ф?

### 4. Домашнє завдання

- 4.1. Зобразити графічно форму сигналів синхронізації приймачів (ссп). Вказати основні тривалості імпульсів.
- 4.2. Зобразити схему амплітудного селектора і графік, що пояснює його роботу.
- 4.3. Зобразити схему поділу кадрових і рядкових синхроімпульсів і графіки, що пояснюють їхню роботу.
- 4.4. Розрахувати двухзвенную інтегруючу ланцюг для виділення кадрових синхроімпульсів ( опір резисторів рекомендується взяти рівним 10 кому).
- 4.5. Зобразити схему апч і ф і привести графіки, що пояснюють її роботу.

### 5. Лабораторне завдання

- 5.1. Ознайомитися з макетом задачі.

Тема 3. Радіоприймальні пристрої

5.2. Ознайомитися із системою синхронізації, представленою в лабораторії.

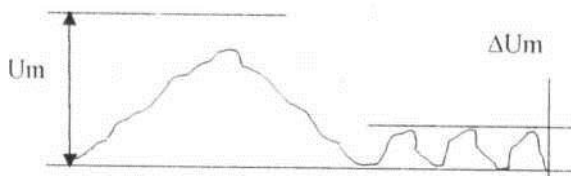
5.3. Включити макет задачі. Розглянути за допомогою осцилографа підведені до лабораторного макета синхронізуючі імпульси (с, п, ссп), а також суміш імпульсів, що гасять, вибираючи перемикач 58 відповідний сигнал для синхронізації осцилографа (при спостереженні відеосигналу в гнізді хі - синхронізація від 25 гц ). Результати спостереження занести до протоколу.

5.4. Спостерігаючи осцилограму сигналу на виході відеопідсилювача (гніздо х2 ) при відключених джерелах завад ( перемикачі s5 і s1 у положенні 1 ), установити стандартне співвідношення відеосигналу і ссп за допомогою R1 і r2.

5.5. Спостерігати за допомогою осцилоскопа роботу амплітудного селектора

( гніздо х3) і найпростіших ланцюгів поділу синхроімпульсу ( х4 і х4). При цьому перемикач 52 встановлюється в положення 2. S4 – по черзі в положення 2 і 3, а s7 - у положення 4. Занести в робочий зошит отримані осцилограми.

5.6. Порівняти результати виділення кадрових синхроімпульсів одно ланкових і дволанкових інтегруючих ланцюгів. Визначити коефіцієнти знедіювання рядкових синхроімпульсів кпод в обох випадках



5.7. Продивитися і замалювати осцилограми в схемі апч і ф ( гнізда х10, х11, х12, х13). Змінюються в необхідних межах (не доводячи до порушення синхронізації) частоту коливань релаксаційного генератора ( r15), спостерігати зсув фаз синхроімпульсу і пилоподібної напруги в гнізді х12 спостерігати зміни в зображенні на екрані нку. Пояснити спостережанні явища. Результати занести в протокол.

5.8. Порівняти завадостійкість двох схем синхронізації рядкової розгортки: безпосередньої синхронізації і інерційної (апч і ф). Реалізація цих схем в лабораторному макеті здійснюється установкою перемикача на його лицевій панелі в відповідно з табл.5.1

Перемикач	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7
Положення	1	2	1	1	2	2	1

змінюючи рівень випадкових завад (яз), визначити, при якому рівні відбувається помітне погіршення якості зображення із - за порушення синхронізації. Визначити одержане співвідношення розмаху сигналу ес до квазіпікового значення завади ипх (рис. 5.2)



### Тема 3. Радіоприймальні пристрої

Для цього спочатку, не порушуючи установку  $r_1$ ,  $r_2$  і  $r_3$ , поставити 55 в положення "1" і в гнізді  $x_2$  змінити розмах сигналу  $e_s$ , а потім при відключеному сигналі (51 в положенні "2") і вкл завади ( $s_5$  в положенні "2") визначити квазіпікове значення завади в гнізді  $x_2$ .

Розрахувати  $\phi$ , результат занести в протокол.

Повторити експеримент з апч і  $\phi$  для цього перемикач  $s_7$  поставити в положення "2" результат і висновки занести в робочий зошит.

#### 6. Опис лабораторного стенда

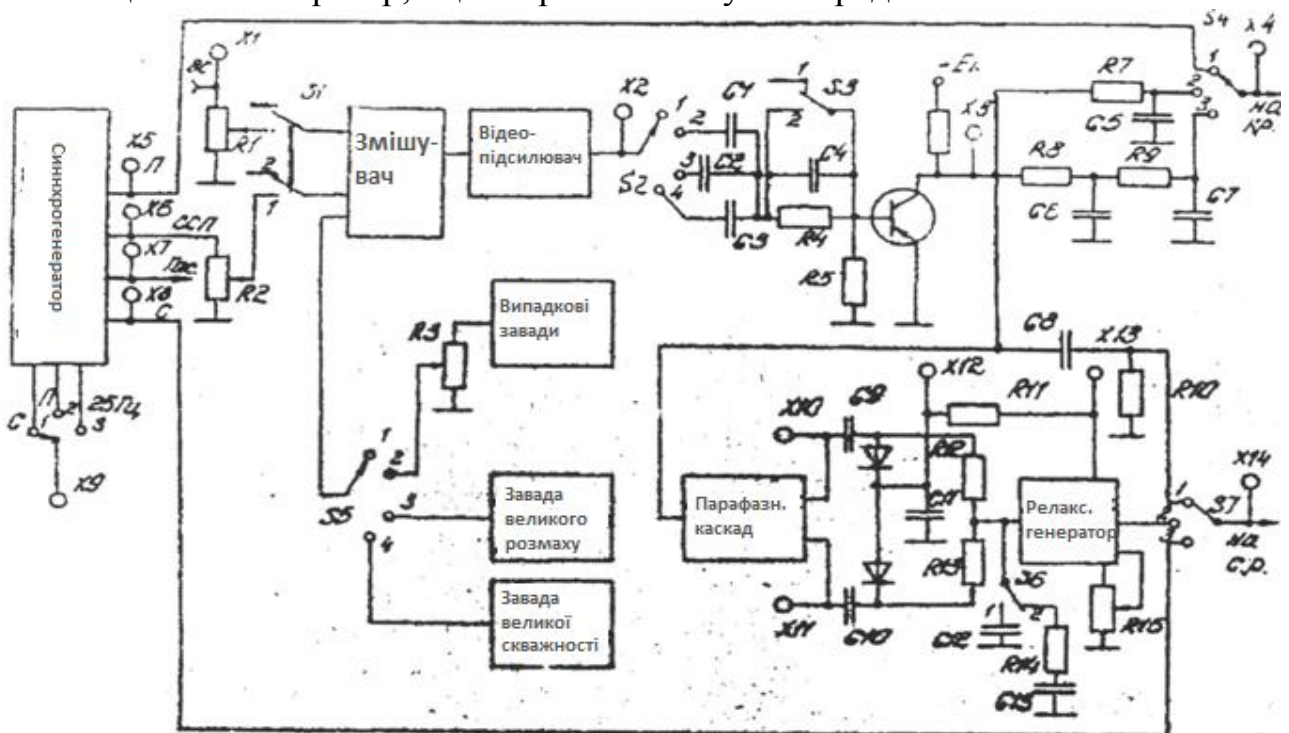
До складу лабораторного стенду входять макет лабораторної роботи, відеоконтрольний пристрій і осцилограф ( осцилоскоп ). На мал 6.1 приведена спрощена схема макета, зображення що маємо на лицевій панелі макета.

До входу макета підведені синхронізуючі і згашуючі імпульси, формовані синхрогенератором, і відеосигнал з моноскопної установки. Ці сигнали можна спостерігати в контрольних гніздах  $x_1, x_5, x_6, x_7, x_8$ .

Імпульси з виходу макета подаються на входи синхронізації відповідних генераторів розгортки вкв, на вхід "відео" якого подається відеосигнал з моноскопом установки. За допомогою перемикачів  $s_4$  і  $s_7$  можна вибирати вид синхронізації розгортки вкв: здійснити пряму синхронізацію генератора розгортки вкв імпульсами синхрогенератора чи синхронізувати їх імпульсами, виділеними у макеті.

У лівому верхньому куті панелі зображений змішувач, в якому здійснюється зміщення відеосигнала і ссп для формування повного телевізійного сигналу. Тут здійснюється заміщення в сигнал різних завод, вироблюваних генераторами.

у правому нижньому куті панелі зображена схема апч і  $\phi$ , в яку входить релаксаційний генератор, що виробляє імпульси рядкової частоти. Частота



Тема 3. Радіоприймальні пристрої

генератора регулюється за допомоги градуйованого змінного резистора  $r_{15}$ .

Призначення елементів макета легко уяснити з аналізу схем, підлягаючих дослідженню.

#### 7. Зміст протокола

Проткол повинен мати назву роботи, підсумок виконання домашнього завдання, записи підсумку спостережень і розрахунків, виконаних у процесі виконання лабораторного завдання. У протоколі повинні бути приведені графіки, осцилограми, результати оброблення експериментальних даних і висновки, зроблені на основі їх аналізу.

## Тема 4. Фізичні основи 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 кожного-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 телебачення 1 жовтня 1967 р.

Сучасний стан телебачення характеризується бурхливим розвитком як

Тема 4. Фізичні основи телебачення

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. 1.1):

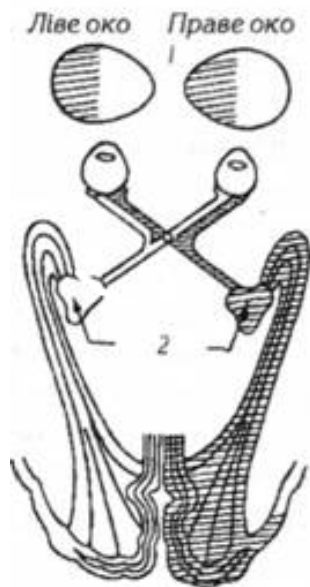


Схема будови провідних шляхів зорового аналізатора:

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.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.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 кришталиком 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 сприймати світлові промені в умовах присмеркового освітлення, але не спроможні реагувати на кольори;
- біполярні (мініатюрні та плоскі) нейрони (нейроцити);



#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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

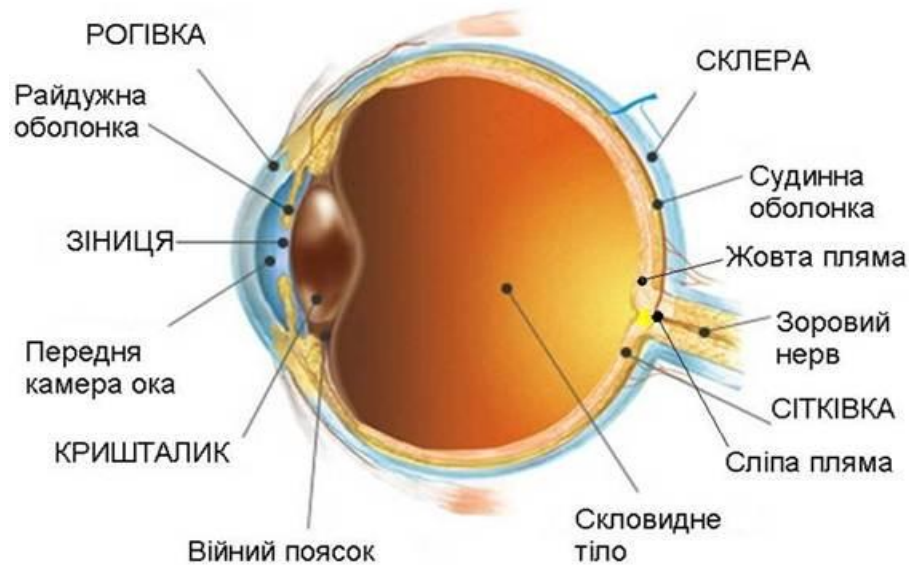
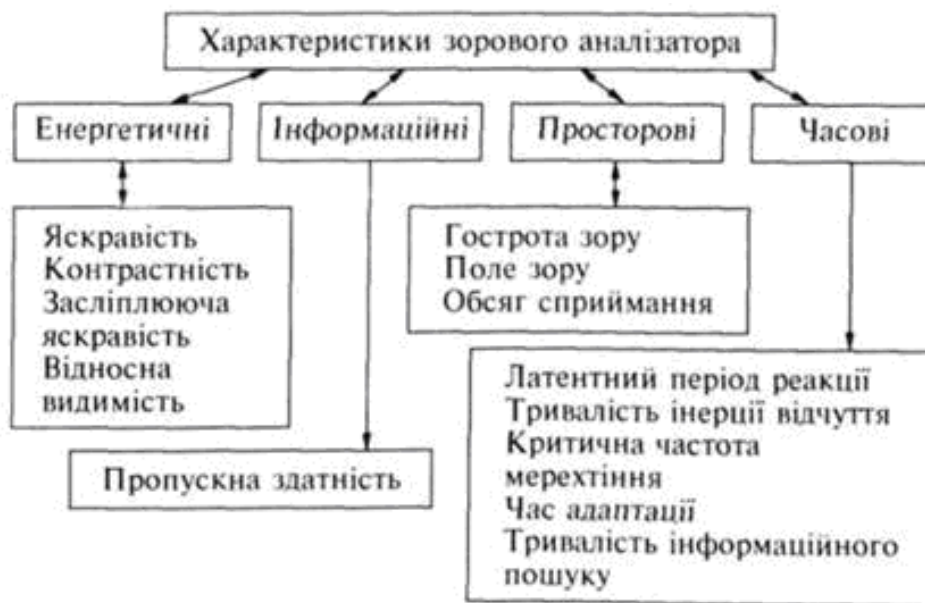


Рис. 1.2

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.



Енергетичні характеристики

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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

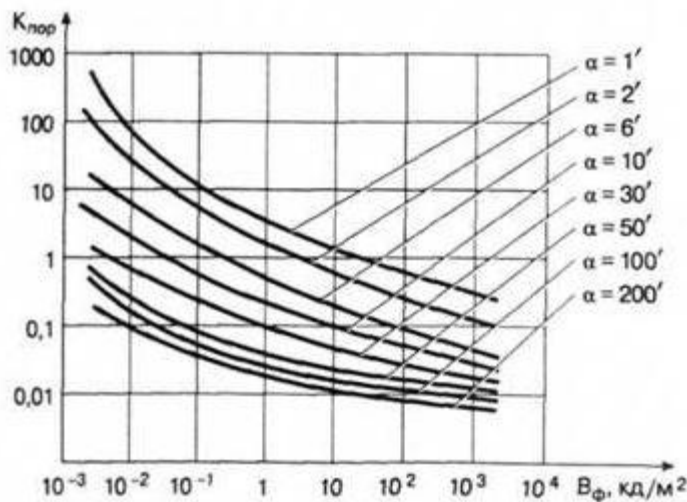


Рис.1.3

Аналіз наведених на рис.1.3 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.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 1.1. Прийнятними вважаються перепади яскравостей у межах  $1/10 \dots 1/30$ . 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, $кд/м^2$	Засліплююча яскравість, $кд/м^2$	Яскравість поля адаптації, $кд/м^2$	Засліплююча яскравість, $кд/м^2$
$3,2 \times 10^{-6}$	$6,4 \times 10$	$3,2 \times 10$	$1,11 \times 10^4$
$3,2 \times 10^{-3}$	$5,9 \times 10^2$	$3,2 \times 10^3$	$4,62 \times 10^4$
$3,2 \times 10^{-1}$	$2,18 \times 10^3$	$15,9 \times 10^4$	$15,9 \times 10^4$

Таблиця 1.1: «характеристики засліплюючої яскравості»

Відносна видимість. Око людини сприймає електромагнітні хвилі діапазону 380...760 нм. Але очі людини мають різну чутливість до різних хвиль. 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 раз, а червоного - в 9,3 раз 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.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

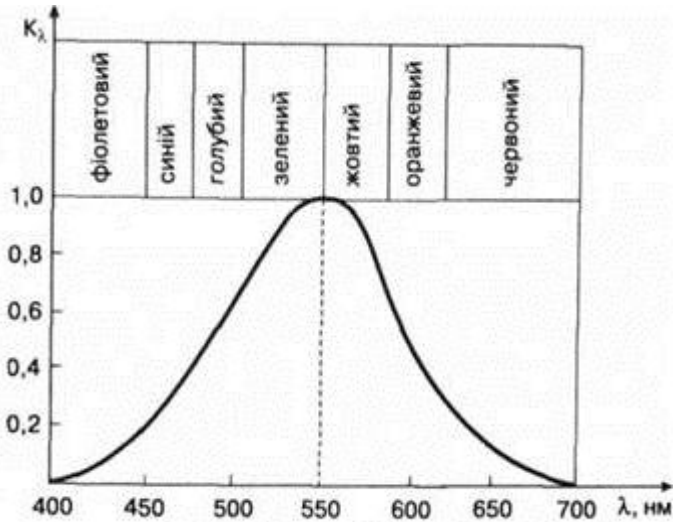


Рис 1.4 чутливість ока до хвиль різної довжини

#### 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:

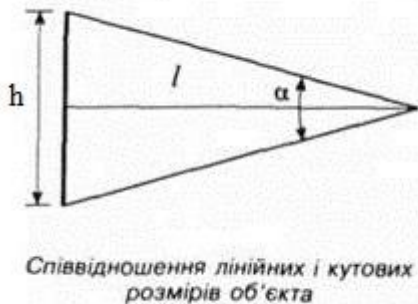


Рис 1.5

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

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  $l'$ ,

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

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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  $30...40$ . 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  $\sim 30^\circ...35^\circ$ , де не розрізняються малі деталі об'єкта;
- периферійне поле  $\sim 75^\circ...90^\circ$ , 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 обсягу пам'яті, тобто при визначенні цього параметра потрібно враховувати не стільки характеристики сприймання, скільки характеристики короткочасної 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. 1.6).



Рис1.6

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

##### 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 ураховувати час дії послідовного образу (табл. 1.2).

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 1.2

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

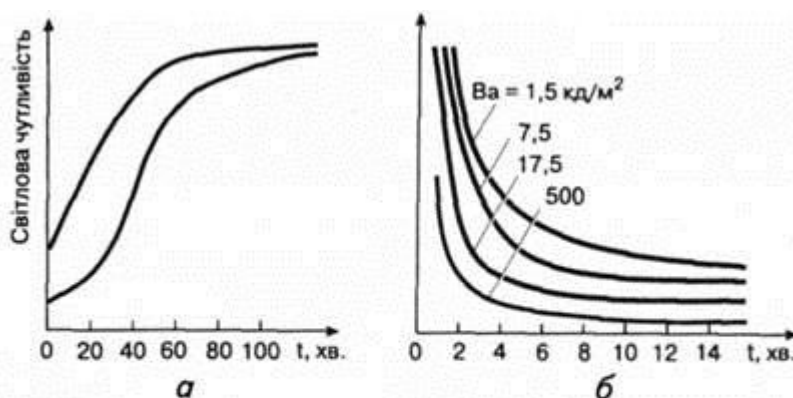
якщо сигнали подаються дискретно, то їхній період має бути не менший за 0,2...0,6 с, в іншому разі образи попереднього і наступного сигналів будуть накладатись один на інший.

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.



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

Рис 1.7

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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.



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	120 0

Таблиця 1.3

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 пошукові 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.

### **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 не можна 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 вимірюваного кольору з кольором, отриманим сумуванням основних кольорів

Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 різновидність 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 е 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 користуванні, оскільки більшість обрахунків в цей час проводилися вручну. Це

Тема 4. Фізичні основи телебачення

було однією з причин створення системи хуz, в якій всі координати кольору мають позитивні значення.

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

Вимірюванням на колориметрах, які мають безпосередньо проградуїовані в хуz шкали (це можливо, незважаючи на нереальність основних стимулів хуz), або шляхом проведення обрахунків за даними спектрального розподілу енергії відбивання, пропускання чи випромінювання. Провівши обчислення координат кольору приведених вище метамерних кривих в системі хуz, ми отримаємо однакові координати кольору цих двох стимулів. Незалежно від спектрального розподілу, стимули, що викликають відчуття однакового кольору, будуть мати однакові координати кольору хуz. 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 хуz координатна система — хуу, яка була отримана простим перерахунком з хуz:

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

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

Колірність — двомірна величина, яка включає в собі поняття колірного тону та насиченості. Саме діаграми колірності ху найчастіше можна побачити при графічному показі координат кольору. Дана діаграма приведена на рис. 2.1:

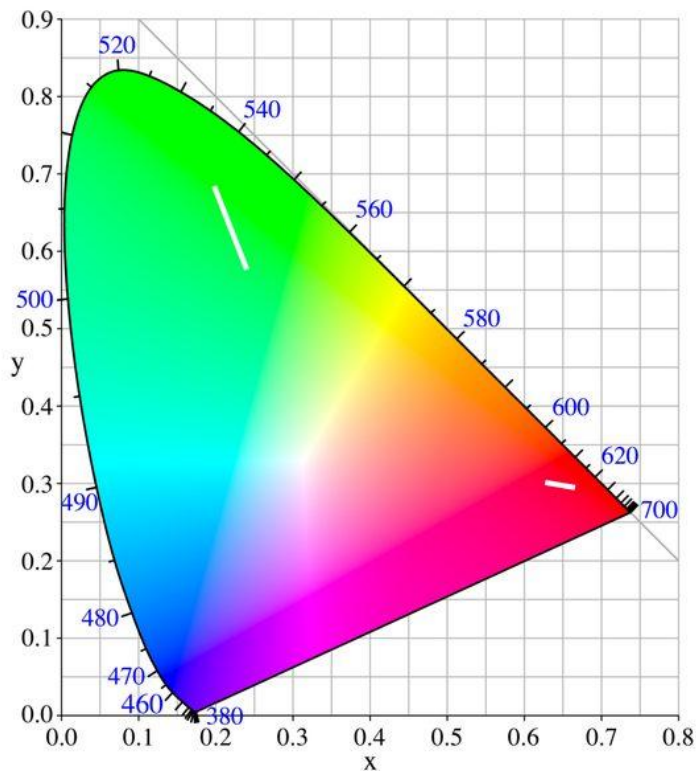


Рис. 2.1

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  $xy$  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 сіе в 60-70-их роках  $xx$  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 сіе  $lab$ , 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  $lab$ .

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 передує 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.

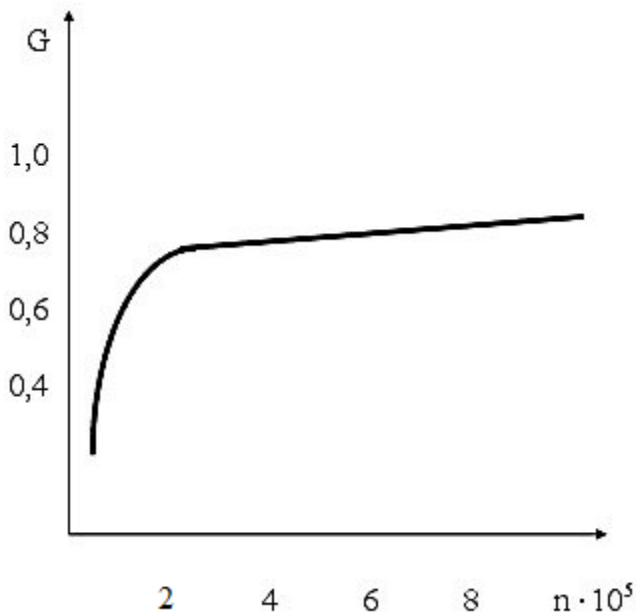


Рис 3.1

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.

У тв мовлення системах розгортка зображення і на передавальній, і на приймальній стороні здійснюється в результаті руху променя з постійною

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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.

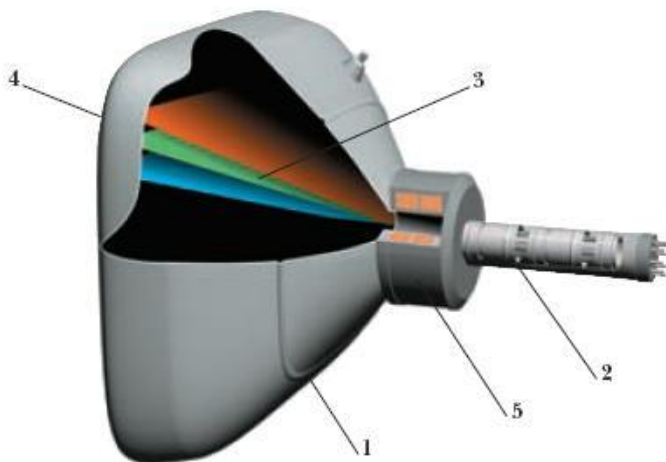


Рис 3.2

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

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 відобразити 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 (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



Тема 4. Фізичні основи телебачення

колірних просторах hsl та hsv. Насиченість (колірна насиченість, в колірних 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 кутковими 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

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

з досвіду кіно відомо, що для отримання враження плавного руху об'єктів в більшості випадків достатньо відтворювати 16 нерухомих зображень на

Тема 4. Фізичні основи телебачення

секунду. Однак при такій кількості кадрів очей зауважує мерехтіння яскравості зображення на екрані. Величина критичної частоти мерехтіння, при якій очей перестав 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

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

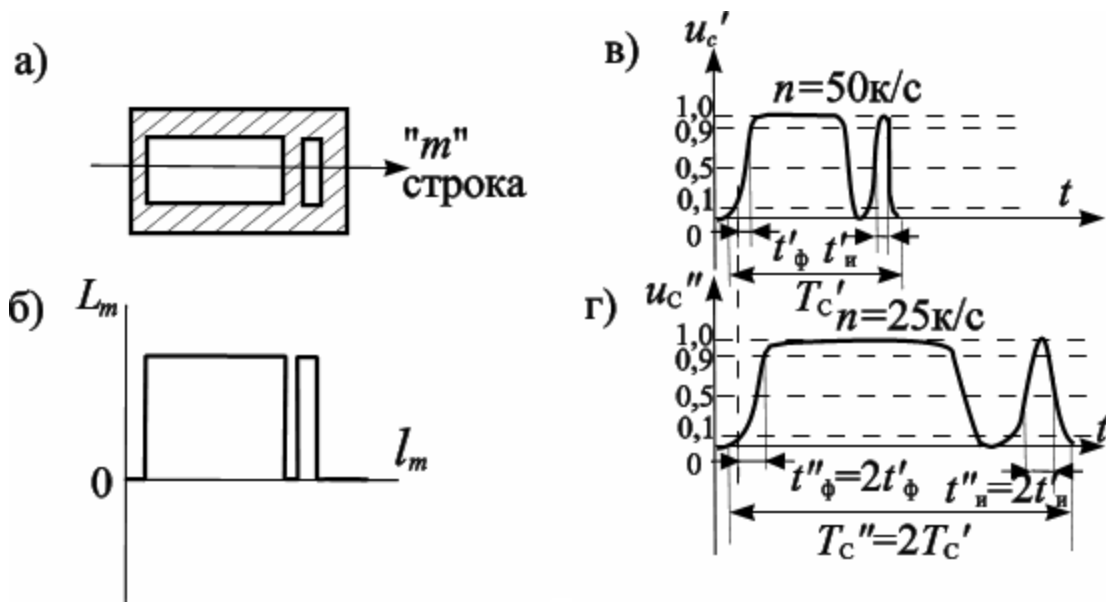


Рис 3.3

#### 4.1.4 Основні відомості про телебачення

Телебачення - це передача зображення на відстань за допомогою

Електронних пристроїв. При передачі зображення формуються електричн

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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

приймопередавальні елементи, які дозволяють перетворити квант світлової Енергії в електричний сигнал. Світлова енергія, отримана приймопередавальною трубкою (ппт) (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 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

Система дихроїчеським дзеркал (це спеціальні складові дзеркала, які

Дозволяють пропускати або відображати певну хвилю світла.

У відеокамері застосовують два дихроїчеським дзеркала, розташованих

Взаємно перпендикулярно. При цьому перше дзеркало відображає червоний

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 приємопередаючі трубки, які і

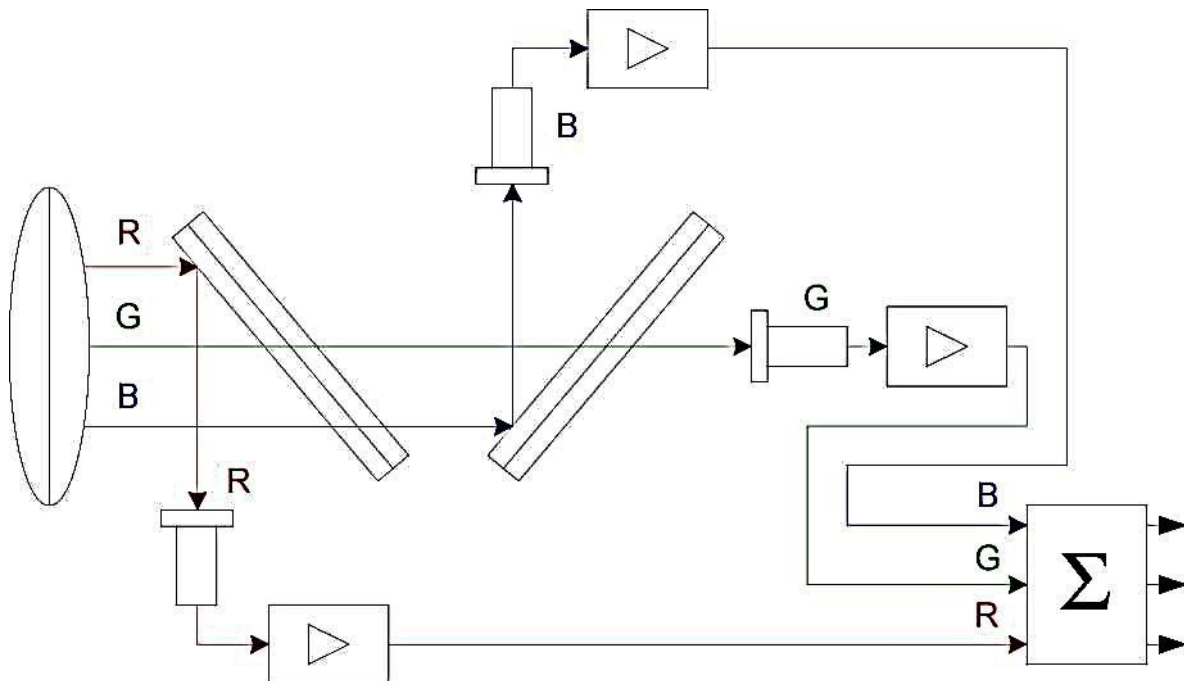


Рис.4.1

#### 4.1.5 Форма повного телевізійного сигналу

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

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. 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

Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 (сгі) 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 сгі 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

селекторів, які представляють собою амплітудні обмежувачі. Рівень білого

Відеосигналу при позитивній полярності (див. Рис. 6.1) 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.

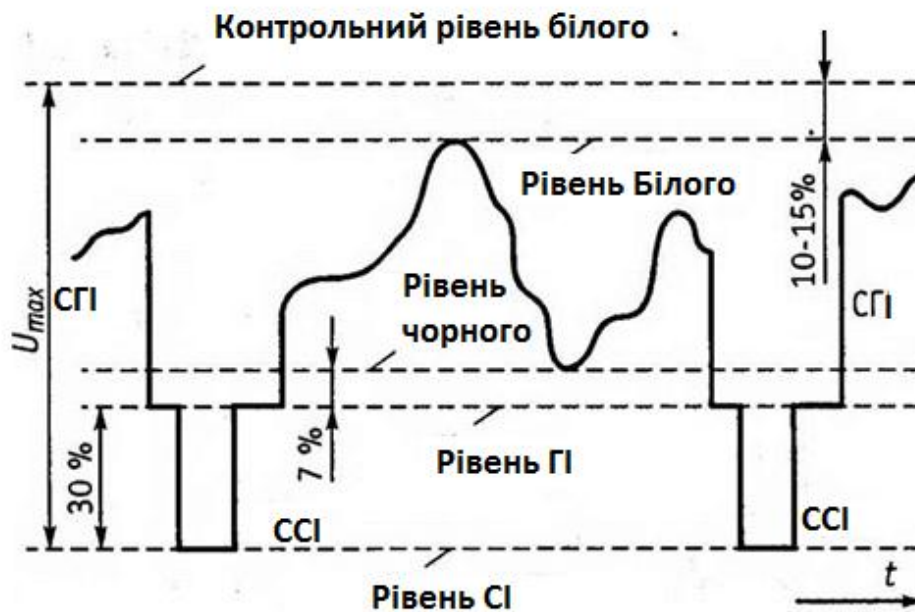


Рис.5.1

#### 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.

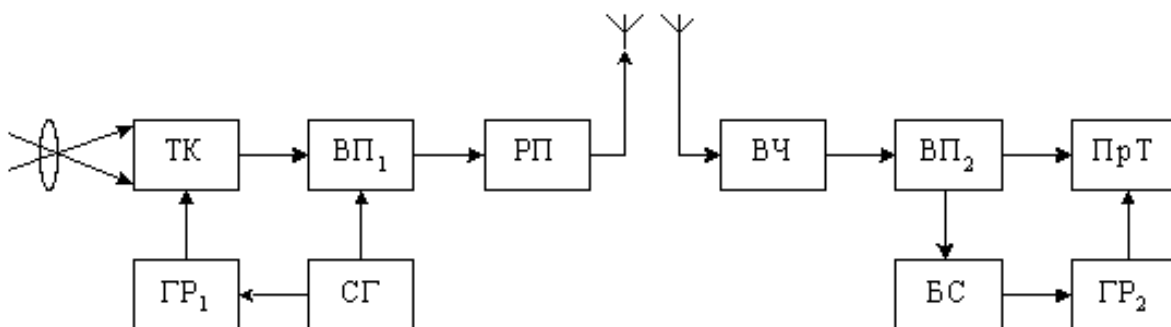


Рис. 6.1. Структурна схема телевізійної системи

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:

Тема 4. Фізичні основи телебачення

Вч – високочастотна частина приймача;

Вп<sub>2</sub> – відеопідсилювач;

Бс – блок синхронізації;

Гр<sub>2</sub> – генератор розгортки;

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.

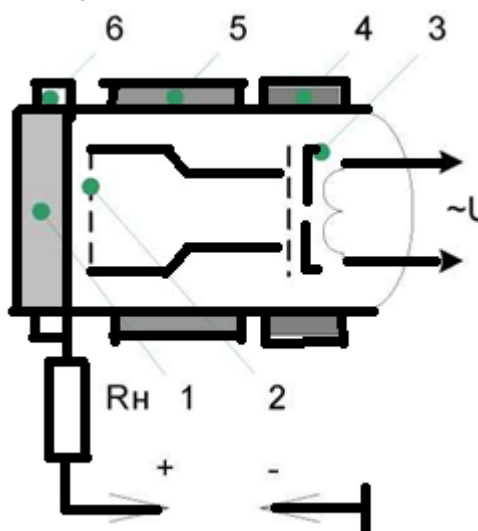


Рис.6.2.приймально-передавальна трубка

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

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 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. 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.



#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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.

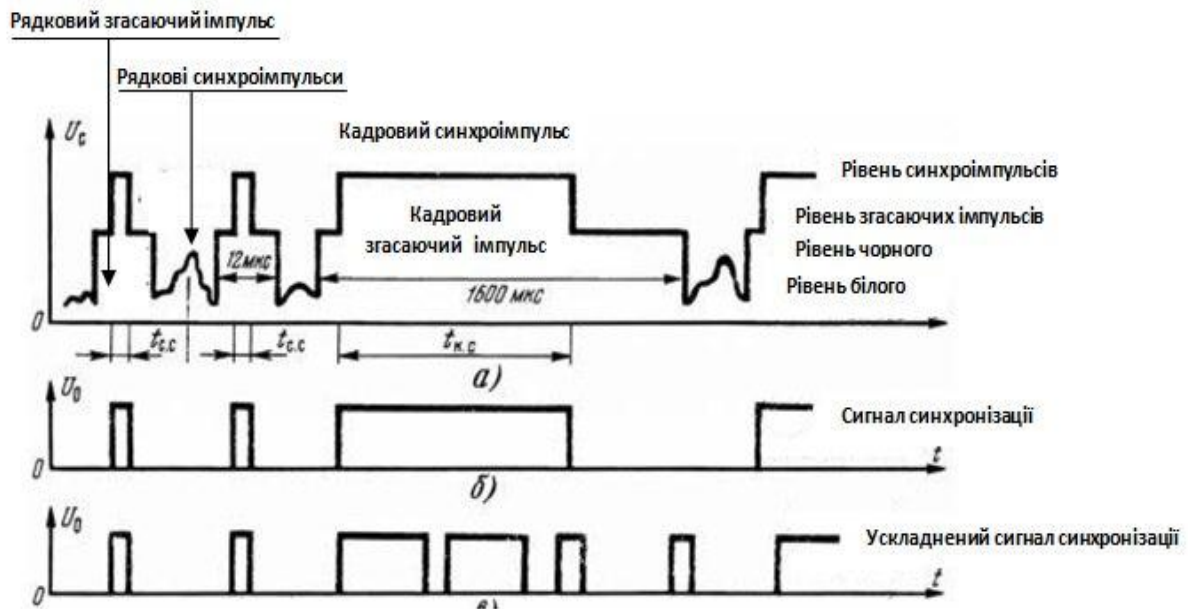


Рис.6.3.

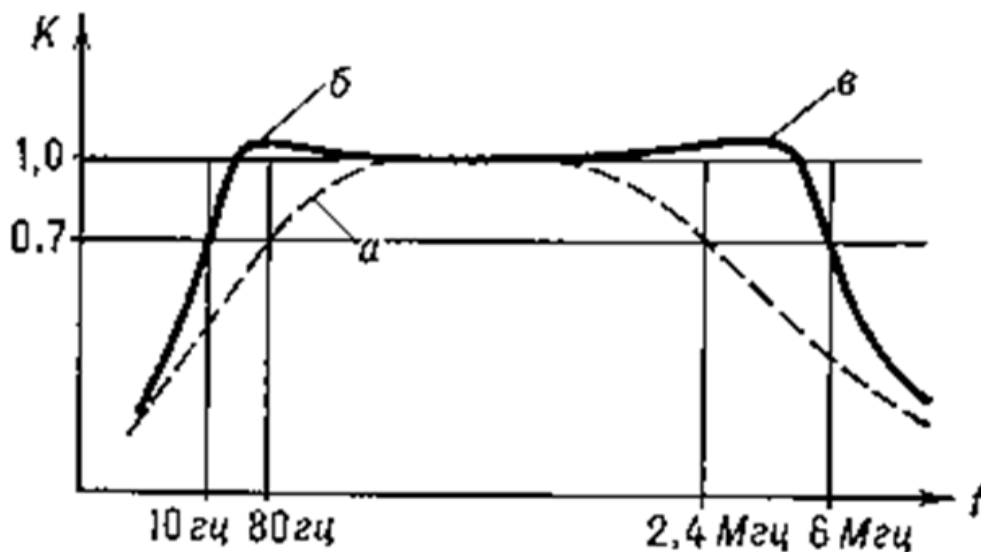


Рис.6.4. Пояснення призначення згасаючих імпульсів, передаючих сумісно з відеосигналом.

Синхрогенератор

#### Тема 4. Фізичні основи 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.

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 підсилювачів; 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

#### Тема 4. Фізичні основи 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 еом і 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 і становить десятки мбіт/с. Селекторний канал використовується для сполучення із зовнішньою магнітною пам'яттю і переключастся 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.

приймача 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 4. Фізичні основи 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 тракці 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.

## **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.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.

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

Таблиця 4. Фізичні осередки побудови

Відділ органа	Будова	Функція
Середня оболонка	Оболонка	
	Фібозна оболонка є непрозорою капсулою, утвореною сполучною тканиною. Має два відділи: задній — склеру — і передній — рогівку	
	Утворена щільною волокнистою оболонкою. У центрі	Займає внутрішню частину
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 кришталика. М'язи війкового тіла змінюють кривизну кришталика	Зміна кривизни кришталика
— 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		

Тема 4. Фізичні основи телебачення

<p>Світлочутлива Сітківка</p>	<p>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</p>	<p>Колбочки сприймають колір, форму та деталі об'єкта, забезпечують денний зір. Палички сприймають форму й забезпечують зір за умов слабого освітлення</p>
-------------------------------	---	--

Ядро очного яблука

<p>Кришталік</p>	<p>Є прозорою еластичною двоопуклою лінзою. Розташований за зіницею. Судини й нерви відсутні. Занурений у капсулу, сполучений з війковим тілом. Скорочення цих м'язів приводить до зміни кривизни кришталіка</p>	<p>Заломлює світлові промені, що входять в око, і фокусує їх на сітківці. Змінюючи кривизну, кришталік забезпечує «далекий» і «короткий» («ближній») зір</p>
<p>Скliste тіло</p>	<p>Заповнює всю порожнину очного яблука за кришталіком. Має вигляд зовсім прозорої желеподібної маси, не має кровоносних судин</p>	<p>Має світлозаломну здатність, підтримує внутріш-ньоочний тиск</p>
<p>Водяниста Волога</p>	<p>Між кришталіком і райдужкою розташована задня камера ока, між рогівкою і райдужкою — передня камера. Водяниста волога заповнює порожнини камер</p>	<p>Підтримує форму ока завдяки гідростатичному тиску водянистої вологи та склистого тіла</p>
<p>Зоровий нерв</p>	<p>Фоторецептори сполучаються з нервовими клітинами, потім — із нервовим волокном (зоровим нервом). Місце виходу зорового нерва із сітківки називається сліпою плямою, бо воно</p>	<p>Передача зорової інформації в зорову кору великих півкуль</p>

	позбавлене фоторецепторів	
--	---------------------------	--

## 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.

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 теорія на тій підставі, що всі відчуття кольору виходять при суміщенні на екрані 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



Тема 4. Фізичні основи телебачення

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  $u$  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 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 гілда 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

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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.

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.

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 рядкового 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.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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  $n = 25 \text{ к / с}$  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  $k = 4:3$ ,  $z = 625$  ;,  $n = 25 \text{ к / с}$  верхня частота спектру дорівнює

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

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, всередині якого 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 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

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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 школі півтонів спостережуваного 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

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення 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

Система дихроїчним дзеркал (це спеціальні складові дзеркала, які

Дозволяють пропускати або відображати певну хвилю світла) .

У відеокамері застосовують два дихроїчним 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.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

#### 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. Токозємне 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 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:

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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.

14. для чого потрібен відео підсилювач?

Ширококутний ламповий або напівпровідниковий підсилювач, застосовують в телевізійних, радіолокаційних, осцилографічних та ін. Пристроях для посилення відеосигналами перед подачею їх на електронно-променевою трубкою. Для збереження форми відеосигналів він повинен рівномірно (відхилення не більше 1-3 дб) їх підсилувати 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. 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?

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.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

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.

#### 16.3 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 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.

#### 2.18.поясніть принцип роботи радіоприймача

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



Тема 4. Фізичні основи телебачення

для управління перетворювачем сигнал-світло, наприклад, кінескопом, і на селектор імпульсів синхронізації.

### 4.3 Схеми. Лабораторна робота

#### 4.3.1 Схеми

Схема будови очного яблука



Рис.3.1

- Рогівка - передня зовнішня прозора поверхня очного яблука, через яку в очне яблуко проникає світло.
- Райдужна оболонка - є передньою частиною судинної оболонки ока. Містить пігмент, який дає колір очам.
- Зіниця - отвір у райдужній оболонці ока хребетних, через який в око потрапляють промені світла.
- Передня камера ока - простір в передній частині ока між райдужкою і внутрішньою поверхнею рогівки, заповнений водянистою вологою.
- Кришталік - складова ока, двовипукла лінза із змінною фокусною віддаллю. Кришталік заломлює світло, фокусуючи його на сітківці.
- Склера - зовнішня сполучнотканинна оболонка очного яблука. Виконує захисну і опорну функцію.
- Судинна оболонка - це середня оболонка ока розміщений безпосередньо під склерою. М'яка, пігментована, багата на судини оболонка, основними функціями якої є акомодация, адаптація і живлення сітківки.
- Жовта пляма - ділянка сітківки з найбільшою концентрацією колбочок. Визначає область видимості з найбільшою роздільною здатністю.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

- Зоровий нерв - пара черепних нервів . За своєю функцією нерв є чутливим, а саме нервом спеціальної чутливості.
- Сітківка - це внутрішня світлочутлива оболонка , в якій розміщені фоторецептори. Світло в сітківці перетворюється на нервові імпульси, що прямують в центральну нервову систему.
- Сліпа пляма - місце виходу зорового нерву із сітківки. Ця ділянка сітківки позбавлена фоторецепторів і не сприймає світла.
- скловидне тіло - прозора желеподібна речовина, що заповнює простір очного яблука між кришталиком та сітківкою .

Схема приладу кольорового кінескопа

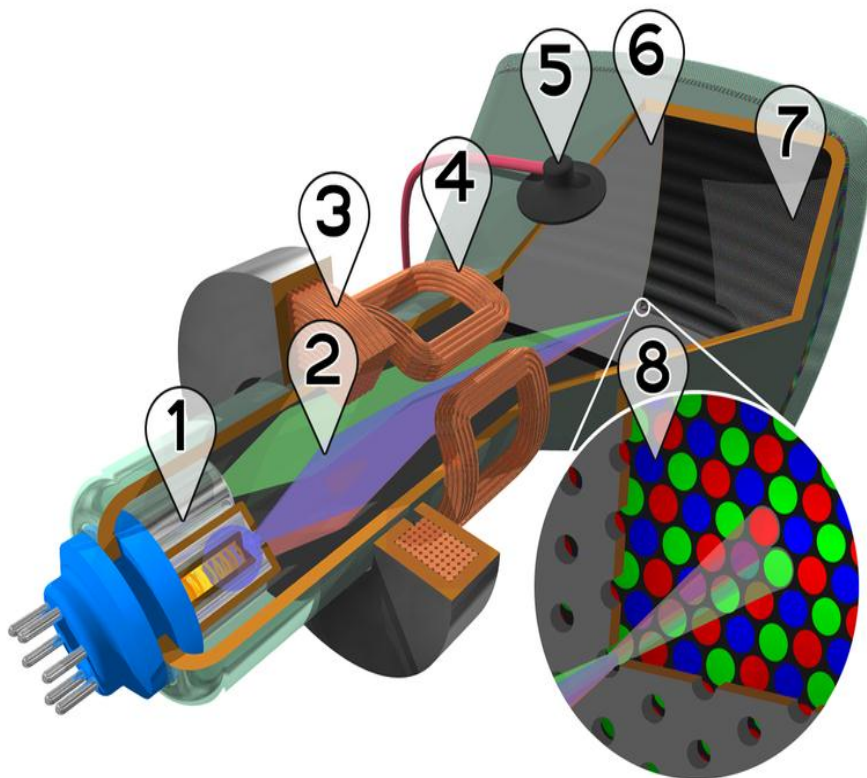


Рис.3.2

1 – електронні гармати.

Вузол електронно-променевого приладу, призначений для формування спрямованого пучка електронів. Правильна (класична) назва цього вузла, загальноприйнята в науці і техніці, - електронно-оптична система (еос). Головні функції електронної гармати: формування електронного пучка заданого перерізу у визначеному діапазоні струмів пучка і забезпечення можливості керування величиною струму пучка.

2 – електронні промені.

Сформовані після електронної гармати електронні пучки(промені) 3-х кольорів(зелений,синій,красний).

Тема 4. Фізичні основи телебачення

3 – фокусуєча котушка.

Фокусуєча котушка являє собою магнітну лінзу, за допомогою якої відбувається побудова зображення. Фокусуєча котушка має основну та коригувальні обмотки, включені назустріч основній. Фокусуєча котушка спільно з фокусуєчим електродом забезпечують фокусування комутуючого пучка в площині мішені. Відхилення пучка по вертикалі і горизонталі здійснюється двома парами відхиляючих котушок, для цього в них генеруються струми пилкоподібної форми з частотою полів і рядків

4 – відхиляючі котушки.

Електрична котушка, яка під дією протікаючого через її обмотки пилообразного струму створює змінне магнітне поле, що відхиляє електронний промінь. Відхиляючі котушки мають різне конструктивне виконання в залежності від необхідного характеру розподілу магнітного поля. Основні параметри котушки, що відхиляє - сукупність величин, що характеризують просторовий розподіл витків (їх геометричні розміри, форму, взаємне розташування).

5 – анод.

Позитивно заряджений електрод, до якого притягаються (звичайно в розчині, газі чи вакуумі) негативно заряджені частинки (аніони).в електро- і радіотехнічних приладах анод з'єднаний з позитивним полюсом джерела електричного струму.

6 – маска.

Маска завдяки якій червоний промінь потрапляє на червоний люмінофор.

7 – червоні, зелені і сині зерна люмінофора.

Зерна,які покриті речовиною ,яка має властивість світитися при збудженні, тобто проявляти люмінесценцію.

Світіння люмінофорів при бомбардуванні електронами формує зображення, в сцинтиляційних лічильниках тощо.

8 – маска і зерна люмінофора (збільшено).

Схема розщеплення колірної енергії

Тема 4. Фізичні основи телебачення

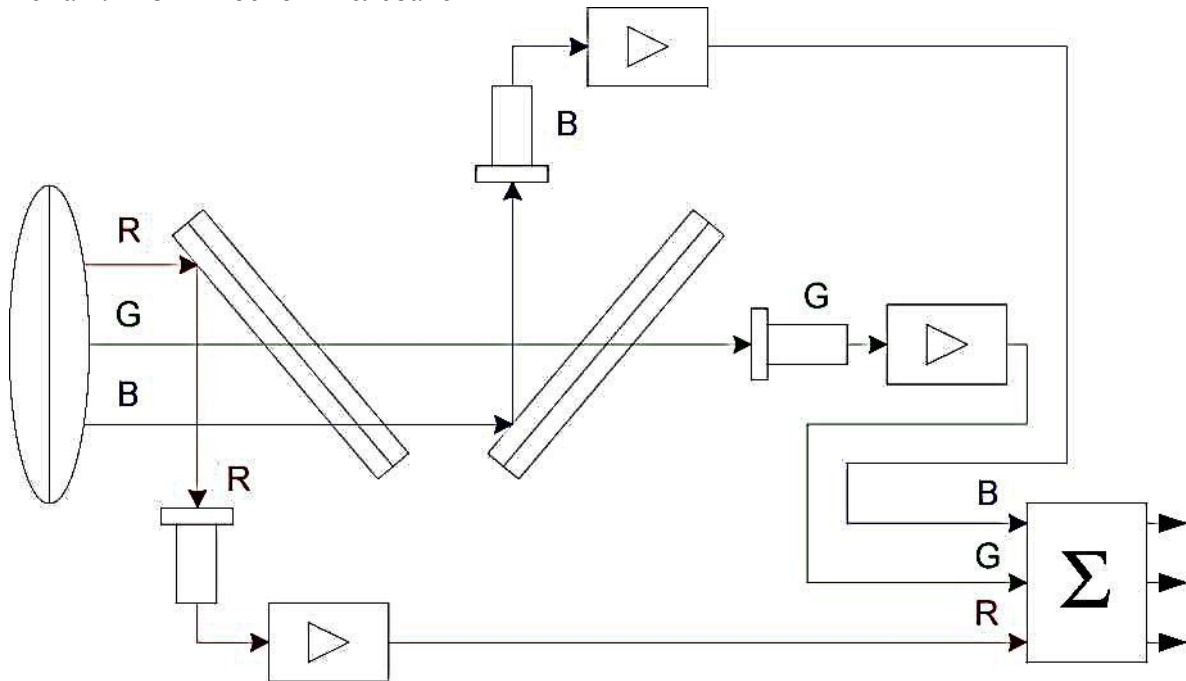
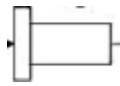


Рис.3.3



- підсилювач



- прийомопередаюча трубка

R- червона складова світла

G- зелена складова світла

B- синя складова світла

Узагальнена структурна схема телевізійної системи

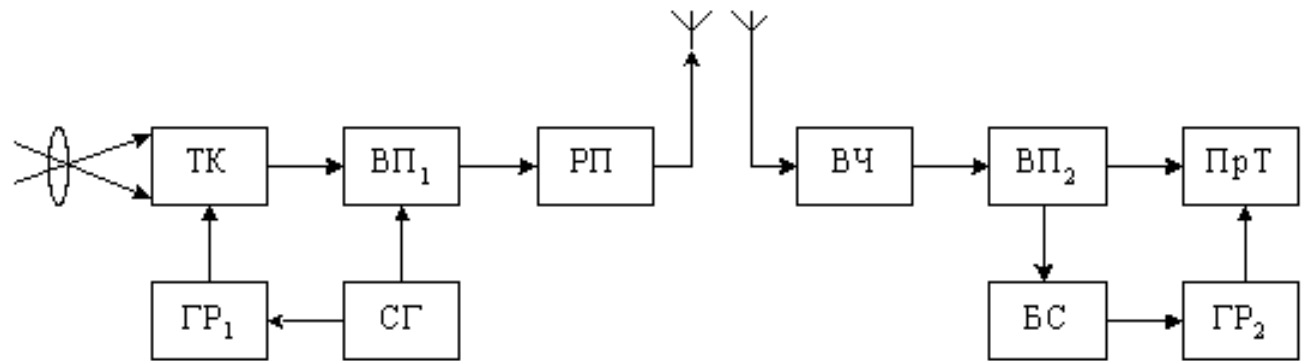


рис.3.4

Передаюча частина:

Тк – телевізійна камера (оптико - електронний перетворювач)

Прилад, призначений для прийому і обробки інформації про об'єкт за рахунок перетворення променевої енергії (власного або відбитого оптичного випромінювання об'єкта) в електричну.

Тема 4. Фізичні основи телебачення

Гр<sub>1</sub>- пристрій розгортки;

Пристрій ,призначений для послідовного розкладання (розгортки) передаваних оптичних зображень на складові елементи з метою одержання телевізійних відеосигналів, а також зворотне перетворення, або синтез, переданих зображень (їх створюють телевізійні відеосигнали).

Вп<sub>1</sub> – відеопідсилювач;

Ширококутний ламповий або напівпровідниковий підсилювач призначений для посилення відеосигналів перед подачею їх на електронно-променеву трубку.

Сг – синхрогенератор;

Пристрій, що виробляє сигнали, які забезпечують синхронізацію роботи двох і більше пристроїв (вп<sub>1</sub> та гр<sub>1</sub>).

Рп – радіопередавач.

Пристрій, який разом з антеною забезпечує формування та випромінювання радіочастотного сигналу.

Приймача частина:

Вч – високочастотна частина приймача;

Вп<sub>2</sub> – відеопідсилювач;

Бс – блок синхронізації;

У блоці синхронізації з тв-сигналу виділяються синхронізуючі імпульси, які проходять без змін у складі телевізійного сигналу всі попередні блоки. Вони виконують функцію - управляють розгорткою зображення по кадрам і рядкам синхронно з його розгорткою на передавальній стороні.

Гр<sub>2</sub> – пристрій розгортки;

Прт – приймальна телевізійна трубка (розгортальний пристрій).

електронно-променева трубка для відтворення телевізійних зображень. Застосовується для спостережень чорно-білих і кольорових зображень безпосередньо або за допомогою проектування зображень на великий екран, для зйомки зображень на фото- або кіноплівку, як джерело світла і пристрою розкладання зображення на елементи при передачі по методу променя, що біжить .

Схема приймально-передавальної трубки

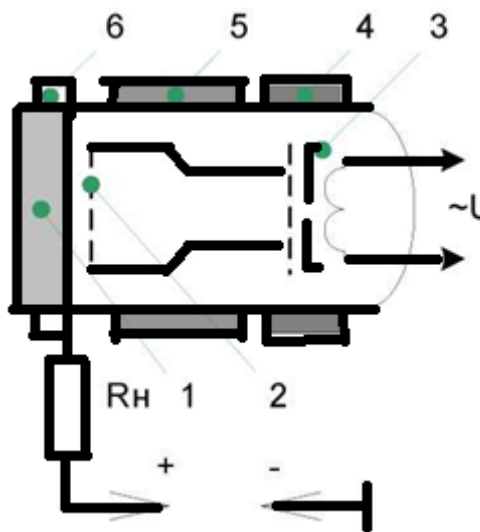


Рис.3.5

Основними елементами ппт є:

1. Фоторезистивний шар (фото мішень).
2. Дрібноструктурна сітка.

забезпечує дискретне уявлення фото мішені і знаходиться перед фоторезистивний шаром.

3. Електронна гармата.

Вузол електронно-променевого приладу, призначений для формування спрямованого пучка електронів. Головні функції електронної гармати: формування електронного пучка заданого перерізу у визначеному діапазоні струмів пучка і забезпечення можливості керування величиною струму пучка.

4. Відхиляюча система.

Забезпечує формування магнітного поля, яке змінюється за законом пилоподібної напруги.

5. Котушка індуктивності.

Забезпечує лінійність променя і перпендикулярність потрапляння його на фото мішені по всій її площині.

6. Токозємне кільце, яке контактує з усім резистивним шаром.

### **4.3.2 Лабораторна робота**

«основи кольорового телебачення»

Мета роботи

Розрахувати яскравість зображення основних кольорів.

Ознайомитись з основними принципами кольорового телебачення. Вивчити зв'язок сигналів в системі кольорового телебачення з репродукуючим зображенням.

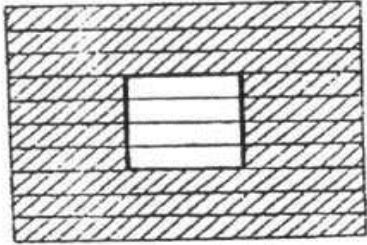


Рис 1

1. вивчити відомості по основах кольорового телебачення, приведені в (і) і в цьому посібнику.

2. По вказівці керівника потрібно вибрати координати кольорності  $g$ ,  $g$ ,  $d$  і відносну яскравість  $u$  на не заштрихованій частині зображення, показаного на рис.1, а також відносну яскравість уф фону сірого кольору, який відмічено штриховою.

3. Вказати положення точки заданого кольору в трикутнику основних кольорів приймача. Якій кольоровості відповідають вибрані координати. ‘

4. Розрахувати сигнали на виходах передаючих трубок трьох трубочної камери  $u_g$ ,  $u_g$ ,  $u_b$  набуваючи максимального значення сигналів які дорівнюють  $u_m=0,7v$ . Зобразити епюри сигналів  $u_g$ ,  $u_g$ ,  $u_b$  на виході передаючих трубок для зображення, представленого на рис.1, за кадр, який складається з 10 рядків.

5. Розрахувати сигнали на виходах гамма-коректорів  $u_g$ ,  $u_g$ ,  $u_b$  приймаючи параметр  $u$  кінескопа рівним 2. Зобразити епюри цих сигналів

6. Розрахувати сигнали  $u_u$ ,  $u_g-u$ ,  $u_b-u$  і побудувати епюри цих сигналів

7. Розрахувати яскравість зображення основних кольорів.

### Зміст роботи

1. Ознайомитись з лабораторною установкою та призначенням її елементів. Замалювати структурну схему установки.

2. за вказівкою керівника включити лабораторний макет. Генератор кольорових смуг(гкс) встановити в положення "сигнал верт. Смуги ". За допомогою осцилографа встановити регулюванням гкс максимальний розмах сигналів  $u_g$ ,  $u_g$ ,  $u_b$  рівним 0,78. Переконавшись, що при цьому репродукуюча смуга буде білого кольору. Розглянути за допомогою лупи структуру екрана кінескопа.

3. Визначити розрахункові значення сигналів  $u_g$ ,  $u_g$ ,  $u_b$ , переконавшись в тому, що кольоровість, визначена в п.3, відповідає отриманій на екрані кольорний вк.

4. Отримати осцилограми сигналів  $u_u$ ,  $u_g-u$ ,  $u_b-u$  на екрані синхроскопа і зрівняти їх з побудованими в домашньому завданні.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

5. Розглянути епюру сигналу  $u_{г-у}$ , отриманого на виході декодувальної матриці приймача.
6. Виміряти за допомогою люксметра яскравість зображення основних кольорів поля отриманого кольору і сумарного зображення. Порівняти з розрахунковими даними.
7. Змінюючи співвідношення сигналів  $u_u$ ,  $u_{г-у}$ ,  $u_{б-у}$ , простежити за змінами кольору відтворюючої смуги на екрані кольорового вкУ.
8. Переключити гкс в положення "сигнал кольорових смуг" і повторити виміри, вказані в п.4.
9. Переключити гкс в положення "сигнал тест-таблиці, простежити характерні спотворення, відтворюючого на екрані кт вкУ.

Структурна схема лабораторного макета.

Структурна схема лабораторного макету зображена на рис.2.

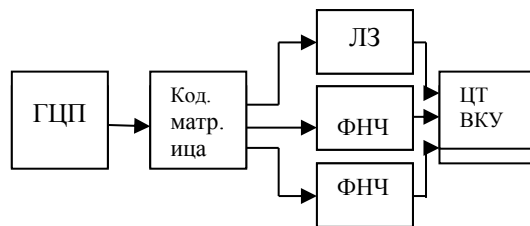


Рис.2

Джерелом сигналу стає генератор кольорових смуг. Цей генератор імітує гамма-коректовані сигнали  $u_r$ ,  $u_g$ ,  $u_b$ . В положенні "сигнал верт смуги" вибір необхідного співвідношення між сигналами проводиться за допомогою синхроскопа, підключеного до виходів (гкс). На виході кодової матриці одержуємо сигнали  $u_u$ ,  $u_{г-у}$  і  $u_{б-у}$ . Сигнали  $u_{г-у}$  і  $u_{б-у}$  пропускаються через фільтри нч. А яскравіший сигнал затримується за допомогою лінії затримки на час, рівний часу затримки в фільтрах. Сигнал  $u_{г-у}$  отримується з сигналів  $u_{б-у}$ ,  $u_{г-у}$  в кодованій матриці.

До катодів електричних гармат трьохпроменевого кінескопа додається сигнал  $u_u$ , до керуючих електродів - сигнали  $u_{г-у}$ ,  $u_{г-у}$ ,  $u_{б-у}$  на проміжках між управляючими електродами і катодами отримуються кольорові- сигнали  $u_r$ ,  $u_g$ ,  $u_b$ . Додавання кольороворозподілених зображень одержується на екрані мас очного трьохпроменевого кінескопа.

Основи положення теорії трьох компонентного

Кольорового зору

При рішенні питань кольорового телебачення необхідно спиратися на основні положення теорії трьохкомпонентного бачення

1. Відчуття кольору виникає при відображенні кількості (яскравість) і якості (кольоровість) променевої енергії, яка впливає на око



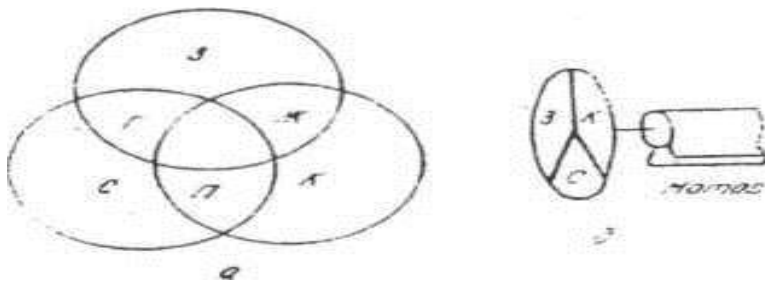
#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

2. Внаслідок наявності в сітчатці трьох видів селективних приймачів, які мають різні характеристики спектральної чутливості, відмінна за спектральним складом променева енергія викликає різні співвідношення рівнів трьох збудників, даючи відчуття червоного, зеленого і синього кольорів. Останні фіксуються в корі головного мозку, і ми бачимо результуючий колір- суміш трьох основних кольорів при цьому абсолютні значення рівнів трьох збудників утворюють відчуття яскравості, а їхнє співвідношення - відчуття кольоровості.

Оскільки відчуття кольору предметів реального світу в нас створюється в результаті сукупної взаємодії трьох збудників, так як суміш трьох кольорів, звідси очевидна необхідність встановлення законів змішання кольорів.

#### Змішання кольорів

В справедливості трьохкомпонентної теорії бачення можна переконатися, змішуючи потоки різного кольору від декількох прожекторів. При цьому результуючий колір, видимий спостерігачем, буде за кольоровим тоном відрізнятися від любого з проєктуючи пучків так, наприклад, жовтий колір може бути створений шляхом змішування червоного і зеленого світлових потоків, білий - змішуванням червоного, зеленого і синього (рис.3).



$$F_f = r r + g g + b b, (1)$$

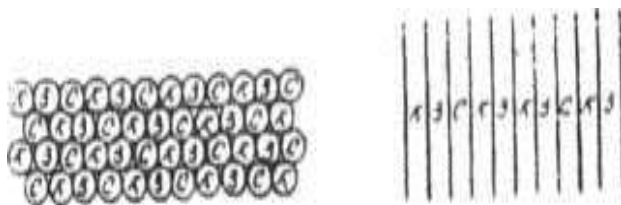


Рис.3

Вміст червоного, зеленого і синього в даному кольорі можна виразити кількісним і якісним ототожненням:

Означає, що  $f$  одиниця випромінювання кольору  $f$  отримується змішуванням  $r$  одиниць червоного,  $g$  зеленого і  $b$  синього.

Тема 4. Фізичні основи телебачення

В випадку необхідності знати тільки якісну характеристику

З рівності (2) отже.

$$r+g+b=i \quad (3)$$

Відносні координати які визначаються рівностями (2), носять назву трьохколових коефіцієнтів.

Кольоровість потоку можна показати як

$$f = r+g+b. \quad (4)$$

Закони змішання кольорів

Наука про кольори постановила три основних закони змішання кольорів.

Будь-які чотири кольори знаходяться в лінійній залежності.

З рівності (1) слідує, будь-який колір при заданих одиницях залежить від трьох не залежних змінних, багатоманітність кольорів - багатоманітність трьохвимірна.

При змішуванні двох кольорів утворюється новий колір, за своїм тоном який лежить між змішуваними кольорами.

Колір суміші залежить тільки від кольорів змішуваних компонентів і не залежить від їхнього спектрального складу

З рівняння (3) слідує, що кольоровість являється функцією двох координат, задача знаходження кольоровості зводиться до рішення задач на площини.

Деякі кольори не можуть бути отримані за допомогою змішанням червоного, зеленого і синього. Але рівність (і) виконується, якщо один або два основні кольори змішати з досліджуваним кольором (f). В цьому випадку погіршна кількість відповідно основного кольору можна розглянути як негативний.

Описаний спосіб змішання кольорів являється одночасним, оскільки відчуття кольору — результат одночасної дії світлових потоків світлочутливі елементи ока. Можливі і інші способи змішання кольорів. послідовність змішання кольорів складається з того, що світлові потоки домінуючих кольорів діють на зоровий аналізатор по чергово. Таке змішання може бути виконане за допомогою диска, розбитого на сектори, пофарбовані в основні кольори (рис. 3, б) (диск максвела).

при достатньо швидкому обертанні диску око не відрізняє окремих секторів, а бачить результуючий колір, який залежить від співвідношення кутових розмірів диску.

Змішання кольорів може бути локальним і просторовим.

Просторове змішання кольорів виконується на поверхні, розбиті на чергуючи ділянки (рис.3, в) або смужки (рис.3, г) трьох основних кольорів.

При достатньо малих діаметрах ділянки або ширини смужок ока їх не розрізняє, а бачить деякий сумарний колір.

Тема 4. Фізичні основи телебачення  
Кольорові координати

Кількість компонентів  $r$ ,  $g$ ,  $b$  можуть розглядатися як координати трьохвимірному простору.

Визначення координат кольоровості

Рівняння (3) дає можливість кольоровість любого потоку зобразити точкою в середині рівностороннього трикутника з висотою, яка дорівнює одиниці, в вершинах котрого розташовані основні кольори  $r$ ,  $g$ ,  $b$ . Якщо положення точки в середині трикутника задано, то перпендикуляри, опущені з неї на сторони, протилежні вершинам, дадуть безпосередньо відносні компоненти  $r$ ,  $g$ ,  $b$ , сума яких дорівнює одиниці (рис.4).

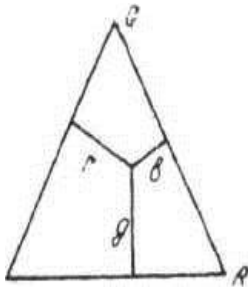


Рис.4

Задачу визначення координат кольорів можна спростити, задавши в кольоровому трикутнику сітку координат  $r$ ,  $g$ ,  $b$ . Наприклад, розділивши перпендикуляр, опущений з вершини  $g$  на сторону  $gr$  на п'ять рівних частин і провівши через точки поділу прямі, направлені сторони  $gr$ , одержимо лінії рівних додатнім значенням відносної координати  $b$  (рис. 5), продовживши перпендикуляр за границі трикутника, одержимо лінії рівних від'ємним значенням  $b$

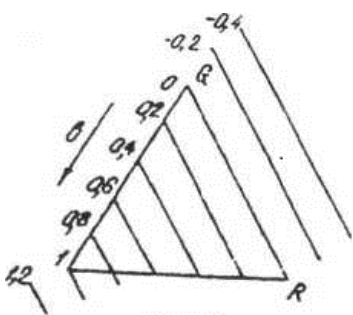


рис.5

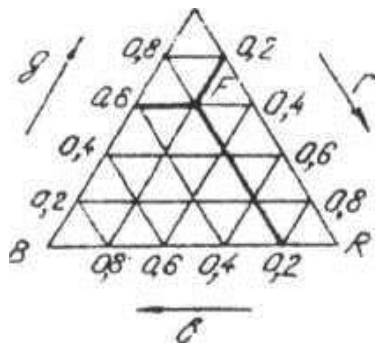


рис.6

На рис 6 зображено кольоровий трикутник  $rgb$  з нанесеною в границях цього трикутника сіткою значень координат  $r$ ,  $g$ ,  $b$  і показано, як, користуючись цією сіткою, по заданому положенні точки суміші визначити трьохкодові компоненти. (наприклад, кольору, заданому на малюнку точкою  $e$ . Відповідає значенню відносних координат  $r = 0,02$ ;  $g = 0,4$ ;  $b = 0,4$ . Однозначне завдання кольорів координатами  $r$ ,  $g$ ,  $b$  стає можливим в тому випадку, якщо задається певними кольорами  $r$ ,  $g$ ,  $b$ , хніми одиничними кількостями  $l_r$ ,  $l_g$ ,  $l_b$ . Ці кольори

Тема 4. Фізичні основи телебачення

називаються основними. В кольоровому телебаченні вибір основних кольорів визначається кольорами люмінофорів, котрі використовуються для побудови екранів кольорових кінескопів.

Стандартні основні кольори, прийнятих в якості розрахункових в кольоровому телебаченні, відповідають світіння люмінофорів, виготовлених з  $Zn_3(PO_4)_2$  (червоний), з елементами  $Zn_2SiO_4Mn$  (зелений) і сульфідного люмінофора  $ZnS \cdot Ag$  (синій). одиничні кількості  $I_r, I_g, I_b$  світлових потоків домінуючих кольорів вибирають так, щоб біле відповідало рівним значенням кольорових координат ( $r = g = b = 1/3$ ).

Рівно енергетичний білий колір  $e$  (колір випромінювання з рівномірним розподілом енергії в спектрі) при цій умові вийде, якщо вибрати одиничну кількість потоків основних кольорів в співвідношенні  $I_r:I_g:I_b = 0,33:0,71:0,08$ .

Проте в кольоровому телебаченні за білий колір беруть не рівно енергетичний, а з легка голубуватий білий колір  $s$ , який відповідає співвідношенню одиничних кількостей основних кольорів:  $I_r:I_g:I_b = 0,299:0,587:0,114$ .

З дослідів кольорозмішування для всіх спектральних кольорів бул визначені координати  $r', g', b'$  і за іншим обчисленням трьохкольорові коефіцієнти  $r, g, b$ . Значення яких представлені в виді кривих на рис. 7.

Тема 4. Фізичні основи телебачення

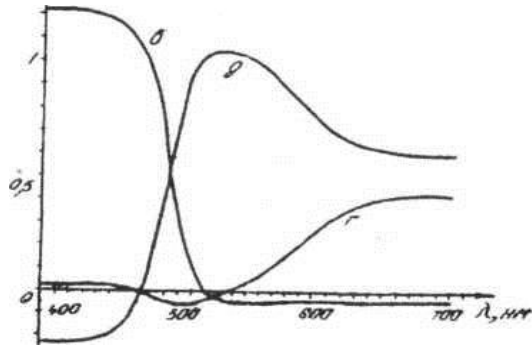


Рис.7

З кривих рис. 7 видно, що для ряду спектральних кольорів одно або двох доданків повинні мати від'ємний знак.

Виділені кольорові координати

При кілометрових розрахунках часто приходиться визначати колір джерела світла по відомому енергетичному спектру випромінювання. При цьому користуються виділеними кольоровими координатами спектральних кольорів  $g(\lambda)$ ,  $u(\lambda)$ ,  $b(\lambda)$ . Які надають кількісні компоненти і вт випромінювання даної довжини хвилі.

Криві залежностей  $g(\lambda)$ ,  $u(\lambda)$ ,  $b(\lambda)$  показані на рис. 8 за допомогою виділених координат по заданому енергетичному спектру світлового випромінювання можна, користуючись правилом знаходження центру ваги, знайти його координати кольоровості:

$$\begin{aligned} g &= \int p(\lambda) g(\lambda) d\lambda, \\ u &= \int p(\lambda) u(\lambda) d\lambda, \\ b &= \int p(\lambda) b(\lambda) d\lambda. \end{aligned} \quad (5)$$

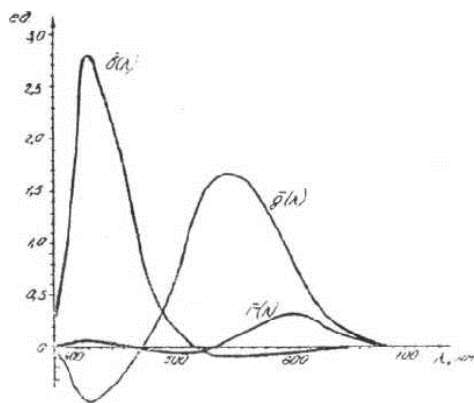


Рис.8

Графік кольоровості

Якщо нанести точки з координатами  $g(\lambda)$ ,  $u(\lambda)$ ,  $b(\lambda)$  на площину кольорового трикутника, користуючись способом, описаним вище, то вони розташуються на деякій кривій, рис. 9 ця крива спектральних кольорів носить назву графік кольоровості.

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

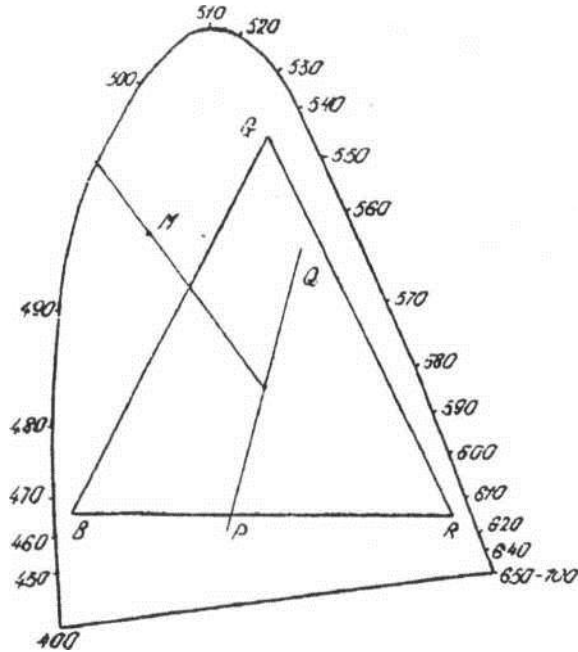


Рис.9

На кривій вказано розташування різних кольорів спектру від фіолетового (400 мкм ) до червоного (700 мкм ). Будь-яка точка яка лежить усередині кривої спектральних кольорів, означає не чистий колір, а деяку суміш спектральних кольорів

Всі можливі кольори замкнені в середині графіка кольоровості.

Більш насичені кольори знаходяться в середині графіка кольоровості в безпосередній близькості до лінії спектральних кольорів. частіше приходиться мати справу з більш блідими кольорами. Це так звані пастельні (не насичені) кольори, такі, як рожевий, голубий і блідо зелений вони знаходяться ближче до центру графіку. Зрештою, в центральній частині графіка знаходяться кольори, які відносяться до білих

Положення різних кольорів в середині графіка кольоровості показано на мал 10 графік кольоровості зручний для аналізу змішання кольорів, так як пряма лінія, яка з'єднує будь-які дві точки в площині графіка кольоровості, проходить через точки всіх кольорів, котрі можуть бути отримані шляхом змішання початкових двох. При цьому для визначення кольору суміші можна користуватись, як вказується вище, правилом визначення центру ваги.

При розташуванні точки в середині графіка кольоровості можна робити висновки про чистоту кольору. Про неї судять по величині насиченості', котра для спектральних кольорів рівна і насиченість плавно змінюється з переміщенням точки м удовж прямої, яка з'єднує точку білого з точкою спектрального кольоре при наближенні до білого кольору додається все більше білого і колір який стає менш насиченим в точці білого насиченість стає рівна нулю.

В поєднанні з насиченістю кольоровість також якісно характеризується кольоровим тоном

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

Кольоровий тон визначає колір як червоний, жовтий, зелений, синій і т.д. Він характеризується довжиною хвилі світла,  $\lambda$ . Якщо світло називають червоним або зеленим, то тим самим визначають його кольоровий тон. Приладдя даного кольору до того чи іншого тону кольору можна встановити, з'єднавши точку білого з лінією спектральних кольорів прямої, яка проходить через лінію даного кольору

Кольори, котрі змішали, можна отримати білий колір, називаються додатковими (приклад, кольори  $p$  і  $q$  на рис. 10)

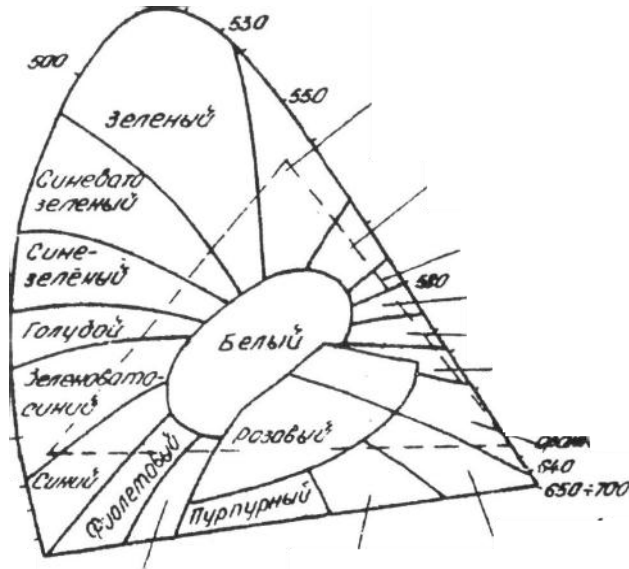


Рис.10

Якщо на кольоровому графіку провести пряму, яка з'єднує точки відповідаючи довжинам хвиль 400 і 700 мкм, то на цій прямій з явиться ряд кольорів, представляючи суміші червоною і синього в різних пропорціях це пурпурні кольори, які змінюються від червонувато-пурпурного до пурпурно-червонуватого. Область пурпурних кольорів є областю не спектральних кольорів.

#### Принцип кольорового телебачення

Можливість отримання любого кольору комбінацією трьох основних кольорів на практиці використовується для побудови системи кольорового телебачення. Основний принцип передачі кольорового телебачення складається з того, що на передаючій стороні зображення розщеплюється на червону, зелену і синю компоненти, виробляється розгортка, кожної із компонентів, в результаті якої отримуються сигнали які передаються по каналі зв'язку, пропорційні відносним кількостям кожної із компонентів в приймаючому пристрої всі три компоненти синтезуються, додаються і отримується кольорове зображення.

В залежності від способу змішання кольорів розрізняють одночасні і послідовні системи кольорового телебачення.

#### Відтворювання кольорового зображення

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

В теперішній час в кольоровому телебаченні існує достатньо багато типів відтворюючих пристроїв.

Ми зупинимось на більш широко розповсюджених пристроях - трьохпроменевому кінескопі з тіншовою маскою.

Трьохпроменева трубка з тіншовою маскою, зображена на мал.' 11, містить екран, який складається з чергуючи точкових покривів трьох типів люмінофорів, здатних освітлюватись червоним, зеленим та синім кольорами, тісно пов'язаних один з одним. Кожний повни елемент кольорового зображення вміщує три різнокольорових елемента (червоний, синій та зелений), регулярно чергуючи на поверхні перед екраном паралельно його поверхні встановлена тонка металева пластина з великою кількістю круглих отворів (тіншова маска).

електрон гармати. Останні встановлені так, що вісі

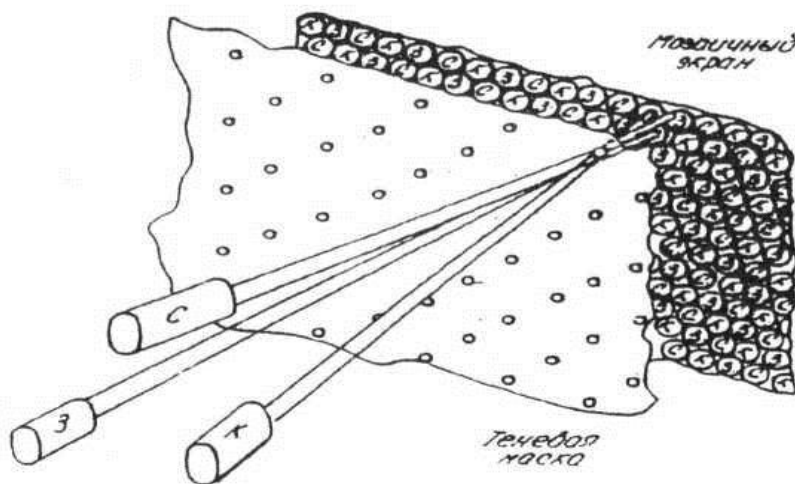


Рис.11

Бомбардуючи пучків перетинаються в площині тіншової маски, потім між маскою і екраном пучки знову розходяться якщо провести пряму, яка співпадає з віссю одного з пучків, через центр іншого отвору в масці, годі пряма обов'язково пройде через люмінофорів точку одного якого-небудь кольору. Для даного пучка при будь-якому його відхиленні елементи двох інших кольорів завжди будуть покриті маскою. Іншими словами, кожен із пучків, скочнувши по поверхні екрану, бомбардує свої ділянки, не співпадаючі з ділянками, бомбардуються двома іншими пучками кольорові елементи при переміщені пучка захищений від бомбардування тіншовою маскою.

Відхилення всіх трьох пучків здійснюється однією відхиляючою системою (котушки розміщуються на горловині звичайним шляхом).

З нормальної відстані розглядання окремих зерен люмінофорів практично не відрізняються і колір визначається співвідношенням яскравостей світіння червоного, зеленого і синього люмінофорів

Кольори світіння люмінофорів являються домінуючими кольорами приймача. Їх координати в загальному випадку можуть бути свавільним, однак на



Тема 4. Фізичні основи телебачення

практиці їх вибирають так, щоб забезпечувалося репродукція як можна більшої кількості кольорів.

На практиці стандартизовані основні кольори приймача, вказані вище. На мал. 12 для порівняння з трикутником основних кольорів приймача представлена область кольорів які частіше зустрічаються і кольорів змішання трьох основних. Ці області практично співпадають.

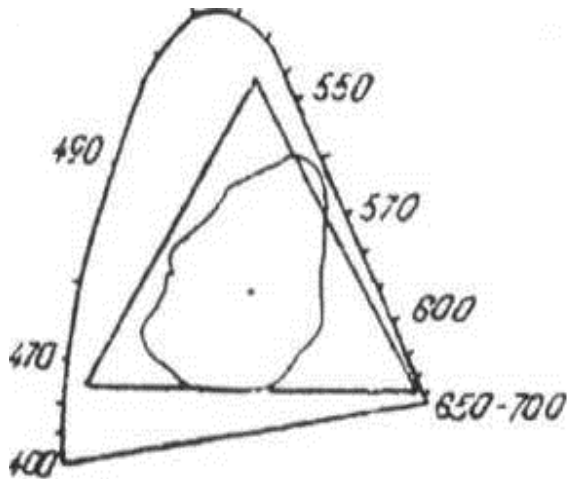


Рис.12

Перетворення кольорового зображення в телевізійні сигнали.

Передаючий прилад системи кольоровою телебачення повинно виконувати дві функції:

1. Розділення зображення об'єкта на три кольоро розділені складові.
2. Перетворення кольоро розділених складових на телевізійні сигнали.

Перша функція передаючого приладу виконується за допомогою кольоро роздільної системи, один з варіантів який показаний на мал. 13. Тут розділення світлового потоку на червону, зелену і синю складові здійснюється за допомогою дихронічних дзеркал, володіючи

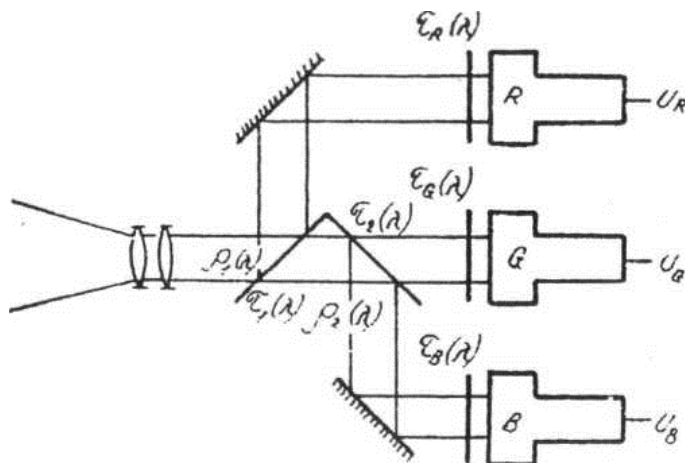


Рис.13

#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

Здатністю пропускати складові однієї частини спектра і відбивати складові другої частини спектра червона, зелена і синя складові проєктуються на фотокатоди трьох передаючих трубок, які виробляють сигнали, пропорційні відносним кількостям з основних кольорів при цьому необхідно поєднати растри передаючих трубок, добитися такого положення, щоб влюбій точці растра всі три розкручуванні плями співпадали по положенню з зображенням однієї і тієї ж точки об'єкта. Очевидно, пропорційність  $r, g, b$  - складових координатам системи основних кольорів приймача будуть додержуватись лише в тому випадку, якщо функції спектральної чутливості камери будуть мати вид кривих  $r(\lambda)$ ,  $g(\lambda)$ ,  $b(\lambda)$ , так як вираз для сигналів на виходах трубок з точністю до постійної співпадають з формулами (5) тоді, повинні виконуватись такі рівності:

$$T(\lambda)r(\lambda)\tau_1(\lambda)E(\lambda)=kr(\lambda),$$

$$T(\lambda)\tau_1(\lambda)\tau_2(\lambda)\tau_g(\lambda)=kg(\lambda),$$

$$T(\lambda)\tau_1(\lambda)r_2(\lambda)\tau_b(\lambda)=kb(\lambda),$$

Де:  $\tau(\lambda)$  - коефіцієнт прозорості об'єктиву.

$T_1(\lambda)$ ,  $\tau_2(\lambda)$  - коефіцієнт пропускання діхроїчних дзеркал,

$R_1(\lambda)$ ,  $r_2(\lambda)$  - коефіцієнт відбивання діхроїчних дзеркал,

$T_r(\lambda)$ ,  $t_g(\lambda)$ ,  $t_b(\lambda)$  - коефіцієнти прозорості коректуючи фільтрів,

$E(\lambda)$  - спектральна чутливість передаючих трубок,  $k$  - постійна.

Оскільки залежності удільних кольорових координат мають негативні ділянки, трьох трубку камеру, задовольняючи залежності (9), тяжко реалізувати. На практиці поводяться одним з двох способів:

Зневажають негативними ділянками кривих  $r(\lambda)$ ,  $g(\lambda)$ ,  $b(\lambda)$ . Це призводить до кольорових спотворень, ну зате дозволяє зробити камеру достатньо простою.

Спектральні характеристики камери вибирають в вигляді лінійних комбінацій кривих  $r(\lambda)$ ,  $g(\lambda)$ ,  $b(\lambda)$ , щоб результуючі криві опинилися не маючи ми негативних ділянок, а потім здійснювати обернене перетворення над сигналами. В цьому випадку камера являється колориметричною - не вносить кольорових спотворень.

#### Сумісні системи кольорового телебачення

В теперішній час. Коли існує багатомільйонний парк приймачів чорно - білого телебачення, ч упровадженням кольорового телебачення повинна бути забезпечена сумісність чорно-білого і кольорового телебачення

Вимоги сумісництва зводяться до наступного:

1. Приймачі кольорового телебачення повинні бути придатні як для прийому кольорових передач, так і для прийому чорно-білих передач (пряма сумісність).
2. Приймачі чорно-білого телебачення повинні показувати також програми кольорових передач в чорно-білому варіанті (обернена сумісність)

Тема 4. Фізичні основи телебачення

Це забезпечується в каналі зв'язку передачею сигналу  $u_y$ . Пропорційного яскравості зображення, і сигналів, визначаючих кольоровість.

Сигнали яскравості отримуються комбінацією сигналів  $u_r, u_g, u_b$ . Де

$$U_r = u_m(u_r/u_m), \quad u_g = u_m(u_g/u_m), \quad u_b = u_m(u_b/u_m) \quad (7)$$

В відповідності з співвідношенням одиниць основних кольорів:

$$U_y = 0,299u_r + 0,587u_g + 0,114u_b \quad (8)$$

Сигнали кольоровості отримуються відніманням сигналу  $u_y$  з сигналів  $u_r, u_g, u_b$ :

$$U_{r-y} = u_r - u_y$$

$$u_{g-y} = u_g - u_y \quad (9)$$

$$U_{b-y} = u_b - u_y$$

І називаються різнокольоровими сигналами.

Очевидно тотожність

$$0,299u_{r-y} + 0,587u_{g-y} + 0,114u_{b-y} = 0. \quad (10)$$

Що дозволяє передавати по каналу зв'язку два з трьох сигналів.

За звичай передають сигнали  $u_{r-y}$  і  $u_{b-y}$ , а прийомній стороні в декодуючій матриці сигнал  $u_{g-y}$  отримують комбінацією цих сигналів:

$$U_{g-y} = -\frac{0,299}{0,587} U_{r-y} - \frac{0,114}{0,587} U_{b-y}. \quad (11)$$

Рівняння (ii) слідує з (10).

Сигнали  $u_{g-y}, u_{r-y}, u_{b-y}$  подаються на управляючі електроди

### 3.2. Обчислювання оцінок математичного сподівання і дисперсії

У отриманні вирази для оцінок параметрів усіх трьох законів розподілу входять оцінки математичного сподівання  $m_{\tau}^*$  і дисперсії  $d_{\tau}^*$ . Визначимо їх.

Відомі формули для обчислювання цих оцінок  $m_{\tau}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tau_i$ ,  $D_{\tau}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\tau_i - M_{\tau}^*)^2$

Тут:  $\tau_i$  - вибіркові значення тривалості інтервалу,  $n$  - об'єм вибірки. Для обчислювання значень оцінок скористуємося можливостями електронної таблиці excel. Занесемо у комірки "a1 a2..... A100" вибіркові значення  $\tau$ , виділимо комірку "a101" і натиснемо кнопку автосума  $\Sigma$

В результаті у комірці "a 101" отримуємо значення суми вибірових значень  $\Sigma = 19684$ . Тепер легко вирахувати оцінку математичного сподівання  $m_{\tau}^* = \frac{19684}{100} = 196,84$

Для обчислювання оцінки дисперсії  $d_{\tau}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\tau_i - M_{\tau}^*)^2$  у стовпці "b" отримуємо центровані значення тривалості інтервалів для чого у комірку "b1" запишемо формулу  $=a1-196,84$  і активізуємо комірки "b1 ...b100", що і

Тема 4. Фізичні основи телебачення

забезпечить заповнення комірок "в1..в100" значеннями  $\tau_i - M_\tau^*$ .  $I = 1 \dots 100$ . Щоб отримати значення  $(\tau_i - M_\tau^*)^2$  в комірку "с1" занесемо формулу  $= в1 * в1$  і активізуємо комірки "с1...с100". У результаті чого комірки с1 ... С100 будуть заповнені значенням  $(\tau_i - M_\tau^*)^2$  для підсумовування їх вмісту достатнє виділити комірку "с101" і натиснемо кнопку  $\Sigma$  автосума. У комірці с101 отримаємо значення суми 4254727. Вирахуємо оцінку і дисперсії

$D_\tau^* = \frac{4254727}{100} = 42547,271$  і середнє квадратичне відхилення  $\sigma_\tau^* = \sqrt{D_\tau^*} = \sqrt{42547,27} = 206,2698 = 206,27$ . Фрагмент результатів розрахунку з використанням ексел приведено у таблиці 2.

Таблиця 2

№	A. $\tau_i$	B. $(\tau_i - m^*)$	C. $(\tau_i - m^*)^2$
1	12	-184,84	34165,83
2	56	-140,84	19835,91
3	456	259,16	67163,91
4	303	106,16	11269,95
5	68	-128,84	16599,75

97	96	-100,84	10168,71
98	442	245,16	600103,43
99	492	295,15	87119,43
100	549	352,16	124016,7
SUM	19684		4254727

3.3. Обчислювання оцінок параметрів законів розподілу і отримання виразів для щільностей ймовірності гіпотетичних законів розподілу

Отримані значення оцінок математичного сподівання і дисперсії дозволяють обчислити і значення параметрів гіпотетичних законів розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Так для рівномірного розподілу

$$A^* = M_\tau^* - \sqrt{3d_\tau^*} = M_\tau^* - \Sigma_\tau^* \sqrt{3}$$

$$B^* = M_\tau^* + \sqrt{3d_\tau^*} = M_\tau^* + \Sigma_\tau^* \sqrt{3}$$

Підставляємо в ці формули отримані значення

Оцінок маємо:  $a = 196,84 - 206,27 * 1,732 = -160,42$ ,

$B = 196,84 + 206,27 * 1,732 = 554,1$ . Але тривалість інтервалу не може бути від'ємною. Тому прийmemo  $a = 0$  і знайдемо  $b^*$  за формулою  $b^* = 2m_\tau^*$ . Маємо  $b = 2 * 196,84 = 393,68 = 394$  і щільність ймовірності має вигляд  $f(\tau) = \frac{1}{394} \approx 0,00254$ ,  $\tau \in [0; 394]$ . Зазначимо, якщо отримано  $a^* \geq 0$  то не має необхідності приймати  $a = 0$ . З аналізу початкової вибірки ( таблиця 1 ) робимо висновок, що вона не може належати отриманому закону розподілу, бо має вибіркoві значення більші ніж 394. Тому візьмемо  $b = \tau_{max}$ , тобто рівне максимальному значенню тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Для цього використаємо можливість ексел

Сортувати числа по зростанню. Помітимо комірки a1, , a100, натиснемо кнопку " сортировка по возрастанию" а і отримуємо упорядковану з зростання вибірку ( таблиця 3 )

Тема 4. Фізичні основи телебачення

Таблиця 3

3	5	5	6	7	9	12	12	12	14
14	14	15	18	19	22	23	24	25	25
29	35	36	44	45	45	47	49	50	52
52	52	56	56	56	58	58	59	59	63
66	68	69	75	79	84	84	95	96	96
97	98	99	120	120	120	125	125	128	140
145	153	154	155	157	158	215	250	251	254
255	258	263	298	303	370	414	417	442	446
456	459	485	485	492	507	512	512	525	549
550	554	554	556	559	592	607	659	662	782

Таким чином  $\tau_{\max} = 782$  і  $f(\tau) \frac{1}{782} = 0.001279$ ,  $\tau \in [0; 782]$ . Визначаємо значення параметру  $\lambda$  показникового розподілу  $\lambda^* = \frac{1}{m_{\tau}^*} = \frac{1}{196,84} \approx 0,0051$  і запишемо вираз для щільності ймовірності  $f(\tau) = 0,0051e^{-0,0051\tau}$ ,  $\tau \geq 0$  гіпотетичного розподілу. У гаусовому законі параметрами розподілу є математичне сподівання  $\mu$ , і середнє квадратичний відхил  $\sigma_{\tau}$ . Оцінки яких вже визначено. Тому запишемо щільність ймовірності гіпотетичного гаусового розподілу

$$F(\tau) = \frac{1}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right), \tau \in (-\infty; \infty)$$

Але у нашому випадку  $\tau \in [0, \infty]$ , тому необхідно використовувати зрізаний гаусів розподіл

$$f(\tau) = \frac{c}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right), \tau \in (-\infty; \infty) \text{ множник } c$$

Визначають з умови нормування щільності ймовірності  $\int_0^x f(\tau) d\tau = 1$  маємо

$$\int_0^x \frac{c}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right) d\tau = 1$$

Зробимо заміну змінної  $t = \frac{\tau - 196,84}{206,27}$  і отримуємо  $\int_{0-196,84}^x \frac{c}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{t^2}{2} \right) Dt = 1$ ,

інтеграл  $\int_0^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$  отримав назву функції лапласа  $\Phi(x)$ , яка табульована.

Тому рівняння для множника  $c$  приймає вигляд  $c(\Phi(-0,9506) + \Phi(\infty)) = 1$ , або з врахуванням властивостей функції лапласа  $c(\Phi(0,95,43) + 0.5) = 1$ . Значення функції лапласа визначимо з таблиці (додаток 2). Ця таблиця складена з кроком  $h=0,01$  тому за нею можна визначити тільки значення  $\Phi(0,95)=0.3289$  і  $\Phi(0,96)=0,3315$ . Для визначення  $\Phi(0,9506)$  треба виконати інтерполяцію. Виконаємо лінійну інтерполяцію.

Для цього згідно положень числових методів необхідно записати рівняння прямої  $y(t)$ . Що проходить через сусідні з  $t=0,9506$  вузли таблиці і врахувати  $y(t_1)$ . З аналітичної геометрії рівняння прямої  $y(x)$ . Що проходить через

Точки  $(y_1, x_1)$  і  $(y_2, x_2)$  має вигляд  $y(x) = y_1 + (x - x_1) \frac{(y_2 - y_1)}{(x_2 - x_1)}$ . Прийmemo до уваги, що функція лапласа парна  $\Phi(-t) = \Phi(t)$  - сусідніми для  $t=0.9506$  у

Тема 4. Фізичні основи телебачення

таблиці є точки  $t = 0,95; \Phi(0,95) = 0,3289$  і  $t = 0,96; \Phi(0,96) = 0,3315$ . Запишемо рівняння прямої у  $\{i\}$ , що проходить через ці точки. Для цього у вираз для прямої, що проходить через дві точки підставимо ( $y_1 = 0,3289, x_1 = 0,95$ ).

$$(y_2 = 0,3315, x_2 = 0,96. Y(t) = 0,3289 + (t - 0,95) \frac{0,3315 - 0,3289}{0,96 - 0,95} =$$

$= 0,3289 + (t - 0,95)0,26$ . Підставляємо  $t = 0,9506$ . У результаті отримаємо

$\Phi(0,95,506) \approx 0,33$  і знаходимо  $c = C(0,33 + 0,5) = 1; 0,83c = 1, c = 1/0,83 \approx 1,205$ . Тепер можна записати остаточний вираз щільності ймовірності гіпотетичної

$$\text{зрізаного гаусового розподілу } f(\tau) = \frac{1,205}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right) \tau \in [0; \infty]$$

Зробимо арифметичні обчислення для спрощення цього виразу, що буде зручно при побудові графіку щільності ймовірності

$$f(\tau) = 0,0023306 e^{-\frac{(\tau - 196,84)^2}{85094,62}}, \tau \in [0; \infty].$$

#### 4. Отримання статистичного розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів

Статистичний розподіл отримаємо у вигляді інтервальних розподілів частот, відносних частот та щільності відносних частот вибірки. Для цього необхідно інтервал можливих значень випадкової величини чи розмах вибірки  $-\tau_{\max} - \tau_{\min}$  розбити на  $r$  часткових інтервалів  $\Delta_i, i = 1, \dots, r$  і визначити кількості вибірових значень  $r_i$ . Що потрапили в ці часткові інтервали. У нашій вибірці  $\tau_{\min} = 0, \tau_{\max} = 782$ . Розіб'ємо інтервал можливих значень випадкової величини на десять часткових інтервалів, тобто  $r = 10$ . Для зручності розбиття візьмемо розмах вибірки  $\tau_{\max} - \tau_{\min} = 790$ . Тобто  $\tau_{\max} = 790$ , що практично не вплине на точність результатів дослідження. При цьому довжина часткових інтервалів  $\Delta_{\tau_i}$  буде однаковою і дорівнювати  $\Delta_{\tau_i} = 79$ , а їх верхні межі  $\Delta_{1B} = 79, \Delta_{2B} = 158,$

$\Delta_{3B} = 237, \Delta_{4B} = 316, \Delta_{5B} = 395, \Delta_{6B} = 474, \Delta_{7B} = 553, \Delta_{8B} = 632, \Delta_{9B} = 711, \Delta_{10B} = 790$ . Для визначення частот вибірових значень кожного часткового інтервалу  $v$  використаємо отриману раніше упорядковану вибірку (таблиця 3). Не важко підрахувати кількість вибірових значень у кожному частковому інтервалі. Вибіркові значення, які точно дорівнюють межах між інтервалами необхідно нараховувати до одного з сусідніх інтервалів. Винятком при цьому є першій та останній інтервали, у які необхідно включити обидві межі, щоб не було пропущених (не урахованих) точок у інтервалі можливих значень випадкової величини. У цьому прикладі будемо відносити такі вибіркові значення до лівого інтервалу, тобто включати верхню межу у інтервал. Результати підрахунку частот наведені у таблиці 4. У таблиці 4 наведені також відносні частоти  $\omega_i$  відношення частот до обсягу вибірки  $\omega_i = \frac{V_i}{N}$  та щільності відносних частот вибірки  $f_i^*$  - відношення відносних частот до довжини часткового інтервалу  $f_i^* = \frac{\omega_i}{\Delta_i}$

Таблиця 4.

$\Delta_i$	0 - 79	79 - 158	158 - 237	237 - 316	316 - 395	395 - 474	474 - 533	533 - 632	632 - 711	711 - 790
$V_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1
$\omega_i$	0,45	0,21	0,01	0,08	0,01	0,06	0,07	0,08	0,02	0,01
$f_i^*$	0,0057	0,00266	0,000127	0,001	0,000127	0,00076	0,00089	0,001	0,00025	0,000127

Побудуємо графік щільності відносних частот вибірки, що називається гістограмою і є статистичним аналогом щільності ймовірності, рисунок 1.

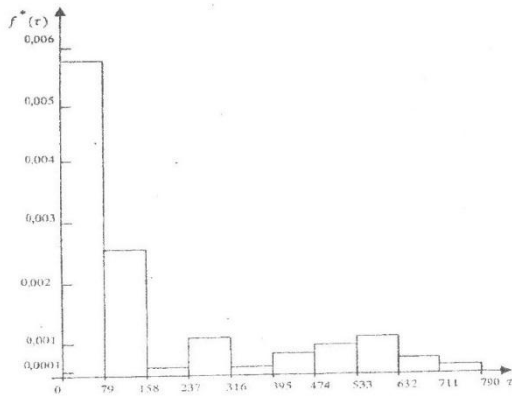


Рис. 1.

Відзначимо, що кількість часткових інтервалів на які розбивається область можливих значень випадкової величини визначає розрізняюванісну здатність методу побудови гістограми, тобто наскільки повно вона відтворює особливості форми статистичного закону розподілу вибірки. Тому кількість часткових інтервалів для побудови гістограми слід брати як можна більше.

### 5.1. Порівняння гістограми з графіками (щільностей ймовірності гіпотетичних законів розподілу

Очевидно, що для рівномірного розподілу ніяких обчислювань виконувати не потрібно. Щільність ймовірності рівномірного розподілу постійна у інтервалі існування випадкової величини. Цей інтервал визначено вище і є  $[0: 790]$ , тому щільність ймовірності  $f_p \tau_0 = 0.00127$ . Графік рівномірної щільності ймовірності  $f_p(\tau)$  разом з гістограмою зображені на рисунку 2.

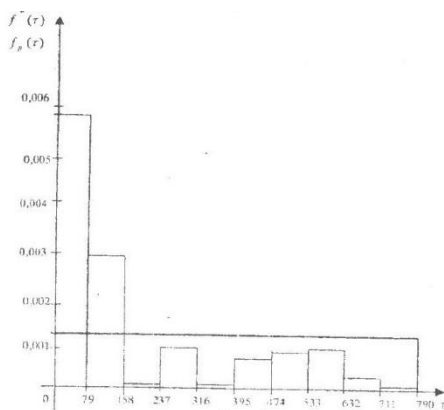


Рис. 2.

Для побудови графіків щільностей ймовірності показникового і гаусового

Тема 4. Фізичні основи телебачення

розподілів вирахуємо значення щільностей ймовірності  $f(\tau_i)$ . Значення аргументу візьмемо рівними межами часткових інтервалів –  $\tau_i = \Delta_{iB}$

Обчислювання можна виконати як на калькуляторі, так і з використанням електронної таблиці excel. При застосуванні excel, необхідно у комірки a1...a11 занести значення  $\tau_i$ . У комірку b1 записати згідно правил застосування excel, формулу  $= 0,0051 * e^{-0,005\tau}$  для обчислювання значень щільності ймовірності показникового розподілу  $f(\tau) = 0,0051 * e^{-0,005\tau}$ ,  $\tau \geq 0$  отримати результат обчислювання. Аналогічно виконуються обчислювання значень щільності ймовірності гаусового розподілу за формулою

$$F(\tau) = \frac{1,205}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right), \tau \in [0; \infty]$$

Таблиця 5.

$\tau_i$	0	79	158	237	316	395	474	553	632	711	790
$f_n(\tau_i)$	0,00508	0,00340	0,00277	0,00152	0,00102	0,00068	0,00045	0,00031	0,00020	0,000137	0,00009
$f_c(\tau_i)$	0,00147	0,00198	0,00229	0,22894	0,00197	0,00147	0,00094	0,00052	0,00025	0,000104	0,00005

Значення щільностей ймовірності у таблиці 5 вираховано для меж інтервалів проведеного розбиття області можливих значень досліджуваної випадкової величини. Відзначимо, що кількість точок  $n$  і їх значення  $\tau_i, i=1, n$  при обчислюванні значень щільності ймовірності  $f(\tau_i)$  має бути такими щоб графік щільності ймовірності відображав усі особливості її форми. Для цього необхідно визначити особливі точки функції щільності ймовірності, якими є точки екстремумів - максимумів, мінімумів і перегинів. У нашому випадку екстремуми має тільки гаусова щільність ймовірності. Це максимум при  $\tau_{\max} = m_\tau$  і перегині при  $\tau_{\text{пер1}} = m_\tau - \Sigma_\tau$ ,  $\tau_{\text{пер2}} = m_\tau + \Sigma_\tau$  для отриманої вибірки  $\tau_{\max} = 196,84$ .  $\tau_{\text{пер1}} = -9,43$ ,  $\tau_{\text{пер2}} = 403,11$

Ці точки перетину мають місце для повного гаусового розподілу, коли  $\tau \in (-\infty, \infty)$ . у нашому випадку розглядається зрізаний гаусів розподіл тому існує лише друга точка перетину.

Вирахуємо значення щільності ймовірності в цих точках.

$$F(196,84) = 0.0023306. F(403.11) = 0.001414.$$

Графіки показникової і гаусової щільностей ймовірності сумісно з гістограмою зображені на рисунках 3 і 4 відповідно.



#### Тема 4. Фізичні основи телебачення

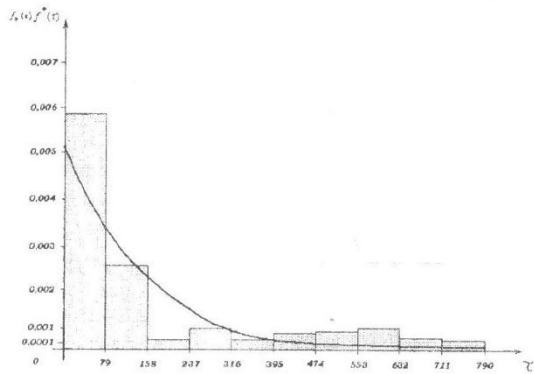


Рис. 3.

Малюнки у курсовій роботі можна виконати різними способами, цьому посібнику малюнки 1 і 2 виконані у середовищі текстового редактору word у режимі " малювання". Малюнки 3 і 4 виконані у середовищі електронної таблиці excel у режимі " мастер діаграмм .

Укажемо, що усі малюнки можна виконати і за допомогою інструментів для креслення, якщо у розпорядженні виконавця курсової роботи не має комп'ютера.

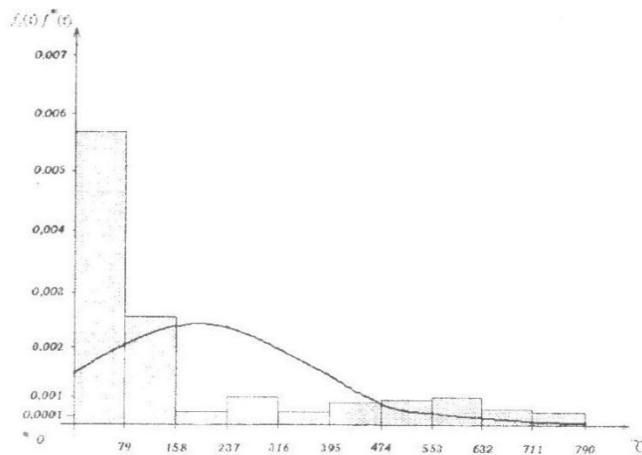


Рис. 4.

Порівняльний аналіз гістограми та графіків рівномірної, показникової і гаусової (щільностей ймовірності також дозволяє висловити припущення, що найбільш близькою до гістограми є показникова щільність ймовірності. Другим з близькості до гістограми при візуальному аналізі можна взяти зрізаний гаусів розподіл. А найбільшу відмінність від гістограми має рівномірний розподіл. Але це є якісний висновок. Для отримання кількісної характеристики ступеню близькості вибірки до гіпотетичного закону розподілу необхідно застосувати один з критеріїв згоди. Усі критерії згоди основані на вираховуванні деякої міри відмінності  $d$  поміж гіпотетичним  $f(x)$  і статистичним  $f^*(x)$  законами розподілу досліджуваної випадкової величини  $x$ . Найбільш часто використовуються три критерії: критерій колмогорова, критерій  $\omega$  (омега-квадрат) і критерій  $\chi^2$  (хі-квадрат). У критерії колмогорова мірою відмінності є

Тема 4. Фізичні основи телебачення

модуль максимальної різниці між гіпотетичним і статистичним законами розподілами  $f(x)$  і  $f^*(x)$ ,

$$d = \max |f(x) - F^*(x)| \cdot F(x) \text{ і } f^* \quad d = \max |f(x) - F^*(x)|$$

У критерії  $\omega^2$  (омега-квадрат) мірою відмінності є інтегральна сума

$$\text{Квадрата різниці } f(x) \text{ і } f^*(X) \quad d = \omega^2 = \int_{-x}^x (f(x) - F^*(X))^2 df(x)$$

Користуватися цією формулою не зручно, бо необхідно інтегрувати квадрат різниці безперервної функції  $f(x)$  і ступінчатої  $f^*(x)$ . Обчислення таких інтегралів має певні труднощі, тому для полегшення обчислювальної процедури отримана друга форма виразу для критерію омега-квадрат

$$\Omega^2 = \frac{1}{12n^2} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left( f(x_i) - \frac{2i-1}{2n} \right)^2.$$

В цій формулі  $n$  - обсяг вибірки,  $f(x)$  - значення гіпотетичної функції розподілу  $f(x)$  у точках, де аргумент  $x$  дорівнює вибірковим значенням  $x_i$ . У критерії  $\chi^2$  (хі-квадрат) мірою відмінності гіпотетичного і статистичного розподілів є сума квадратів нормованих різниць кількості вибіркових значень  $v_i$  що потрапили у

Частковий інтервал  $\Delta_i$  теоретичної кількості значень  $np_i$ , що мали потрапити у цей інтервал для обсягу вибірки  $n$  при справедливості гіпотетичного розподілу. Тут  $p_i$  ймовірність прийняття випадковою величиною значення у цьому частковому інтервалі. Формула для обчислювання значення критерію  $\chi^2$  (хі-квадрат) має

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$$

Відомо, що критерій колмогорова і критерій  $\omega^2$  (омега-квадрат) дозволяється використовувати у випадку, якщо гіпотетичні розподіл відомо повністю. Тобто відомі не тільки функціональний вигляд закону розподілу, а і точні значення параметрів розподілу. У критерії згоди хі-квадрат визначення параметрів розподілу з вибірки ураховується зменшенням кількості ступенів свободи розподілу  $\chi^2$ . так як у нашому випадку параметри гіпотетичних законів розподілу визначено з вибірки, то для перевірки гіпотези про закон розподілу застосуємо критерій згоди  $\chi^2$  (хі-квадрат).

Для вирахування міри відміни гіпотетичного і статистичного розподілів за критерієм згоди  $\chi^2$  зокрема кількості вибіркових значень, що потрапили у частковий інтервал - частот  $v_i$ . Які вже визначені у пункті 2.4 необхідно визначити і кількості значень. Що мали потрапити у цей інтервал для обсягу вибірки  $n$  при справедливості гіпотетичного розподілу –  $np_i$ . Для визначення цих теоретичних частот необхідно знати  $p_i$  ймовірності прийняття випадковою величиною значення у часткових інтервалах  $\Delta_i$   $p_i = P(\tau \in \Delta_i)$

6.1. Перевірка гіпотези про рівномірний закон розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів.

Тема 4. Фізичні основи телебачення

Для рівномірного розподілу ймовірність прийняття випадкової величиною значення у інтервалі  $[c; d]$  дорівнює відношенню довжини цього інтервалу  $d - c$  до довжини інтервалу існування випадкової величини,  $b - a$ ,  $p = \frac{c-d}{b-a}$

У нашому випадку довжині усіх часткових інтервалів однакові і дорівнюють  $\Delta_i = 79$ . Тому і ймовірність прийняття тривалістю інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів також однакові і дорівнюють  $p_i = \frac{79}{790} = 0,1$ .

Однаковими є і теоретичні кількості значень, що мали потрапити у ці інтервали для обсягу вибірки  $n = 100$  при справедливості рівномірного розподілу  $np_i = 10$ . Для зручності вирахування значення критерію  $\chi^2$  усі проміжні результати помістимо у таблицю 6.

Таблиця 6.

$\Delta_i$	0 - 79	79 - 158	158 - 237	237 - 316	316 - 395	395 - 474	474 - 533	533 - 632	632 - 711	711 - 790
$v_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1
$p_i$	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
$np_i$	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
$v_i - np_i$	35	11	-9	-2	-9	-4	-3	-2	-8	-9
$(v_i - np_i)^2$	1225	121	81	4	81	16	9	4	64	81
$\frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$	122,5	12,1	8,1	0,4	8,1	1,6	0,9	0,4	6,4	8,1

За результатами таблиці не складає труднощі вирахувати значення критерію згоди  $\chi^2$ -квадрат.

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{10} \frac{(v_i - np_i)^2}{np_i} = 167,7$$

розрахунки для заповнення таблиці обчислювання значення  $\chi^2$  доцільно виконати з використанням електронної таблиці ехсеї.

6. 2. Перевірка гіпотези про показниковий закон розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів

Отримаємо загальну формулу для визначення ймовірності прийняття випадкової величиною  $x$  з показниковим розподілом значень у інтервалі  $[c; d]$ . Згідно наведених вище формул

$$P(c \leq x \leq d) = \int_c^d \lambda e^{-\lambda x} dx = -e^{-\lambda x} \Big|_c^d = e^{-\lambda c} - e^{-\lambda d}$$

$$F(x) = \int_0^x \lambda e^{-\lambda x} dx = 1 - e^{-\lambda x} \quad \text{і} \quad p(c \leq x \leq d) = f(d) - f(c) = (1 - e^{-\lambda d}) - (1 - e^{-\lambda c})$$

Також дорівнює  $e^{-\lambda x} - E^{\lambda d}$  для обчислювання ймовірностей  $p(\tau \in \Delta_i)$  зручніше скористатися функцією розподілу  $f(\tau) = 1 - e^{-\lambda \tau}$ . Підставимо визначене чисельне значення оцінки параметру  $\lambda$  розподілу  $\lambda^* = 0,0051$  і обчислимо значення функції розподілу  $f(\tau) = 1 - e^{-0,0051 \tau}$  для верхніх меж часткових інтервалів

Тема 4. Фізичні основи телебачення

$\Delta_{1В}=79, \Delta_{2В} = 158, \Delta_{3В}=237, \Delta_{4В} =316. \Delta_{5В} = 395, \Delta_{6В} =474, \Delta_{7В}= 553, \Delta_{8В}= 632, \Delta_{9В}= 711, \Delta_{10В}= 790$ . Це буде достатньо для визначення

Ймовірностей  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$ . Обчислювання проведемо з використанням можливостей електронної таблиці excel. Занесемо у комірки "a1, a2,..., a10" значення  $\Delta_i$ , у комірці в1 запишемо формулу  $= 1 - e^{-0,0051\lambda}$  активізуємо комірки в1 в10у яких і отримаємо обчислені значення  $f(\Delta_m)$ , які наведені

У таблиці 7.

Таблиця 7.

$\Delta_m$	79	158	237	316	395	474	553	632	711	790
$F(\Delta_m)$	0.3316	0.5533	0.7014	0.800	0.8666	0.9108	0.9404	0.9602	0.9734	0.9822

Визначимо ймовірності  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$  і занесемо їх значення у таблицю 8. При цьому необхідно прийняти до уваги, що випадкова величина  $\tau$  з показниковим розподілом приймає значення у інтервалі  $[0; \infty)$ . Тому при обчислюванні значення міри розбіжності  $\chi^2$  треба урахувати і інтервал  $[790; \infty)$ . Так як  $f(\infty)= 1$  то  $P(\tau \subseteq [790; \infty)) = f(\infty) - f(790) = 1 - 0,9822 = 0,0178$

$v_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1	0
$p_i$	0,332	0,222	0,161	0,099	0,066	0,045	0,029	0,013	0,012	0,007	0,018
$np_i$	33,2	22,2	16	10	6,6	4,5	2,9	1,3	1,2	0,7	1,8
$v_i - np_i$	11,8	-1,2	-15	-2	-5,6	1,5	4,1	6,7	0,8	0,3	-1,8
$(v_i - np_i)^2$	139,24	1,44	225	4	31,36	2,25	16,81	44,9	0,64	0,09	3,24
$\frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$	4,2	0,065	14,06	0,4	4,75	0,5	5,8	34,53	0,53	0,13	1,8

При заповненні таблиці 8 проводилося округлення чисел щоб не захарашувати її комірки. Підсумовування останнього рядка таблиці 8 дає значення критерію згоди хі-квадрат для показникового розподілу,  $\chi_n^2=66,765$ .

6. 3. Перевірка гіпотези про гаусів закон розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів

Порядок обчислювання ймовірностей  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$  при звичайному  $\tau \subseteq (-\infty, \infty)$  гаусовому законі розподілу тривалості інтервалу  $\tau$  між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів вже розглянуто при визначенні нормувального коефіцієнта с зрізаного гаусового розподілу у пункті 2.3. Розглянемо особливості обчислювання ймовірностей  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$

для зрізаного гаусового розподілу. Згідно властивостям будь якої щільності ймовірності і для зрізаного гаусового розподілу маємо  $P(a \leq x \leq b) = \int_A^b \frac{c}{\sigma_\tau \sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{\tau - m_\tau}{2\sigma_\tau^2}) dt$  зробимо заміну змінної  $t = \frac{\tau - m_\tau}{\sigma_\tau}$ ,

$D\tau = \sigma_\tau dt$        $\tau = a \Rightarrow t_{a,cm} = \frac{A - m_\tau}{\sigma_\tau}, \tau = b \Rightarrow t_{b,cm} = \frac{B - m_\tau}{\sigma_\tau}$ .В      результати

отримаємо кінцевий вираз  $P(a \leq x \leq b) = c \int_{\frac{A - m_\tau}{\sigma_\tau}}^{\frac{B - m_\tau}{\sigma_\tau}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} E^{-\frac{t^2}{2}} Dt$

З урахуванням означення інтегралу ймовірності

Тема 4. Фізичні основи телебачення

$(f(x) = \int_{-x}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} E^{-\frac{t^2}{2}} Dt$ , отримаємо формулу  $p(a \leq x \leq b) = c(f(\frac{b-m_x}{\Sigma_\tau}) - f(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau})$  для визначення ймовірності  $p(a \leq x \leq b)$  з використанням інтегралу ймовірності. Аналогічно можна отримати формулу для визначення ймовірності  $p(a \leq x \leq b)$

За функцією Лапласа.  $P(a \leq x \leq b) = c(\Phi(\frac{b-m_\tau}{\Sigma_\tau}) - \Phi(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau})$  при  $0 < a < b$ ,  $p(a \leq x \leq b) = c(\Phi(\frac{b-m_\tau}{\Sigma_\tau}) - \Phi(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau})$  при  $a < b < 0$  і  $p(a \leq x \leq b) = c(\Phi(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau}) + \Phi(\frac{b-m_\tau}{\Sigma_\tau})$ , при  $a < 0, b > 0$ . Таким чином для визначення ймовірності  $p(a \leq x \leq b)$  при зрізаному гаусовім розподілі випадкової величини  $x$  з довільними математичним сподіванням  $m_\tau$  і середнє квадратичним  $\sigma_\tau$  застосуванням інтегралу ймовірності чи функції Лапласа необхідно знайти еквівалентні межам інтегрування  $a, b$  довільного гаусового розподілу межі інтегрування  $t_{a,cm}, t_{b,cm}$  стандартного гаусового розподілу. У нас межі інтегрування є межі часткових інтервалів. Знайдемо ці еквівалентні межі стандартного гаусового розподілу  $t_{cm}$  за формулою  $t_{cm} = \frac{T_{дов} - M_\tau}{\Sigma_\tau} = \frac{T_{дов} - 197}{206,27}$  і занесемо у таблицю 9.

Визначимо значення функції Лапласа у точках  $t_i$ . Як вже відмічалось вище таблиця функції Лапласа складена з кроком  $h = 0,01$ . Тому для обчислювання значень функції Лапласа у проміжних точках необхідно робити інтерполяцію.

Значення функції Лапласа у точці  $t_1 = -0,95506$  вже вираховано у пункті 2.3.

Аналогічно обчислюються значення функції Лапласа і для інших точок  $t_i$ . Результати обчислювання також занесені у таблицю 9.

Таблиця 9.

$t_{доп, i}$	0	79	158	237	316	395	474	553	632	711	790
$t_{см, i}$	-0,95506	-0,57206	-1891	0,194	0,5769	0,9599	1,3429	1,7259	2,1089	2,4919	2,8749
$\Phi(t_i)$	0,3302	0,21636	0,0749	0,077	0,218	0,3394	0,4104	0,4576	0,4825	0,4937	0,4985

Тепер вже можна визначити ймовірності  $p_i = p(\tau \subseteq \Delta_i)$ .

Так  $p_i = p(-0,95506 < \tau < -0,57206) = c(\Phi(-0,95506) - \Phi(-0,57206))$

Підставимо значення нормувального множника  $c = 1,205$ , функції Лапласа і отримаємо  $p_i = 1,205(0,3302 - 0,21,636) = 0,1372$ .

Таблиця 10.

$\Delta_i$	0 - 79	79 - 158	158 - 237	237 - 316	316 - 395	395 - 474	474 - 553	553 - 632	632 - 711	711 - 790	790 - ∞
$v_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1	0
$p_i$	0,14	0,17	0,16	0,15	0,13	0,08	0,05	0,03	0,012	0,005	0,0002
$np_i$	14	17	16	15	13	8	5	3	1	0,5	0,002
$v_i - np_i$	31	4	-15	-7	-12	-2	2	5	1	0,5	-0,008
$(v_i - np_i)^2$	961	16	225	49	144	4	4	25	1	0,25	0
$\frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$	68,64	0,94	14	3,27	1,077	0,5	0,8	8,3	1	0,5	0

Тема 4. Фізичні основи телебачення

Обчислені значення  $p_i = p(\tau \subseteq \Delta_i)$  для усіх інтервалів занесені у таблицю 10. У таблицю також доцільно занести усі проміжні результати обчислювань, які потрібні для вирахування критерію:  $np_i \cdot (v_i - np_i) \cdot (v_i - np_i)^2 \cdot \frac{(v_i - np_i)^2}{Np_i}$

Усі обчислювання необхідні для заповнення таблиці 10 зручно провести за допомогою електронної таблиці excel.

Це значно скорочує час на виконання обчислювань.

Підсумовування останнього рядка таблиці дає значення критерію  $\chi^2$  - квадрат Для зрізаного гаусового розподілу  $\chi^2 = 99,027$ .

#### 7. Математична модель потоку транспортних засобів на зупинці

У результаті виконаних розрахунків отримані наступні значення критерію  $\chi^2$  - квадрат для трьох гіпотетичних законів, що були указані у завданні на курсову роботу:  $\chi_p^2 = 167,7$ ,  $\chi_n^2 = 66,765$ ,  $\chi_0^2 = 99,027$ . Таким найменше значення критерію  $\chi^2$  - квадрат отримано для показникового розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Тому маємо підставу у якості математичної моделі потоку транспортних засобів на зупинці взяти стаціонарний потік з показниковим розподілом тривалості інтервалу часу між моментами прибуття на зупинку сусідніх транспортних засобів. Щільність ймовірності цього розподілу з урахуванням обчисленого вище значення параметру  $\lambda \in f(\tau) = 0,00051e^{-0,0051\tau}$ ,  $\tau > 0$ . Потік пальма з показниковим розподілом тривалості інтервалу часу між моментами настання сусідніх подій є найпростіший потік. Це є сподіваний результат. По перше, такий висновок було зроблено після порівняльного аналізу гістограми та графіків рівномірної, показникової і гаусової щільностей ймовірності. По друге, потік, що досліджується є накладення потоків трьох маршрутів автобусів. Згідно теореми хінчина при накладенні довільних потоків створений висхідний є асимптотична найпростіший потік.

Таким чином потік транспортних засобів на зупинці є найпростіший потік з параметром  $\lambda = 0.0051$ .

Відзначимо, що за результатами перевірки гіпотези про вигляд закону розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів може бути зроблено висновок, що він не є показниковим. В ньому випадку і моделлю потоку транспортних засобів не буде найпростіший потік. Це буде потік пальма з тією щільністю ймовірності тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів, яка є найближча до гістограми вибірки тривалостей інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Необхідно мати на увазі, що отримані значення критерію згоди для двох з трьох законів розподілу можуть бути достатньо близькими. Достатньо близькими слід вважати значення, якщо вони відрізняються менше чим двадцять відсотків.

У цьому випадку потрібно провести додаткове дослідження. Можна провести перевірку гіпотези ще раз за іншими критеріями згоди. Але інші критерії згоди

Тема 4. Фізичні основи телебачення

вимагають знання точних значень параметрів гіпотетичних розподілів. Тому для уточнення закону розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів потрібно збільшити обсяг вибірки і знову провести її повне дослідження.

## **Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем**

### **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 перетвориться 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.



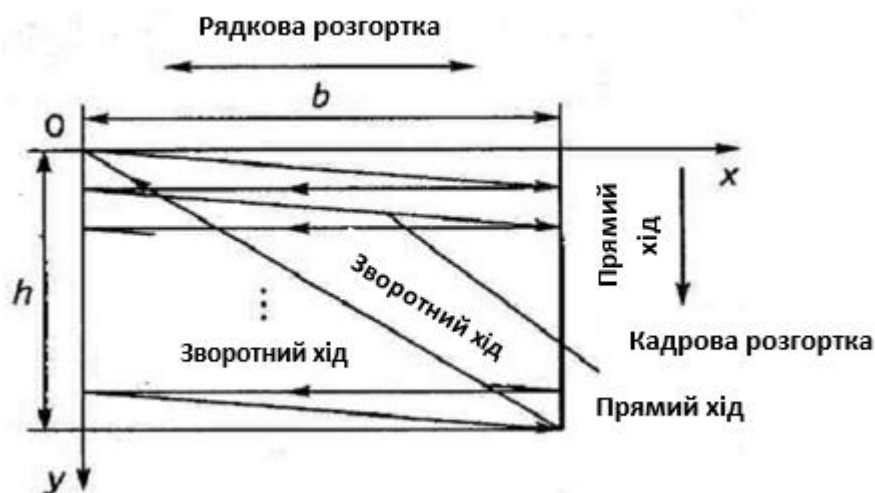


Рис. 1. Схема утворення растра при прогресивній розгортці зображення

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 порядковою або прогресивною. При порядковій розгортці за один період кадрової розгортки відбувається передача нерухомого зображення, званого кадром.

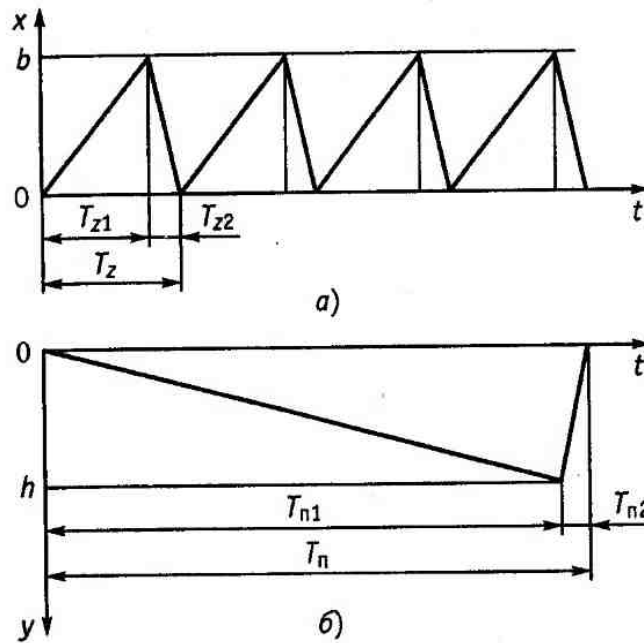


Рис. 2. Тимчасові графіки руху розгортуючих елементів. Прогресивній розгортці:

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:

$$z = 2m + 1, \quad 2f_z = (2m + 1)f_n,$$

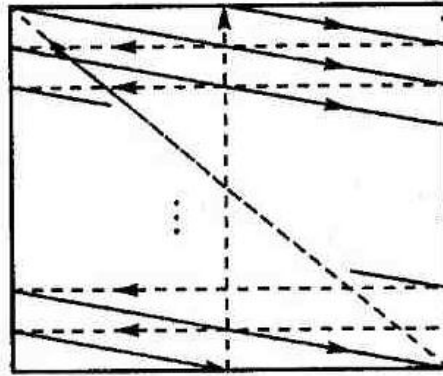


Рис. 3. Структура телевізійного кадру при чересстрочній розгортці.

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:

$$F_z = 625 \cdot 25 \text{ гц} = 15625 \text{ гц}$$

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 :

$$T_n = 1/f_n = t_{n1} + t_{n2} = 1/50 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 20 \text{ мс}$$

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:

$$T_{n2} = 20 t_z = 64 \cdot 10^{-6} \cdot 25 = 1.6 \text{ мс}$$

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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

( $\gamma = 625$ ) 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 ( $2fz = 31250$  гц) до стандарту з чергуванням рядків, з частотою кадрів 25 гц і вдвічі меншою частотою рядків ( $fz = 15\ 625$  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  $f = 25$  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:

$$Z = 2a_{\text{в}} / k_{\text{кч}} k_{\text{кпч}} Q_{\text{мін}}$$

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 сприйманої вертикальної 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,  $p_n$ , і що відтворюються, в  $p_v$  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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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  $h$ :  $k_{\phi} = b/h$ .

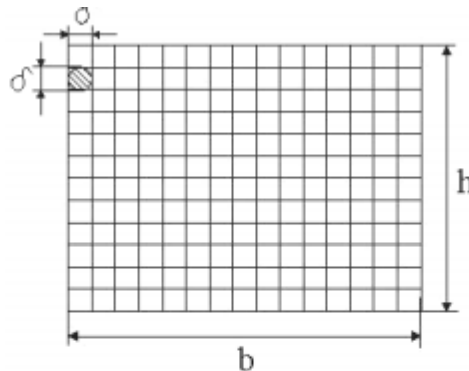


Рис. 4

#### 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:  $k = \frac{\text{яскравість тах світлової ділянки}}{\text{Яскравість тах темної ділянки}}$ , в тб  $\approx 100$ .

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

Найважливішими параметрами відеосигналу є динамічний діапазон і смуга частот. Приклад розрахунку такої.

динамічний діапазон по напрузі

$$D_u = u_{\max} / u_{\min}$$

Де  $u_{\max}$  і  $u_{\min}$  – 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,  $f_{\max} = n * n/2$ , 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.

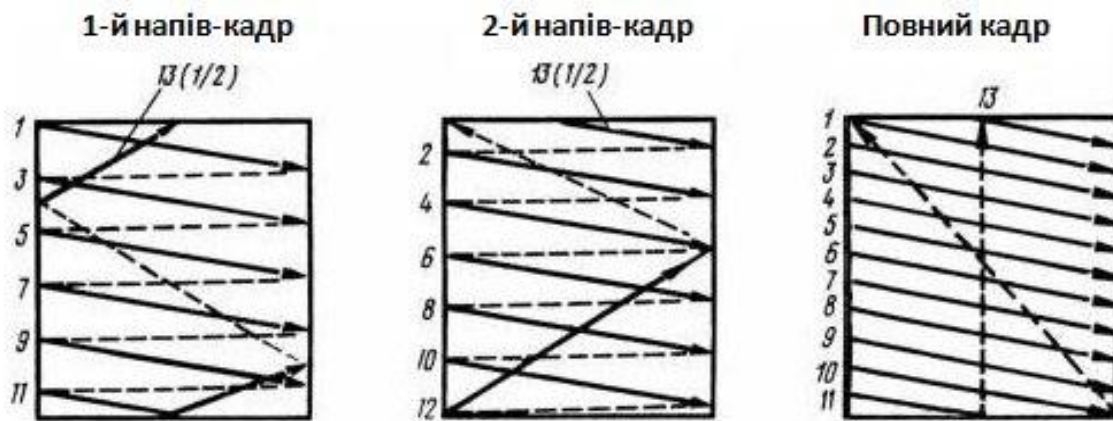
1. Яким способом здійснюється розгортка телевізійного зображення?

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. Основні принципи функціонування телевізійних систем виходить, що в секунду передається не 25, а як би 50 кадрів. Кожне поле містить 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 рядки. 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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

$$t_z = t_n / z = 2t_k / z = 1/15625 \text{ с} = 64 \text{ мкс.}$$

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 гасять 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 гасять 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. Основні принципи функціонування телевізійних систем  
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.

## Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

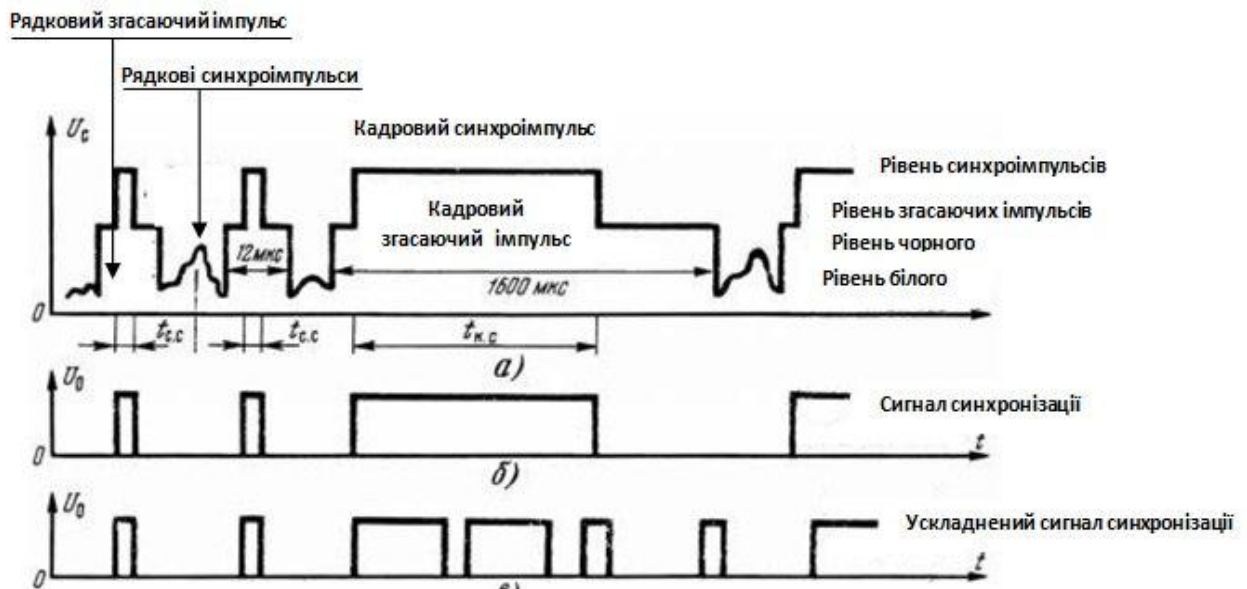


Рис.5 пояснення призначення згасаючих імпульсів, передаючих сумісно з відеосигналом.

### 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.

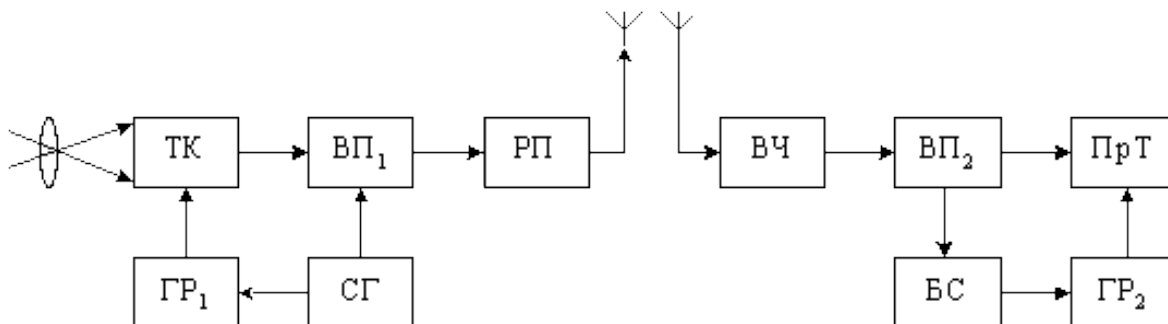


Рис. 6. Структурна схема телевізійної системи:

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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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 світлової 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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

Удосконалення тпк пов'язане зі зменшенням їх габаритів і маси і збільшенням їх автономності. Так, створені однотрубочні кольорові тпк. (з кодованим 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 кодуємим 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).

завичай 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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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 підсилувати 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 гґсґф.

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

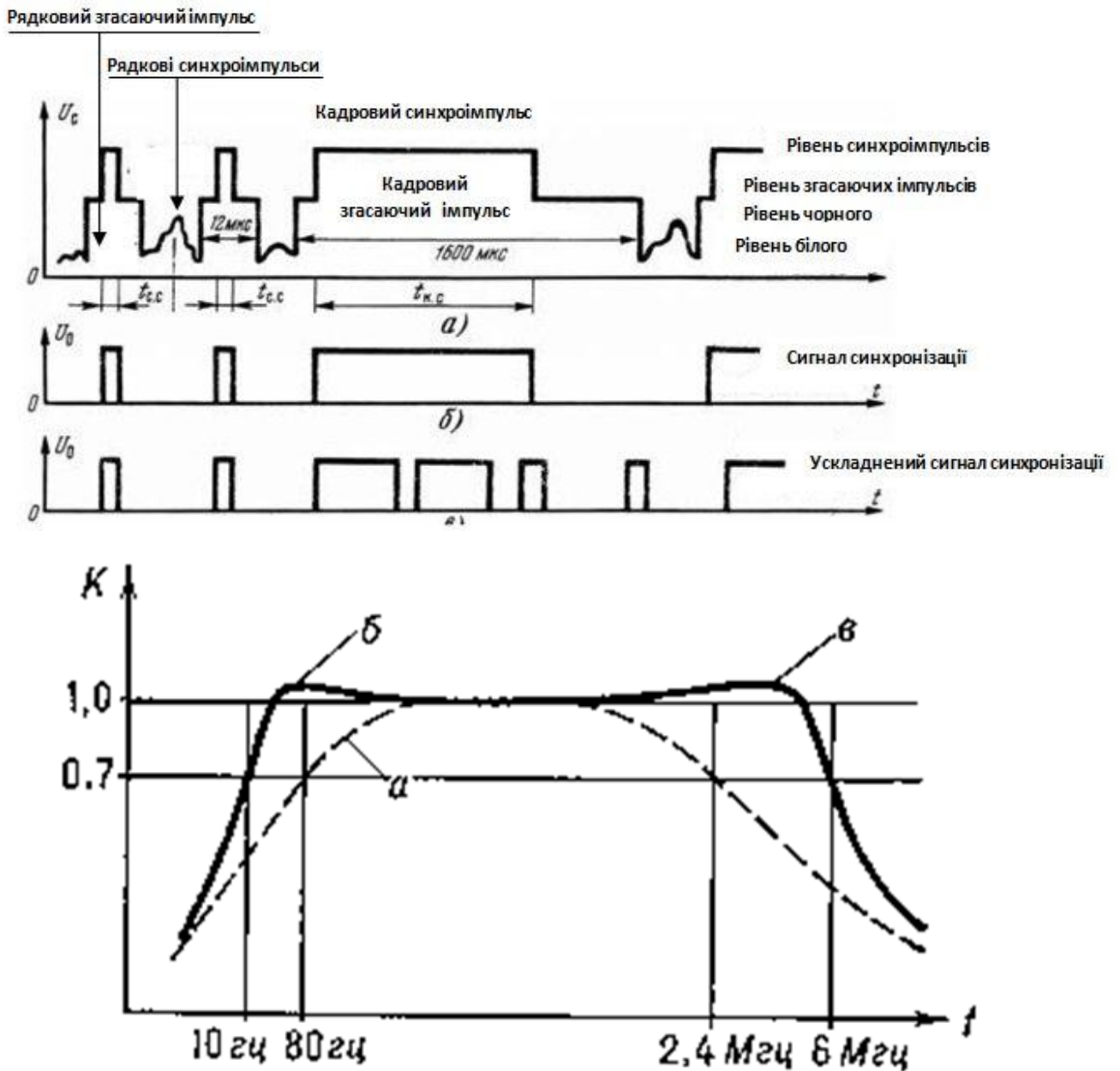


Рис. 7. Пояснення призначення згасаючих імпульсів, передаючих сумісно з відеосигналом.

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.

Синхрогенератор - електронне пристрій, що виробляє різні види імпульсів заданої форми і з належними тимчасовими зрушеннями між ними.

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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.

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.

В передавачому пристрої виробляється модуляція несучої повним телевізійним сигналом, після чого модульований сигнал надходить в канал зв'язку.

Канал зв'язку



Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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 еом і 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 і становить десятки мбіт/с. Селекторний канал використовується для сполучення із зовнішньою магнітною пам'яттю і переключастся 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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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 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. Основні принципи функціонування телевізійних систем

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 фокусуємого 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 тіньової 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 напругу живлення кінескопа і електронних ламп.



Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

День 1	День 2	День 3	День 4	День 5
12	18	59	507	140
56	50	24	12	250
456	97	662	96	59
303	550	45	25	559
68	75	157	554	52
14	446	485	56	98
95	35	525	258	5
3	79	69	254	556
12	14	44	52	14
512	84	23	120	58
370	592	6	15	251
49	659	47	45	66
22	215	153	25	120
459	5	782	7	263
607	120	145	155	125
158	63	128	255	58
9	99	512	414	96
298	154	485	52	442
125	56	19	36	492
	417	29	84	549

3.2. Обчислювання оцінок математичного сподівання і дисперсії

У отримані вирази для оцінок параметрів усіх трьох законів розподілу входять оцінки математичного сподівання  $m_{\tau}^*$ , і дисперсії  $d_{\tau}^*$ . Визначимо їх.

Відомі формули для обчислювання цих оцінок  $m_{\tau}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tau_i$ ,  $D_{\tau}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\tau_i - M_{\tau}^*)^2$

Тут:  $\tau_i$ - вибіркові значення тривалості інтервалу,  $n$ - об'єм вибірки. Для обчислювання значень оцінок скористуємося можливостями електронної таблиці excel. Занесемо у комірки "a1 a2..... A100" вибіркові значення  $\tau$ , виділимо комірку "a101" і натиснемо кнопку автосума  $\Sigma$

В результаті у комірці "a 101" отримуємо значення суми вибірових значень  $\Sigma = 19684$ . Тепер легко вирахувати оцінку математичного сподівання  $m_{\tau}^* = \frac{19684}{100} = 196,84$

Для обчислювання оцінки дисперсії  $d_{\tau}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\tau_i - M_{\tau}^*)^2$  у стовпці "в" отримуємо центровані значення тривалості інтервалів для чого у комірку "в1" запишемо формулу =a1-196,84 і активізуємо комірки "в1 ...в100", що і забезпечить заповнення комірок "в1..в100" значеннями  $\tau_i - M_{\tau}^*$ .  $i = 1...100$ . Щоб отримати значення  $(\tau_i - M_{\tau}^*)^2$  в комірку "с1" занесемо формулу = в1\*в1 і активізуємо комірки "с1...с100". У результаті чого комірки с1 ... С100 будуть

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем  
заповнені значенням  $(\tau_i - M_\tau^*)^2$  для підсумовування їх вмісту достатнє виділити комірку "c101" і натиснемо кнопку  $\Sigma$  автосума. У комірці c101 отримаємо значення суми 4254727. Вирахуємо оцінку і дисперсії

$D_\tau^* = \frac{4254727}{100} = 42547,271$  і середнє квадратичне відхилення  $\sigma_\tau^* = \sqrt{D_\tau^*} = \sqrt{42547,27} = 206,2698 = 206,27$ . Фрагмент результатів розрахунку з використанням ексел приведено у таблиці 2.

Таблиця 2

№	A. $\tau_i$	B. $(\tau_i - m^*)$	C. $(\tau_i - m^*)^2$
1	12	-184,84	34165,83
2	56	-140,84	19835,91
3	456	259,16	67163,91
4	303	106,16	11269,95
5	68	-128,84	16599,75

97	96	-100,84	10168,71
98	442	245,16	60103,43
99	492	295,15	87119,43
100	549	352,16	124016,7
SUM	19684		4254727

### 3.3. Обчислювання оцінок параметрів законів розподілу і отримання виразів для щільностей ймовірності гіпотетичних законів розподілу

Отримані значення оцінок математичного сподівання і дисперсії дозволяють обчислити і значення параметрів гіпотетичних законів розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Так для рівномірного розподілу

$$A^* = M_\tau^* - \sqrt{3d_\tau^*} = M_\tau^* - \Sigma_\tau^* \sqrt{3}$$

$$B^* = M_\tau^* + \sqrt{3d_\tau^*} = M_\tau^* + \Sigma_\tau^* \sqrt{3}$$

Підставляємо в ці формули отримані значення

Оцінок маємо:  $a = 196,84 - 206,27 * 1,732 = -160,42$ ,

$B = 196,84 + 206,27 * 1,732 = 554,1$ . Але тривалість інтервалу не може бути від'ємною. Тому приймемо  $a = 0$  і знайдемо  $b^*$  за формулою  $b^* = 2m_\tau^*$ . Маємо  $b = 2 * 196,84 = 393,68 = 394$  і щільність ймовірності має вигляд  $f(\tau) = \frac{1}{394} \approx 0,00254$ ,  $\tau \in [0; 394]$ . Зазначимо, якщо отримано  $a^* \geq 0$  то не має необхідності приймати  $a = 0$ . З аналізу початкової вибірки ( таблиця 1 ) робимо висновок, що вона не може належати отриманому закону розподілу, бо має вибірккові значення більші ніж 394. Тому візьмемо  $b = \tau_{\max}$ , тобто рівне максимальному значенню тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Для цього використаємо можливість ексел

Сортувати числа по зростанню. Помітимо комірки a1, , a100, натиснемо кнопку " сортировка по возрастанию" а і отримуємо упорядковану з зростання вибірку ( таблиця 3 )

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

Таблиця 3

3	5	5	6	7	9	12	12	12	14
14	14	15	18	19	22	23	24	25	25
29	35	36	44	45	45	47	49	50	52
52	52	56	56	56	58	58	59	59	63
66	68	69	75	79	84	84	95	96	96
97	98	99	120	120	120	125	125	128	140
145	153	154	155	157	158	215	250	251	254
255	258	263	298	303	370	414	417	442	446
456	459	485	485	492	507	512	512	525	549
550	554	554	556	559	592	607	659	662	782

Таким чином  $\tau_{\max} = 782$  і  $f(\tau) \frac{1}{782} = 0.001279$ ,  $\tau \in [0; 782]$ . Визначаємо значення параметру  $\lambda$  показникового розподілу  $\lambda^* = \frac{1}{m_{\tau}^*} = \frac{1}{196,84} \approx 0,0051$  і запишемо вираз для щільності ймовірності  $f(\tau) = 0,0051e^{-0,0051\tau}$ ,  $\tau \geq 0$  гіпотетичного розподілу. У гаусовому законі параметрами розподілу є математичне сподівання  $\tau$ , і середнє квадратичний відхил  $\sigma_{\tau}$ . Оцінки яких вже визначено. Тому запишемо щільність ймовірності гіпотетичного гаусового розподілу

$$F(\tau) = \frac{1}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp}\left(-\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2}\right), \tau \in (-\infty; \infty)$$

Але у нашому випадку  $\tau \in [0, \infty]$ , тому необхідно використовувати зрізаний гаусів розподіл

$$f(\tau) = \frac{c}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp}\left(-\frac{(\tau-196,84)^2}{2(206,27)^2}\right), \tau \in (-\infty; \infty) \text{ множник } c$$

Визначають з умови нормування щільності ймовірності  $\int_0^x f(\tau)d\tau = 1$  маємо

$$\int_0^x \frac{c}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp}\left(-\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2}\right) d\tau = 1$$

Зробимо заміну змінної  $t = \frac{\tau-196,84}{206,27}$  і отримуємо  $\int_{0-196,84}^x \frac{c}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp}\left(-\frac{t^2}{2}\right) Dt = 1$ ,

інтеграл  $\int_0^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$  отримав назву функції лапласа  $\Phi(x)$ , яка табульована.

Тому рівняння для множника  $c$  приймає вигляд  $c(\Phi(-0,9506) + \Phi(\infty)) = 1$ , або з врахуванням властивостей функції лапласа  $c(\Phi(0,95,43) + 0.5) = 1$ . Значення функції лапласа визначимо з таблиці (додаток 2). Ця таблиця складена з кроком  $h=0,01$  тому за нею можна визначити тільки значення  $\Phi(0.95)=0.3289$  і  $\Phi(0.96)=0,3315$ . Для визначення  $\Phi(0,9506)$  треба виконати інтерполяцію. Виконаємо лінійну інтерполяцію.

Для цього згідно положень числових методів необхідно записати рівняння прямої  $y(t)$ . Що проходить через сусідні з  $t=0,9506$  вузли таблиці і вирахувати  $y(t_1)$ . З аналітичної геометрії рівняння прямої  $y(x)$ . Що проходить через

Точки  $(y_1, x_1)$  і  $(y_2, x_2)$  має вигляд  $y(x) = y_1 + (x - x_1) \frac{(y_2 - y_1)}{(x_2 - x_1)}$ . Прийmemo до уваги, що функція лапласа парна  $\Phi(-t) = \Phi(t)$ - сусідніми для  $t=0.9506$  у

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

таблиці є точки  $t = 0,95; \Phi(0,95) = 0,3289$  і  $t = 0,96; \Phi(0,96) = 0,3315$ . Запишемо рівняння прямої  $y = \{i\}$ , що проходить через ці точки. Для цього у вираз для прямої, що проходить через дві точки підставимо  $(y_1 = 0,3289, x_1 = 0,95)$ .

$$(y_2 = 0,3315, x_2 = 0,96. Y(t) = 0,3289 + (t - 0,95) \frac{0,3315 - 0,3289}{0,96 - 0,95} =$$

$= 0,3289 + (t - 0,95)0,26$ . Підставляємо  $t = 0,9506$ . У результаті отримаємо

$\Phi(0,95,506) \approx 0,33$  і знаходимо  $c = C(0,33 + 0,5) = 1; 0,83c = 1, c = 1/0,83 \approx 1,205$ . Тепер можна записати остаточний вираз щільності ймовірності гіпотетичної

$$\text{зрізаного гаусового розподілу } f(\tau) = \frac{1,205}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right) \tau \in [0; \infty]$$

Зробимо арифметичні обчислення для спрощення цього виразу, що буде зручно при побудові графіку щільності ймовірності

$$f(\tau) = 0,0023306 e^{-\frac{(\tau - 196,84)^2}{85094,62}}, \tau \in [0; \infty].$$

#### 4. Отримання статистичного розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів

Статистичний розподіл отримаємо у вигляді інтервальних розподілів частот, відносних частот та щільності відносних частот вибірки. Для цього необхідно інтервал можливих значень випадкової величини чи розмах вибірки  $-\tau_{\max} - \tau_{\min}$  розбити на  $r$  часткових інтервалів  $\Delta_i, i = 1, \dots, r$  і визначити кількості вибірових значень  $r_i$ . Що потрапили в ці часткові інтервали. У нашій вибірці  $\tau_{\min} = 0, \tau_{\max} = 782$ . Розіб'ємо інтервал можливих значень випадкової величини на десять часткових інтервалів, тобто  $r = 10$ . Для зручності розбиття візьмемо розмах вибірки  $\tau_{\max} - \tau_{\min} = 790$ . Тобто  $\tau_{\max} = 790$ , що практично не вплине на точність результатів дослідження. При цьому довжина часткових інтервалів  $\Delta_{\tau_i}$  буде однаковою і дорівнювати  $\Delta_{\tau_i} = 79$ , а їх верхні межі  $\Delta_{1B} = 79, \Delta_{2B} = 158,$

$\Delta_{3B} = 237, \Delta_{4B} = 316, \Delta_{5B} = 395, \Delta_{6B} = 474, \Delta_{7B} = 553, \Delta_{8B} = 632, \Delta_{9B} = 711, \Delta_{10B} = 790$ . Для визначення частот вибірових значень кожного часткового інтервалу  $v$  використаємо отриману раніше упорядковану вибірку (таблиця 3). Не важко підрахувати кількість вибірових значень у кожному частковому інтервалі. Вибіркові значення, які точно дорівнюють межах між інтервалами необхідно нараховувати до одного з сусідніх інтервалів. Винятком при цьому є першій та останні інтервали, у які необхідно включити обидві межі, щоб не було пропущених (не урахованих) точок у інтервалі можливих значень випадкової величини. У цьому прикладі будемо відносити такі вибіркові значення до лівого інтервалу, тобто включати верхню межу у інтервал. Результати підрахунку частот наведені у таблиці 4. У таблиці 4 наведені також відносні частоти  $\omega_i$  відношення частот до обсягу вибірки  $\omega_i = \frac{V_i}{N}$  та щільності відносних частот вибірки  $f_i^*$  - відношення відносних частот до довжини часткового інтервалу  $f_i^* = \frac{\omega_i}{\Delta_i}$



Таблиця 4.

$\Delta_i$	0 - 79	79 - 158	158 - 237	237 - 316	316 - 395	395 - 474	474 - 533	533 - 632	632 - 711	711 - 790
$V_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1
$\omega_i$	0,45	0,21	0,01	0,08	0,01	0,06	0,07	0,08	0,02	0,01
$f_i^*$	0,0057	0,00266	0,000127	0,001	0,000127	0,00076	0,00089	0,001	0,00025	0,000127

Побудуємо графік щільності відносних частот вибірки, що називається гістограмою і є статистичним аналогом щільності ймовірності, рисунок 1.

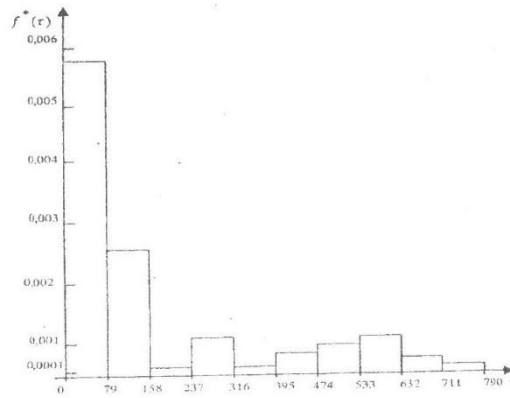


Рис. 1.

Відзначимо, що кількість часткових інтервалів на які розбивається область можливих значень випадкової величини визначає розрізняюванісну здатність методу побудови гістограми, тобто наскільки повно вона відтворює особливості форми статистичного закону розподілу вибірки. Тому кількість часткових інтервалів для побудови гістограми слід брати як можна більше.

### 5.1. Порівняння гістограми з графіками (щільностей ймовірності гіпотетичних законів розподілу

Очевидно, що для рівномірного розподілу ніяких обчислювань виконувати не потрібно. Щільність ймовірності рівномірного розподілу постійна у інтервалі існування випадкової величини. Цей інтервал визначено вище і є  $[0: 790]$ , тому щільність ймовірності  $f_p \tau 0 = 0.00127$ . Графік рівномірної щільності ймовірності  $f_p(\tau)$  разом з гістограмою зображені на рисунку 2.

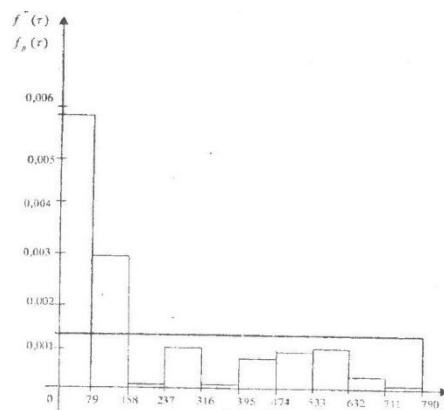


Рис. 2.

Для побудови графіків щільностей ймовірності показникового і гаусового

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

розподілів врахуємо значення щільностей ймовірності  $f(\tau_i)$ . Значення аргументу візьмемо рівними межах часткових інтервалів –  $\tau_i = \Delta_{iB}$

Обчислювання можна виконати як на калькуляторі, так і з використанням електронної таблиці excel. При застосуванні excel, необхідно у комірки a1...a11 занести значення  $\tau_i$ . У комірку b1 записати згідно правил застосування excel, формулу  $= 0,0051 * e^{-0,005\tau}$  для обчислювання значень щільності ймовірності показникового розподілу  $f(\tau) = 0,0051 * e^{-0,005\tau}$ ,  $\tau \geq 0$  отримати результат обчислювання. Аналогічно виконуються обчислювання значень щільності ймовірності гаусового розподілу за формулою

$$F(\tau) = \frac{1,205}{206,27\sqrt{2\pi}} \text{Exp} \left( -\frac{(\tau - 196,84)^2}{2(206,27)^2} \right), \tau \in [0; \infty]$$

Таблиця 5.

$\tau_i$	0	79	158	237	316	395	474	553	632	711	790
$f_n(\tau_i)$	0,00508	0,00340	0,00277	0,00152	0,00102	0,00068	0,00045	0,00031	0,00020	0,000137	0,00009
$f_s(\tau_i)$	0,00147	0,00198	0,00229	0,22894	0,00197	0,00147	0,00094	0,00052	0,00025	0,000104	0,00005

Значення щільностей ймовірності у таблиці 5 врахувано для меж інтервалів проведеного розбиття області можливих значень досліджуваної випадкової величини. Відзначимо, що кількість точок  $n$  і їх значення  $\tau_i$ ,  $i=1, n$  при обчислюванні значень щільності ймовірності  $f(\tau_i)$  має бути такими щоб графік щільності ймовірності відображав усі особливості її форми. Для цього необхідно визначити особливі точки функції щільності ймовірності, якими є точки екстремумів - максимумів, мінімумів і перегинів. У нашому випадку екстремуми має тільки гаусова щільність ймовірності. Це максимум при  $\tau_{\max} = m_\tau$  і перегині при  $\tau_{\text{пер}1} = m_\tau - \Sigma_\tau$ ,  $\tau_{\text{пер}2} = m_\tau + \Sigma_\tau$  для отриманої вибірки  $\tau_{\max} = 196,84$ .  $\tau_{\text{пер}1} = -9,43$ ,  $\tau_{\text{пер}2} = 403,11$

Ці точки перетину мають місце для повного гаусового розподілу, коли  $\tau \in (-\infty, \infty)$ . у нашому випадку розглядається зрізаний гаусів розподіл тому існує лише друга точка перетину.

Врахуємо значення щільності ймовірності в цих точках.

$$F(196,84) = 0.0023306. F(403.11) = 0.001414.$$

Графіки показникової і гаусової щільностей ймовірності сумісно з гістограмою зображені на рисунках 3 і 4 відповідно.

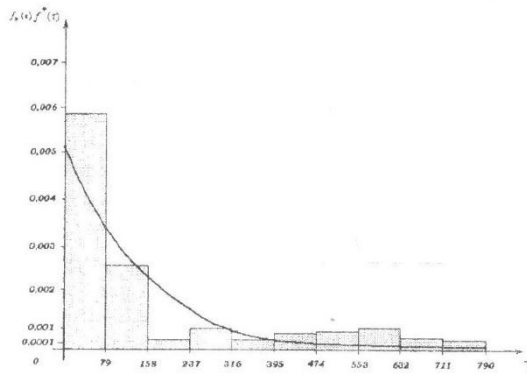


Рис. 3.

Малюнки у курсовій роботі можна виконати різними способами, цьому посібнику малюнки 1 і 2 виконані у середовищі текстового редактору word у режимі " малювання". Малюнки 3 і 4 виконані у середовищі електронної таблиці excel у режимі " мастер діаграмм .

Укажемо, що усі малюнки можна виконати і за допомогою інструментів для креслення, якщо у розпорядженні виконавця курсової роботи не має комп'ютера.

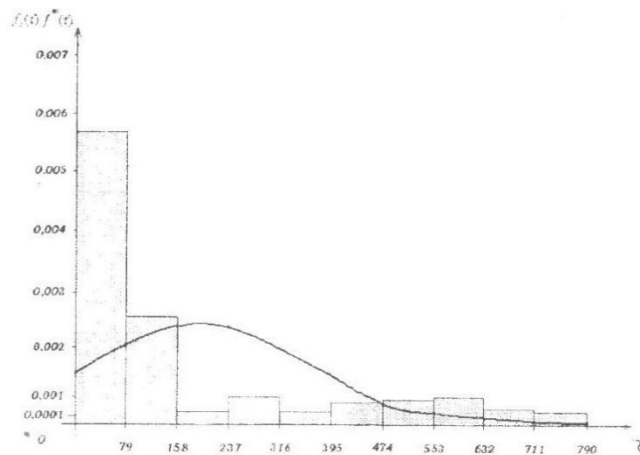


Рис. 4.

Порівняльний аналіз гістограми та графіків рівномірної, показникової і гаусової (щільностей ймовірності також дозволяє висловити припущення, що найбільш близькою до гістограми є показникова щільність ймовірності. Другим з близькості до гістограми при візуальному аналізі можна взяти зрізаний гаусів розподіл. А найбільшу відмінність від гістограми має рівномірний розподіл. Але це є якісний висновок. Для отримання кількісної характеристики ступеню близькості вибірки до гіпотетичного закону розподілу необхідно застосувати один з критеріїв згоди. Усі критерії згоди основані на вираховуванні деякої міри відмінності  $d$  поміж гіпотетичним  $f(x)$  і статистичним  $f^*(x)$  законами розподілу досліджуваної випадкової величини  $x$ . Найбільш часто використовуються три критерії: критерій колмогорова, критерій  $\omega$  (омега-квадрат) і критерій  $\chi^2$  (хі-квадрат). У критерії колмогорова мірою відмінності є

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем  
 модуль максимальної різниці між гіпотетичним і статистичним законами  
 розподілами  $f(x)$  і  $f^*(x)$ ,

$$d = \max|f(x) - F^*| \cdot F(x) \text{ і } f^* \quad d = \max|f(x) - F^*(x)|$$

У критерії  $\omega^2$  (омега-квадрат) мірою відмінності є інтегральна сума

$$\text{Квадрата різниці } f(x) \text{ і } f^*(X) \quad d = \omega^2 = \int_{-x}^x (f(x) - F^*(X))^2 df(x)$$

Користуватися цією формулою не зручно, бо необхідно інтегрувати квадрат різниці безперервної функції  $f(x)$  і ступінчатої  $f^*(x)$ . Обчислення таких інтегралів має певні труднощі, тому для полегшення обчислювальної процедури отримана друга форма виразу для критерію омега-квадрат

$$\Omega^2 = \frac{1}{12n^2} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f(x_i) - \frac{2i-1}{2n})^2.$$

В цій формулі  $n$  - обсяг вибірки,  $f(x)$  - значення гіпотетичної функції розподілу  $f(x)$  у точках, де аргумент  $x$  дорівнює вибірковим значенням  $x_i$ . У критерії  $\chi^2$  (хі-квадрат) мірою відмінності гіпотетичного і статистичного розподілів є сума квадратів нормованих різниць кількості вибіркових значень  $v_i$  що потрапили у

Частковий інтервал  $\Delta_i$  теоретичної кількості значень  $np_i$ , що мали потрапити у цей інтервал для обсягу вибірки  $n$  при справедливості гіпотетичного розподілу. Тут  $p_i$  ймовірність прийняття випадковою величиною значення у цьому частковому інтервалі. Формула для обчислювання значення критерію  $\chi^2$  (хі-квадрат) має

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$$

Відомо, що критерій колмогорова і критерій  $\omega^2$  (омега-квадрат) дозволяється використовувати у випадку, якщо гіпотетичні розподіл відомо повністю. Тобто відомі не тільки функціональний вигляд закону розподілу, а і точні значення параметрів розподілу. У критерії згоди хі-квадрат визначення параметрів розподілу з вибірки ураховується зменшенням кількості ступенів свободи розподілу  $\chi^2$ . так як у нашому випадку параметри гіпотетичних законів розподілу визначено з вибірки, то для перевірки гіпотези про закон розподілу застосуємо критерій згоди  $\chi^2$  (хі-квадрат).

Для вирахування міри відміни гіпотетичного і статистичного розподілів за критерієм згоди  $\chi^2$  зокрема кількості вибіркових значень, що потрапили у частковий інтервал - частот  $v_i$ . Які вже визначені у пункті 2.4 необхідно визначити і кількості значень. Що мали потрапити у цей інтервал для обсягу вибірки  $n$  при справедливості гіпотетичного розподілу –  $np_i$ . Для визначення цих теоретичних частот необхідно знати  $p_i$  ймовірності прийняття випадковою величиною значення у часткових інтервалах  $\Delta_i$   $p_i = P(\tau \in \Delta_i)$

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

6.1. Перевірка гіпотези про рівномірний закон розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів.

Для рівномірного розподілу ймовірність прийняття випадкової величиною значення у інтервалі  $[c; d]$  дорівнює відношенню довжини цього інтервалу  $d - c$  до довжини інтервалу існування випадкової величини,  $b - a$ ,  $p = \frac{c-d}{b-a}$

У нашому випадку довжині усіх часткових інтервалів однакові і дорівнюють  $\Delta_i = 79$ . Тому і ймовірність прийняття тривалістю інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів також однакові і дорівнюють  $p_i = \frac{79}{790} = 0,1$ .

Однаковими є і теоретичні кількості значень, що мали потрапити у ці інтервали для обсягу вибірки  $n = 100$  при справедливості рівномірного розподілу  $np_i = 10$ . Для зручності вирахування значення критерію  $\chi^2$  усі проміжні результати помістимо у таблицю 6.

Таблиця 6.

$\Delta_i$	0 - 79	79 - 158	158 - 237	237 - 316	316 - 395	395 - 474	474 - 553	553 - 632	632 - 711	711 - 790
$v_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1
$p_i$	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
$np_i$	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
$v_i - np_i$	35	11	-9	-2	-9	-4	-3	-2	-8	-9
$(v_i - np_i)^2$	1225	121	81	4	81	16	9	4	64	81
$\frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$	122,5	12,1	8,1	0,4	8,1	1,6	0,9	0,4	6,4	8,1

За результатами таблиці не складає труднощі вирахувати значення критерію згоди  $\chi^2$ -квадрат.

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{10} \frac{(v_i - np_i)^2}{np_i} = 167,7$$

розрахунки для заповнення таблиці обчислювання значення  $\chi^2$  доцільно виконати з використанням електронної таблиці ехсеї.

6. 2. Перевірка гіпотези про показниковий закон розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів

Отримаємо загальну формулу для визначення ймовірності прийняття випадкової величиною  $x$  з показниковим розподілом значень у інтервалі  $[c; d]$ . Згідно наведених вище формул

$$P(c \leq x \leq d) = \int_c^d \lambda e^{-\lambda x} dx = -e^{-\lambda x} \Big|_c^d = e^{-\lambda c} - e^{-\lambda d}$$

$$F(x) = \int_0^x \lambda e^{-\lambda x} dx = 1 - e^{-\lambda x} \quad \text{і} \quad p(c \leq x \leq d) = f(d) - f(c) = (1 - e^{-\lambda d}) - (1 - e^{-\lambda c})$$

Також дорівнює  $e^{-\lambda c} - e^{-\lambda d}$  для обчислювання ймовірностей  $p(\tau \in \Delta_i)$  зручніше скористатися функцією розподілу  $f(\tau) = 1 - e^{-\lambda \tau}$ . Підставимо визначене

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

чисельне значення оцінки параметру  $\lambda$  розподілу  $\lambda^* = 0,0051$  і обчислимо значення функції розподілу  $f(\tau) = 1 - e^{-0,0051\tau}$  для верхніх меж часткових інтервалів  $\Delta_{1B} = 79, \Delta_{2B} = 158, \Delta_{3B} = 237, \Delta_{4B} = 316, \Delta_{5B} = 395, \Delta_{6B} = 474, \Delta_{7B} = 553, \Delta_{8B} = 632, \Delta_{9B} = 711, \Delta_{10B} = 790$ . Це буде достатньо для визначення

Ймовірностей  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$ . Обчислювання проведемо з використанням можливостей електронної таблиці excel. Занесемо у комірки "a1, a2, ..., a10" значення  $\Delta_i$ , у комірці в1 запишемо формулу  $= 1 - e^{-0,0051\lambda}$  активізуємо комірки в1 в10 у яких і отримаємо обчислені значення  $f(\Delta_m)$ , які наведені

У таблиці 7.

Таблиця 7.

$\Delta_m$	79	158	237	316	395	474	553	632	711	790
$F(\Delta_m)$	0,3316	0,5533	0,7014	0,800	0,8666	0,9108	0,9404	0,9602	0,9734	0,9822

Визначимо ймовірності  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$  і занесемо їх значення у таблицю 8. При цьому необхідно прийняти до уваги, що випадкова величина  $\tau$  з показниковим розподілом приймає значення у інтервалі  $[0; \infty)$ . Тому при обчислюванні значення міри розбіжності  $\chi^2$  треба урахувати і інтервал  $[790; \infty)$ . Так як  $f(\infty) = 1$  то  $P(\tau \subseteq [790; \infty)) = f(\infty) - f(790) = 1 - 0,9822 = 0,0178$

Таблиця 8.

$v_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1	0
$p_i$	0,332	0,222	0,161	0,099	0,066	0,045	0,029	0,013	0,012	0,007	0,018
$np_i$	33,2	22,2	16	10	6,6	4,5	2,9	1,3	1,2	0,7	1,8
$v_i - np_i$	11,8	-1,2	-15	-2	-5,6	1,5	4,1	6,7	0,8	0,3	-1,8
$(v_i - np_i)^2$	139,24	1,44	225	4	31,36	2,25	16,81	44,9	0,64	0,09	3,24
$\frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$	4,2	0,065	14,06	0,4	4,75	0,5	5,8	34,53	0,53	0,13	1,8

При заповненні таблиці 8 проводилося округлення чисел щоб не захарашувати її комірки. Підсумовування останнього рядка таблиці 8 дає значення критерію згоди хі-квадрат для показникового розподілу,  $\chi_n^2 = 66,765$ .

### 6. 3. Перевірка гіпотези про гаусів закон розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів

Порядок обчислювання ймовірностей  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$  при звичайному  $\tau \subseteq (-\infty, \infty)$  гаусовому законі розподілу тривалості інтервалу  $\tau$  між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів вже розглянуто при визначенні нормувального коефіцієнта  $c$  зрізаного гаусового розподілу у пункті 2.3.

Розглянемо особливості обчислювання ймовірностей  $p_i = P(\tau \subseteq \Delta_i)$  для зрізаного гаусового розподілу. Згідно властивостям будь якої щільності ймовірності  $f$  для зрізаного гаусового розподілу маємо  $P(a \leq x \leq b) =$

$$\int_A^b \frac{c}{\sigma_\tau \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\tau - m_\tau}{2\sigma_\tau^2}\right) d\tau \text{ зробимо заміну змінної } t = \frac{\tau - m_\tau}{\sigma_\tau}$$

Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем

$$D\tau = \sigma_\tau dt \quad \tau = a \Rightarrow t_{a,cm} = \frac{A-m_\tau}{\Sigma_\tau}, \tau = b \Rightarrow t_{b,cm} = \frac{B-m_\tau}{\Omega_\tau}. B \quad \text{результаті}$$

$$\text{отримаємо кінцевий вираз } p(a \leq x \leq b) = c \int_{a-m_\tau}^{B-m_\tau} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} E^{-\frac{t^2}{2}} Dt$$

З урахуванням означення інтегралу ймовірності

$(f(x) = \int_{-x}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} E^{-\frac{t^2}{2}} Dt$ , отримаємо формулу  $p(a \leq x \leq b) = c(f(\frac{b-m_x}{\Sigma_\tau}) - f(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau}))$  для визначення ймовірності  $p(a \leq x \leq b)$  з використанням інтегралу ймовірності. Аналогічно можна отримати формулу для визначення ймовірності  $p(a \leq x \leq b)$

За функцією лапласа.  $P(a \leq x \leq b) = c(\Phi(\frac{b-m_\tau}{\Sigma_\tau}) - \Phi(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau}))$  при  $0 < a < b$ ,  $p(a \leq x \leq b) = c(\Phi(\frac{b-m_\tau}{\Sigma_\tau}) - \Phi(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau}))$  при  $a < b < 0$  і  $p(a \leq x \leq b) = c(\Phi(\frac{a-m_\tau}{\Sigma_\tau}) + \Phi(\frac{b-m_\tau}{\Sigma_\tau}))$ , при  $a < 0, b > 0$ . Таким чином для визначення ймовірності  $p(a \leq x \leq b)$  при зрізаному гаусовім розподілі випадкової величини  $x$  з довільними математичним сподіванням  $m_\tau$  і середнє квадратичним  $\sigma_\tau$  застосуванням інтегралу ймовірності і чи функції лапласа необхідно знайти еквівалентні межам інтегрування  $a, b$  довільного гаусового розподілу межі інтегрування  $t_{a,cm} t_{b,cm}$  стандартного гаусового розподілу. У нас межі інтегрування є межі часткових інтервалів. Знайдемо ці еквівалентні межі стандартного гаусового розподілу  $t_{cm}$  за формулою  $t_{cm} = \frac{T_{дов} - M_\tau}{\Sigma_\tau} = \frac{T_{дов} - 197}{206,27}$  і занесемо у таблицю 9.

Визначимо значення функції лапласа у точках  $t_i$ . Як вже відмічалось вище таблиця функції лапласа складена з кроком  $h = 0,01$ . Тому для обчислювання значень функції лапласа у проміжних точках необхідно робити інтерполяцію.

Значення функції лапласа у точці  $t_1 = -0,95506$  вже вираховано у пункті 2.3.

Аналогічно обчислюються значення функції лапласа і для інших точок  $t_i$ . Результати обчислювання також занесені у таблицю 9.

Таблиця 9.

$T_{дов, i}$	0	79	158	237	316	395	474	553	632	711	790
$t_{cm, i}$	-0,95506	-0,57206	-1891	0,194	0,5769	0,9599	1,3429	1,7259	2,1089	2,4919	2,8749
$\Phi(t_i)$	0,3302	0,21636	0,0749	0,077	0,218	0,3394	0,4104	0,4576	0,4825	0,4937	0,4985

Тепер вже можна визначити ймовірності  $p_i = p(\tau \subseteq \Delta_i)$ .

$$\text{Так } p_i = p(-0,95506 < \tau < -0,57206) = c(\Phi(-0,95506) - \Phi(-0,57206))$$

Підставимо значення нормувального множника  $c = 1,205$ , функції лапласа і отримаємо  $p_i = 1,205(0,3302 - 0,21,636) = 0,1372$ .

Таблиця 10.

$\Delta_i$	0 - 79	79 - 158	158 - 237	237 - 316	316 - 395	395 - 474	474 - 533	533 - 632	632 - 711	711 - 790	790 - $\infty$
$v_i$	45	21	1	8	1	6	7	8	2	1	0
$p_i$	0,14	0,17	0,16	0,15	0,13	0,08	0,05	0,03	0,012	0,005	0,0002
$np_i$	14	17	16	15	13	8	5	3	1	0,5	0,002
$v_i - np_i$	31	4	-15	-7	-12	-2	2	5	1	0,5	-0,008
$(v_i - np_i)^2$	961	16	225	49	144	4	4	25	1	0,25	0
$\frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$	68,64	0,94	14	3,27	1,077	0,5	0,8	8,3	1	0,5	0

Обчислені значення  $p_i = p(\tau \subseteq \Delta_i)$  для усіх інтервалів занесені у таблицю 10. У таблицю також доцільно занести усі проміжні результати обчислювань, які потрібні для вирахування критерію:  $np_i, (v_i - np_i), (v_i - np_i)^2, \frac{(v_i - np_i)^2}{np_i}$

Усі обчислювання необхідні для заповнення таблиці 10 зручно провести за допомогою електронної таблиці excel.

Це значно скорочує час на виконання обчислювань.

Підсумовування останнього рядка таблиці дає значення критерію  $\chi^2$  - квадрат

Для зрізаного гаусового розподілу  $\chi^2 = 99,027$ .

#### 7. Математична модель потоку транспортних засобів на зупинці

У результаті виконаних розрахунків отримані наступні значення критерію  $\chi^2$  - квадрат для трьох гіпотетичних законів, що були указані у завданні на курсову роботу:  $\chi_p^2 = 167,7$ ,  $\chi_n^2 = 66,765$ ,  $\chi_0^2 = 99,027$ . Таким найменше значення критерію  $\chi^2$  - квадрат отримано для показникового розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Тому маємо підставу у якості математичної моделі потоку транспортних засобів на зупинці взяти стаціонарний потік з показниковим розподілом тривалості інтервалу часу між моментами прибуття на зупинку сусідніх транспортних засобів. Щільність ймовірності цього розподілу з урахуванням обчисленого вище значення параметру  $\lambda \in f(\tau) = 0,00051e^{-0,0051\tau}$ ,  $\tau > 0$ . Потік пальма з показниковим розподілом тривалості інтервалу часу між моментами настання сусідніх подій є найпростіший потік. Це є сподіваний результат. По перше, такий висновок було зроблено після порівняльного аналізу гістограми та графіків рівномірної, показникової і гаусової щільностей ймовірності. По друге, потік, що досліджується є накладення потоків трьох маршрутів автобусів. Згідно теореми хінчина при накладенні довільних потоків створений висхідний є асимптотична найпростіший потік.

Таким чином потік транспортних засобів на зупинці є найпростіший потік з параметром  $\lambda = 0.0051$ .

Відзначимо, що за результатами перевірки гіпотези про вигляд закону розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів може бути зроблено висновок, що він не є показниковим. В ньому випадку і моделлю потоку транспортних засобів не буде найпростіший потік. Це буде потік пальма з тією щільністю ймовірності тривалості інтервалу



Тема 5. Основні принципи функціонування телевізійних систем між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів, яка є найближча до гістограми вибірки тривалостей інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів. Необхідно мати на увазі, що отримані значення критерію згоди для двох з трьох законів розподілу можуть бути достатньо близькими. Достатньо близькими слід вважати значення, якщо вони відрізняються менше чим двадцять відсотків.

У цьому випадку потрібно провести додаткове дослідження. Можна провести перевірку гіпотези ще раз за іншими критеріями згоди. Але інші критерії згоди вимагають знання точних значень параметрів гіпотетичних розподілів. Тому для уточнення закону розподілу тривалості інтервалу між моментами прибуття на зупинку транспортних засобів потрібно збільшити обсяг вибірки і знову провести її повне дослідження.

## Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

### 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, інтегрований 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. Рационально 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 несвоечасної 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. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

### **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  $\prod_{k=1}^n D_{k=1} = D_{\text{доп}}$  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. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

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 додатних 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 виявляється 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 КТЗ;
- високою швидкістю, точністю і ефективністю вибору КТЗ.

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 обгрунтованого формулювання і постановки задачі вибору і обгрунтування 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. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД) недооцінюється в методиках роль показників ефективності при виборі КТЗ АСУ 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. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

- 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 (ймовірність 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  $R_1$ ; від введення інформаційної надмірності (кодова надмірність збільшується в  $\gamma$  раз, а пропускна спроможність зменшується до  $R_1$ ); від зміни способу функціонування підсистеми, що характеризується коефіцієнтом функціонування  $K_{\phi}$ ;

Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

$$Q_R = Q_{R_1}^{R_0} \quad Q_{\gamma,R} = Q \frac{\gamma R_0}{R_1} \quad Q_{\Gamma\Phi} = Q \frac{K_{\Phi 1}}{K_{\Phi 0}}$$

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:

$$\min \sum_{ji} S_j (M_j; P_{ij}; \Pi_j; N)$$

при обмеженнях:

$$\sum_{ji} K_{\Phi j} \tau_j (m_j; P_{ij}; \Pi_j; N) \leq \tau_3$$

$$\sum_{ji} q_{ij} (m_j; P_{ij}; N_j) \leq Q_{\text{доп}}$$

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 і -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  $q_j$  і пропускнуою 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 інформації через систему. Отже, тимчасові обмеження матимуть складніший вигляд.



Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

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 задача;
- 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;

б) в даний час не розроблені питання:

- опису джерела інформації в АСУ;

Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

- 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  $(1-\epsilon)$

- 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.1.1.

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.

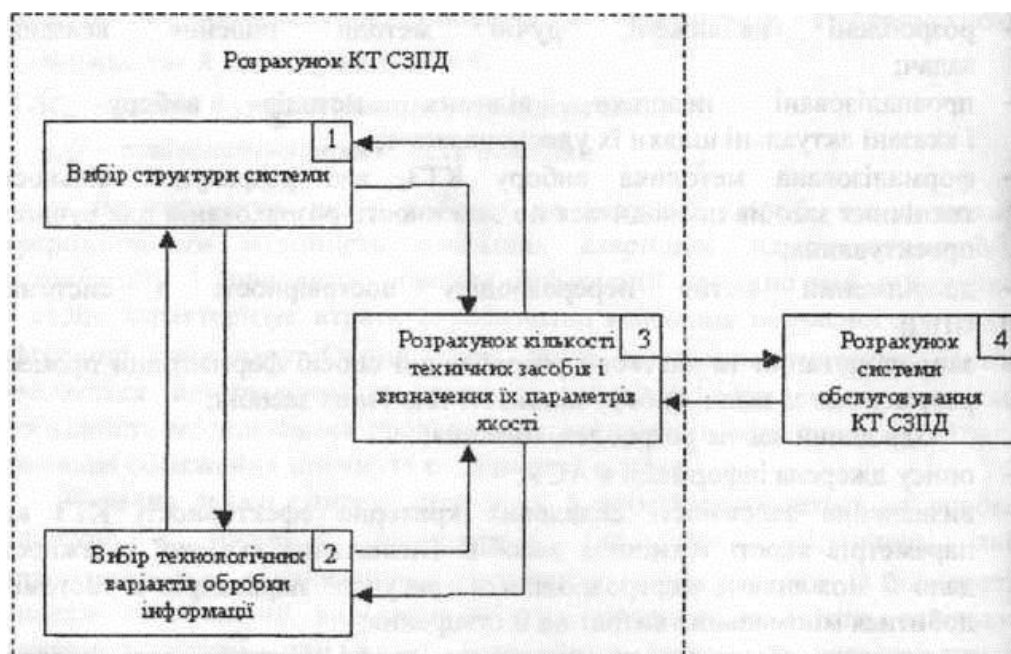


Рис. 1.1. Розрахунок системи обслуговування КТ СЗПД

### 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 методіку 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  $c_i \geq 0$ ,

$$D_i^0 \geq 0, \Lambda_i \geq 0, i = 1, 2, \dots, N, \omega \in \Omega,$$

$$t_{обр}^{\sim j} + T^j(\omega) \leq T_{доп}^j;$$

$$P(t_{обр}^j + T^j(\omega) \leq T_{доп}^j) \geq 1 - \epsilon; j = 1, 2, \dots, j$$

$$\prod_{j=1}^N D_i(D_i^0, \Delta n, \omega) \geq D_{доп}^j \quad (1.4)$$

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;

$T_{(\omega)}^j$  - час на введення і реалізацію інформаційної надмірності;

$t_{обр}^{\sim j}$  - час на обробку  $1$ -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;

$P(. )$  - ймовірність того, що інформація буде доставлена до споживача за  $T_{доп}^j$ ;

Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

$N$  - кількість пристроїв, які обробляють інформацію.

Вихідними даними для розв'язання такої задачі являється:

- інформаційна характеристика джерела даних;
- вимоги замовника СЗПД  $\epsilon_j$ ;  $T_{\text{доп}}^j$ ;  $D_{\text{доп}}$ ;
- експлуатаційно-технічні характеристики застосування КТЗ.

Дуже часто потік інформації в АСУ, що поступає з певного джерела інформації не просто виразити у вигляді найпростішого - пуассоновського.

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 відкладали 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  $P\{\vartheta \leq V_{\text{зад}} | t = \theta_{\text{зад}}\}$  (індекс  $j$  опускаємо). Може бути складено безліч початкових графіків виходячи з нерівності:

$$P\{\vartheta \leq V_{\text{зад}} | t = \theta_{\text{зад}}\} P\{t_{\text{обр}} + T_{(\omega)} \leq T_{\text{доп}}\} \geq 1 - \epsilon$$

тоді:

$$P\{\vartheta \leq V_{\text{зад}} | t = \theta_{\text{зад}}\} > 1 - \epsilon$$

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

Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД) 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).

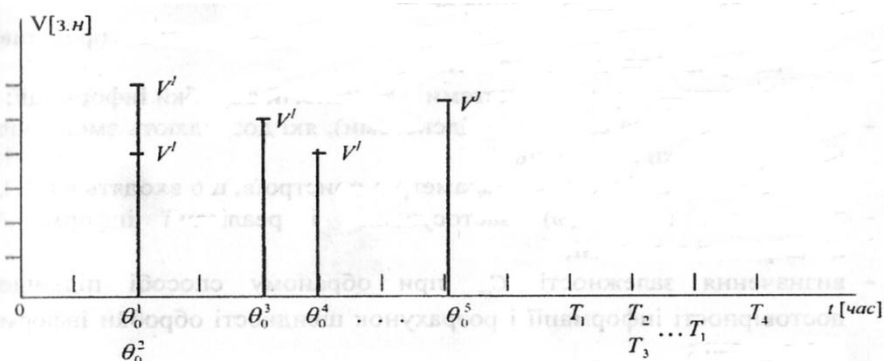


Рис. 1.2.

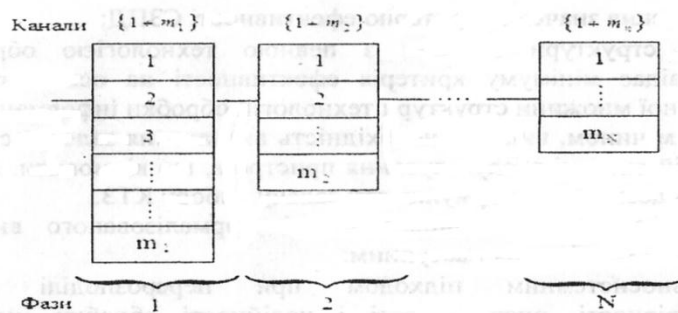


Рис. 1.3.

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:

$$C_{cp} = f(c, p, \Delta p, \tilde{p}) \quad (1.6)$$

де:  $C$  - швидкість обробки інформації без надмірності;  $p$  - кількість елементів повідомлення;

$\Delta p$  - кількість надмірних елементів повідомлення;  $\tilde{p}$  - вірогідність прийому інформації без повторень.

Тема 6. Огляд і аналіз методів синтезу систем збору і передачі даних (СЗПД)

Для порівняння конкурентноздатних варіантів СЗПД вибираємо критерій ефективності, що приведений до періоду обробки заданого графіка надходження і споживання об'ємів даних.

Тоді, методуку 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 змодельовати процес обробки інформації;
- перерозподіл в підсистемі параметрів пристроїв, що входять в СЗПД;
- визначення мість ( $\omega$ ) 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. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

### 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:

$$S_i = \frac{E_H}{Q} K_i + \Delta_i \quad (2.1)$$

$E_H$  - 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

$$S_i = BK_i + \Delta_{1i} t_{pi} + \Delta_{2i} + \Delta_{3i}$$

$$B = \frac{E_H}{Q}; \Delta_i = \Delta_{1i} t_{pi} + \Delta_{2i} + \Delta_{3i} \quad (2.2)$$

$B$  - коефіцієнт, що приводить капітальні витрати до періоду обробки графіка НСО ( $T_{пер} = \frac{1}{Q}$ );

$\Delta_{1i}$  - 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. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  $K_i$  - 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.

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) \left[ 1 + l_i \ln \frac{Q_{0i}}{Q} \right]$$

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.

$$Q = 1 - P; \quad Q_0 = 1 - P_0; \quad P_0 = l^{\lambda_0 t}; \quad P = l^{-\lambda t}$$

де  $t$  - період експлуатації.

У деяких роботах приводиться наступний вид функцій  $K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i)$ :

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) \left[ 1 + l_i \lg \alpha_i \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right].$$

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

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right]$$



Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
 В роботі [16] приведена залежність вартості пристрою від зміни параметра достовірності

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_{0i}) = K_{1i}(C_i, D_{0i}, \lambda_{0i}) \left[ 1 + \sigma_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i} \right]$$

Враховуючи викладене вище, побудовану таблицю подамо у вигляді залежності:

$$K_{1i}(C_i, D_i, \lambda_i) = f_i(C_i, D_{0i}, \lambda_{0i}) \left[ 1 + \sigma_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i} \right] \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right] \quad (2.4)$$

$D_{0i}$  - вихідна достовірність обробки інформації і -им ФП;

$\lambda_{0i}$  - вихідний показник надійності і-го ФП;

$\left[ 1 + \sigma_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i} \right]$  - функція, що характеризує приріст капітальних витрат при зміні достовірності з  $D_{0i}$ , до  $D_i$  ;

$\left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right]$  - функція, що характеризує приріст капітальних витрат

і

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 і-го ФП у випадку виникнення аварійного відмовлення;

$\alpha_i$  - решта поточних витрат за одиницю часу роботи і -го ФП

$$a_i = a_{1i} + a_{2i} + a_{3i} + a_{4i} + a_{5i} + a_6, \quad (2.6)$$

$a_{1i}$  - витрати на електроенергію за одиницю часу роботи і-го ФП, (грн./година);

$a_{2i}$  - витрати на оренду каналів зв'язку і-го ФП, (грн./година);

$a_{3i}$  - витрати на матеріали, інструменти та інше для профілактичного обслуговування і-го ФП, (грн./година);

$a_{4i}$  - заробітна плата технічного персоналу, що виконує

профілактично-технічне обслуговування і-го ФП, з урахуванням додаткових виплат і відрахувань органам соціального страхування, (грн./година);

$a_{5i}$  - витрати на допоміжні матеріали (магнітний носій, папір для друкуючих пристроїв та ін.) (грн./година);

$a_6$  - 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. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи 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, (годин/міс. ), (  $T_{\text{обс.}} = 174$  годин)].

5) витрати на допоміжні матеріали

$$\alpha_{5i} = M_i C_i K_{\text{мат.}i} \quad (2.11)$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
 $M_i$  - 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-го 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

$$\mathcal{E}_{\text{оп.}i} = \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \frac{\mathcal{E}_{\text{опі}}^1 \mathcal{C}_i}{Q}$$

(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

$$S_i = \left[ \frac{1.1 E_H + A_i + \alpha_7}{Q} + \frac{(\alpha_2 + \alpha_6)}{Q * T_{\text{ном.}i}} t_{pi} \right] K_{1i} + \\ + \left[ \alpha_1 P_i + H_i + \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 12 \frac{\mathcal{E}_{\text{т.п.}i} L_i}{T_{\text{обс.}i} Q T_{\text{ном.}i}} + M_i C_i K_i \right] t_{pi} + \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 12 \frac{\mathcal{E}_{\text{опі}}^1 \mathcal{C}_i}{Q} \quad (2.16)$$

(2.16) дозволяє записати (2.2) у вигляді

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$$S_i = (B_i + \chi_i t_{pi}) K_{1i} + \mathcal{E}'_{1i} t_{pi} + \mathcal{E}'_{2i} \quad (2.17)$$

$$\text{де: } B_i = \frac{1.1 E_H + A_i + \alpha_7}{Q}; \quad \chi_i = \frac{(\alpha_6 + \alpha_2)}{Q T_{\text{ном.}i}}$$

$$\mathcal{E}'_{1i} = \alpha_1 P_p + H_i + \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 12 \frac{Z_{\text{т.п.}i} L_i}{T_{\text{обс}} \cdot Q \cdot T_{\text{ном.}i}} + M_i C_i K_i$$

$$\mathcal{E}'_{2i} = \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 12 \frac{Z_{\text{опі}} C_i}{Q}$$

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

$$V_i^{(m+r)} = (m_i + r_i) V_i; \chi_i^{(m)} = m_i \chi_i; \quad (2.18)$$

$$\mathcal{E}'_{1i}^{(1,m)} = m_i \mathcal{E}'_{1i}; \mathcal{E}'_{2i}^{(1,m)} = m_i \mathcal{E}'_{2i}$$

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

$$t_{pi} = \frac{t_i}{m_i} \sum_{j=1}^J V^j \quad (2.19)$$

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. 2.1.

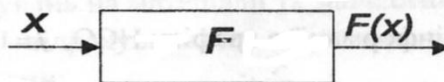


Рис. 2.2.

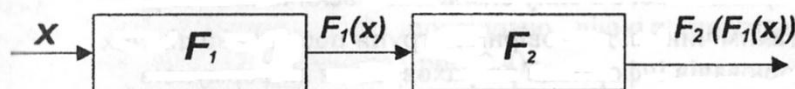


Рис. 2.3.

### 7.1.2 Розробка обмеження на достовірність обробки інформації в СЗПД

Однією з найважливіших характеристик перетворювача інформації є 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 перетворювачів інформації.

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  $D_{F_2}$ .

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
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  $D_F \geq \frac{1}{2}$ . 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

$$D_{F_i=1-q_{Fi}}; i = 1, 2, \dots, N$$

$q_{Fi}$  - ймовірність неспівпадання вхідного і вихідного сигналів  $i$ -го перетворювача, за умови  $\max q_{Fi} \ll \frac{1}{N}$ , вираз (2.23) можна апроксимувати:

$$D_F = 1 - \sum_{i=1}^N q_{Fi} \quad (2.24)$$

Згідно (1.5)

$$1 - \sum_{i=1}^N q_{Fi} \geq D_{\text{доп}} \quad (2.25)$$

Залежність (2.25) також справедлива в випадку, якщо оцінюється достовірність інформації, представлена в десятковому вигляді, на виході системи перетворювачів. При цьому,  $q_{Fi}$  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).

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:

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи - система складається із N послідовно діючих пристроїв, які працюють незалежно один від одного ( рис. 2.4);

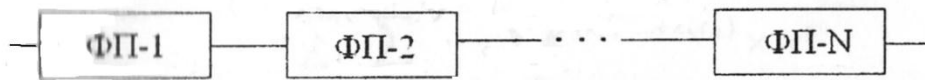


Рис. 2.4.

- потік аварійних відмов на K-му пристрою передбачається пуасонівським із параметром  $\lambda_k$ .

На відновлення (ремонт, заміна) K -го пристрою потребується час  $\tau^{(K)}$ .

Розглянемо випадкові величини  $u_k, \zeta_k$  які відповідно дорівнюють кількості відмов та часу, що витрачається на ремонт K-го пристрою при її і» іпчі іаданого об'єму інформації. Тоді

$$\zeta_k = \sum_{i=0}^{u_k} \tau^{(K)} \quad (2.26)$$

$\tau^{(K)}$  - 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 шннниі 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 ііининнями (2.26), (2.27).

З припущення про незалежність функціонування окремих пристрої системи впливає, 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 згортка  $F * G$  визначається наступним чином:

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$$F * G(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t - S)G(dS)$$

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  $\tau_i^{(k)}, i > 0$ :

$$P\left\{\sum_{i=0}^n \tau_i^{(k)} < S\right\} = \int_0^S G_k(du_1) \int_0^{S-u_1} G_k(du_2) \dots \int_0^{S-u_1-\dots-u_{N-1}} G_k(dU_n) \quad (2.34)$$

де:

$$G_k(U) = P\{\tau^{(k)} < U\}$$

Формули (2.31) - (2.34) вирішують питання визначення функції розподілу величини  $\zeta$ , а з ним і питання визначення показника  $\eta$ . Однак, отримані формули занадто громіздкі, що суттєво зменшує їхню практичну цінність. Тому являють інтерес розгляд ряду часткових випадків, в яких кінцеві формули набувають простішого вигляду.

1а. Нехай час відновлення  $\tau^{(k)}, k = 1, 2, \dots, N$  носить не випадковий характер.

Тоді

$$\left[\frac{T_{\text{рем}}}{\tau^{(1)}}\right] \cdot \left[\frac{T_{\text{рем}} - r, \tau^1}{\tau^{(2)}}\right] \cdot \left[\frac{T_{\text{рем}} - r\tau^1 - r_{N-1}, \tau^{(N-1)}}{\tau^{(N)}}\right]$$

1б. Нехай в припущеннях п. 1 а, крім того  $\tau^k = \tau$



Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
Тоді

$$\eta = \sum_{r_1=1} \sum_{r_2=2} \dots \sum_{r_N=0} e^{-(\lambda_1 t_1 + \lambda_N t_N)} * \frac{(\lambda_1 t_1)^{r_1}}{r_1!} \frac{(\lambda_2 t_2)^{r_2}}{r_2!} \dots \frac{(\lambda_N t_N)^{r_N}}{r_N!} \quad (2.36)$$

де

$$\mu = \sum_{k=1}^N \frac{V \lambda_k}{C_k}, R = \left[ \frac{T_{\text{рем}}}{\tau} \right]$$

1в. Нехай для усіх К величина  $\tau^K$  має показникові розподілення із середнім  $\rho_k = \frac{1}{\mu_k}$

Тоді

$$\eta = \int_0^{T_{\text{рем}}} f_1(t_1) dt_1 \int_0^{T_{\text{рем}}-t_1} f_2(t_2) dt_2 \dots \int_0^{T_{\text{рем}}-t_1 \dots t_{N-1}} f_{N1}(t_N) dt_N \quad (2.3)$$

$$\text{де } f_k(t) = \begin{cases} \mu_k^{1-(\lambda_k t_k + \mu_k t)} \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(\mu_k t)^r (\lambda_k t_k)^{r+1}}{r! (r+1)!}, & t > 0 \\ 0, & t \leq 0 \end{cases}$$

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:

$$P\{\zeta > T_{\text{рем}}\} \leq \varepsilon \quad (2.38)$$

Оскільки випадкова величина  $\zeta$  розподілена на позитивній півосі, ми маємо всі підстави скористатись нерівністю Чебишева в формі

$$P\{\zeta > T_{\text{рем}}\} \leq \frac{1}{T_{\text{рем}}} E\zeta \quad (2.39)$$

$E\zeta$  - математичне очікування випадкової величини  $\zeta$ .

Із представлення (2.26) і (2.27) видно, що

$$E\zeta = \sum_{k=1}^N E\zeta_k = \sum_{k=1}^N E v_k E\tau^{(k)} = V \sum_{C_k}^N E \frac{\lambda_k}{C_k} E\tau^{(k)} \quad (2.40)$$

$$P\{\zeta > T_{\text{рем}}\} \leq \frac{V}{T_{\text{рем}}} \sum_{C_k}^N \frac{\lambda_k}{C_k} E\tau^{(k)} \quad (2.41)$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи а значить для виконання нерівності (2.38) достатньо, щоб

$$V \sum_{k=1}^N \frac{\lambda_k}{C_k} E\tau^{(k)} \leq \varepsilon T_{\text{рем}} \quad (2.42)$$

Зрозуміло, що у випадку 1а в формулі (2.42)  $E\tau^{(k)} = \tau^{(k)}$ :

у випадку 1б  $E\tau^{(k)} = \tau$ ,

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 пристрої в (РПС)

При складанні моделі РПС приймемо наступні основні припущення:

- система складається із N послідовно діючих груп, одного типу в кожній групі, пристроїв. В і-й групі мається  $m_i$ , працюючих пристроїв, які діють паралельно і  $r_i$ , резервних. Передбачається, що всі пристрої, які входять в систему, працюють незалежно один від одного ( рис. 2.5);

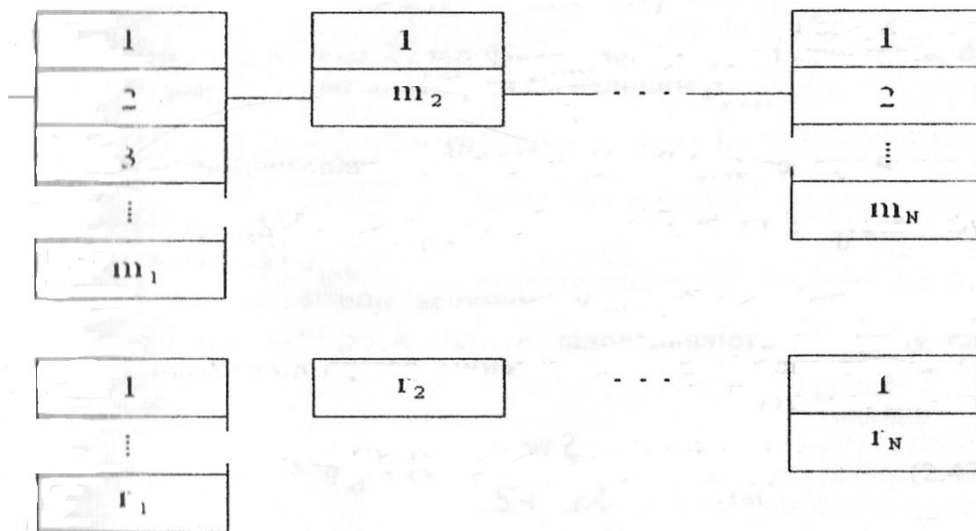


Рис. 2.5

- потік аварійних відмов на пристроях і-ої групи визначається

пуасоновським із параметром  $\lambda_i$ ;

- на відновлення кожного пристрою і-ої групи потрібен час  $\tau^i$ . Відносно величини  $\tau^i$  пропонується, що вона розподілена за показниковим законом з параметром:

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$$E\tau^i = \frac{1}{\mu_i}$$

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 пуассонівський 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

$$\prod_{i=1}^N P\{\max_{0 \leq t \leq t_i} \zeta_i(t) \leq r_i\} \geq 1 - \varepsilon \quad (2.45)$$

$$\text{де } t_i = \frac{V}{C_{im_i}}$$

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 високих показників степеня; на другому шляху приходимо до необхідності 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 :

$$P\{\max_{0 \leq t \leq t_i} \zeta_i(t) \leq r_i\} = \sum_{K=0}^{r_i} p_i^K (1 - p_i) P\{\max_{0 \leq t \leq t_i} \zeta_i(t) \leq r_i \mid \zeta_i(0) = K\} =$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$$=(1 - p_i) \sum_{K=0}^{r_i} p_i^K P\{\theta_{K,r_i+1}^i > t_i\} \quad (2.46)$$

Де  $\theta_{K,r_i+1}^i$  при  $K < l$  означає момент першого досягнення процесом  $\zeta_i(t)$ , що виходить із стану  $K$  рівня 1.

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  $\theta_{K,r_i+1}$

$$\varphi_K^{(r+1)}(S) = E l^{-S \theta_{K,r_i+1}}, K = 0, 1, \dots, r$$

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  $r > 0$ :

$$\begin{cases} \varphi_0^{(r+1)}(S) = \frac{m\lambda}{S + m\lambda} \varphi_1^{(r+1)}(S) \\ \varphi_K^{(r+1)}(S) = \frac{m\lambda}{S + m\lambda + \mu} \varphi_K^{(r+1)}(S) + \frac{\mu}{S + m\lambda + \mu} \varphi_{K-1}^{(r+1)}(S) \\ \varphi_r^{(r+1)}(S) = \frac{m\lambda}{S + m\lambda + \mu} + \frac{\mu}{S + m\lambda + \mu} \varphi_{K-1}^{(r+1)}(S) \end{cases}$$

(2.48)

Розв'язуючи систему лінійних рівнянь (2.48) отримаємо

$$\varphi_K^{(r+1)}(S) = \frac{\Delta_K^{(k+1)}(S)}{\Delta^{(r+1)}(S)}, r = 0, 1, \dots, K, K = 0, 1, \dots, r \quad (2.49)$$

де  $\Delta_K^{(k+1)}(S), \Delta^{(r+1)}(S)$  поліноми  $r$  і  $r+1$  відповідно

Нехай

$$\Delta^{(r+1)}(S) = \alpha_0 \prod_{l=1}^L (S - S_l^{\alpha_b})$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи тут  $-s_l, l = 0, 1, \dots, L$  коні (можливо комплексні) поліноми;  $\Delta^{(r+1)}(S), \alpha_B, l = 0, 1, \dots, L$  - кратності співвідношень коренів.

Тоді зворотне перетворення Лапласа від функції  $\varphi_K^{(r+1)}(S)$  дорівнює

$$f_k^{(r+1)}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^{\alpha_1} H_{l,j}^{(r+1)} t^{\alpha_1 - j} e^{s_l t} \quad t \geq 0 \quad (2.50)$$

де:

$$H_{l,j}^{(r+1),k} = \frac{1}{(j-1)! (\alpha_c - j)!} \cdot \frac{d^{j-1}}{ds^{j-1}} \cdot \left[ \frac{(S - S_c)^{\alpha_c} \Delta_k^{(r+1)}(S)}{\Delta^{(r+1)}(S)} \right]_{S = S_l}$$

Тепер формулу (2.46) можна записати у вигляді:

$$P\{\max_{0 \leq s \leq t} \zeta(s) \leq r_i\} = (1 - \rho_i \sum_{k=0}^{r_i} \rho_i^k \int_{t_i}^x f_k^{(r+1)}(t) dt) \quad (2.51)$$

Конкретні приклади розрахунку за отриманими вище формулами наведені в Додатку 1.

2-й метод знаходження розподілень  $\max_{0 \leq s \leq t} \zeta(s)$

Наряду з однорідним марківським процесом  $\zeta_i(t)$ , рівним кількості несправних пристроїв  $i$ -го типу в момент часу  $t$ , розглянемо процес

$$\eta_i(t) = \max_{0 \leq s \leq t} \zeta(s)$$

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:

$$P\{(\eta_i(t+h), \zeta_i(t+h)) = (\tilde{j}, \tilde{k}) | (\eta_i(t), \zeta_i(t)) = (j, k)\} = \begin{cases} \lambda_{j,k}^{(i)} h + O(h) & \text{при } \tilde{j} = j, \quad k = k + 1 \\ \mu_{j,k}^{(i)} h + O(h) & \text{при } \tilde{j} = j, \quad \tilde{k} = k - 1 \\ v_{j,k}^{(i)} h + O(h) & \text{при } \tilde{j} = j + 1, \quad k = \tilde{k} + 1 \\ 1 - (\lambda_{j,k}^{(i)} + \mu_{j,k}^{(i)} + v_{j,k}^{(i)} h) h + O(h) & \text{при } \tilde{j} = j, \quad \tilde{k} = k \\ O(h) & \text{в решті випадків} \end{cases}$$

де:

$$\lambda_{j,k}^{(i)} = \begin{cases} 0 & \text{при } j \leq k \\ m_i \lambda_i & \text{при } j > k \end{cases}$$

$$\mu_{j,k}^{(i)} = \begin{cases} 0 & \text{при } j < k \text{ і при } k = 0 \\ \mu_i & \text{при } j \leq k > 0 \end{cases}$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$$v_{j,k}^{(i)} = \begin{cases} 0 & \text{при } j \neq k \\ m_i \lambda_i & \text{при } j = k \end{cases}$$

Тоді величини рівні ймовірності

$$P\{\eta_i(t) = j, \zeta_i(t) = k\} \quad j, k \in Z$$

задовольняємо систему диференціальних рівнянь:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} P_{j,k}^{(i)}(t) = & -(\lambda_{j,k}^{(i)} + \mu_{j,k}^{(i)} + v_{j,k}^{(i)}) P_{j,k}^{(i)}(t) + \lambda_{j,k}^{(i)} P_{j,k-1}^{(i)}(t) + \\ & + \mu_{j,k+1}^{(i)} P_{j,k-1}^{(i)}(t) + v_{j-1}^{(i)} P_{j-1,k-1}^{(i)}(t) \end{aligned} \quad (2.52)$$

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

$$\lambda_{j,k-1}^{(i)} = v_{j-1,k-1}^{(i)} 0 \quad \text{при } k=0$$

Зазначимо, що специфіка нескінченної системи (2.52) полягає в її рекурентності. Тому для визначення невідомих

$$P_{j,k}^{(i)}(t), \quad k, j \leq \tau$$

достатньо розв'язати кінцеву підсистему порядку

$$\frac{1}{2} (\tilde{j} + 1)(\tilde{j} + 2)$$

Детальніше це питання буде розглянуто в наведеному нижче прикладі.

Тепер ймовірність, що нас цікавить визначається наступним чином:

$$P\{\max \zeta_i(t) \leq r_i\} = \sum_{j=0}^{r_i} P\{\eta_i(t_i) = j\} =$$

$$= \sum_{j=0}^{r_i} \sum_{k=0}^j f\{\eta_i(t_i) = j, \zeta_i(t_i) = k\} =$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$$= \sum_{j=0}^{r_i} \sum_{k=0}^j P_{j,k}^{(i)}(t_i)$$

(2.53)

де функція  $P_{j,k}^{(i)}(t_i), k \leq j \leq r$  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 І). 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  $c_i$ , 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  $\lambda_i$

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

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи 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

$$P\{(\zeta_i(t+h)) = j | \zeta_i = k\} = \begin{cases} \lambda_k^{(i)}h + 0(h) & \text{при } j = k + 1 \\ \mu_k^{(i)}h + 0(h) & \text{при } j = k-, ? k \geq 0 \\ 1 - (\lambda_k^{(i)} + \mu_k^{(i)})h + 0(h) & \text{при } j = k \\ 0(h) & \text{в решті випадків;} \end{cases}$$

(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 і-го рівня передаючих інформацію в момент часу  $t$ .

Тоді випадковий процес

$$I_i(t) = C_i \int_0^t \eta_i(S) dS$$

являє собою кількість інформації, обробленими пристроями і-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 і-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

$$\int_0^t \eta_i(S) dS, \quad i = 1, 2, \dots, N$$



Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
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:

$$P_{k,j} = \begin{cases} \mu_k / \lambda_k + \mu_k & \text{при } j = k - 1, 0 < k < m + r \\ \mu_k / \lambda_k + \mu_k & \text{при } j = k - 1, 0 < k < m + k \\ 1 & \text{при } k = 0, j = 1 \cup k = m + r, j = m + r - 1 \\ 0 & \text{в решті випадків} \end{cases} \quad (2.58)$$

$\{\tau(n, j), n=0, 1, \dots, j=0, 1, \dots, m+r\}$  - сімейство незалежних випадкових величин,

які не залежать від кола  $\zeta_n, n > 0$ ; розподіл величин  $\Gamma(\lambda, \mu)$  не залежить від  $\lambda$  і задається формулою

$$P\{\tau(n, j) > t\} = e^{-(\lambda_i + \mu_i)t}$$

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  $\chi(t)$  - 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  $\int_0^t \eta_i(S) dS$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P \left\{ \frac{\int_0^t \eta(S) dS - at}{\sigma \sqrt{t}} < X \right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^X \frac{u^2}{|^2} du \quad (2.60)$$

де

$$a = \frac{\sum_{j=0}^{m+r} \frac{\pi_j f(j)}{\lambda_j + \mu_j}}{\sum_{j=0}^{m+r} \frac{\pi_j}{\lambda_j + \mu_j}} \quad (2.61)$$

$$\sigma^2 = \frac{2}{\sum_{j=0}^{m+r} \frac{\pi_j}{\lambda_j + \mu_j}} \left( \sum_{j=0}^{m+r} \frac{(f(j) - a)^2}{m_{jj}(\lambda_j + \mu_j)^2} + \right. \\ \left. + \sum_{j=0}^{m+r} \frac{f(j) - a}{m_{jj}(\lambda_j + \mu_j)^2} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^{m+r} \frac{m_{jl} + m_{lk} - m_{jk}}{m_{kk}(\lambda_k + \mu_k)} (f(k) - a) \right) \quad (2.62)$$

Величини  $\pi_i, m_{jk}, j, k = 0, m + r$  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 системи.

$$\begin{cases} \sum_{j=0}^{m+r} \pi_j = 1 \\ \vec{\pi} P = \pi \end{cases} \quad (2.63)$$

$m_{j,k}$  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  $\zeta_n$ , входячи із стану  $j$  на  $n$ -му кроці вперше досягне стану  $K$ . Тоді величини  $m_{j,k}$  слід розуміти як середня кількість кроків кола  $\zeta_n$  із стану  $j$  в стан  $K$ .

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
 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).

$$P\{\theta_i > t\} = P\left\{\int_0^t \eta_i(S) dS \leq \frac{V}{C_i}\right\} \approx \Phi\left(\frac{V - \alpha_i c_i t}{\sigma_i c_i \sqrt{2\pi}}\right)$$

де

$$\Phi(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^X \ell^2 dU$$

вирішує проблему визначення величини  $\eta$  в схемі, що розглядається

$$\eta = P\{\theta_i \leq T_{\text{доп}}\} = \int_0^{T_{\text{доп}}} f_i(t) dt$$

(2.66)

де

$$f_i(t) = \left(\frac{\alpha_i}{2\sigma_i \sqrt{2\pi t}} + \frac{V}{2\sigma_i c_i t \sqrt{2\pi t}}\right) \exp\left\{-\frac{(V - \alpha_i c_i t)^2}{2\sigma_i^2 c_i^2 t}\right\}$$

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.Соловьова, Ю.К.Беляєва, І.П.Бусленко, Н.Н.Коваленко, Б.В.Васильєва, А.І.Коєкіна. Однак у відомих роботах не містяться методичні рекомендації по

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи визначенню (С), не визначені і параметри впливу на величину (С). 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  $\tau$ , то по виду прийнятої комбінації ми зможемо виявити помилки кратності, що не перевищують  $\tau$ , і виправити помилки кратності перевищуючій  $\tau_0$  де  $\tau_0$  задовольняє нерівність:

$$2\tau_0 + 1 \leq \tau$$

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

$$2^k > \sum_{i=0}^{d-2} C_{n_0+k-1}^i \quad (2.68)$$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи  
 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  $g$ . Припустимо, що ми хочемо побудувати код з виправленням помилок таким чином, щоб з вірогідністю

$1-\varepsilon$  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

$$2^k > \sum_{i=1}^{2m-1} C_{n_0+k-1}^i$$

$$D(m) \geq 1 - \varepsilon \quad (2.69)$$

де невідомі  $m, k$  можуть приймати лише цілочисельні значення. Наголосимо, що якщо ставиться задача лише виявлення помилок з вірогідністю  $1-\varepsilon$ , то другу нерівність системи (2.69) слід замінити нерівністю

$$D(2m) \geq 1 - \varepsilon$$

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  $A$  до  $B$  по каналу  $\hat{\phantom{A}}$  передається інформація, сформована у вигляді кодового слова  $X$  довжини  $P_0 + K$  над двійковим алфавітом (див. рис. 2.6).

На вході пристрою  $B$  поміщений пристрій реалізації кодової надмірності  $R$ , який працює за наступною логічною схемою: якщо помилка

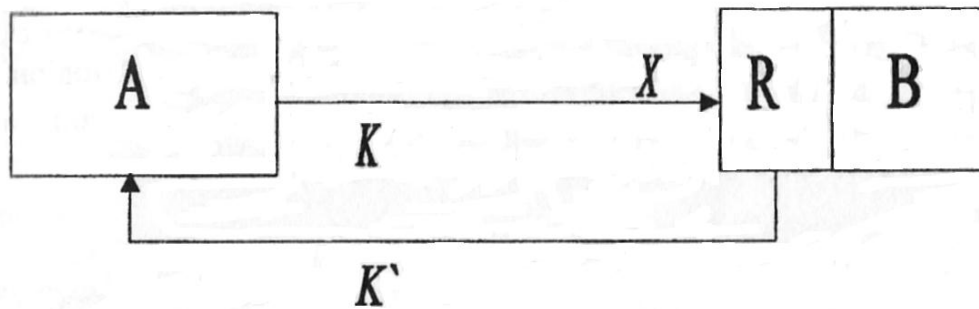


Рис.2.6.

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, приведеного 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, ( $\tilde{p}$  залежить від ймовірності  $p_0$  пошкодження одного символу в каналі і від способу виявлення помилки по надмірності). Якщо  $v$  число повторень слова X до його проходження в пункт В, то

$$P\{v = r\} = (1 - \tilde{p})^{r-1} \tilde{p}, r = 1, 2 \dots \quad (2.70)$$

Середня кількість повторень знаходиться за формулою:

$$Ev = \frac{1}{\tilde{p}} \quad (2.71)$$

Тепер неважко підрахувати, що середня швидкість передачі інформації на ділянці дорівнює:

$$C_{\text{ср}}^n = \frac{n_0}{\frac{n_0 + K}{C\tilde{p}} + (\frac{1}{\tilde{p}} - 1) \frac{1}{C'}} \quad (2.72)$$

де:  $C\left[\frac{3H}{\text{сек}}\right]$  - швидкість передачі інформації по каналу

$C\left[\frac{3H}{\text{сек}}\right]$  - 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 " по

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи модулю 2 ( $n = n_0, K = 1$ ). Тоді ймовірність  $\tilde{p}$  дорівнює ймовірності того, що при проходженні слова довжини  $n + 1$  по каналу в ньому буде парна кількість помилок, тобто

$$\tilde{p} = \tilde{p}_n = \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor} C_{n+1}^{2k} p_0^{2k} (1-p)^{n-2k+1} \quad (2.73)$$

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

залежності (2.72, 2.73, 2.74). Результати розрахунку за вказаними залежностями наведені на Рис. 2.8. Наведені дослідження, по кодам виправляючі і кодам виявлення помилки, дозволяють зробити наступні висновки:

- застосування кодів з виправленням помилок зменшує швидкість обробки інформації пропорційно введеній надмірності при постійному контрольованому блоці  $n_0$

$$C_{cp} = \frac{n_0}{n_0 + k} C$$

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  $C_{cp}^{(n)}$  (2.72) при постійному значенні ( $K$ ), спочатку зростає на певному відрізку значень ( $n$ ), а потім спадає в силу зменшення ймовірності ( $\tilde{p}$ ) того, що інформація буде оброблена без повторень.

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

З викладеного вище випливає, що величину контрольованого блоку, при вирішенні оптимізаційних задач, по вибору КТЗ для СЗПД необхідно вибрати на тій ділянці зміни ", де середня швидкість обробки інформації зростає, а достовірність залишається в межах допустимої (наприклад (рис. 2.8) при:

$$p_0 = 0.1, n \in [1.4]; p_0 = 0.01, n \in [1.10]; p_0 = 0.001, n \in [1.32]$$

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 (Ev) спотвореного блоку інформації при такому методі корекції помилок.

Таким чином, для контролю перетворювача F (наприклад, оператора) інформації, представленої у вигляді «-знакових десяткових чисел, разом з 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  $P \Rightarrow P_1 P$ ,

$$P_1 = n(N + 1)P\{x \neq F(x)\}; P_2 = n(N + 1)P\{F(x) = y \neq x\} \quad (2.77)$$



Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

$P_1$  - 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  $P_{екв}$ , що

$$(1 - P_{екв})^{n(N+1)} = 1 - P$$

Тоді

$$P_{екв} \approx \frac{1}{n(N+1)} P$$

(2.78)

Значить, вказаний метод контролю підвищує достовірність обробки інформації перетворювача F з  $D_0 = 1 \cdot 10^{-3}$  до  $D = 1 - (N+1) 10^{-7}$ .

При  $N = 10$ , достовірність зростає на три порядки.

При цьому, ймовірність того, що блок  $[n(N+1)]$  інформації буде оброблений без повторень

$$\tilde{p} = (1 - P\{x \neq F(x)\})^{n(N+1)} + P$$

Тоді середня кількість повторень при  $P\{x \neq F(x)\} \approx 10^{-3}$   $n=6, N=19$ :

$$Ev = \frac{1}{\tilde{p}} = \frac{1}{1(-10^{-3})^{n(N+1)} + n(N+1)^2 10^{-7}} \approx \frac{1}{1 - n(N+1)10^{-3}} \approx 1,1$$

(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. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

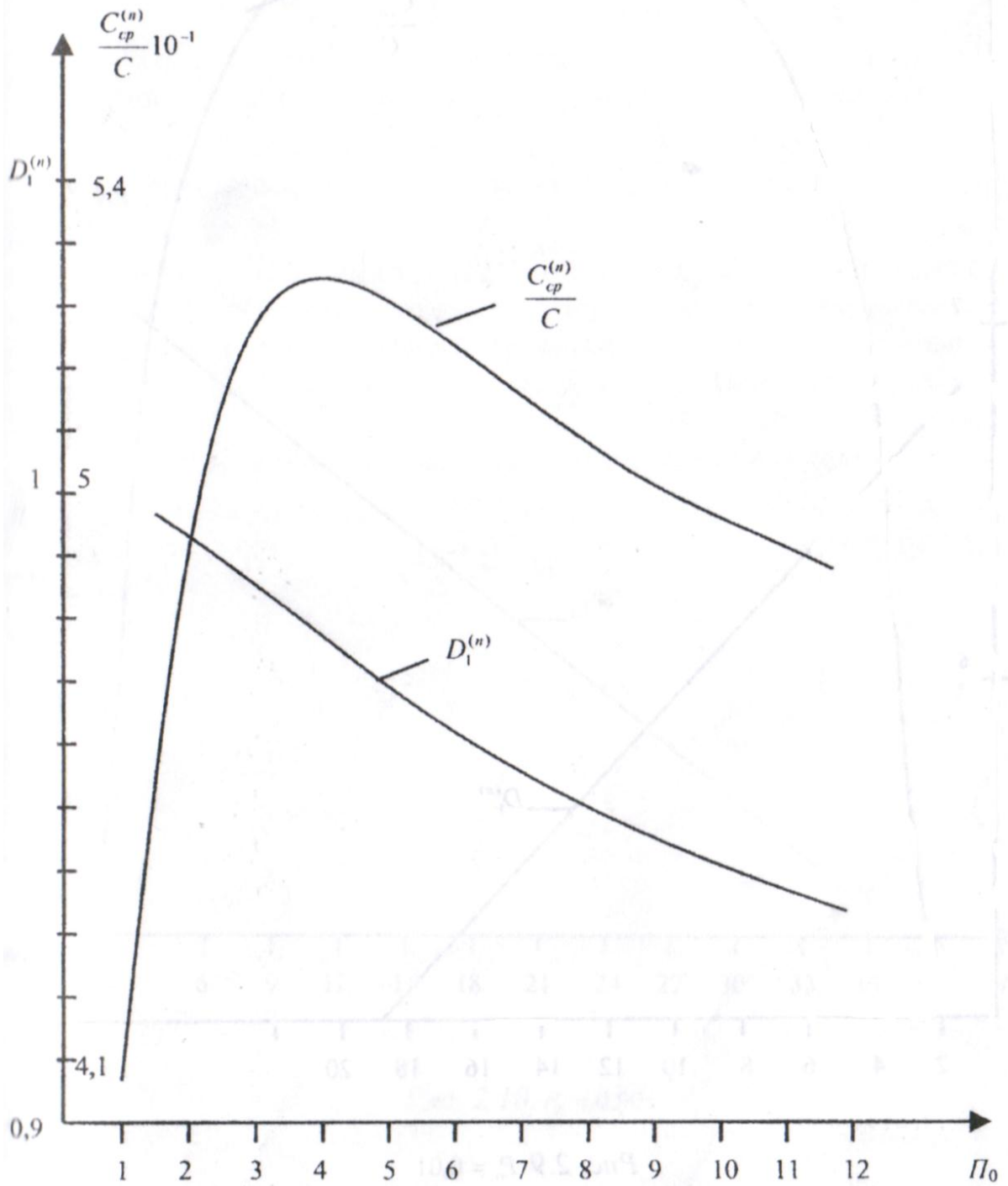


Рис. 2.8  $P_0 = 0,1$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

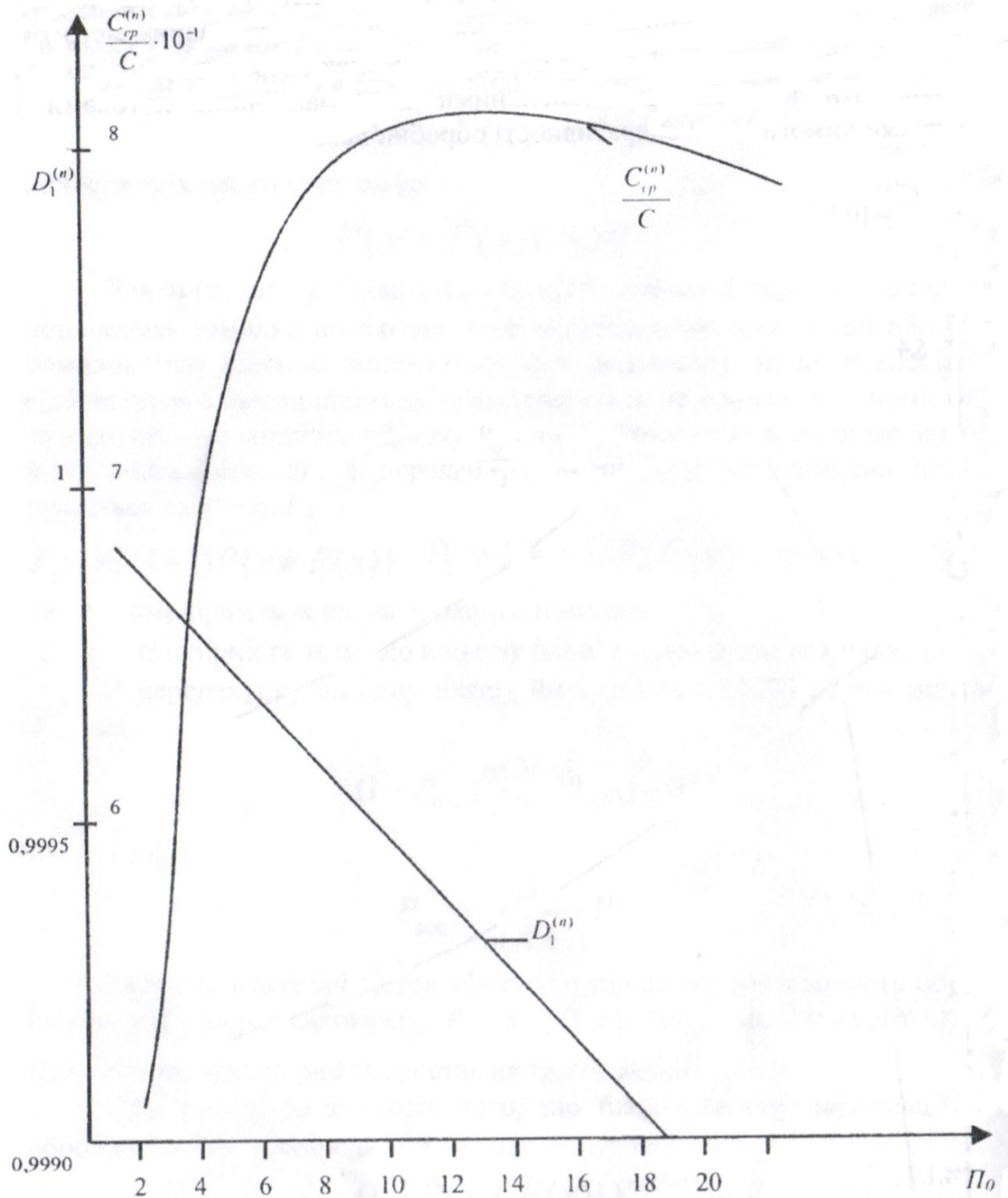


Рис. 2.9  $P_0 = 0,01$

Тема 7. Визначення критерія ефективності СЗПД і обмежень на параметри системи

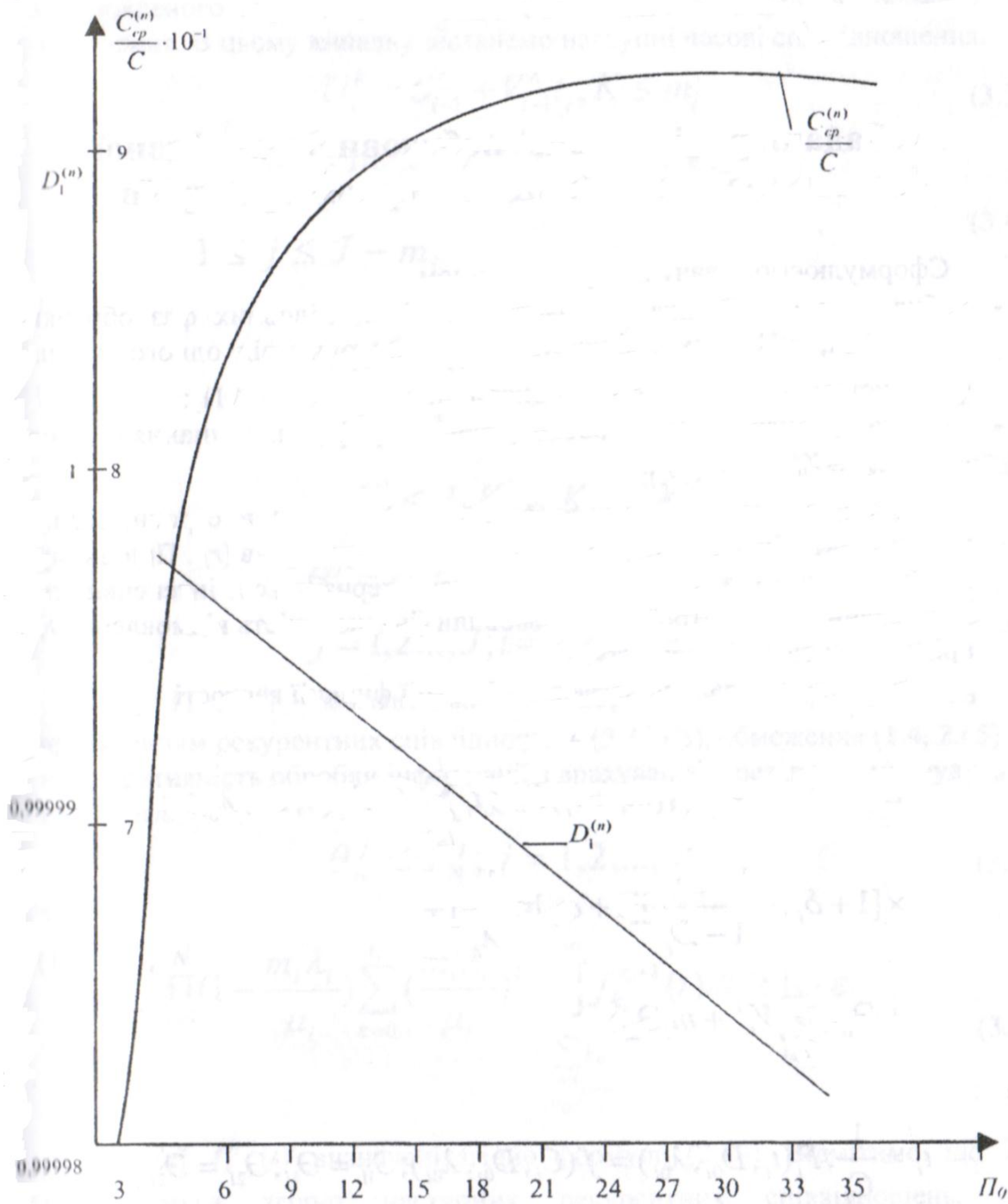


Рис. 2.10  $P_0 = 0,001$

## Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

### 8.1 Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

#### 8.1.1 Задача раціональної побудови багатофазної 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  $V_0^j$  (рис. 1.2.);

- 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

$$S(\vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda}) \sum_{i=1}^N \left\{ \left[ (m_i + r_i)B_i + \chi_i^t \sum_{j=1}^j V_0^j \right] F_i(t_i D_{0i} \lambda_{0i}) \times \left[ 1 + \delta_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_i} \right] \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right] + \mathfrak{A}_{1i} t_i \sum_{j=1}^j V_0^j m_i + \mathfrak{A}_{2i} \right\} \quad (3.1)$$

де

$$t_i = \frac{1}{C_i}; F_i(t_i D_{0i} \lambda_{0i}) = f(C_i D_{0i} \lambda_{0i}); \mathfrak{A}_{1i} = \mathfrak{A}_{1i}; \mathfrak{A}_{2i} = \mathfrak{A}_{2i}$$

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 цьому будемо виходити з наступного режиму роботи системи. Об'єми

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів інформації, які поступають в систему згідно до встановленого пріорітету, займають вільні пристрої в порядку їх вивільнення. В цьому випадку дістанемо наступні часові співвідношення:

$$U_i^k = \theta_{i-1}^k + V_{i-1}^k t_i, K \leq m_i \quad (3.3)$$

$$U_i^{m_i+j} = \max \{ U_i^{k_j}, \theta_{i-1}^{m_j} \} + U_{i-1}^{m_i+j} t_i$$

$$1 \leq j \leq J - m_i$$

$$(3.4)$$

де

$$U_i^{k_j} = \min U_i^k$$

$$K' = 1 \div m_i + j - 1$$

$$K' \leq J, K \neq m_i, \dots, K_{j-1} \quad (3.5)$$

$$\theta_i^j = U_i^{k_j}, V_i^j = V_{i-1}^k, V_0^{k_j} = V_0^j$$

$$j=1,2,\dots,J; i=1,2,\dots,N \quad (3.6)$$

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).

$$T_N^j = T_{i-1}^{k_j}, i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, J \quad (3.9)$$

де  $T_0^{k_j} = T_0^j$  - моменти часу закінчення обробки об'ємів  $V_N^j$  системою СГ1Д, 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  $\vec{\lambda}$  організуємо перебір. При кожному фіксованому значенні  $\vec{\lambda}$  будемо шукати мінімум  $S(\vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda})$  за змінними  $\vec{t}, \vec{D}$ . Спочатку знайдемо

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів  
 мінімум функції вартості тільки при умові (3.2). Для цього застосуємо метод множників Лагранжа. Функція Лагранжа має вигляд:

$$L(\vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda}, \mu) = S(\vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda}) + \eta [D_{\text{доп}} - 1 + \sum_{i=1}^N (1 + D_i)] \quad (3.10)$$

З умов екстремуму функції (3.10) знайдемо вираз для  $1 - D_i$ ;  $\eta$  через  $t_i$ :

$$1 - D_i = \frac{\delta_i [(m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{d=1}^j V_0^j] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right]}{\eta} \quad (3.11)$$

$$\eta = \frac{\sum_{j=1}^N \delta_j [(m_j + r_j)B_j + \chi_j t_j \sum_{k=1}^j V_0^j] F_j(t_j, D_{0j}, \lambda_j) \left[ 1 + \omega_j \ln \frac{\lambda_{0j}}{\lambda_j} \right]}{1 - D_{\text{доп}}} \quad (3.12)$$

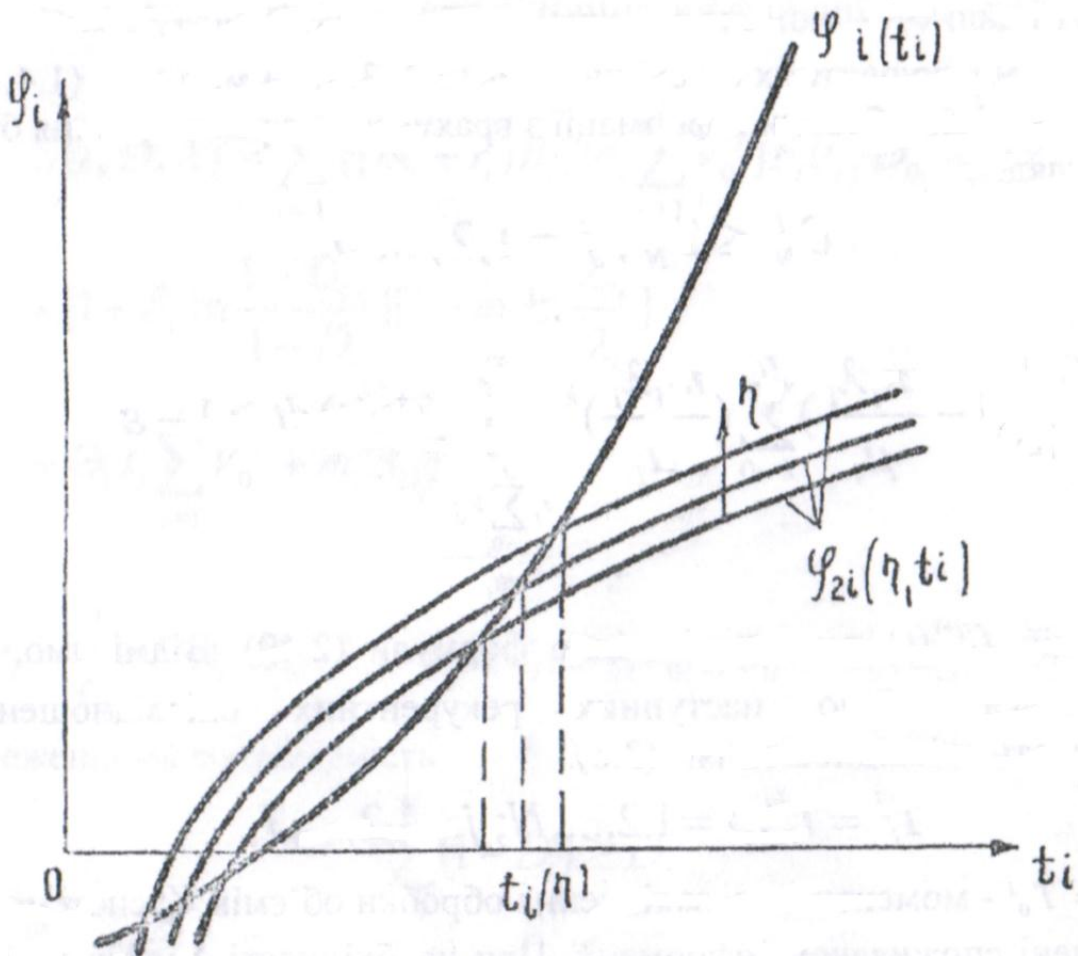


Рис. 3.1.

Для знаходження підозрілих на екстремум точок /, необхідно знайти рішення системи рівнянь

$$\frac{\sum_{j=1}^N V_0^j \Theta_{1i}}{\left[ \chi_i \sum_{j=1}^j V_0^j F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) + [(m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{d=1}^j V_0^j] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right] \right]} + 1 + \delta_i \ln \left[ \frac{(1 - D_{0i}) \eta}{\delta_i [(m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{d=1}^j V_0^j] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right]} \right] = 0 \quad (3.13)$$

На практиці зустрічаються випадки залежності

$$F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) = \alpha_i t_i^{-\gamma_i}, \gamma_i > 0 \quad (3.14)$$

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  $\eta$ ), при цьому, враховуючи (3.12) вважається, що

$$\eta \geq \frac{\delta_i [(m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{j=1}^j V_0^j] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_i) \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right]}{1 - D_{\text{доп}}} \quad (3.15)$$

Як бачимо, функція  $t_i(\eta)$  є монотонно зростаючою (рис. 3.1), а тому функція  $\Phi(\eta)$ , яка визначається за допомогою формули

$$\Phi(\eta) = \sum_{i=1}^N \frac{[\alpha_i \delta_i t_i(\eta)] [(m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i(\eta) \sum_{j=1}^j V_0^j] \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} \right]}{\eta} - (1 - D_{\text{доп}}) \quad (3.16)$$

є спадаючою функцією від  $\eta$ . Рівняння

$$\Phi(\eta) = 0 \quad (3.17)$$

аналогічне умовам (3.2-3.7). Його можна вирішити методом поділу відрізка навпіл.

Діставши значення  $\vec{t}$ , 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



Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів за цими значеннями і обчисленнями функції (3.1), де  $1 - D_i$  визначається згідно формул (3.11, 3.12).

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

$$\int_{\frac{t_i \sum_{i=0}^j V_0^j}{m_i}}^{\infty} f_{0i}^{(1)}(t) dt = e^{\frac{-\lambda_i t_i \sum_{i=0}^j V_0^j}{m_i}}$$

$$\int_{\frac{t_i \sum_{i=0}^j V_0^j}{m_i}}^{\infty} f_{0i}^{(1)}(t) dt = \frac{(m_i \lambda_i)^2}{S_{2i} - S_{1i}} \left[ \frac{1}{S_{2i}} \rho^{\frac{S_{2i} t_i \sum_{j=1}^j V_0^j}{m_i}} \right]$$

$$\int_{\frac{t_i \sum_{i=0}^j V_0^j}{m_i}}^{\infty} f_{1i}^{(2)}(t) dt = \frac{m_i \lambda_i}{S_{2i} - S_{1i}} \left[ \frac{m_i \lambda_i + S_{1i}}{S_{1i}} \rho^{\frac{S_{1i} t_i \sum_{j=1}^j V_0^j}{m_i}} \frac{m_i \lambda_i + S_{2i}}{S_{2i}} \rho^{\frac{S_{2i} t_i \sum_{j=1}^j V_0^j}{m_i}} \right]$$

$$(3.19)$$

$$\int_{\frac{t_i \sum_{i=0}^j V_0^j}{m_i}}^{\infty} f_{1i}^{(2)}(t) dt = - \sum_{i=1}^3 \frac{\Delta_k(\widetilde{S}_{1i})}{\prod(\widetilde{S}_{1i} - S_{1i})} \frac{1}{\widetilde{S}_{1i}} \rho^{\frac{S_{1i} t_i \sum_{j=1}^j V_0^j}{m_i}}; K = 0, 1, 2$$

де

$$S_{1i}, S_{2i} = -(m_i \lambda_i + \frac{\mu_i}{2}) \pm \sqrt{\mu_i m_i \lambda_i + \frac{\mu_i^2}{4}}$$

корені квадратного рівняння

$$S^2 + (2m_i \lambda_i + \mu_i)S - m_i^2 \lambda_i^2 = 0 \quad (3.20)$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$S_{1i} = \chi_{1i} - \lambda_i m_i - \frac{2\mu_i}{3}, l = 1, 2, 3; i = 1, \dots, N$$

а  $\chi_{1i}$  корені кубічного рівня:

$$X_i^3 + 3P_i X_i + 2q_i = 0$$

де

$$P_i = -\frac{1}{3} \left( \frac{\mu_i^2}{3} + 2\mu_i m_i \lambda_i \right) < 0$$

$$q_i = -\frac{1}{6} \mu_i m_i \lambda_i - \frac{1}{27} \mu_i^3$$

Оскільки

$$D_i = P_i^3 + q_i^2 = \frac{1}{27} \mu_i^5 m_i \lambda_i - \frac{13}{108} \mu_i^4 m_i \lambda_i - \frac{8}{27} \mu_i^3 m_i^3 \lambda_i^3 < 0$$

то корені рівняння (3.21) можна визначити згідно формул

$$\cos \Phi_i = \frac{|q_i|}{\sqrt{|P_i|^3}}; R_i = \sqrt{|P_i|} \operatorname{sgn}\{q_i\}$$

$$X_{1i} = -2R_i \cos\left(\frac{\Phi_i}{3}\right), X_{2i,3i} = 2R_i \cos\left(\frac{\pi}{3} \pm \frac{\Phi_i}{3}\right)$$

Безпосередня перевірка показує що всі значення  $S_{1i}$ ;  $I = 1, 2, 3$  будуть ід'ємними.

Підставивши в залежність (3.19)  $\frac{t}{m} \sum_{i=0}^J V_0^j = T$  (індекс  $i$  опускаємо),

запишемо (3.8) у вигляді:

для  $r = 0$

$$\left(1 - \frac{m\lambda}{\mu}\right) e^{-m\lambda T} \geq 1 - \varepsilon$$

для  $r = 1$

$$\left(1 - \frac{m\lambda}{\mu}\right) \left\{ F_0^2(T) + \frac{m\lambda}{\mu} F_1^{(2)}(T) \right\} \geq 1 - \varepsilon$$

$$F_1^{(2)}(T) = \frac{m^2 \lambda^2}{S_2 - S_1} \left( \frac{1}{S_1} e^{S_1 T} - \frac{m\lambda + S_2}{S_2} e^{S_2 T} \right)$$

$$F_1^{(2)}(T) = \frac{m\lambda}{S_2 - S_1} \left( \frac{m\lambda + S_1}{S_1} e^{S_1 T} - \frac{m\lambda + S_2}{S_2} e^{S_2 T} \right)$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

### 8.1.2 Задача раціональної побудови багатозафазної одноканальної СЗПД з резервом часу на ремонт пристроїв

Сформулюємо задачу таким чином:

- 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

$$S(\vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^n \left\{ \left[ B_i + \chi_i t_i \sum_{j=1}^J V^j \right] F_i(t_i, D_{0i}, \lambda_{0i}) \times \left[ 1 + \delta_i \ln \frac{1 - D_{0i}}{1 - D_0} \right] \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{0i}}{\lambda_i} + \right] \Xi_{1i} t_i \sum_{j=1}^J V^j + \Xi_{2i} \right\} \quad (3.22)$$

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

$$\left[ \frac{T_{\text{рем}}^j}{\tau_1} \right] \left[ \frac{T_{\text{рем}}^j - \tau_1 r_1}{\tau_1} \right] \left[ \frac{T_{\text{рем}}^j - \sum_{i=1}^N \tau_1 r_i}{\tau_1} \right] \sum_{r_1=0} \sum_{r_2=0} \dots \sum_{r_N=0} \rho^{-\sum_{i=1}^N \mu_i^j} \quad (3.24)$$

де  $T_{\text{рем}}^j$  - резерв часу на ремонт пристроїв при обробці об'єму  $V^j$

$$T_{\text{рем}}^j = T_j - \theta_N^j \quad (3.25)$$

$$\mu_i^j = V^j \lambda_i t_i$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

а моменти закінчення обробки об'єму  $V^j$  визначаються з співвідношень

$$\theta_i^1 = \theta_{i-1}^1 + V^1 t_i, i = 1, \dots, N \quad (3.26)$$

$$\theta_i^1 = \frac{\theta_i^{j-1} + \theta_{i-1}^j + |\theta_i^{j-1} - \theta_{i-1}^j|}{2} + V^j t_i \quad (3.27)$$

$$i=1, \dots, N; j=1, \dots, J$$

Тут і далі  $\theta_i^1$  - момент закінчення обробки і-им ФП об'єму  $V^j$ ,  $T_j$  - момент закінчення обробки об'єму  $V^j$ , 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  $\vec{\lambda}$ . При кожному фіксованому значенні  $\vec{\lambda}$ . будемо шукати мінімум функції вартості  $S(\vec{\lambda}, \vec{t}, \vec{D}..)$  за змінними  $\vec{t}, \vec{D}..$ . 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  $\vec{t}$ ., які дістали при цьому, підставляємо в умови (3.24- 3.27). Якщо ці умови виконуються, то можна вважати, що рішенням (при фіксованому значенні  $\vec{\lambda}$ . ) буде саме цей набір  $\vec{t}$ ., . В протилежному випадку і відношень (3.24-3.27) знайдемо граничні значення області зміни параметрів  $\vec{t}$ ., 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,  $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \tau_N$ . Тоді можна перевірити справедливність співвідношень:

$$\begin{aligned} \sum_{r=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j}{\tau_N} \right\rfloor} e^{-\mu^j} \frac{(\mu^j)^r}{r!} &\leq \sum_{r_1=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j}{\tau_N} \right\rfloor} \sum_{r_2=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j - r_1 \tau_1}{\tau_N} \right\rfloor} \dots \sum_{r_N=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j - \sum_{i=1}^{N-1} r_i \tau_i}{\tau_N} \right\rfloor} e^{-\mu - \sum_{i=1}^{N-1} \mu_i^j} \prod_{i=1}^N \frac{(\mu_i^j)^{r_i}}{r_i!} \leq \\ &\leq \sum_{r=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j}{\tau_1} \right\rfloor} e^{-\mu^j} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \end{aligned} \quad (3.28)$$

де  $\mu^j = \sum_{i=1}^{N-1} \mu_i^j$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

Визначимо множину значень  $(\mu_1^j, \mu_2^j, \dots, \mu_N^j)$  заданих нерівністю

$$\sum_{r=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j}{\tau_N} \right\rfloor} \rho^{-\mu^j} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.29)$$

через  $A_2^j$  множина значень  $(\mu_1^j, \mu_2^j, \dots, \mu_N^j)$  заданих нерівністю

$$\sum_{r=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{рем}}^j}{\tau_1} \right\rfloor} \rho^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.30)$$

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

$$\sum_{r=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{доп}}^i - \mu^j}{\tau_i \lambda^*} \right\rfloor} \rho^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.32)$$

де  $\lambda^* = \max \{\lambda_i\}$ , а область рішень нерівності (3.29) включає в себе область

рішень  $A_1^j$  наступної нерівності

$$\sum_{r=0}^{\left\lfloor \frac{T_{\text{доп}}^i - \mu^j}{\tau_N \lambda^*} \right\rfloor} \rho^{-\mu} \frac{(\mu^j)^r}{r!} \geq 1 - \varepsilon \quad (3.33)$$

де  $\lambda^* = \max \{\lambda_i\}$  тобто мають місце наступні включення

$$\widetilde{A}_2^j \subset A_2^j \subset A^j \subset A_1^j \subset \widetilde{A}_1^j \quad (3.34)$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

Співвідношення, які дістали (3.34), дозволяють зробити попередній аналіз відносно кількості ремонтів до вирішення основної задачі оптимізації. Так з формули (3.34) дістанемо

$$\widetilde{A}_2^{j_2} \subset \cap \widetilde{A}_2^j \subset \cap A^j \subset \cap A_1^j \subset \cap \widetilde{A}_1^{j_1} \quad (3.35)$$

де:  $j_1$  - значення індексу  $j$ , при якому  $T_{\text{доп}}^j$  є максимальним,  $j_2$  - відповідає мінімальному значенню  $T_{\text{доп}}^j$  позначення  $\mu^{j_1}, \mu^{j_2}$  відповідно рішення співвідношень (3.32) та (3.33) в випадку рівності.

Тоді дістанемо співвідношення

$$\mu^{j_2} \leq \mu_0^j \leq \mu^{i_1}, j = 1, 2 \dots J \quad (3.36)$$

де  $\mu_0^j$  розв'язок співвідношення (3.24) у випадку рівності,

$$\mu^{j_2} \tau_1 \leq T_{\text{рем}}^j \leq \mu^{i_1} \tau_N \quad (3.37)$$

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  $\tau_i = \tau$  можливо завчасно визначити необхідну кількість ремонтів

$$R = \frac{T_{\text{доп}} - V \sum_{i=1}^N t_i}{\tau}$$

із співвідношень

$$R_2 \leq R \leq R_1 \quad (3.38)$$

$$R_1 = \left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_1}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{\tau} \right]$$

$$R_2 = \left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_2}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{\tau} \right]$$

$$(3.39)$$

а  $\mu_1, \mu_2$  є рішенням наступних трансцендентних рівнянь

$$\sum_{r=0}^{\left[ \left( T_{\text{доп}} - \frac{\mu_1}{\max \lambda_i} \right) \frac{1}{\tau} \right]} e^{-\mu_1} \frac{\mu_1^r}{r!} = 1 - \varepsilon$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$\sum_{r=0}^{\left\lceil (T_{\text{доп}} - \frac{\mu_2}{\max \lambda_i} \tau) \frac{1}{\tau} \right\rceil} e^{-\mu_2} \frac{\mu_2^r}{r!} = 1 - \varepsilon \quad (3.40)$$

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  $T_{\text{рем}} = R_1 \tau$ , 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;

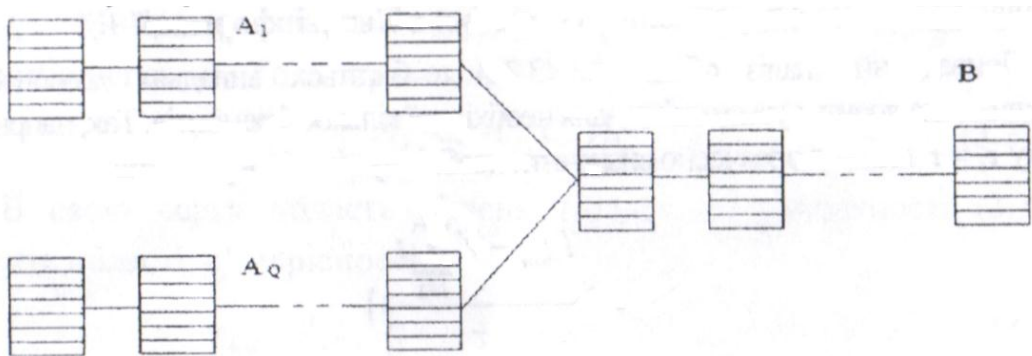


Рис. 3.9.

- система призначена для обробки сумарного графіка об'ємів інформації, які поступають з джерел  $A_q, q=1,2,\dots, Q$ ;

- 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 СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{q=1}^Q \sum_{i=1}^{\Pi_1} \left\{ \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_j^q \right] F_i^q(t_i^q, D_{io}^q, \lambda_{io}^q) \left[ 1 + \delta_i^q \ln \frac{1 - D_{io}^q}{1 - D_i^q} \right] \left[ 1 \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q} \right] + \vartheta_{1i}^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_j^q + m_i^q \vartheta_{2i}^q \right\} + \\
 &+ \sum_{i=1}^N \left\{ \left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_j^q \right] F_i(t_i, D_{io}, \lambda_{io}) \left[ 1 + \delta_i \ln \frac{1 - D_{io}}{1 - D_i} \right] \left[ 1 \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \omega_i \ln \frac{\lambda_{io}}{\lambda_i} \right] \vartheta_{1i} t_i \sum_{i=1}^N V_i^q + m_i \vartheta_{2i} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{3.42}$$

При обмеженнях на достовірність

$$1 - \sum_{i=1}^{\Pi_q} (1 - D_i^q) - \sum_{i=1}^N (q - D_i) \geq D_{\text{доп}}^q, q = 1, 2, \dots, Q
 \tag{3.43}$$

та оперативність операції.

Останні обмеження мають вигляд аналогічний 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

$$1 - \sum_{i=1}^N (1 - D_i) = D_B
 \tag{3.44}$$

Тоді з (3.43) дістанемо

$$1 - \sum_{i=1}^{\Pi_q} (1 - D_i^j) \geq D_{\text{доп}}^q + (1 - D_B)
 \tag{3.45}$$

Мінімізуємо функцію вартості (3.42) за змінними D<sub>i</sub>, i = 1,2 N, D<sub>i</sub><sup>q</sup> i= 1,2 Π<sub>q</sub>, q = 1,2 Q, при фіксованих значеннях методом (t<sub>q</sub>, λ<sub>q</sub>, λ, t) множників Лагранжа.

Запишемо функцію Лагранжа в виді:



Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$L = S + \eta \left[ -(1 - D_B) + \sum_{i=1}^N (1 - D_i) \right] + \sum_{q=1}^Q \eta^q \left[ -(1 - D_{\text{доп}}^q) + (1 + D_B) + \sum_{i=1}^{\Pi_q} (1 - D_i^j) \right] \quad (3.46)$$

Надалі будемо вважати, що

$$F_i(t_i, D_{i0}, \lambda_{i0}) = \alpha_i \left(\frac{1}{t_i}\right)^{\gamma_i}, i = 1, 2 \dots, N_q \quad (3.47)$$

$$F_i^q(t_i^q, D_{i0}^q, \lambda_{i0}^q) = \alpha_i^q \left(\frac{1}{t_i^q}\right)^{\gamma_i^q}, i = 1, 2 \dots, \Pi_q, q = 1, 2 \dots, Q$$

оскільки на практиці цікавий саме цей випадок залежностей.

Шуканий розв'язок знайдемо з умов:

$$\frac{dl}{dD_i} = 0, i = 1, 2 \dots N$$

$$\frac{dL}{dL_i^q} = 0 \text{ l } i = 1, 2 \dots \Pi_q, q = 1, 2 \dots Q$$

(3.48)

Звідки дістанемо

$$\eta = \left[ (m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left(\frac{1}{t_i}\right)^{\gamma_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \delta_i \frac{1}{1 - D_i}$$

(3.49)

$$\eta^q = \left[ (m_i^q + r_i^q)B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left(\frac{1}{t_i^q}\right)^{\gamma_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q \frac{1}{1 - D_i^q}$$

Підставляючи ці вирази в (3.44) і (3.45) дістанемо

$$1 - \frac{\sum_{i=1}^N \left[ (m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left(\frac{1}{t_i}\right)^{\gamma_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \delta_i}{\eta} = D_B$$

(3.50)

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$1 - \frac{\sum_{i=1}^{\Pi_q} \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\nu_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q}{\eta^q} =$$

$$= D_{\text{доп}}^q + (1 - D_B)$$

Звідки

$$\frac{1}{\eta} = \frac{1 - D_B}{\sum_{i=1}^N \left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\nu_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{io}}{\lambda_i} \right] \delta_i}$$

$$\frac{1}{\eta^q} = \frac{-D_{\text{доп}}^q + D_B}{\sum_{i=1}^{\Pi_q} \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\nu_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q}$$

(3.51)

Підставляємо значення  $\frac{1}{\eta}$  та  $\frac{1}{\eta^q}$  в вираз для  $1 - D$  і  $1 - D_i^q$  дістаємо

$$1 - D_i = \frac{\left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\nu_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{io}}{\lambda_i} \right] \delta_i (1 - D_B)}{\sum_{i=1}^N \left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\nu_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{io}}{\lambda_i} \right] \delta_i}$$

$$1 - D_i^q =$$

$$= \frac{\left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\nu_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q (1 - D_{\text{доп}}^q)}{\sum_{i=1}^{\Pi_q} \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\nu_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q}$$

(3.52)

Підставляємо вирази (3.52) в формулу для функції вартості S (3.42), дістаємо функцію S, яка залежить від D, наступного виду

$$S(\vec{t}_q, \vec{T}_q, \vec{\lambda}_q, \vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda}) = \sum_{q=1}^Q \sum_{i=1}^{\Pi_q} \left\{ \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\nu_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{io}^q}{\lambda_i^q} \right] \left[ 1 + \right.$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$\begin{aligned}
& \delta_i^q \ln \frac{(1 - D_{i0}^q) \sum_{i=1}^{j_q} \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\gamma_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q}{\left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\gamma_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q (1 - D_{\text{доп}}^q)} \\
& \quad + \left\{ \Theta_{1i}^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q m_i^q + \Theta_{2i}^q \right\} \\
& \quad + \sum_{i=1}^N \left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\gamma_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \left[ 1 + \right. \\
& \quad \left. + \delta_i \ln \frac{(1 - D_{i0}) \sum_{i=1}^N \left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\gamma_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \delta_i}{\left[ (m_i + r_i) B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\gamma_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \delta_i (1 - D_B)} \right] \\
& \quad + \left\{ \Theta_{1i} t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q + m_i \Theta_{2i} \right\} \\
& \quad (3.53)
\end{aligned}$$

Цю функцію можна мінімізувати по  $D_B$ , взявши похідну за цією змінною та прирівнявши її до нуля.

Умовою мінімуму буде рівність  $\frac{dS}{dD_i} = 0$ , звідки знайдемо  $D_B$ . Маємо

$$\sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_1} \frac{dS_q}{dD_i^q} \frac{dD_i^q}{dS_B} + \sum_{i=1}^N \frac{dS_i}{dS_i} \frac{dS_i}{dS_B} = 0 \quad (3.54)$$

Взявши похідні  $\frac{dS_q}{dD_i^q}$ ,  $\frac{dD_i^q}{dS_B}$  дістанемо

$$\sum_{q=1}^Q \frac{a_q(\vec{t}_q, \vec{\lambda}_q)}{1 - D_{\text{доп}}^q} - \frac{a(\vec{t}, \vec{\lambda})}{1 - D_B} = 0 \quad (3.55)$$

де

$$a_q(\vec{t}_q, \vec{\lambda}_q) = \left[ (m_i^q + r_i^q) B_i^q + \chi_i^q t_i^q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i^q \left( \frac{1}{t_i^q} \right)^{\gamma_i^q} \left[ 1 + \omega_i^q \ln \frac{\lambda_{i0}^q}{\lambda_i^q} \right] \delta_i^q$$

(3.56)

$$a(\vec{t}, \vec{\lambda}) = \left[ (m_i + r_i)B_i + \chi_i t_i \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{j_q} V_i^q \right] \alpha_i \left( \frac{1}{t_i} \right)^{\gamma_i} \left[ 1 + \omega_i \ln \frac{\lambda_{i0}}{\lambda_i} \right] \delta_i$$

(3.57)

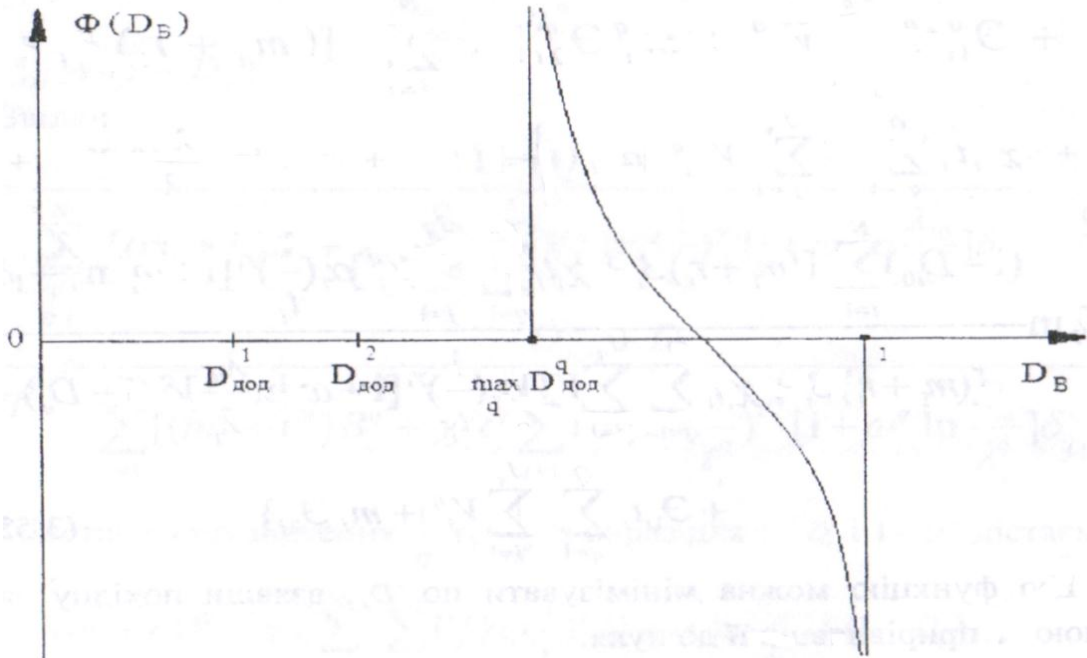


Рис. 3.10

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

$$D_B = \frac{\sum_{q=1}^Q a_q(\vec{t}_q, \vec{\lambda}_q) + a(\vec{t}, \vec{\lambda}) D_{\text{доп}}}{\sum_{q=1}^Q a_q(\vec{t}_q, \vec{\lambda}_q) + a(\vec{t}, \vec{\lambda})}$$

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  $(\vec{t}_q, \vec{\lambda}_q, \vec{t}, \vec{\lambda})$

Таким чином ми прийшли до задачі мінімізації функції вартості, яка залежить від часу та надійності, алгоритм рішення якої аналогічний алгоритму

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

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 його програмної реалізації. Тому для радіальної СЗГ1Д запропонуємо наступний метод.

Припустимо, що ми раціональним чином впорядкували графік приходу інформації до моментів  $T_j^q, q = 1, 2 \dots Q, q = 1, 2 \dots j_B$  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  $t_i, \lambda_i, m_i, r_i \quad i = 1, 2, \dots, N$ , 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

$$Q_{N-1}^{J-K} = Q_N^{J-K} - V^{j-K} t_N \quad K=0, 1, 2, \dots, m_{N-1} \quad (3.58)$$

$$Q_{N-1}^{J-m_N} = \min \left\{ \max_{k'=0 \div m_{N-1}} Q_{N-1}^{J-K'}, Q_N^{j-m_N} \right\} - V^{j-m_N} t_N \quad (3.59)$$

$$Q_{N-1}^{J-m_{N-\ell}} = \min \left\{ \max_{\substack{k'=0 \div m_{N+\ell-1} \\ k' \neq K_0 \dots K_{\ell-1}}} Q_{N-1}^{J-K'}, Q_N^{j-m_{N-\ell}} \right\} - V^{j-m_{N-\ell}} t_N \quad (3.60)$$

$\ell=1, 2, \dots, J - m_N - 1$

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  $V^{j-m_{N-\ell}}$  Таким чином  $Q_{N-1}^{J-K}$  відшукується серед тих об'ємів діапазону  $V^j \div V^{j-m_{N-1-1}}$  які останніми оброблялися т пристроями в момент поступання об'єму  $V^{j-m_{N-1-1}}$ . Виходячи із формули (3.58-3.60) з врахуванням обмежень (3.57) не важко дістати обмеження для графіка  $\{Q_{N-1}^J, V^j\}$

$$Q_{N-1}^{J-K} \leq T_{J-K} - V^{j-K} t_N, K = 0, 1, 2 \dots, m_{N-1} \quad (3.61)$$

$$Q_{N-1}^{J-m_N} \leq \min \left\{ \max_{\substack{k'=0 \div m_{N+\ell-1} \\ k' \neq K_0 \dots K_{\ell-1}}} [Q_{N-1}^{J-K'}], T_{j-m_{N-\ell}} \right\} - V^{j-m_{N-\ell}} t_N$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

$$\ell=1,2,\dots,j-m_{N-1} \quad (3.62)$$

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  $Q_{N-1}^J$ . Таким чином, в кінці кінців, можна надати графіку  $\{Q_0^J, V^j\}$ , які можна розглядати в якості обмежень на оперативність обробки інформації з каналом  $A_q$ .

В результаті вирішення задач оптимізації за часом та надійність функціональних перетворювачів інформації в каналі  $A_q$  ми дістанемо

функцію  $S(\vec{t}_q, \vec{T}_q, \vec{\lambda}_q, \vec{t}, \vec{D}, \vec{\lambda})$ , яка залежить лише від  $\vec{t}, \vec{\lambda}$ , 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  $\{\tilde{Q}_N^J, \tilde{V}^j\}$ ), 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  $\{V^j, \tilde{V}^j\}$  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  $(\tilde{Q}_N^J, \tilde{V}^j)$  величину  $t_N$ . В результаті дістанемо наближене очікуване значення часу кінця обробки об'ємів інформації  $Y \setminus u$ . Виходячи із заданих моментів і

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

получених приблизних значень часу кінця обробки об'ємів  $V^j$  в порядкуемо об'єми за черговістю закінчення обробки на  $N$ -му ФП в часі.

Тоді графіки  $\{Q_{N-1}^J, V^j\}$  і  $\{\tilde{Q}_{N-1}^J, \tilde{V}^j\}$  ( визначаються через вище приведені за наступними залежностями:

$$Q_{N-1}^{J-K_1} = Q_N^{J-K_1} - V^{j-K_1} t_N \quad (3.64)$$

$$\tilde{Q}_{N-1}^{J-K_2} = \tilde{Q}_N^{J-K_2} - \tilde{V}^{j-K_2} t_N$$

$$0 \leq K_1, K_2 \leq m_N - 1, K_1 \neq K_2 \quad (3.65)$$

$$Q_{N-1}^{J-m_N-\ell} \leq \min \left\{ \max_{\substack{k' \leq K \leq m_{N+\ell}-1 \\ k' \neq K_0 \dots K_{\ell-1} \text{ якщо } d \geq 1}} \tilde{Q}_{N-1}^{J-K}, Q_N^{J-m_N-\ell} \right\} - V^{j-m_N-\ell} t \quad (3.66)$$

$$Q_{N-1}^{J-m_N-\ell'} \leq \min \left\{ \max_{\substack{k' \leq K \leq m_{N+\ell'}-1 \\ k' \neq K_0 \dots K_{\ell'-1} \text{ якщо } d \geq 1}} \tilde{\tilde{Q}}_{N-1}^{J-K'}, Q_N^{J-m_N-\ell'} \right\} - V^{j-m_N-\ell'} t \quad (3.67)$$

$\ell, \ell' = 0, 1, 2, \dots, J-m_N$

де:  $\tilde{Q}_{N-1}^{J-K}$  - моменти часу початку обробки  $N$ -им функціональним перетворювачем  $J, J'$  об'ємів;

$\tilde{\tilde{Q}}_{N-1}^{J-K'}$  - моменти часу кінця обробки  $N$ -им функціональним перетворювачем  $J, J'$  об'ємів.

В формулі (3.66) індекс  $K_{\ell 1}$  рівний значенню  $k'$ , при якому на елементі  $\tilde{Q}_{N-1}^{J-K}$  буде досягнений максимум, а в формулі (3.67)  $K_{\ell-1}$  рівний значенню  $k'$  при якому на елементі  $\tilde{\tilde{Q}}_{N-1}^{J-K'}$  буде досягнений максимум.

Таким чином,  $\tilde{Q}_{N-1}^{J-K}$  і  $\min \tilde{\tilde{Q}}_{N-1}^{J-K'}$  відшуковуються 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

$$Q_0^j \geq Q_0^j \text{ задане} \quad (3.68)$$

$$Q_0^{j'} \geq T_j' \text{ задане} \quad (3.69)$$

Тема 8. Створення СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

### **8.2.3 Методика вирішення загальної задачі оптимізації СЗПД**

Сформулюємо задачу таким чином:

- 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 відновлення  $\lambda$ ) 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 СЗПД на основі результатів системної оцінки та перерозподілу основних параметрів

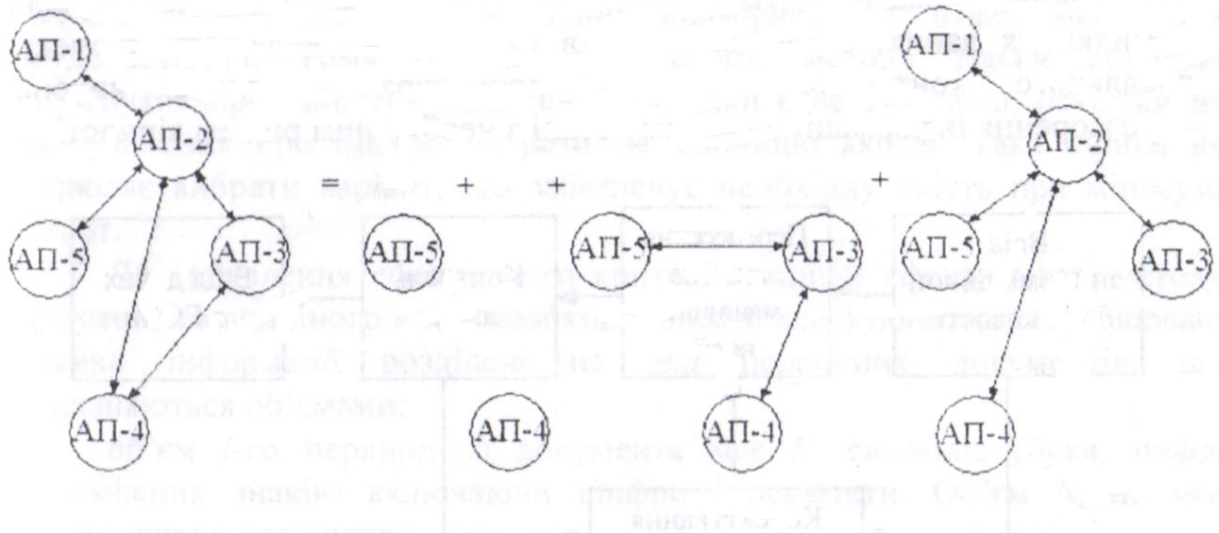


Рис 3.11

## Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

### 9.1 Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

На сучасному рівні технічного і математичного забезпечення системи підготовки даних важливою задачею є визначення раціональних методів підготовки даних, що дозволяють сформувати дані на машинних носіях (перфокарті, перфострічці, магнітній стрічці) із заданим рівнем вірності. Під раціональним методом підготовки даних варто розуміти такий метод, що дозволяє виконати необхідний об'єм робіт із заданим рівнем якості у встановлений термін і вимагає для реалізації мінімальних витрат. Він складається з комплексу заходів щодо перенесення даних з первинних документів на машинні носії і забезпеченню заданого рівня вірності сформованої на носіях інформації. Частина зазначених заходів реалізується відповідно до алгоритму обраного методу забезпечення вірності даних.

Метод забезпечення вірності даних характеризують: введення інформаційної надмірності; контроль даних; коректування помилкових даних.

Узагальнена схема технологічного процесу підготовки даних приведена на рис.4.1.

Кожен етап технологічного процесу підготовки даних, (введення інформаційної надмірності, перенесення і контроль даних, коректування помилкових даних, введення даних в ЕОМ) може включати процедуру локального контролю. Зазначена процедура дозволить виконати перетворення інформації на даному етапі з необхідним рівнем вірності.



Рис. 4.1. Схема технологічного процесу підготовки даних на машинних носіях

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

Комплексна реалізація перерахованих вище процедур можлива завдяки наявності в інформаційно-обчислювальній системі процедури передачі даних. Приведена процедура фактично виконується між будь-якими процедурами підготовки даних. На рис. 4.1 дана процедура не приведена і надалі вплив визначеного методу підготовки даних на процес передачі даних, обробки інформації, вибору організаційних принципів обслуговуванні технічних засобів не розглядається. Однак значення різних факторів, що визначають сумісність зазначених підсистем інформаційно-обчислювальної системи, враховуються як обмеження при виборі конкретного методу підготовки даних.

Кінцевою метою проектування раціональної системи підготовки даних є визначення в структурі багаторівневої інформаційно-обчислювальної системи точок реалізації процедур введення інформаційної надмірності, переносу і контролю даних, коректування помилкових даних.

Реалізація процедур визначає вибір технічних засобів із усієї множини припустимої для даних умов й організації їхнього обслуговування.

### ***9.1.1 Вибір і обґрунтування критерію оцінки ефективності методу підготовки машинною носій і забезпечення необхідної достовірності***

Відомо, що в якості ефективного методу підготовки машинних носіїв використовують вірогідність не знайденої помилки. Кожний з відомих методів засновується на введенні надмірності і отже, має різну трудомісткість. Тому оцінка ефективності методу тільки відносно досягнутої вірогідності не знайденої помилки є не суттєвою, оскільки не дає уявлення про питомі витрати на одиницю якості. Така оцінка не дозволяє вибрати варіант, що забезпечує необхідну якість при мінімумі затрат.

Для виявлення ефективного критерію оцінки ефективності методу підготовки машинного носія необхідно ввести деякі поняття. Оброблювані масиви інформації розділені на ряд первинних документів, що відрізняються об'ємами: об'єм  $i$ -го первинного документа має  $N_i$  символів (букв, цифр, допоміжних знаків) включаючи шифри і реквізити. Об'єм  $N_i$ , не має надлишкових елементів; надлишковий об'єм, що вноситься в документ з метою збільшення достовірності, має  $n_i$ , знаків.

Трудомісткість виражається в кількості  $i$ , елементарних операцій, що виконуються оператором при підготовці  $i$ -го документа. Оскільки для підготовки носіїв і контрольної суми використовуються клавішні пристрої.

Трудомісткість підготовки одного  $i$ -го документа в загальному випадку може обчислюватися за формулою:

$$L_i = N_i + K(N_i + n_i) + K_{pk} \cdot N_i \quad (4.1)$$

де  $K$  - коефіцієнт, що залежить від методу підготовки надлишкової частини документа;

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$K_{pk}$  - коефіцієнт урахування трудоемності реалізації алгоритму контролю і характеристики технічних засобів, що використовуються.

Наприклад, якщо використовується метод контрольного додавання за строками і стовпчиками, то сумарна кількість елементів операцій буде включати об'єм документа  $N_i$ , підготовку контрольних сум  $n_i$ , і  $K_{pk} \cdot N_i$ , еквівалентні за витраченим часом реалізації алгоритму на ЕОМ. Для метода дублювання вираз (4.1) буде мати вигляд:

$$L_i = N_i + N_i + K_{pk}N_i = N_i(2 + K_{pk}) \quad (4.2)$$

де  $n_i = 0$

Коефіцієнт  $K_{pk}$  визначається співвідношенням:

$$K = \frac{\tau + t_{кор}}{t_{вв}} \quad (4.3)$$

де  $\tau$  - приведене до одного символу часу реалізації алгоритму контролю, сек/символ, тобто час контролю одного символу документа на пристроях підготовки даних (ППКД) або ЕОМ;

$t_{кор}$  - час коректування помилки, знайденої на машинному носії;

$t_{вв}$  - час елементарної операції (натиснення клавіші), сек.

Визначення  $\tau$  для контролю на пристроях підготовки даних можна знайти за формулою:

$$\tau = \frac{1}{V} \left( 1 + K + \frac{n_i}{N_i} \right) \quad (4.4)$$

де  $V$  - швидкість роботи пристрою в режимі порівняння або продуктивність оператора в режимі підготовки і порівняння даних пристроєм символ/сек.

Час коректування  $t_{кор}$  можна визначити за формулою:

$$t_{кор} = q \cdot \bar{p} \cdot t_{пош} \quad (4.5)$$

де  $q$  - коефіцієнт, що враховує вірогідність того, що помилкові символи можуть бути занесені першими і другими операторами;

$p$  - вірогідність помилки оператора;

$t_{пош}$  - час пошуку помилки, що складається з пошуку документа, потрібної позиції в ньому, місця помилки та перезаписаного помилкового символу на машинному носії.

Коефіцієнт надлишкової тру догм пості на підготовку і контроль і-го документу визначається:

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$R_i = \frac{L_i}{N_i}$$

Підставимо значення  $L_i$  (4.1) знайдемо

$$R_i = \frac{N_i + K(N_i + n_i) + K_{pk} \cdot N_i}{N_i} = 1 + K + K_{pk} + \frac{K \cdot n_1}{N_i}$$

В будь-якій системі обробки інформації в обігу є документи з різними об'ємами, вважаємо, що  $n_1$  та  $N_i$ , є випадковими величинами при вводі середніх значень  $\bar{N}$  і  $\bar{n}$ , відповідно, отримуємо середній коефіцієнт надлишкової трудоемності для даного методу

$$R_{cp} = 1 + K + K_{pk} + \frac{K \int_0^{\infty} n \cdot \varphi(n) dn}{\int_0^{\infty} \varphi(n) dN} \quad (4.6)$$

визначається середнє значення достовірності підготовки носіїв по даному методу як:

$$\bar{D} = 1 - \overline{P_{пом}}$$

Де  $\overline{P_{пом}}$  - середнє значення вірогідності незнайденої помилки даним методом.

Далі вводиться коефіцієнт методу підготовки

$$\bar{\eta} = \frac{\bar{D}}{R_{cp}} \quad (4.7)$$

Коефіцієнт  $\bar{\eta}$  характеризує питому вагу достовірності інформації, що припадає на одиницю надлишкової трудоемності і може являтися критерієм оцінки ефективного методу підготовки даних.

Підставляючи значення  $\bar{D}$  і  $R_{cp}$  знаходимо

$$\bar{\eta} = \frac{(1 - \overline{P_{пом}}) \int_0^{\infty} N \varphi(N) dN}{(1 + K + K_{pk}) \int_0^{\infty} N \varphi(N) dN + K \int_0^{\infty} n \cdot \varphi(n) dn} \quad (4.8)$$

З формул (4.7) та (4.8) видно, що для підрахунку коефіцієнта ефективності того чи іншого методу підготовки даних необхідно знати:

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах  
 середній об'єм документу в системі  $\bar{N}$  ; достовірність інформації  $\bar{D}$ , що забезпечується кожним з методів підготовки даних, час реалізації алгоритму контролю  $\tau$ .

### 9.1.2 Визначення об'єму первинного документу в системі машинної обробки інформації

Для визначення об'єму  $N_i$ , документу була зібрана статистика, результати котрої в подані в табл. 4.1. В третій колонці цієї таблиці вказані значення емпіричної густини розподілення дослідної величини. Нанесені на графік точки емпіричної щільності (рис. 4.2), підказують клас розподілення, в якому потрібно шукати розподілення нашої випадкової величини: це - розподілення типу Вейбулла. Функція розподілення Вейбулла має вигляд:

$$F(x) = 1 - e^{-\lambda \cdot x^a}$$

де  $\lambda$  і  $a$  - позитивні параметри розподілення.

Теоретична щільність розподілення описується виразом:

$$f(x) = a \cdot \lambda \cdot x^{a-1} \cdot e^{-\lambda \cdot x^a}, x > 0, a > 0, \lambda > 0 \quad (4.9)$$

Параметри  $\lambda$  і  $a$  пов'язані з першими двома моментами розподілення співвідношеннями:

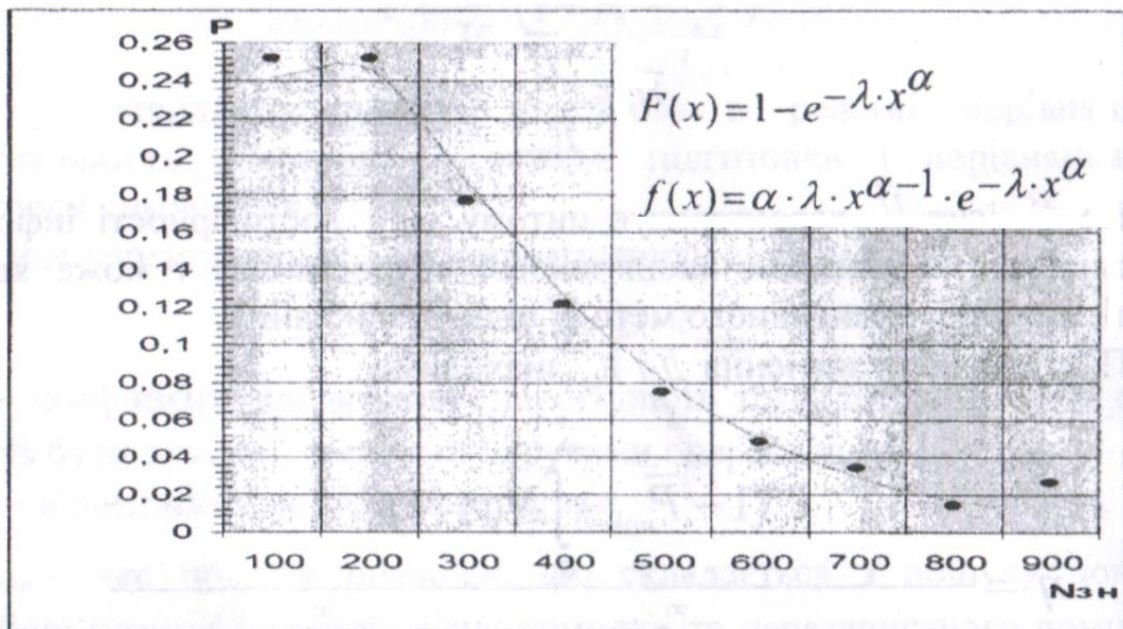


Рис. 4.2. Графік емпіричного і теоретичного розподілення об'єму первинного документа

$$m_1 = \int_0^{\infty} x \cdot f(x) dx = \frac{1}{\lambda^{\frac{1}{a}}} \Gamma\left(1 + \frac{1}{a}\right)$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$m_2 = \int_0^{\infty} x^2 \cdot f(x) dx = \lambda^{\frac{2}{a}} \Gamma\left(1 + \frac{2}{a}\right)$$

Для оцінки параметрів  $\lambda$  і  $a$  використаємо оцінки моментів  $m_1$  і  $m_2$

$$m_1 = 252.72$$

$$m_2 = 103588.43$$

Підставляючи ці значення в ліві частини (4.6), отримаємо систему двох рівнянь відносно параметрів  $\lambda$  і  $a$

$$\lambda^{\frac{1}{a}} \cdot \Gamma\left(1 + \frac{1}{a}\right) = 252.72$$

$$\lambda^{\frac{2}{a}} \Gamma\left(1 + \frac{2}{a}\right) = 103588.43$$

Це система трансцендентних рівнянь, приблизне рішення якої задається величинами:

$$a = 1.275$$

$$\lambda = 0.00078$$

Отримані значення  $\lambda$  і  $a$  і формула (4.9) дозволяють обчислити теоретичні значення вірогідності  $P_i$  розподілення Вейбулла.

Для перевірки відповідності теоретичного і емпіричного розподілення використовується критерій Пірсона  $\chi^2$  Мірою розходження емпіричної і теоретичної вірогідності являється величина

$$\chi^2 = n \sum_{i=1}^k \frac{(P_i^* - P_i)^2}{P_i}$$

$$(4.11)$$

де  $n$  - об'єм вибірки;

$K$  - число інтервалів на які розбита вибірка.

Виконавши необхідні обчислення, отримаємо:

$$\chi^2 = 3.93$$

Оскільки за даними вибірки оцінюються два параметри  $\lambda$  і  $a$  розподілення Вейбулла, то число степенів волі буде рівне:

$$V = K - r - 1 = 9 - 2 - 1 = 6 \quad (4.12)$$

де  $r$  - кількість параметрів теоретичного закону розподілення, що оцінюються.

Гіпотеза про розподілення об'єму документу за законом Вейбулла із вірогідністю 0,68 не заперечує експериментальним даним.

Тепер середнє значення  $\bar{N}$  можна вирахувати за формулою:



$$\bar{N} = \int_0^{\infty} x \cdot f(x) dx$$

(4.13)

де  $f(x)$ - густина знайденого розподілення Вейбулла. В даному випадку  $\bar{N} = 252$ .

Таблиця 4.1.

*Статистичний ряд розподілення (об'єму) первинних документів різного типу*

Границі інтервалів групування (в знаках)	Кількість попадань в $i$ -ий інтервал	Частота $P^* = \frac{n_i}{n}$	Накопичена частота $\sum P$	Теоретичні значення $P_i$	$\frac{(P^* - P_i)^2}{P_i}$
0÷100	37	0,252	0,252	0,242	0,0004
100÷200	37	0,252	0,504	0,246	0,0002
200÷300	26	0,177	0,681	0,187	0,0005
300÷400	18	0,122	0,803	0,127	0,0002
400÷500	11	0,075	0,878	0,082	0,0006
500÷600	7	0,048	0,926	0,050	0,0001
600÷700	5	0,034	0,960	0,029	0,0010
700÷800	2	0,014	0,974	0,017	0,0005
800÷900	4	0,027	1,0	0,011	0,0232
<b>ВСЬОГО</b>	<b>147</b>				<b>0,0267</b>

### **9.1.3. Аналіз статистики помилок і їх класифікація при підготовці даних на машинних носіях**

По роду виникнення помилки при підготовці даних на машинних носіях розрізняють: помилки оператора і технічних пристроїв. Правомірність такого поділу зумовлюється різними методами їх знаходження та заходами, щодо їх попередження. Крім цього, вірогідності помилки, що вносяться оператором і технічним пристроєм зовсім не рівні. Використавши дані (4.8), можна зробити висновок, що помилки технічних пристроїв виникають в результаті їх конструкції і електронних схем (електромагнітів, пуансонів, схем кодування і т. д.). середня вірогідність помилки гехнічних пристроїв підготовки даних знаходиться в межах  $10^{-4} \div 10^{-5}$ . Можливі види помилок технічних засобів відображені на рис. 4.3.





Рис. 4.3. Структура помилок при підготовці даних

При аналізі джерел помилок і причин, що впливають на їх достовірність при підготовці даних було встановлено, що основним джерелом помилок є оператор. Причому в залежності від конкретних умов, в котрих знаходиться оператор, рівень і характер помилок може бути різним і залежати від багатьох факторів (суб'єктивні якості оператора, недоліки в організації умов праці, якість оформлення первинного документу, особливості пристроїв реєстрація інформації та ін.), основним з яких є рівень кваліфікації (клас) оператора. Таким чином, для організації ефективних методів підготовки і контролю даних із найменшими затратами ручної праці необхідно дослідити конкретну структуру помилок оператора з урахуванням основних факторів.

Необхідний статистичний матеріал для аналізу помилок оператора отриманий в результаті приведеного дослідження з виявлення кількості і характеру помилок, що виникають при підготовці даних оператором в АСУ. Всі оператори, що приймали участь в дослідженні, були поділені на групи (класи) в залежності від кваліфікації і досвіду праці. В першу групу (I клас) увійшли висококваліфіковані оператори із досвідом праці від 5 і більше років. Другу групу (II клас) склали оператори з досвідом праці від 2,5 до 5 років. У третю групу (третій клас) увійшли учні стажери починаючі оператори з невеликим стажем роботи. Усього в експерименті брало участь 72 оператора різноманітної

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

кваліфікації, відтворено 288 серій незалежних дослідів, з яких 104 серії дослідів з операторами першого, 96 - другого, 88 - третього класу. За одну серію дослідів приймалося середня завантаженість оператора за зміну тобто реєстрація одним оператором  $3 \cdot 10^4$  символів за зміну. Для виключення різноманітних випадковостей і отримання більш повних характеристик статистичних даних кожний оператор на протязі всього періоду проведення експериментів піддавався чотирьохразовому випробуванню.

Аналіз та обробка отриманого статистичного матеріалу відбувалась за допомогою спеціально розробленої методики з використанням методів математичної статистики і теорії ймовірності. Для визначення закономірності, котрій підпорядковується дане розподілення були знайдені його основні параметри: математичне очікування  $\mu$  та дисперсія  $\sigma$ . Визначення цих параметрів виконувалось за формулами для математичного очікування:

$$\mu = \sum_{i=1}^k r_i P_i^* \quad (4.14)$$

$r_i$  - кількість помилок в  $i$ -тій тисячі символів:

$P_i^*$  - вірогідність виникнення помилок в  $M$  тисячі символів;

для дисперсії:

$$\sigma = \sum_{i=1}^k (r_i - \mu)^2 P_i^* = \sum_{i=1}^k r_i P_i^* - \mu^2 \quad (4.15)$$

В результаті проведеного статистичного аналізу отриманих експериментальних даних було визначено, що потік помилок операторів описується пуассонівським розподіленням і визначається формулою :

$$P_{(r)} = \frac{\lambda^r}{r!} e^{-\lambda} \quad (4.16)$$

де  $P_{(r)}$  - вірогідність попадання помилок в  $r$  - й інтервал;

$\lambda$  - параметр розподілення Пуассона, рівний математичному очікуванню.

Гіпотеза про пуассонівське розподілення провірялась по критерію Персона  $\chi^2$ . Для цього визначались відхилення отриманих експериментальних даних від очікуємих по гіпотетичному розподіленню

$$\chi^2 = n \sum_{i=1}^k \frac{(P_i^* - P_i)^2}{P_i}$$

$$(4.17)$$

де  $n$  - об'єм вибірки ;

$P^*$  - частота відповідна попаданню кількості помилок в й інтервал;

$P_1$  - розрахункові значення закону Пуассона.

Вираховані числові значення параметра розподілення для кожного класу операторів зведені в таб. 2.

*Таблиця 2*

Класи операторів		
I	II	III
$\lambda^I = 1,65 \cdot 10^{-3}$ пом/зн	$\lambda^{II} = 2,72 \cdot 10^{-3}$ пом/зн	$\lambda^{III} = 3,52 \cdot 10^{-3}$ пом/зн

Криві пуассонівського розподілення для отриманих параметрів  $X^I$ ,  $X^{II}$ ,  $\lambda^{III}$  зображені на рис. 4.4, розрахункові значення  $P$ , взяті з таблиць. Необхідне мінімальне число серій дослідів (об'єм вибірки  $n$ )  $n$ , котре необхідно для отримання довірчих оцінок параметрів розподілення I, II і III класів розраховується за формулою.

$$n = \frac{m}{r_3 \lambda}$$

(4.18)

де  $t$  - загальне число виникнення події ;

$r_3$  - коефіцієнт взятий з таблиць для випадків пуассонівського і гама розподілень.

Обчислення значення необхідної кількості серій дослідів для

$$\lambda^I - n^I = 97$$

$$\lambda^{II} - n^{II} = 60$$

$$\lambda^{III} - n^{III} = 47$$

Оскільки при проведенні експериментів кількість серій дослідів для кожного оператора більше розрахункових значень  $n$ , то такий об'єм вибірок можна вважати достатнім, щоб зробити висновок про достовірності оцінок для отриманих значень параметрів розподілення.

При класифікації помилки оператора були розділені на дві основні групи (помилки в макеті, помилки в цифрах), а потім класифіковані в середині групи.

Помилки в макеті складаються з помилок в службових символах - пропуск - викривлення або додавання зайвого символу, а також в порушенні формату документу - пропуск перестановка реквізиту, пропуск або повторення рядку документу.

Помилки в цифрах складаються з пропуску перестановки викривлення (заміни) цифр або реєстрації зайвих цифр.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

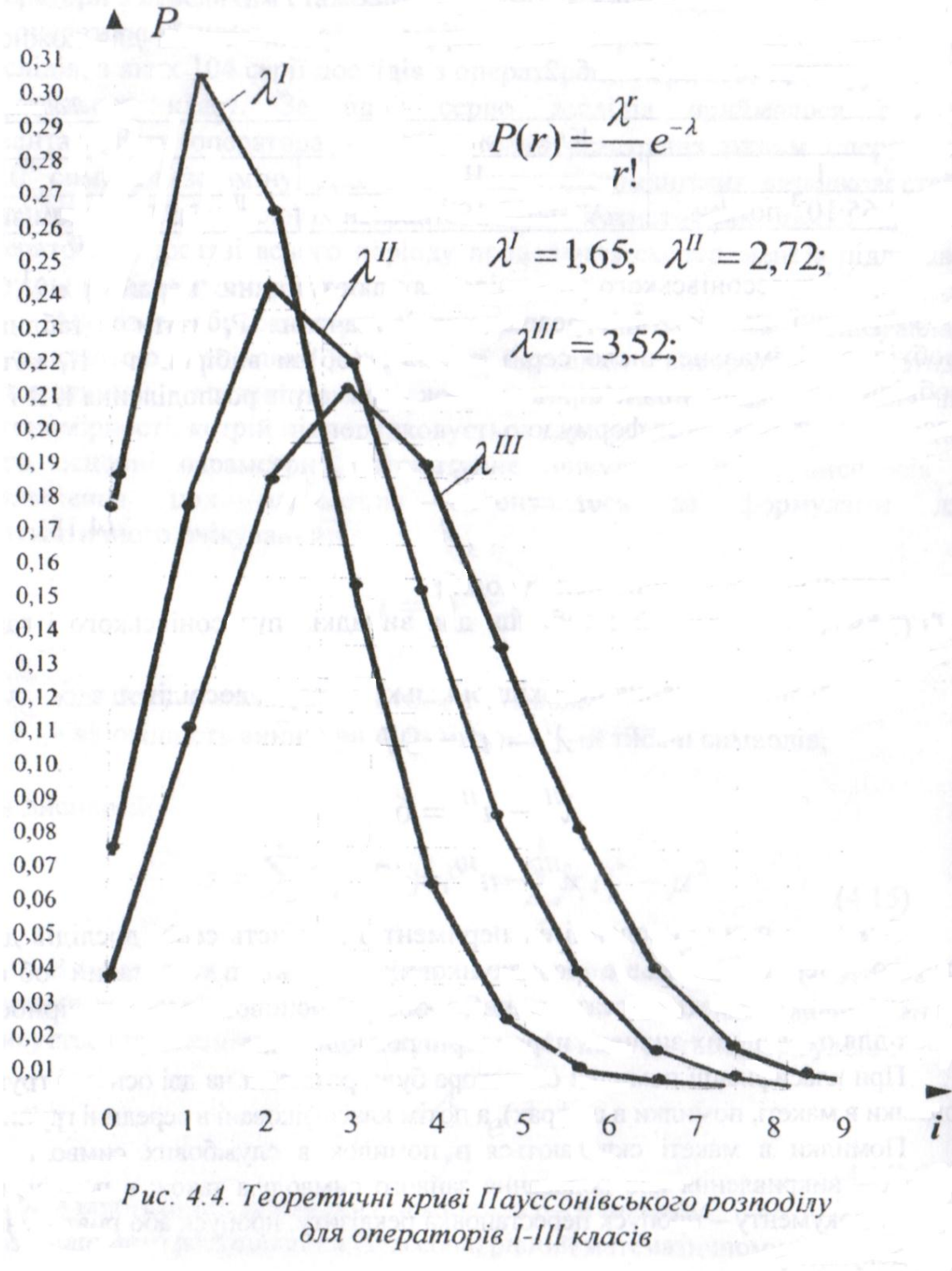
Вірогідність вказаних типів помилок, як частота виникнення цих помилок розраховується за формулою

$$P_{(x)} = p^* = \frac{m}{n}$$

(4.19)

де  $n$  - об'єм підготовленої інформації (в знаках);

$m$  — кількість помилкових знаків при підготовці інформації об'єм  $n$ .



Статистичні вірогідності помилок при реєстрації макетних знаків  $P^*(x) = P^*_M$ , рядків  $P^*(x_p) = P^*_p$  і реквізитів  $P^*_{pk} (P_{pk}) = P^*_{pk}$  в документах визначаються як відношення кількості порушень (викривлення, пропуск, перестановка та ін.) макетних знаків  $m_M$ , рядків  $m_{CT}$  та реквізитів  $m_{pk}$  та кількості зареєстрованих макетних знаків  $n_M$ , рядків  $n_{CT}$  та реквізитів  $n_{pk}$ .

Аналогічно визначаються статистичні вірогідності помилок в цифрах



$$P_{ц}^* = \frac{m_{ц}}{n_{ц}}$$

(4.20)

Для визначення вірогідності викривлення цифр  $P_{\text{вик}}^*$ , пропуск цифр  $P_{\text{пр}}^*$ , перестановки цифр  $P_{\text{п}}^*$  в чисельнику формули (13) потрібно взяти кількість викривлень  $m_{\text{вик}}$  пропущених  $m_{\text{пр}}$ , зайвих  $m_{\text{л}}$ , представлених місцями  $t$ , цифрових символів, а в знаменнику заі-альну кількість зареєстрованих цифр символів для даної групи кваліфікації операторів. Види помилок і обчислення ймовірності їх виникнення зведені в приведені втабл. 4.3.

Таблиця 4.3

Вид помилки	Класи операторів			Середнє значення
	I	II	III	
<i>В макеті:</i>				
Пропуск, повторення, рядків	0,0002	0,0005	0,0010	0,0006
Пропуск, повторення, перестановка реквізитів	0,0003	0,0006	0,0007	0,0005
Помилки в макетних знаках	0,0007	0,0011	0,0012	0,0010
<i>В цифрах:</i>				
Викривлення цифр	0,0012	0,0020	0,0029	0,0020
Пропуск цифр	0,0005	0,0007	0,0008	0,0006
Рєєстрація лишніх цифр	0,0002	0,0003	0,0004	0,0003
Перестановка цифр	0,0001	0,0001	0,0002	0,0001
<b>Всього</b>	<b>0,0020</b>	<b>0,0031</b>	<b>0,0043</b>	<b>0,0030</b>

## 9.2 Оцінка методів контролю забезпечений достовірності при підготовці даних на машинних носіях

Для визначення достовірності, яка забезпечується різними методами контролю даних на машинних носіях, скористаємося результатами статистичного аналізу помилок оператора. Значною відміною запропонованих способів оцінки вірогідності методів контролю від відомих являється спроба врахувати спільний вплив на вірогідність, підготовлених даних всіх видів виникаючих помилок оператора.

В відповідності до приведенної табл. 4.3 вводяться наступні позначення:

$P_1$  - вірогідність пропуску чи повторення рядка;

$P_2$  - вірогідність перестановки сусідніх реквізитів;

$P_3$  - вірогідність помилки в макетних даних даного рядка;

$P_4$  - вірогідність викривлення цифри

(при цьому рахується, що якщо помилка цього типу виникла, то рівноймовірні всі 9 варіантів викривлення, тобто, якщо деяка цифра, наприклад 0, викривлена, то з рівними вірогідностями на її місці може виникнути 1,2, ..., 9);

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$P_5$  - вірогідність пропуску цифри;

$P_6$  - вірогідність виникнення лишньої цифри в рядку;

$P_7$  - вірогідність перестановки сусідніх цифр.

Для порівняння різних методів контролю використаних при підготовці машинних носіїв розглядаються вірогідні характеристики кожного із цих методів. При цьому виходять з того, що документ може бути представлений в вигляді прямокутної матриці з  $t$  рядками і  $p$  СТОВПЦЯМИ, при цьому  $n = n_1 + n_2 + \dots + n_r$   $r$  - число реквізитів.

### **9.2.1 Метод контролю дублюванням підготовки даних з послідуочим їх порівнюванням**

Нехай  $\Pi_1$  - вірогідність помилки в рядку документа після застосування методу контролю. Очевидно, що для того, щоб помилка го типу виникла і не була виявлена даним методом, досить при повторній підготовці допустити її в тому самому місці, де вона виникла при первинній перфорації. Вірогідність цієї події  $P_i^2$ .

Враховуючи, по - перше, можливість декількох однотипних помилок в рядку (наприклад, викривлення чи пропуск цифр), по - друге, що помилки пов'язані з появою лишніх цифр в рядку мають відповідно 9 і 10 рівноймовірних варіантів (див. значення  $P_4$ ) можна записати, що

$$\Pi_1 = P_1^2 + (r - 1)P_2^2 + P_3^2 + \frac{n}{9}P_4^2 + nP_5^2 + \frac{1}{10}P_6^2 + (n - 1)P_7^2 \quad (4.21)$$

### **9.2.2 Метод контрольної о додавання реквізитові рядка**

При використанні цього методу контролю для того, щоб в даному рядку була помилка потрібно, щоб було ще декілька помилок в даному рядку, компенсуючи дану, тобто таких, при яких контрольна сума залишається не змінною. Зібрані статистичні дані показують, що середня ймовірність характерних помилок в цифрах (див. табл. 4.3)  $= 7 \cdot 10^{-4}$  та, що кількість знаків в одному рядку ( $n$ ), як правило, не переважає 50. Тому ймовірність того, що в рядку буде зроблено 4 або більше число помилок не переважає

$$C_{50}^4 \cdot 7^4 \cdot 10^{-16} < 10^{-7} \quad (4.22)$$

Ця величина значно мала порівнюючи з звичайно потрібною величиною достовірності, тому при розрахунки вірогідних характеристик методу можна не розглядати події для виконання яких потрібно 4 і більше помилок.

Враховуючи сказане та, позначивши вірогідність помилки в рядку через  $\Pi_2$ , можна записати

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\begin{aligned} \Pi_1 = & P_1 + (r-1)P_2 + \frac{n(r-1)}{9}P_4^2 + \frac{n(r-1)(r-2)}{9}P_4^3 + \\ & + \frac{n(r-1)}{9}P_4P_5 + \frac{n(r-1)(r-2)}{9}P_4^2P_5 + \frac{n(r-1)(r-2)}{18}P_4P_5^2 + \\ & + \frac{r-1}{9}P_4P_6 + \frac{n(r-1)}{9}P_4^2P_6 \end{aligned} \quad (4.23)$$

Перші два доданки відображають той факт, що помилки типів 1 і 2 не можуть бути виявлені розглянутим методом контролю. Решта доданків враховують можливість зберігання  $K\Sigma$  при наявності не більше трьох помилок компенсуючих одна одну. Так доданок  $\frac{n(r-1)}{9}P_4^2$  - це ймовірність компенсуючи помилок типу викривлення цифр. Дійсно, ймовірність одної викривленої цифри в рядку =  $pr_4$ . Для того щоб помилку компенсувати і ще однією помилкою ЦЬОГО типу, потрібно в реквізитах  $(r-1)$ , що залишилися, у відповідному розряді допустити компенсуючи помилку, ймовірність цієї події  $\frac{r-1}{9}P_4$ .

Доданок  $\frac{n(r-1)(r-2)}{9}P_4^3$  це ймовірність трьох компенсуючих одна одну помилок четвертого типу.

Доданки, в яких зустрічаються співмножники  $P_i \cdot P_j$  - це ймовірність подій, які визначаються взаємною компенсацією помилок  $i$  - гота  $\bullet J$  - го типу.

### **9.2.3 Метод контрольного додавання всіх символів рядка**

На відміну від попереднього методу де додавання йде пореквізитно в розглянутому методі додаються цифри рядка. Ймовірність помилки в рядку при використанні даного методу виражається наступним співвідношенням

$$\begin{aligned} \Pi_1 = & P_1 + (r-1)P_2 + \frac{n(r-1)}{9}P_4^2 + \frac{n(r-1)(r-2)}{9}P_4^3 + \\ & + \frac{n(r-1)}{9}P_4P_5 + \frac{n(r-1)(r-2)}{9}P_4^2P_5 + \frac{n(r-1)(r-2)}{18}P_4P_5^2 + \\ & + \frac{n}{9}P_4P_6 + \frac{n(r-1)}{9}P_4^2P_6 + (n-1)P_7 \end{aligned} \quad (4.24)$$

### **9.2.4 Метод контрольного додавання всіх реквізитів документа**

При виявленні помилки даним методом повторно готується весь документ.

Якщо позначити ймовірність помилки в документі через  $\bar{P}_4$  отримаємо:

$$\bar{P}_4 = m(r-1)P_2 + \frac{mn(mr-1)}{9}P_4^2 + \frac{mn(mr-1)(mr-2)}{9}P_4^3 +$$



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\begin{aligned}
 & + \frac{mn(mr - 1)}{9} P_4 P_5 + \frac{mn(mr - 1)(mr - 2)}{9} P_4^2 P_5 + \frac{mn(mr - 1)(mr - 2)}{18} P_4 P_5^2 \\
 & + \\
 & + \frac{m(r - 1)}{9} P_4 P_5 + \frac{mn(mr - 1)(mr - 2)}{9} P_4^2 P_6 + \frac{m(m - 1)r(mr - 2)}{18n} P_4 P_6^2
 \end{aligned}
 \tag{4.25}$$

При цьому ймовірність помилки в рядку  $\Pi_4$  знаходиться із співвідношень

$$1 - \bar{\Pi}_4 = (1 - \bar{P}_4)^m \text{ тобто } \Pi_4 = 1 - \sqrt[m]{1 - \bar{P}_4}
 \tag{4.26}$$

### 9.2.5 Метод контрольного додавання по рядкам і стовпцям

Для того, щоб в документі підготовленому цим методом, знаходилась помилка необхідно наявність ще не менше трьох компенсуючи помилок. Дійсно, нехай в матриці  $\|A_{ij}\|$  в клітинці з координатами  $i$  і  $J$  відбулась помилка.

Для її компенсації в  $i$ -ому рядку потрібно ще як мінімум, одна помилка в цьому рядку (наприклад, в клітинці з координатами  $i$  та  $K$ ), а для компенсації помилки в  $J$ -ому стовпці потрібно ще, як мінімум, одна помилка в цьому стовпці (наприклад в клітинці з координатами  $I$  та

При цьому виникають дві нові помилки в клітинках  $(i, K)$  та  $(I, j)$ , які можуть компенсуватися, як мінімум, одною загальною компенсуючою помилкою в клітинці  $(I, K)$ . Таким чином в документі буде як мінімум чотири помилки, розташовані у вершинах прямокутника :

$(i,j), (i,K), (I,i), (I,K)$

Легко побачити, що ймовірність цієї події не перевищує  $10^{-7}$ , тобто знехтувально мала для наших розрахунків. Таким чином можна рахувати, що розглянутий метод гарантує потрібну достовірність.

### 9.2.6 Метод контролю “модуля”

Метод полягає в тому, що в кожному рядку документа ставиться у відповідність число  $(K)$ , залишок від ділення якого на попередньо вибраний модуль контролюється.

Для визначеності вибирається в якості модуля число 11 (порівняння по цьому модулю часто рекомендується в літературі).

Відомо, що остача від ділення на два числа  $a = a_1 \dots a_n$  співпадає з

остачею від ділення на два числа  $|S_{\text{парне}} - S_{\text{неп}}|$  -де  $S_{\text{парне}}$  - сума цифр числа  $a$ ,

які стоять на парних місцях,  $S_{\text{неп}}$  - сума цифр стоячих на непарних місцях.

Виходячи з цього, для того, щоб компенсувати помилку в рядку повинні

відбутися ще одна або дві помилки, при яких  $|S_{\text{парне}} - S_{\text{неп}}|$  залишиться без змін, або зміниться на число, кратне 2. (Нагадаємо, що подіями, які передбачають

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах  
 наявність чотирьох и більше помилок, ми нехтуємо). Тому, позначивши  $\Pi_5$  - ймовірність наявності помилки в рядку при контролі модуля, можемо записати :

$$\begin{aligned} \Pi_5 \approx & P_1 + E(r-1)P_2 + E(1-E)E(r-1)P_2 \left[ \frac{2n}{9}P_4 + \frac{2n(n-1)}{9}P_4^2 + \right. \\ & \left. + \frac{2n(n-1)}{9}P_4P_5 + \frac{2n}{9}P_4P_6 + \frac{2n(n-1)}{9}P_4P_7 \right] + P_3 \frac{2n(n-1)}{9}P_4^2 + \\ & + \frac{2n(n-1)(n-2)}{9}P_4^3 + \frac{2n(n-1)}{9}P_4P_5 + \frac{2n(n-1)(n-2)}{9}P_4^3P_5 + \\ & + \frac{2n(n-1)(n-2)}{18}P_4P_5^2 + \frac{2n}{9}P_4P_6 + \frac{2n(n-1)}{9}P_4^2P_6 + \\ & + \frac{2n(n-1)}{9}P_4P_7 + \frac{2n(n-1)^2}{9}P_4P_7 \end{aligned} \quad (4.27)$$

де  $E=1$ , якщо довжина реквізитів парна,

$E=0$ , в іншому випадку.

Знайдені величини  $\Pi_1, \Pi_2, \Pi_3, \Pi_4, \Pi_5$  - це ймовірності наявності помилок в одному рядку документа, підготовленого з застосуванням відповідного контролю.

Оскільки в рядку  $n$  знаків, а відсутність помилок в рядку означає одночасну відсутність помилок в усіх знаках, то отримаємо рівність:

$$1 - \Pi_i = (1 - \tilde{\Pi}_1)^n \quad (4.28)$$

$i=0,1,2,3,4,5$

де  $\tilde{\Pi}$  - ймовірність помилки в знаку документу, підготовленого з застосуванням  $i$ -го способу контролю.

З рівняння знаходимо

$$\tilde{\Pi} = \sqrt[n]{1 - \Pi_i} \quad (4.29)$$

$i=0,1,2,3,4,5$

Отримані результати розрахунків приведені в таблиці 4.

**Ймовірність не знайденої помилки методом при контролі даних на машинних носіях**

Метод контролю	Клас операторів			Середнє значення по класам
	I	II	III	
Дублювання верифікації	$4,50 \cdot 10^{-7}$	$9,21 \cdot 10^{-7}$	$1,81 \cdot 10^{-6}$	$7,6 \cdot 10^{-7}$
Додавання реквізитів рядків	$5,57 \cdot 10^{-5}$	$1,17 \cdot 10^{-4}$	$1,59 \cdot 10^{-4}$	$1,11 \cdot 10^{-4}$
Додавання символів рядків	$41,89 \cdot 10^{-4}$	$3,06 \cdot 10^{-4}$	$1,31 \cdot 10^{-4}$	$2,75 \cdot 10^{-4}$
Додавання всіх реквізитів документу	$5,67 \cdot 10^{-5}$	$1,23 \cdot 10^{-4}$	$1,73 \cdot 10^{-4}$	$1,06 \cdot 10^{-7}$
Додавання по рядкам і графам документу	$9 \cdot 10^{-10}$	$1,89 \cdot 10^{-9}$	$4,9 \cdot 10^{-9}$	$2,63 \cdot 10^{-9}$
Контроль по модулю 11	$5,47 \cdot 10^{-5}$	$1,06 \cdot 10^{-4}$	$1,62 \cdot 10^{-4}$	$1,08 \cdot 10^{-4}$

### 9.3 Визначення трудомісткості методів контролю даних на ЕОМ

Трудомісткість (час) машинних методів контролю достовірності підготовки даних можна визначити експериментально, шляхом статичного моделювання чи розрахунковим шляхом. В методичних рекомендаціях визначення трудомісткості машинних методів контролю проводиться розрахунковим шляхом, так як з вказаних цей метод найбільш ефективний.

Задача машинного контролю може розглядатися як типова задача обробки даних, складається з вводу, обробки і виводу даних. Основна частина часу (близько 80%) затрачується на виконання операцій вводу і виводу, і тільки незначна частина (близько 20%) - на обробку даних. Час вводу і виводу визначається швидкістю зовнішніх пристроїв, а час обробки - довжиною циклів запису зчитування оброблювальних порцій даних (зон).

Час виконання операцій програми контролю процесом не має впливу на спільний час виконання програми, так як воно повністю спільне з операціями обміну. Окрім того, воно значно менше часу в циклі обробки, ніж робота зовнішніх пристроїв. В залежності від методу контролю при виконанні етапу обробки даних виділяється допоміжна пам'ять на двох або трьох магнітних плівках. Час машинною контролю даних з врахуванням часу вводу визначається по формулі:

$$T_{(i)} = T_{(вв)}(i) + T_k + T_{доп} \quad (4.30)$$

де  $T_{(вв)}(i)$  - час вводу даних з носія  $i$ -го типу;

$i=1,2,3$  - індекс типу носія вихідних даних.

Для носія на перфокартах  $i=1$  і перфострічках  $i=2$ , і на магнітних стрічках  $i=3$ .

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$T_K$  - машинний час контролю;

$T_{доп}$  - час на установку носіїв інформації.

### **9.3.1 Метод дублювання**

Блок схема моделі обчислювального процесу, виконання процесу контролю дублюванням приведена на рис. 4.5а. Для реалізації програми контролю необхідно виділити проміжну пам'ять із трьох стрічок МС1, МС2, МС3, які використовуються для циклічних пересилок в оперативну пам'ять (ОП) порцій даних порівнюючих масивів А і В. Перед етапом виконання циклів іде етап вводу, перевід даних з перфоносіїв на носії проміжної пам'яті ЕОМ. Етап обробки даних супроводжується роздруковуванням помилкових даних на АЦДП для корекції.

Час вводу  $T_{(ВВ)}(i)$  пропорційний об'єму контрольованого масиву:

$$T_{(ВВ)}(i) = \tau_{(ВВ)}(i) \cdot Q(K + 1) \quad (4.31)$$

де:  $K=I$  коефіцієнт надлишковості інформації при методі дублювання;

$Q$  - об'єм масиву в символах;

$T_{(ВВ)}(i)$  - час вводу одного символу з носія ' -го типу.

Машинний час контролю визначається по формулі :

$$T_K = \tau_y \cdot Q(K + 1) \quad (4.32)$$

де  $\tau_{обр}$  - приведений час контролю при виконанні циклів обробки;

$\tau_{ВВВ}$  - приведений час при виводі на МС користувача;

$\tau_{пч}$  - час друкування помилкових даних;

$\tau_{кор}$  - час коректування.

Часова діаграма циклу обробки даних при контролі методом дублювання приведено на рис. 4.6

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

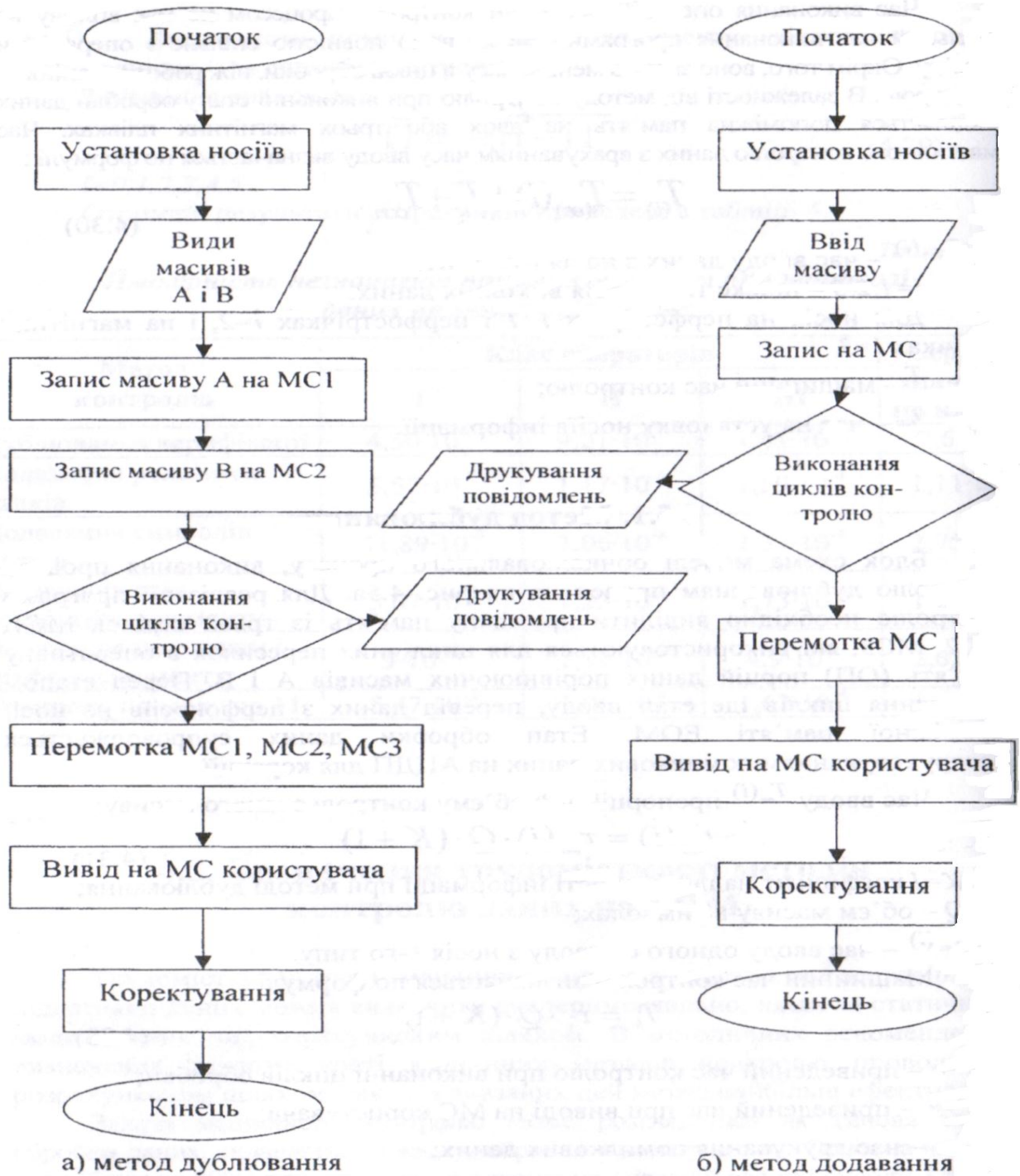


Рис. 4.5. Блок-схема обчислювального процесу контролю даних на ЕОМ

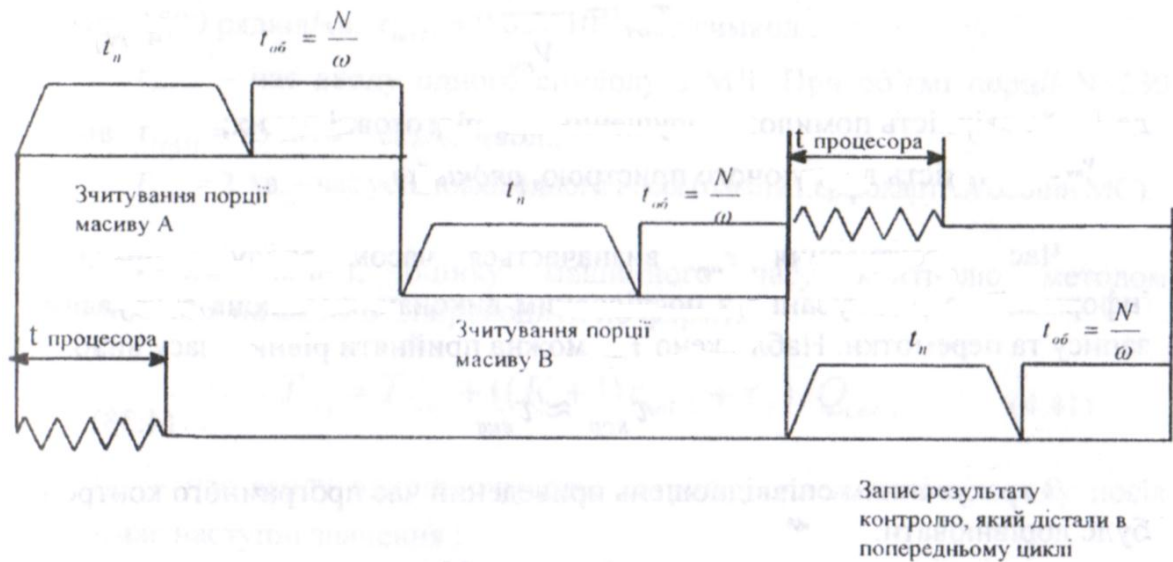


Рис. 4.6 Часова діаграма циклу обробки даних при контролі методом дублювання

Час  $\tau_{обр}$  визначається з урахуванням часу виконання циклу за формулою:

$$\tau_{обр} = \frac{3}{N} \left( t_n + \frac{T}{\omega} \right) \quad (4.34)$$

де  $t_n$  - час пуску стрічки;

$\omega$  - швидкість передачі інформації з МС, симв/сек.

Приведений час виводу проконтрольованого масиву  $\tau_{вив}$  складається з часу перемотки магнітної стрічки на початок та перезапуск на МС користувача

$$\tau_{вив} = \frac{T_{пер}}{Q} + \frac{2}{N} \left( t_n + \frac{T}{\omega} \right)$$

де  $T_{пер}$  - час перемотки ділянки стрічки, який займає масив з урахуванням технічних характеристик накопичувачів на МС час  $T_{пер}$  рівний:

$$T_{пер} = \frac{Q \left( \alpha + \frac{N}{\rho} \right)}{N \cdot v} \quad (4.36)$$

де  $\alpha$  - розмір міжзонного проміжку;

$\rho$  - щільність запису інформації на МС;

$v$  - швидкість перемотки стрічки.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\tau_{\text{пч}} \frac{60P}{v_{\text{пч}}} \quad (4.37)$$

де  $P$  - ймовірність помилок, допущених при підготовці даних;

$v_{\text{пч}}$  - швидкість друкуючого пристрою, рядків/хв.

Час коректування  $\tau_{\text{кор}}$  визначається часом вводу виправленої інформації та редагування з послідовним виконанням циклів зчитування- запису та перемотки. Наближено  $\tau_{\text{кор}}$  можна прийняти рівним часу виводу

$$\tau_{\text{кор}} \approx \tau_{\text{вив}} \quad (4.38)$$

З врахуванням співвідношень приведений час програмного контролю буде дорівнювати:

$$\tau_{\text{д}} = \frac{7}{N} \left( t_n + \frac{N}{\omega} \right) + \frac{2 \left( \alpha + \frac{N}{\rho} \right)}{N \cdot v} + \frac{60P}{v_{\text{пч}}} \quad (4.39)$$

При оцінці часу контролю на ЕОМ приведений час контролю рівний

$$\tau_{\text{д}} = \frac{7}{250} \left( 5.5 \cdot 10^{-3} + \frac{250}{64 \cdot 10^{-3}} \right) + \frac{2 \left( 60 + \frac{250}{32 \cdot 10^{-3}} \right)}{250 \cdot 2} + \frac{60 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{400} = 0.984 \quad (4.40)$$

де  $N$  - розмір порції даних, яка зчитується для контролю, за час виконання одного циклу. Прийнято середнє значення 250 символів (об'єм первинного документа);

$t_n$  - час пуску МС;

$\omega$  - швидкість передачі інформації;  $a$  - розмір міжзонного проміжку;

$\alpha$  - щільність запису на МС;

$v$  - швидкість перемотки;

$v_{\text{пч}}$  - швидкість друкуючого пристрою.

В табл. 4.4 приведено результати розрахунку машинного часу для ряду значень  $Q$

При цьому прийняті наступні параметри вводу:

$\tau_{\text{вв}(1)}$  - час вводу одного символу з перфокарт, при швидкості вводу 10 карт/сек. та степені заповнення перфокарти корисною інформацією на

75%,  $\tau_{\text{вв}(1)} = 1,67 \cdot 10^{-3}$  сек/символів.;

$\tau_{\text{вв}(2)}$  - час вводу одного символу з перфострічки, при швидкості вводу 1500 рядків/хв.  $\tau_{\text{вв}(2)} = 0,667 \cdot 10^{-3}$  сек/символ.;



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$\tau_{\text{вв}(3)}$  - час вводу одного символу з МЛ. При об'ємі порції  $N=250$  симв.  $\tau_{\text{вв}(3)} = 75.2 \cdot 10^{-6}$  сек/символ.;

$T_{\text{доп}} = 2$  хв. - час установки одного носія (пакета перфокарт чи бобіни МС).

Таким чином, оцінку машинного часу контролю методом дублювання на ЕОМ слід проводити по формулі:

$$T_{(i)} = T_{\text{доп}} + ((K + 1)\tau_{\text{вв}(i)} + \tau_{\text{д}})Q_{\text{сек}} \quad (4.41)$$

де  $\tau_{(i)}$  - час вводу одного символу, котрий в залежності від типу носія приймає наступні значення :

- 1)  $\tau_{\text{вв}(1)} = 1.67 \cdot 10^{-3}$  сек/символ - при вводі з перфокарт;
- 2)  $\tau_{\text{вв}(2)} = 0.667 \cdot 10^{-3}$  сек/символ - при вводі з перфострічки;
- 3)  $\tau_{\text{вв}(3)} = 75.2 \cdot 10^{-6}$  сек/символ - при вводі з магнітної стрічки.

Відносний час контролю в загальному часі виконання вводу контролю і виводу даних можливо оцінити по формулі;

$$T_{K(i)} = \frac{T_K \cdot 100\%}{T_{(i)}} \quad (4.42)$$

На рис. 4.7 приведений графік залежності часу  $T_K$  і часу  $T_{(i)}$  від розміру масиву  $Q$ .

### **9.3.2 Метод додавання**

Обчислювальний процес програмного контролю методів додавання даних на машинному носії можливо розглядати, як типову задачу обробки даних, вимагаючи для реалізації не більше двох магнітних стрічок проміжної пам'яті. Блок-схема моделі обчислювального процесу приведена на рис. 4.5.6.

Контроль даних приводиться циклами для кожної порції даних, які ічитуються з магнітної стрічки в оперативну пам'ять. Після виконання процесором операції рахування проконтрольована порція записується на другу магнітну стрічку. Повідомлення про знайдені помилки видаються до друку для коректування.

$T_1$ - час вводу и контролю масиву на перфокартах; т

$T_2$ - час вводу и контролю масиву на перфострічках;

$T_3$ - час вводу и контролю масиву на магнітну стрічку;

$T_4$ - час виконання циклів контролю.

Час вводу визначається по формулі :

$$T_{\text{вв}(1)} = \tau_{\text{вв}(1)} \cdot Q \left(1 + \frac{n}{N}\right) \quad (4.43)$$



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

Машинний час, витрачений на виконання програми контролю масиву об'ємом  $Q$  визначається

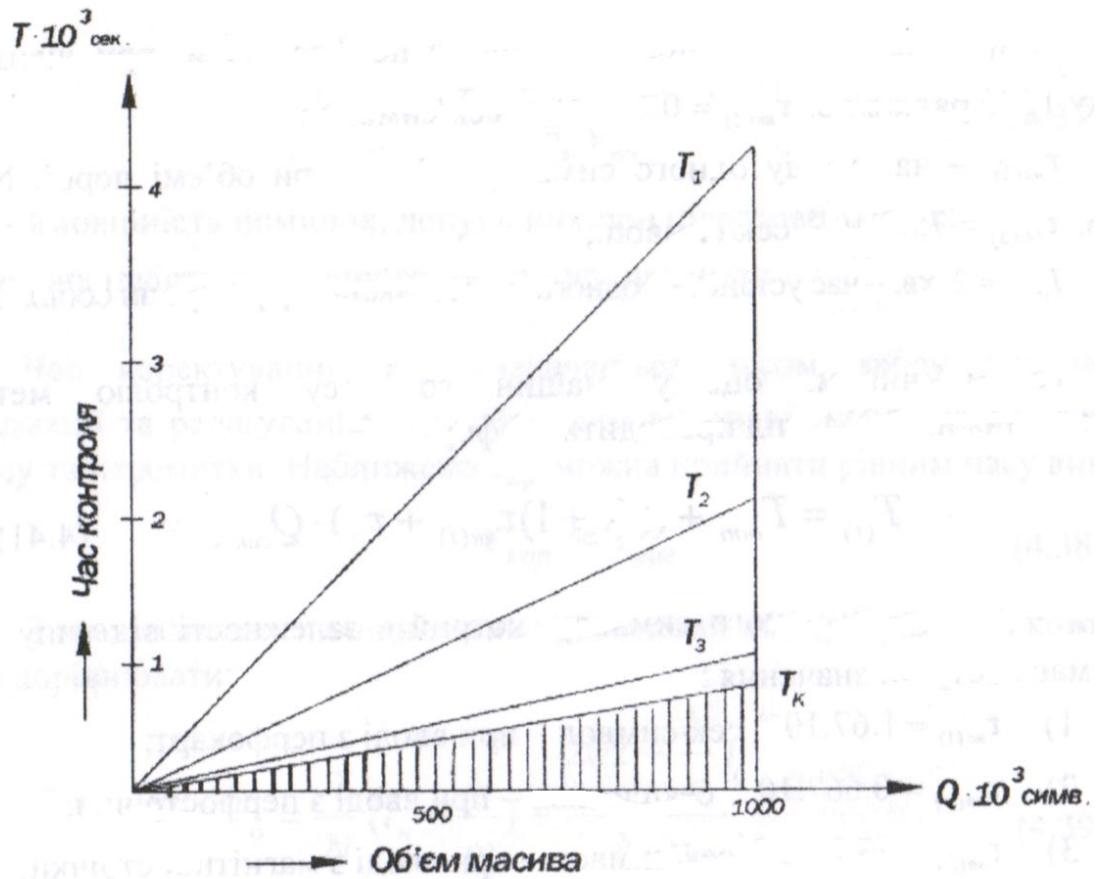
$$T_K = T_{к.сум} \cdot Q \left(1 + \frac{n}{N}\right) \quad (4.44)$$

Час програмного контролю методом додавання в перерахунку на один символ контролюємих даних визначається, як сума

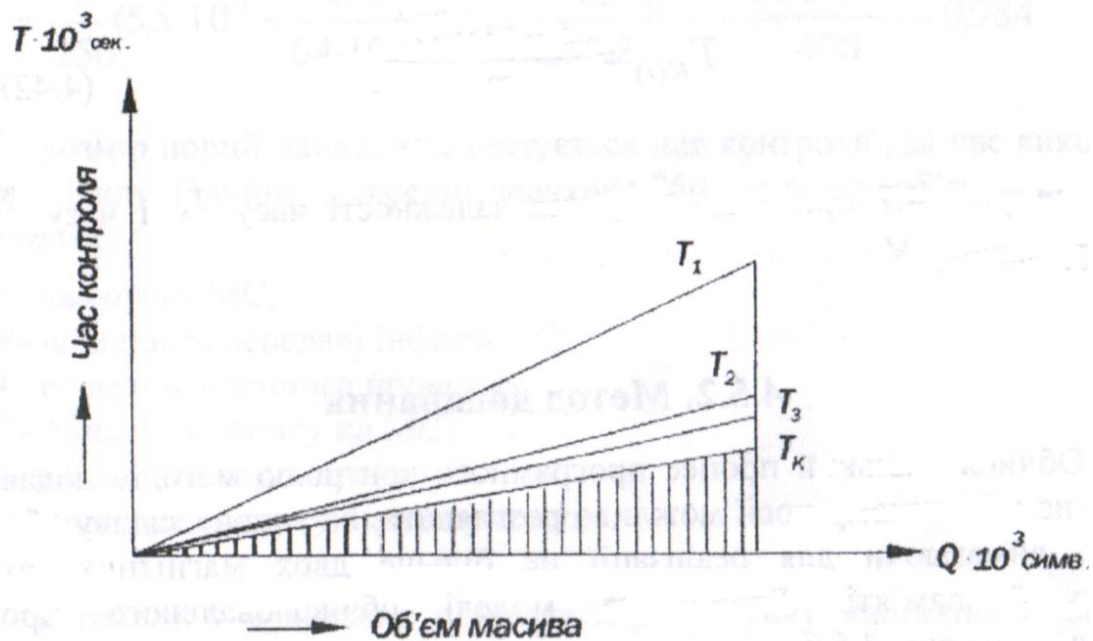
$$\tau = \tau'_{обр} + \tau'_{вив} + \tau'_{др} + \tau'_{кор} \quad (4.45)$$

При цьому вирахування часу обробки  $\tau'_{обр}$  виробляється з обліком часу виконання циклу, часова діаграма котра приведена на рис. 4.8.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах



а)



б)

Рис. 4.7. Графік витрат часу при контролі даних на ЕОМ.  
а) метод дублювання; б) метод додавання.

$$\tau'_{обр} = \frac{2}{T + \tau} \left( t_n + \frac{N + n}{\omega} \right) + \frac{\alpha + \frac{N + n}{\rho}}{(N + n) \cdot V}$$

(4.46)

Час виводу на МС визначається виразом

$$\tau'_{кор} = \tau'_{обр} \quad (4.48)$$

Підставляючи значення, знайдені по формулам (4.46, 4.47, 4.37, 4.48)

в формулу (4.45), визначаємо час програмного контролю  $\tau'(\cdot)$  для метода сумування.

Результати розрахунків по оцінці програмного контролю на ЕОМ для різних методів контролю зведені в табл. 4.5.

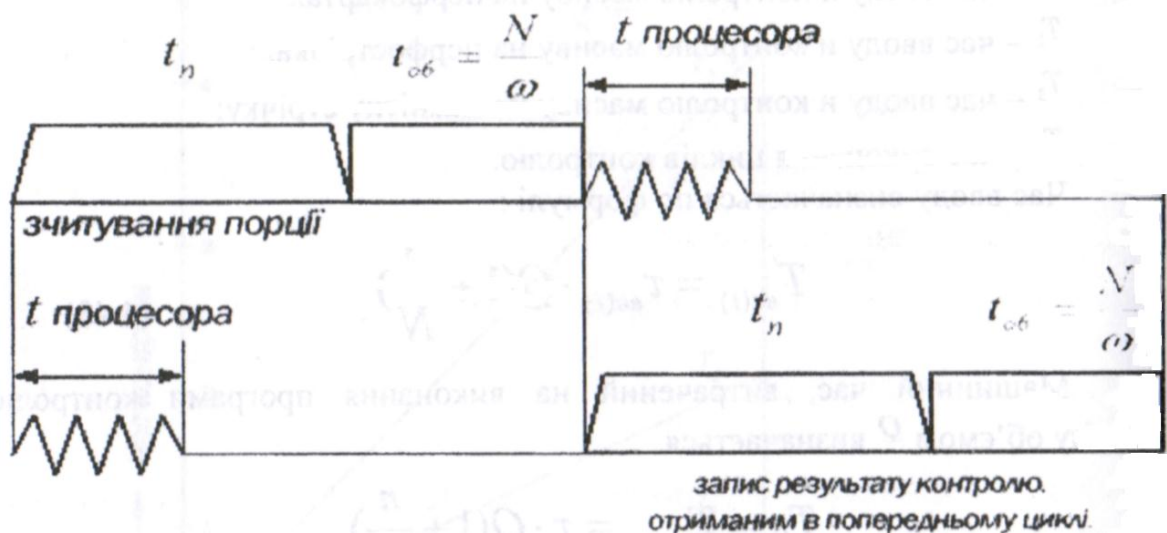


Рис. 4.6. Часова діаграма циклу обробки даних при контролі методами додавання

### 9.3.3 Метод верифікації

Машинний контроль підготовки вихідних даних методом верифікації може бути реалізована спеціалізованою системою підготовки даних. Так як спеціалізовані системи підготовки даних є найбільш розповсюдженими, то реалізацію вказаного методу контролю розглянемо з застосуванням цієї системи.

Блок-схема контролю в системі підготовки даних приведена на рис.4.9. На етапі вводу вихідний масив даних вводиться одним оператором з пульта на диск. На етапі обробки даних (програмного контролю) другий оператор виконує послідовність циклів обробки даних: вторинний ввід порції даних і корекції виявлених програмою контролю помилок.

Час, витрачений на підготовку однієї порції даних із N символів, можливо оцінити по формулі:

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$T_{(N)} = t_{\text{вв}}(N) \cdot t_{\text{ц}}(N) \cdot t_{\text{вив}}(N) \quad (4,49)$$

Де  $t_{\text{вв}}(N)$  - час вводу оператором порції даних;

$t_{\text{ц}}(N)$  - час виконання циклу обробки даних;

$t_{\text{вив}}(N)$  - час виводу даних на МС.

Час вводу  $t_{\text{вв}}(N)$  визначається по формулі

$$t_{\text{вв}}(N) = \bar{t}_{\text{вв}} \cdot N + t_{\text{зап}} \quad (4,50)$$

де  $\bar{t}_{\text{вв}}$  - середній час вводу оператором одного символу;

$t_{\text{зап}}$  - час запису порції даних на диск.

Час виконання циклу обробки визначається по формулі:

$$t_{\text{ц}}(N) = \bar{t}_{\text{вв}} \cdot N + qp \cdot N(\bar{t}_{\text{вв}} + t_{\text{зап}}) + t_{\text{заг}} + t_{\text{чит}} \quad (4,51)$$

де  $t_{\text{чит}}$  - час читання порції даних з диска в оперативну пам'ять;

$p$  - ймовірність помилки оператора.

Вираз  $qp \cdot N(\bar{t}_{\text{вв}} + t_{\text{зап}})$  характеризує час, витрачений на корекцію однієї помилки; вторинний ввід символу і запис з коректованої порції даних на диск. При цьому коефіцієнт  $q = 2$ .

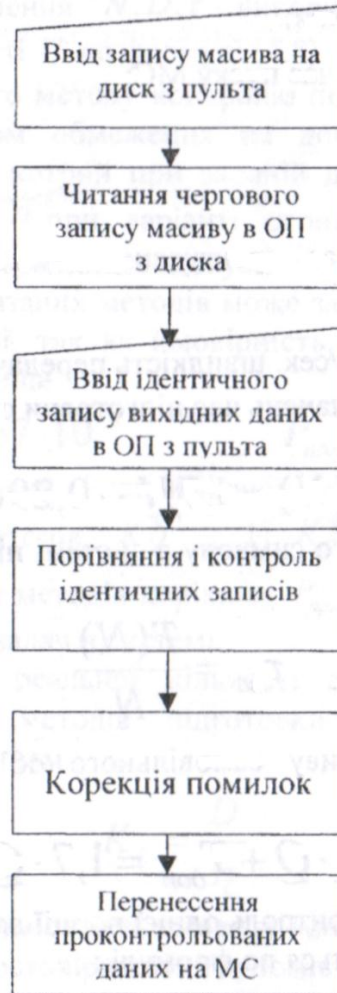


Рис. 4.9. Блок-схема процесу контролю методом верифікації при підготовці даних системою підготовки даних

Час виводу порції даних на МС визначається по формулі :

$$t_{\text{вив}}(N) = t_n \frac{N}{\omega} \quad (4.52)$$

де  $t_n$  - час пуску стрічки;

$\omega$  - швидкість передачі символів з магнітної стрічки.

Підставляємо вираз (4.50, 4.51) і (4.52) в вираз (4.49) отримаємо

$$T(N) = N \left( 2\bar{t}_{\text{вв}} + qp(\bar{t}_{\text{вв}} + t_{\text{кор}}) + \frac{1}{\omega} \right) + 2t_{\text{зап}} + 2t_{\text{чит}} + 2t_{\text{п}} \quad (4.53)$$

Виходячи із технічних характеристик пристроїв системи підготовки даних, а також враховуючи продуктивність і ймовірність оцінки помилок оператора різної кваліфікації (см. гл. 3) можливо прийняти наступні значення:

$t_{\text{зап}} + t_{\text{чит}} = 72.5 \cdot 10^{-3}$  - час доступу до різних масивів на диску з врахуванням передачі даних;

$t_{\text{п}} = 5.5 \cdot 10^{-3}$  сек. - час пуску МС;

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\bar{t}_{\text{ВВ}} = 0.83 \text{ сек.}$$

$$p = 2.7 \cdot 10^3 \text{ сек.}$$

$t_{\text{кор}} = 6 + 10$  сек. - час коректування помилкового символу оператором;

$\omega = 64,10$  символ/сек. швидкість передачі даних з МС.

З урахуванням цих значень час підготовки однієї порції даних дорівнює:

$$T(N) = 7N + 0.296 \quad (4.54)$$

Час підготовки одного символу в системі підготовки даних можливо оцінити по формулі:

$$\tau_{\text{пд}} = \frac{T(N)}{N} \quad (4.55)$$

Час підготовки масиву самовільного об'єму ( $Q$  визначається з відношення

$$T_{\text{пд}}(Q) = \tau_{\text{пд}} \cdot Q + T_{\text{доп}} = 1.7 \cdot Q + 120 \quad (4.56)$$

Час, витрачений на контроль однієї порції даних ( $N=250$ ) без обліку підготовки даних визначається по формулі :

$$T_K(N) = T(N) - 2N \cdot \bar{t}_{\text{ВВ}} \quad (4.57)$$

Час, витрачений на контроль одного символу, визначається по формулі:

$$\tau_K = \frac{T_K(N)}{N} = \frac{T(N) - 2N \cdot \bar{t}_{\text{ВВ}}}{N} = \frac{0.296}{N} + 0.04 \quad (4.58)$$

При  $N=250$ , час контролю одного символу складає  $\tau_K = 0,0412$ .

Продуктивність системи підготовки даних при роботі одного оператора визначається:

$$W_1 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{1.7} = 0.588 \text{ сим/сек.} \quad (4.59)$$

$A$  в режимі розділення часу

$$W_{32} = d \cdot W_1 = 32 \cdot 0.588 = 18.8 \text{ сим/сек.} \quad (4.60)$$

$d=32$ -максимальне число операторів.

Обчислення значення  $\bar{N}, \bar{D}, \tau$  використовується для розрахунку коефіцієнта ефективності  $\eta$  по формулі (4.8).

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

Вибір ефективного методу контролю по запропонованому критерію виробляється з обліком обмеження на достовірність, та ефективним вважається той метод, котрий при заданій достовірності має найбільше значення коефіцієнта  $\bar{\eta}$  при варіанті отримання контрольної суми в процесі формування первинного документа і контроль по модулю 11. Однак застосування вказаних методів може задовольнити обмежений круг рішень задач в системі, так як ймовірність не знайдених помилок цих методів не може бути вище

$$P_{\text{пом}} = 5.67 \cdot 10^{-5} \quad P_{\text{пом}} = 5.47 \cdot 10^{-5}$$

Методи дублювання і верифікації мають значення коефіцієнта  $\bar{\eta}$  декілька нижче методів К  $\Sigma$  рдок і КМ 11, але ймовірність не знайдених помилок цих методів дорівнює  $P_{\text{пом}} = 7,6 \cdot 10^{-7}$  широкий круг рішення задач в системі.

Для визначення реальної кількості вхідних даних технічних засобів и методів підготовки і контролю користуватися відношенням

$$K_l = \frac{\bar{D}}{\eta}$$

(4.61)

яке визначає трудомісткість варіанту контролю, приведено до одного символу при заданій достовірності. Трудомісткість підготовки даних для масиву самовільного об'єму Q визначається рівнянням

$$L(Q) = K_l \cdot Q \quad (4.62)$$

і може бути використане при розрахунку завантаження приладів і визначанні кількості операторів.

Приведений критерій оцінки ефективності методів підготовки і контролю даних на машинних носіях має наступні переваги по порівнянним з запропонованими в відомих роботах.

- Дозволяє при рівному значенні достовірності різноманітних методів чи різних варіантів одного і того ж метода вибрати той, котрий має відносно малу трудомісткість.

- Більш точно визначити трудомісткість робіт, зв'язаних з переносом даних на машинний носій.

Обґрунтовано розрахувати кількість вибраних приладів підготовки даних, а також персонал експлуатації і обслуговування технічних засобів.

**Витрати машинного часу на контроль при підготовці даних**

Найменування методу контролю	Носій даних	Об'єм контрольованих даних $Q$ , тис.симв.						
		0,001	0,25	1,0	10	100	1000	10000
		Час контролю						
Дублювання	п/к	0,00531	1,32	5,31	53,1	531	5310	53100
	п/п	0,00330	0,75	3,30	33	330	3300	33000
	м/п	0,00212	0,53	2,12	21,12	212	2120	21200
Верифікація	м/п	0,0412	10,3	41,2	412	4120	41200	412000
Додавання реквізитів строки $n = 120$	п/к	0,00354	0,885	3,54	35,4	354	3540	35400
	п/п	0,00206	0,515	2,06	20,6	206	2060	20600
	м/п	0,00118	0,295	1,18	11,8	118	1180	11800
Додавання символів строки $n = 120$	п/к	0,00282	0,705	2,82	28,2	282	2820	28200
	п/п	0,00116	0,415	1,66	16,6	166	1660	16600
	м/п	0,00097	0,243	0,97	9,7	97	970	9700
Додавання всіх реквізитів документа $n = 150$	п/к	0,00260	0,650	2,6	26	260	2600	26000
	п/п	0,00153	0,383	1,53	15,3	153	1530	15300
	м/п	0,000903	0,226	0,903	9,03	90,3	903	9030
Додавання по строкам і графам документа $n = 150$	п/к	0,00381	0,953	3,81	38,1	381	3810	38100
	п/п	0,00211	0,553	2,21	22,1	221	2210	22100
	м/п	0,00126	0,315	1,26	12,6	126	1260	12600

### 9.3.4 Задача вибору раціонального методу підготовки даних

Для рішення задачі створення раціональної системи підготовки даних (СПД) виникає необхідність чіткого визначення взаємозв'язку викладених питань. Оцінка зазначеного взаємозв'язку дозволить визначити методику рішення задачі вибору комплексу технічних засобів (КТЗ) СПД, принципів їхнього обслуговування.

Задача побудови раціональної СПД може бути представлена в наступному виді: мінімізувати функцію

$$S = S(C, D^0, \lambda, m, r, \omega) \quad (4.63)$$

задовольнивши при цьому наступні обмеження:

$$P\{T^j \leq T_{\text{доп}}^j\} \geq 1 - \varepsilon_j, j = 1, 2, \dots, j \quad (4.64)$$

$$D(D^0, \Delta n, \omega) \geq D_{\text{доп}}^j \quad (4.65)$$

де:  $S(C, D^0, \lambda, m, r, \omega)$  - приведені витрати на реалізацію й експлуатацію СПД (критерій порівняння конкурентноздатних варіантів), що залежать від надійності функціонування пристроїв ( $\lambda$ ), швидкості ( $C$ ) і вірогідності ( $D^0$ ) обробки інформації, місць введення і реалізації інформаційної надмірності ( $\omega$ ) кількості працюючих ( $m$ ) і знаходяться в резерві ( $r$ )



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах пристроїв;

$T^j$  - час на обробку  $j$ -го об'єму інформації СПД і на відновлення пристроїв, що відмовили;

$T_{\text{доп}}^j$  - припустимий час обробки  $j$ -го об'єму інформації СПД;

$D^0$  - вірогідність обробки даних СПД при роботі без інформаційної надмірності;

$D(D^0, \Delta n, \omega)$  - вірогідність обробки інформації СПД з обліком введеної інформаційної надмірності ( $D^{\text{н}}$ ), її місці введення і реалізації ( $\text{®}$ );

$D_{\text{доп}}^j$  - необхідна вірогідність обробки  $j$ -го об'єму інформації;

$1 - \varepsilon_j$  - показник втрат виробництва від несвоєчасної обробки СПД  $j$ -го об'єму інформації;

$P(\cdot)$  - імовірність того, що  $j$ -й об'єм інформації буде оброблений за  $T_{\text{доп}}^j$

Виникає необхідність визначення залежностей (4.63, 4.64, 4.65). Знайдені залежності дозволять сформулювати задачу вибору комплексу технічних засобів для системи підготовки даних і визначити метод її рішення.

### **9.3.5 Критерій порівняння конкурентоздатних варіантів систем підготовки даних.**

В якості критерію порівняння конкурентоздатних варіантів СПД приймаємо приведені витрати на обробку заданого графіка постугіання об'ємів інформації (ПОІ).

$$S = \sum_{i=1}^r S_i \quad (4.66)$$

де:  $S_1$  - приведені витрати на введення інформаційної надмірності;

$S_2$  - приведені витрати на перенос даних на машинні носії;  $c$

$S_3$  - приведені витрати на контроль даних;

$S_4$  - приведені витрати на коректування помилкових даних;

$S_5$  - приведені витрати на введення даних в ЕОМ.

Приведені витрати на  $i$ -й комплекс, що входить у СПД і реалізує одну з зазначених процедур, визначається за формулою:

$$S_i = \frac{E_{ni}}{Q} K_i + \varepsilon_i \quad (4.67)$$

де:  $E_{ni}$  - нормативний коефіцієнт окупності капітальних витрат;

$K_i$  - капітальні витрати на реалізацію  $i$ -го комплексу;

$\varepsilon_i$  - експлуатаційні витрати на обробку заданого графіка ПОІ;  $b$  - кількість

$Q$  - обробок графіка ПОІ в році.

У загальному виді визначаються

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$K_i = K_{1i} + K_{2i} + K_{3i} \quad (4.68)$$

де:  $K_{1i}$  - преїскурантна ціна технологічних засобів (ТЗ)  $i$ -го комплексу;

$K_{2i}$ -затрати на монтаж та наладку ТЗ  $i$ -го комплексу;

$K_{3i}$ - транспортні витрати на доставку ТЗ  $i$ -го комплексу.

У загальному виді визначаються

$$\mathcal{E}_i = \mathcal{E}_{li} t_{pi} + \mathcal{E}_{2i} + \mathcal{E}_{3i}$$

де:  $\mathcal{E}_{li}$ - експлуатаційні витрати на одиницю часу роботи  $i$ -го комплексу;

$\mathcal{E}_{2i}$ -експлуатаційні витрати, що залежать від періоду обробки графіка

ПОІ; і морті

$\mathcal{E}_{3i}$ - амортизаційні відрахування

$t_{pi}$ - час обробки  $i$ -м комплексом графіка ПОІ.

$$\mathcal{E}_{li} = a_i + \mathcal{E}_{\text{рем.}i} \lambda_i \quad (4.70)$$

де:  $\mathcal{E}_{\text{рем.}i}$ - витрати на ремонт  $i$ -го комплексу у випадку виникнення аварійного відмовлення;

$a_i$ - інші поточні витрати в одиницю часу роботи  $i$ -го комплексу;

$\lambda_i$ - інтенсивність аварійних відмовлень  $i$ -го комплексу.

$$a_i = a_{li} + a_{2i} + a_{3i} + a_{4i} + a_{5i} + a_{6i} \quad (4.71)$$

де:  $a_{li}$  - витрати на електроенергію в одиницю часу роботи  $i$ -го комплексу (грн/година);

$a_{2i}$ -витрати на оренду каналів зв'язку (грн/година);

$a_{3i}$  – витрати на матеріали, інструменти і т.д. для профілактичного обслуговування  $i$ -го комплексу (грн/година);

$a_{4i}$ - заробітна плата технічного персоналу, що робить профілактико- технічне обслуговування  $i$ -го комплексу з урахуванням додаткових виплат і відрахувань органам соціального страхування (грн/година);

$a_{5i}$ - витрати, на допоміжні матеріали (магнітна і перфораційна стрічки, папір для друкувальних пристроїв і т.д.) (грн/година);

$a_{6i}$ - поточні витрати, невраховані в даному розгляді 0 .

Часто при проектуванні систем складові  $\mathcal{E}_{li}, \mathcal{E}_{2i}, \mathcal{E}_{3i}$ , у чисельному виді одержати важко, тому при їхньому обчисленні в даний час використовують нормативні дані, що дозволяють визначити зазначені складові як визначений відсоток капітальних витрат.

Витрати на електроенергію

$$a_{li} = a_1 P_1 \quad (4.72)$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

де:  $a_1$ - вартість одного Квт. Год електроенергії /Р/Квт. Год/;

$P_1$ - електрична потужність, споживана  $i$ -м комплексом (КВт).

Витрати на оренду каналів зв'язку

$$a_{2i} = H_i \quad (4.73)$$

де,  $H_i$  - норма оренди даного виду каналів зв'язку( рік).

Витрати на матеріали та інструменти для профілактичного ремонту

$$a_{3i} = a_2 K_{li} \frac{1}{QT} \quad (4.74)$$

де,  $a_2$  - норма відрахувань на матеріали та інструменти для профілактичного ремонту за рік;

$T$ -нормативний час роботи  $i$ -го комплексу за рік.

$\frac{T}{Q}$ - нормативний час роботи  $i$ -го комплексу за період обробки графіка ПОІ:

Заробітна плата технічного персоналу

$$Q = a_4 a_4 a_4 Z_{T.п.i} \frac{12L_i}{T_{обс}} QT_{нор.i} \quad (4.75)$$

де:  $a_4$  - коефіцієнт, що враховує збільшення заробітної плати технічного персоналу за рахунок додаткових виплат (премії, надбавки);

$a_4$ - коефіцієнт, що враховує збільшення кількості технічного персоналу для підміни в період відпусток;

$a_4$ - коефіцієнт, що враховує відрахування органам соціального страхування;

$Z_{T.п.i}$ - заробітна плата одного технічного працівника, що обслуговує  $i$ - й комплекс на місяць;

$L_i$ - нормативна тривалість обслуговування  $i$ -го комплексу на місяць ( $\frac{\text{чол.-годин}}{\text{місяць}}$ );

$T_{обс}$  - середньомісячна норма робочого часу одного технічного працівника (чол. - місяць ).

Витрати на допоміжні матеріали:

$$Q_{5i} = M_i C_i K_{\text{мат.}i}, \quad (4.76)$$

де:  $M_i$  - кількість допоміжного матеріалу (перфострічки, перфокарти і т.д.) на знак інформації ( $\frac{\text{матеріал}}{\text{знак}}$ )

$C_i$ - швидкість обробки інформації на  $i$ -м комплексі ( $\frac{\text{СИМВОЛ}}{\text{год}}$ );

$K_{\text{мат}}$  - вартість одиниці матеріалу ( $\frac{\text{грн.}}{\text{матер.}}$ ).

Витрати на ремонт  $i$ -го комплексу

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\mathcal{E}_{\text{рем.}i} = \lambda_6 \frac{K_{li}}{QT_{\text{нор.}\lambda}} \quad (4.77)$$

де:  $\lambda_6$ - норма відрахувань і рік на ремонт ' -го комплексу.

$\mathcal{E}_{\text{рем.}i}$ -містить у собі заробітну плату персоналу, що обслуговує  $i$ -й комплекс за період обробки графіка ПОІ, позначимо  $-\mathcal{E}_{\text{рем.}i}(\frac{\text{грн}}{\text{матер.}})$  і витрати на матеріали і запчастини -  $\mathcal{E}_m(\frac{\text{грн}}{\text{матер.}})$

$$\mathcal{E}_{\text{оп.}i} = \frac{\mathcal{E}'_{\text{оп.}i}}{Q} \mathcal{E}_{\text{м.з.}i} = \frac{\mathcal{E}_{\text{м.з.}i}}{Q}$$

де:  $\mathcal{E}'_{\text{оп.}i}$  - заробітна плата персоналу, що обслуговує  $i$ -й комплекс за рік;

$\mathcal{E}_{\text{м.з.}i}$  - витрати на матеріали і запчастини на  $i$ -й комплекс за рік:

Тоді

$$\mathcal{E}_{\text{оп.}i} = a_3 a_4 a_5 \frac{12 \cdot 3_{\text{оп.}i}}{Q} \quad (4.78)$$

де -  $3_{\text{оп.}i}$  заробітна плата обслуговуючого персоналу на місяць;

$$\mathcal{E}_{\text{м.з.}i} = a_7 \frac{K_{li}}{Q} \quad (4.79)$$

де  $K_{li}$  - норма відрахувань на матеріали і запчастини в рік.

Амортизаційні відрахування  $\mathcal{E}_{3,i}$  визначаються відповідно до затверджених норм

$$\mathcal{E}_{3,i} = \frac{A_i K_{li}}{Q} \quad (4.80)$$

де  $A_i$  - норма амортизаційних відрахувань для  $i$ -го комплексу.

Таким чином, залежність (4.67) з урахуванням (4.68-4.80) може бути записана

$$\begin{aligned} S_i = & \left[ \frac{1.1E_H + A_i + \lambda_7}{Q} + \frac{(a_2 + a_6)}{QT_{\text{нор.}i}} \right] K_{1i} + \\ & + \left[ a_7 P_i + H_i + a_3 a_4 a_5 3_{\text{т.п.}i} \frac{12L_i}{T_{\text{обс.}} QT_{\text{нор.}i}} + \right. \\ & \left. + M_i C_i K_{\text{мат.}i} \right] t_{pi} + a_3 a_4 a_5 \frac{12 \cdot 3_{\text{оп.}i}}{Q} \end{aligned} \quad (4.81)$$

(4.57) дозволяє записати (4.18) у вигляді

$$S_i = (B_i + K_i t_{pi}) K_{il} + \mathcal{E}'_{1i} t_{pi} + \mathcal{E}'_{2i}$$

де:

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$B_i = \frac{1.1E_H + A_i + \lambda_7}{Q}; K_i = \frac{(a_2 + a_6)}{QT_{\text{нор.і}}}$$

$$\mathcal{E}'_{1i} = a_7P_i + H_i + a_3a_4a_5\mathcal{Z}_{\text{т.п.і}} \frac{12L_i}{T_{\text{обс.}}QT_{\text{нор.і}}} + M_iC_iK_{\text{мат.і}}$$

$$\mathcal{E}'_{2i} = a_3a_4a_5 \frac{12\mathcal{Z}_{\text{оп.і}}}{Q}$$

Допустимо, графік надходження і споживання об'ємів обробляється раз у рік на  $m_i$  однотипних пристроях, при цьому  $\Gamma$  таких же пристроїв знаходиться в резерві.

Тоді

$$B_m = (m_i + r_i)B_i; K_i^{(m)} = m_iK_i$$

$$\mathcal{E}_{1i}^{(1,m)} = m_i + \mathcal{E}'_{1i}; \mathcal{E}_{1i}^{(1,m)} = m_i + \mathcal{E}'_{2i}$$

### 9.3.6 Визначення обмеження на час підготовки даних

У сформульованій задачі вибору раціонального методу підготовки даних обмеження на час інформації представлено в наступному виді:

$$P\{T^j \leq T_{\text{доп}}^j\} \geq \varepsilon, j = 1, 2, \dots, j$$

Приведена залежність може бути спрощена-  $T^j \leq T_{\text{доп}}^j$ , тому що необхідний рівень ймовірності своєчасної підготовки даних найчастіше на практиці досягається за рахунок резерву пристрою. У цьому випадку виконується розрахунок кількості резервних пристроїв. Надалі індекс <sup>1</sup> для зручності викладу опускаємо. Час підготовки даних на машинних носіях залежить від обраного методу контролю і його технічної реалізації. Витрати часу на реалізацію обраного методу підготовки даних у загальному виді можна виразити в такий спосіб:

$$T_{\text{заг}} = T_{\text{він}} + T_{\text{пр}} + T_{\text{кн}} + T_{\text{кр}} + T_{\text{вв}}$$

де:  $T_{\text{він}}$ - час, затрачуваний на введення інформаційної надмірності в об'єм інформації;

$T_{\text{пр}}$  - час, який витрачається, на перенесення даних на машинні носії;

$T_{\text{кн}}$  - час, який витрачається, на контроль даних;

$T_{\text{кр}}$  - час, який витрачається, на коректування помилкових даних;

$T_{\text{вв}}$  - час, який витрачається, на введення даних в ЕОМ.

Такий розподіл у відомій мірі умовний, тому що деякі з цих етапів зовсім аналогічні і можуть бути суміщені в часі. Величини  $T_{\text{він}}, T_{\text{пр}}, T_{\text{кн}}, T_{\text{кр}}, T_{\text{вв}}$  містять у собі час перебування об'єму інформації в черзі при чеканні обробки визначаються шляхом моделювання процесу обробки заданого графіка ПОІ на

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах відповідному комплексу, фіксуючи час активної роботи елементів комплексу і час перебування об'ємів інформації в черзі.

Для визначення зазначених характеристик процесу обробки графіка ПОІ можна використовувати моделі.

Однак приведені методи планування не враховують можливість переорієнтації роботи комплексів у часі. Це обумовлено, з одного боку, відсутністю критерію, що дозволяє оцінити стан комплексу у фіксований проміжок часу, з іншого, обираюною спрощеною моделлю режиму функціонування елементів комплексу. Здійснюється безперервна обробка об'єму інформації, що надійшов, незалежно від її доцільності в даному проміжку часу. У реальних умовах питання про переорієнтацію роботи комплексів системи необхідно вирішувати при наявності наступних збурень: закінченні обробки об'єму інформації, надходженні на обробку об'єму інформації.

Розглянемо питання планування роботи комплексів системи підготовки даних з урахуванням можливості переорієнтації їхньої роботи в зв'язку зі зміною режиму функціонування.

Комплекс містить  $N$  елементів, пропускна здатність кожного  $V$ , котрі у визначений фіксований момент часу утворюють дві групи: активну  $p_1$

і пасивну  $p_2$ . При цьому  $p_1 + p_2 = N$ . До активної групи відносяться елементи комплексу, зайняті обробкою об'ємів даних, до пасивного - інші.

У зазначений момент часу  $i$ -й комплекс системи підготовки даних має у своєму розпорядженні об'єми інформації  $Q_j = 1, 2, \dots$ . Процес обробки

$Q_j$ ,  $j = 1, 2, \dots$  повинний здійснюватися в інтервалі часу  $[T_{pj}, T_{bj}]$ , де  $T_{pj}$  - час надходження на обробку  $j$ -го об'єму інформації,  $T_{bj}$  - необхідний момент часу закінчення його обробки. Загальна кількість об'ємів  $j$ , що знаходяться в системі, складає об'єми  $|j_1|$  броблювані в  $p_1$ , даний момент часу елементами комплексу й об'єми  $|j_2|$  що надійшли або очікують обробки.

Програмне і технічне забезпечення системи дозволяє зробити в будь-який момент часу переорієнтацію роботи елементів комплексу (зупинити обробку попередньо обраного об'єму інформації і приступити до обробки іншого). На процес переорієнтації елементів комплексу затрачається час  $T_0$ .

Питання переорієнтації елементів комплексу вирішується в момент часу, коли  $j_2 \leq p_2$ . Об'єми інформації, що надійшли, обробляються елементами, що складають пасивну групу, а елементи, що закінчили обробку об'ємів інформації, переходять у пасивний стан в групу  $p_2$

Випадки

$$\begin{aligned} n_2 = N, j_1 = 0, j_2 = n_2, n_1 = N, j_1 = n_1, j_2 \neq 0, n_1 \neq 0, \\ n_2 \neq 0, j_2 = n_1, j_2 > n_2 \end{aligned}$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах  
 вимагають встановлення пріоритетності об'ємів інформації, контролю ряду пріоритетності в часі і визначенні моментів часу переорієнтації елементів комплексів.

З огляду на те, що питання переорієнтації комплексів вирішується при наявності в системі ресурсу часу, показник пріоритетності об'ємів інформації на обробку повинний характеризувати величину резерву часу при обраній швидкості обробки інформації елементів комплексу, що мається в процесі обробки кожного об'єму  $J$ , за умови початку їхньої обробки в даний фіксований момент часу.

Необхідно відзначити, що  $v \geq \max\{v_j, j = 1, 2, \dots, J\} v_j = \frac{Q_j}{T_{bj} - T_{nj}}$

Тоді резерв часу при обробці  $J$ -го об'єму

$$T_{pj} = Q_j \frac{v^v - v_j}{v \cdot v_j}$$

Пріоритетний ряд  $Q_j, j = 1, 2, \dots, J$  формується відповідно до зростання  $T_{pj}, j = 1, 2, \dots, J$  з мінімальними значеннями  $T_{pj}, j = 1, 2, \dots, J$  надходять на обробку в першу чергу. Якщо в момент часу надходження збудження всі елементи комплексу завантажені, переорієнтація їхньої роботи здійснюється за умови,  $T_{pj} = T_0$  що  $j = 1, 2, \dots, J$ .

Розглянуті аспекти моделювання процесу обробки інформації застосовні при рішенні задач визначення кількості елементів комплексу, а також при плануванні графіків їхньої роботи.

При обчисленні  $T_{вин}, T_{пр}, T_{кн}, T_{вв}$  найчастіше необхідно визначити число циклів до проходження  $Q_j$  через комплекс, що здійснює обробку інформації.

Припустимо, що  $Q_j$  містить  $R$  контрольованих блоків,  $v_k$ - число циклів до проходження одного контрольованого блоку через  $i$ -й комплекс. Тоді  $u = \max v_k$  - число циклів до проходження всього об'єму  $Q_j$ .

$$P\{v < n\} = P^R\{v_j < n\} = (1 - g^{n-1})^R$$

де  $g = 1 - p$ ,  $p$  - ймовірність проходження блоку інформації за один цикл.

Середнє ЧИСЛО ЦИКЛІВ до проходження ВСЬОГО об'єму  $Q_i$  через комплекс визначається за формулою:

$$M_v = \sum_{n=1}^{\infty} n P\{v = n\} \sum_{n=1}^{\infty} n [(1 - g^n)^R - (1 - g^{n-1})^R]$$

де:  $g = P_{пом}, P_з, P_{пом}$  - ймовірність наявності в блоці помилкової інформації

$P_з$  - ймовірність виявлення помилкової інформації в блоці.

4.6.3. Визначення обмеження на вірогідність обробки інформації

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

Вірогідність обробки інформації  $\nu$ -м комплексом технічних засобів будемо називати ймовірністю співпадання одиниці інформації на його вході і виході.

$$D_k = p\{x = F(x)\} = 1 - P\{x \neq F(x)\}$$

де  $x$  - одиниця інформації на вході;

$F(x)$  - перетворена одиниця інформації.

На величину  $D_k$ , впливає кількість внесених помилок в інформацію на всіх етапах її перетворення. Це помилки, внесені технічними засобами і персоналом, що робить обробку інформації.

Застосовувані методи забезпечення вірності інформації дозволяють знайти і виправити частина помилок. Вони характеризуються кількістю циклів підготовки одиниці інформації ( $\nu$ ), ймовірністю виявлення помилки

$$P_3 = \frac{n_3}{n}$$

де  $n_3$  - кількість виявлених помилок;

$n$  - загальна кількість допущених помилок.

Тоді для конкретного методу

$$p\{x = F(x)\} = f(P_{\text{пом}}, \nu, P_3)$$

де  $P_{\text{пом}}$  - ймовірність помилкової обробки одиниці інформації.

У загальному випадку

$$p\{x = F(x)\} = f(M, P_{\text{пом}}, \nu, P_3)$$

де:  $M$  - технологічна сутність методу;

$P_3$  - ймовірність виявлення помилки в оброблюваній інформації методом  $M$ .

### **9.3.7 Оцінка витрат часу на підготовку даних за допомогою спеціалізованих пристроїв**

Для оцінки витрат часу обраного методу підготовка даних на машинних носіях введемо деякі поняття.

Оброблювані масиви вхідної інформації розділені на ряд первинних документів.

Об'єм  $i$ -го первинного документа містить  $N_i$  символів (цифр, букв і допоміжних знаків). Об'єм не містить надлишкових елементів повідомлення.

Надлишковий об'єм, внесений у документ із метою підвищення

вірогідності, містить  $n_i$  знаків для методів підсумовування і контролю за модулем.

Загальні витрати часу всього процесу підготовки будуть складатися з тимчасових витрат на виконання операцій введення інформаційної надмірності, перенесення даних на машинні носії, контролю, коректування і введення даних



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах в ЕОМ при обробці  $i$ -го документа. Тому що процес введення інформаційної надмірності, перенос, а іноді і контроль даних на машинних носіях, у залежності від обраних методів, складається з виконання оператором тих самих елементарних операцій, то витрати часу на їхню реалізацію можна виразити формулою:

$$T_{\text{вин}} + T_{\text{пр}} = t_{\text{вэо}}[(K_1 N_1 + K_2 n_i)(1 + K_c)(1 - K_{\text{апп}})] \quad (4.82)$$

де:  $N_1$  - об'єм первинного документа;

$n_i$ - додатковий об'єм даних, отриманий за рахунок контрольних сум (чисел);

$K_1, K_2$  - коефіцієнти, що залежать від методу контролю і його технічної реалізації;

$K_c$  - коефіцієнт, що враховує в загальному об'ємі даних кількість спеціальних і службових символів ( $K_c > 0$ );

$K_{\text{апп}}$  - коефіцієнт, що визначає ступінь автоматизації процедур підготовки і контролю даних  $K_{\text{апп}} < 1$ ;

$t_{\text{вэо}}$  - час виконання оператором елементарної операції (натискання клавіші).

Якщо використовується метод дублювання, додавання або контролю за модулем з реалізацією програмного контролю на ЕОМ, то для оцінки витрат часу на введення інформаційної надмірності і формування машинного носія залежність (4.82) може бути представлена і наступному виді:

$$T_{\text{вин}} + T_{\text{пр}} = 2t_{\text{вэо}}[(N_1 + n_i)(1 + K_c)(1 - K_{\text{апп}})] \quad (4.83)$$

де  $n_i = 0$  при реалізації методу дублювання.

Для реалізації методу контролю за допомогою спеціальних пристроїв

$$T_{\text{вин}} = 2t_{\text{вэо}}[(N_1 + n_i)(1 + K_c)(1 - K_{\text{апп}})] \quad (4.84)$$

$$T_{\text{КН}} = t_{\text{уст}(i)} + (N_1 + n_i)(1 + K_c) \left[ \frac{1}{V_c} t_{\text{вэо}} (1 - K_{\text{апп}}) \right] \quad (4.85)$$

де:  $t_{\text{уст}(i)}$ - час установки носіїв інформації  $i$ -го типу;

$V_c$  - швидкість роботи пристрою або продуктивність оператора при порівнянні даних на машинних носіях

при  $K_{\text{опт}} = 0, \frac{1}{V_c} = 0, K_{\text{опт}} = 1, \frac{1}{V_c} \neq 0$

Час коректування помилкових даних, допущених оператором і технічними засобами, визначається за формулою:

$$T_{\text{кр}} = g \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} (N_i + n_i)(1 - K_c) [t_{\text{по}} + L t_{\text{вэо}} (1 - K_{\text{апп}})] \quad (4.86)$$

де:  $g$  - коефіцієнт, що враховує ймовірність внесення помилок в об'єм даних, що обробляється, на різних етапах підготовки машинних носіїв;

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$\bar{P}_{\text{пд}}$  - ймовірність помилок, що допускаються оператором і технічними засобами;

$\bar{P}_{\text{зн}}$  - ймовірність виявлення помилок даним методом;

$t_{\text{po}}$  - час реакції оператора, необхідне для встановлення правильного символу в помилковому повідомленні;

L - блок, який коректується і який містить помилку.

Підрахунок часу введення даних в ЕОМ виражається за формулою:

$$T_{\text{вв}} = t_{\text{уст}}(i) + \frac{1}{V_{\text{вв}}} K_{\text{рме}} (N_1 + n_i)(1 + K_c) \quad (4.87)$$

де:  $T_{\text{вв}}$  - технічна швидкість пристрою введення даних в ЕОМ;

$K_{\text{рме}}$  - коефіцієнт, що враховує розбіжності між технічною й експлуатаційною швидкістю пристроїв введення.

### **9.3.8 Оцінка витрат часу при реалізації контролю даних на ЕОМ**

Задача програмного контролю і коректування, підготовлена оператором на машинних носіях даних, може розглядатися як типова задача обробка даних на ЕОМ, що складається з етапів введення, порівняння, висновку і коректування даних. При цьому основна частина часу затрачається на операції введення і висновку і тільки незначна частина - на контроль і коректування даних. Час введення і висновку визначається швидкодією зовнішніх пристроїв, а час контролю і коректування - тривалістю циклів запису, зчитуванням оброблених порцій (зон) даних при обміні з магнітними стрічками (МС) або магнітними дисками (МД) зовнішніх запам'ятовуючих пристроїв. Час виконання операцій програми контролю і коректування процесором не справляє значного впливу на загальний час виконання програми, тому що воно, в основному, суміщено з операціями обміну з зовнішніми пристроями. Цей час значний менше часу в циклі контролю і коректування, ніж робота зовнішніх пристроїв. В залежності від методу контролю при виконанні етапів обробки виділяється проміжна пам'ять на двох або трьох магнітних стрічках або робочих зонах диска. Час програмного контролю і коректування даних ЕОМ у загальному виді можна виразити формулою:

$$T_{\text{кэ}}(i) = \tau_{\text{вв}(i)} + \tau_{\text{со}} + \tau_{\text{кр}} + \tau_{\text{доп}} \quad (4.88)$$

де;  $\tau_{\text{вв}(i)}$  - час введення даних в ЕОМ з носія 'i'-го типу;

i - індекс типу носія вихідних даних. Для перфокарт 'i=1', для перфострічок 'i=2', для магнітних стрічок i = 3;

$\tau_{\text{со}}$  - час порівняння даних і обробки результатів порівняння;

$\tau_{\text{кр}}$  - час коректування даних;

$\tau_{\text{доп}}$  - час, який затрачується на установку носіїв.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

Приводимо методику розрахунку витрат машинного часу при контролі методами дублювання, додавання, верифікації і вапідатції.

Сутність контролю методом дублювання полягає в тім, що підготовлені різними операторами на перфокартах, перфострічках, магнітних стрічках або гнучких магнітних дисках два ідентичних масиви даних  $A$  і  $A'$  вводяться в ЕОМ і програмно порівнюються між собою. Блок-схема моделі обчислювального процесу контролю методом дублювання приведена на рис. 4.10.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

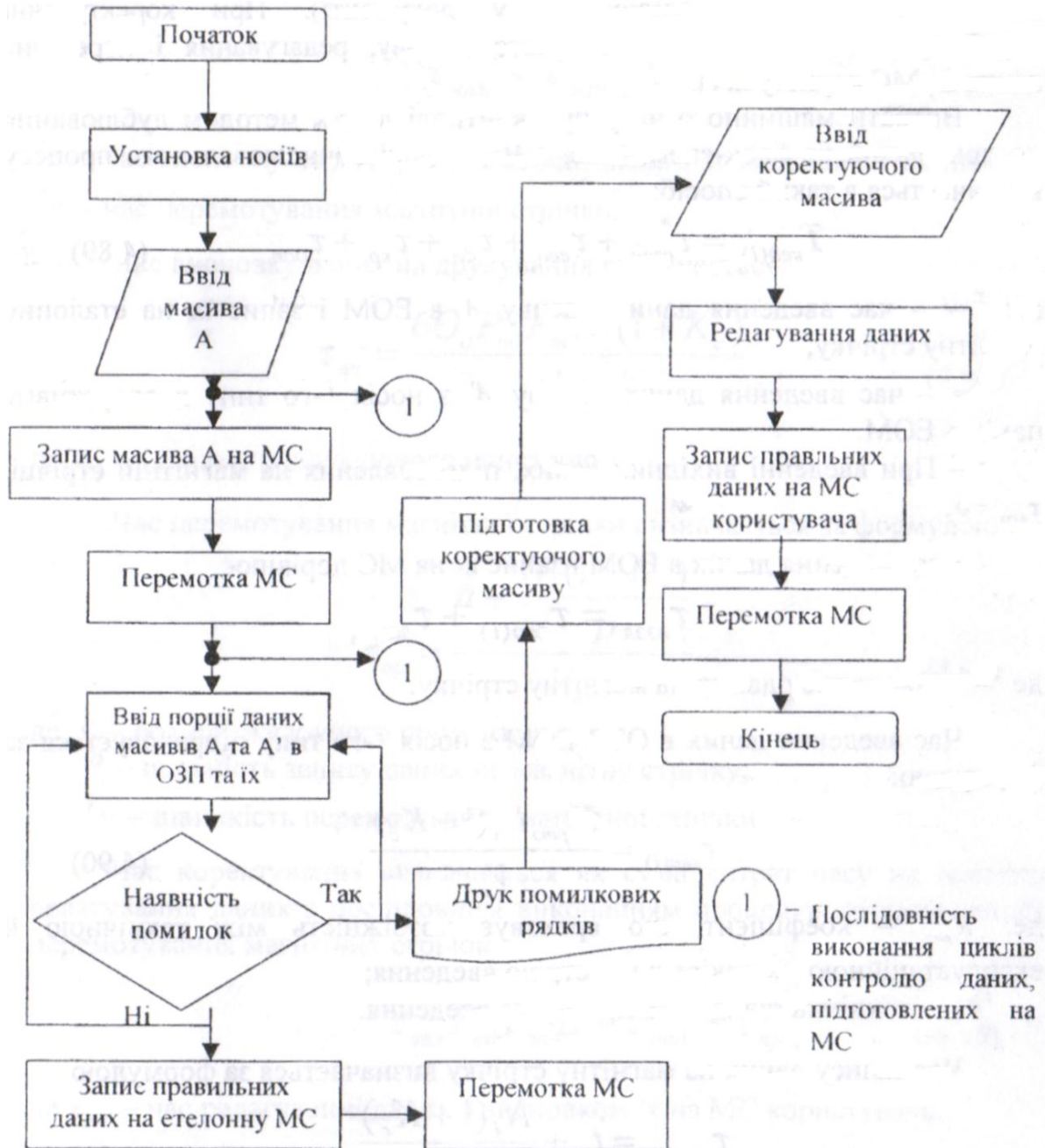


Рис. 4.10. Блок-схема моделі обчислювального процесу контролю методом дублювання

Для реалізації програми контролю методом дублювання необхідно виділити зовнішню пам'ять на магнітних стрічках або дисках, що використовується для циклічних пересилань в оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) порцій даних порівнюваних масивів  $A$  і  $A'$ . Етапові виконання циклів контролю передують етап введення масиву  $A$  з записом його на магнітну стрічку або диск. Етап порівняння даних супроводжується друкуванням помилкових повідомлень (документорядків) на алфавітно-цифровому друкувальному пристрої (АЦДП) для підготовки коригувального масиву. Повідомлення друкується зі своїми адресами (із вказуванням порядкових номерів повідомлень у документі). При

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах  
коректуванні виробляється введення коригувального масиву, редагування і перезапис даних на МС користувача.

Витрати машинного часу при контролі даних методом дублювання по приведеній на блок-схемі (рис. 4.10) моделі обчислювального процесу визначається в такий спосіб:

$$T_{\text{Кед}(i)} = \tau_{\text{взеа}}^* + \tau_{\text{вво}} + \tau_{\text{со}} + \tau_{\text{кр}} + \tau_{\text{доп}} \quad (4.89)$$

де:  $\tau_{\text{взеа}}^*$  час введення даних масиву А в ЕОМ і запис їх на еталонну магнітну стрічку;

$\tau_{\text{вво}}$  – час введення даних масиву А' з носія і-го типу в оперативну пам'ять ЕОМ.

\* - При введенні вихідних даних, підготовлених на магнітній стрічці,

$$\tau_{\text{взеа}}^* = 0.$$

Час введення даних в ЕОМ і запис їх на МС дорівнює

$$\tau_{\text{взел}} = \tau_{\text{вво}(i)} + \tau_{\text{зап}}$$

де  $\tau_{\text{зап}}$  - час запису даних на магнітну стрічку.

Час введення даних в ОЗП ЕОМ з носія і -го типу підраховується за формулою:

$$\tau_{\text{вво}(i)} = \frac{K_{\text{ртэ}} N_1 (1 + K_c)}{V_{\text{вв}}} \quad (4.90)$$

Де:  $K_{\text{ртэ}}$  — коефіцієнт, що враховує розбіжність між технічною й експлуатаційною швидкістю пристрою введення;

$V_{\text{вв}}$  - технічна швидкість пристрою введення.

Час запису даних на магнітну стрічку визначається за формулою

$$\tau_{\text{вво}(i)} = t_n \frac{N_1 (1 + K_c)}{\omega} \quad (4.91)$$

де:  $t_n$  - час пуску магнітної стрічки;

$N_1$  - розмір порції даних, що зчитується для контролю;

$\omega$  - швидкість обміну з накопичувачем на магнітній стрічці.

Час порівняння даних масивів А і А й обробки результатів порівняння визначається як сума витрат часу на введення даних в ОЗП, читання з МС порції даних, висновок на друкування і перемотування МС;

$$\tau_{\text{со}} = \tau_{\text{вво}(i)} + \tau_{\text{чт}} + \tau_{\text{др}} + \tau_{\text{пр}}$$

де:  $\tau_{\text{чт}}$  - час зчитування даних з магнітної стрічки, приблизно можна прийняти рівним часу запису даних на МС.

$$\tau_{\text{чт}} \approx \tau_{\text{зап}} \quad (4.92)$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$\tau_{др}$ -час висновку на друкування повідомлень з помилковими даними,

$\tau_{пр}$ - Час перемотування магнітної стрічки,

Час висновку даних надрукування визначається:

$$\tau_{пч} = \frac{60_{д} P_{пд} P_{зн} N_i (1 + K_c)}{V_{др}} \quad (4.93)$$

де  $V_{др}$ - швидкість друкуючого пристрою.

Час перемотування магнітної стрічки визначається за формулою:

$$\tau_{пр} = \frac{a + \frac{N_i (1 + K_c)}{\rho}}{V_{пз}} \quad (4.94)$$

де:  $a$  - розмір міжзонного проміжку;

$\rho$  - щільність запису даних на магнітну стрічку;

$V_{пз}$  - швидкість перемотування магнітної стрічки.

Час коректування визначається як сума витрат часу на введення, редагування даних з послідовним виконанням процедур читання-запису і перемотування магнітних стрічок

$$\tau_{кр} = \tau_{вве} P_{пд} P_{зн} L + \tau_{ред} + \tau_{пр} \quad (4.95)$$

де  $\tau_{ред}$  - час редагуванні даних з висновком їх на МС користувача.

Час редагування визначається:

$$\tau_{ред} = 2 \left( t_n + \frac{N_i (1 + K_c)}{\omega} \right) \quad (4.96)$$

Додатковий час, який витрачається на установку носіїв, визначається за залежністю:

$$\tau_{дод(i)} = \sum t_{уст(i)} K_{уст} \quad (4.97)$$

де  $K_{уст}$  –кількість установок носіїв інформації.

Підставляючи у формулу (4.89) отримані значення (4.90-4.97) визначаємо формулу оцінки витрат часу при контролі даних методом дублювання, підготовлених на перфокартах і перфострічках:

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\begin{aligned}
 T_{\text{кэд}} = & \frac{K_{\text{ртэ}} N_i (1 + K_c)}{V_{\text{вв}}} (2 + P_{\text{пд}} P_{\text{зн}} L) + \frac{5}{t_n} + \\
 & + \frac{N_i (1 + K_c)}{\omega} + \frac{2(a + \frac{N_i (1 + K_c)}{\rho})}{V_{\text{пз}}} + \\
 & + \frac{60_{\text{д}} \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} N_i (1 + K_c)}{V_{\text{пч}}} + \sum t_{\text{уст}(i)} K_{\text{уст}}
 \end{aligned}
 \tag{4.98}$$

Так як при контролі даних, підготовлених на магнітних носіях,  $\tau_{\text{втез}} = 0$ , то оцінка витрат машинного часу при контролі даних, підготовлених на магнітних носіях, визначається за формулою:

$$\begin{aligned}
 T_{\text{кэд}(з)} = & (5 + P_{\text{пд}} P_{\text{зн}} L) (t_n \frac{N_i (1 + K_c)}{\omega} + 2 \frac{a + \frac{N_i (1 + K_c)}{\rho}}{V_{\text{пл}}}) + \\
 & + \frac{60_{\text{д}} \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} N_i (1 + K_c)}{V_{\text{пч}}} + \sum t_{\text{уст}(i)} K_{\text{уст}}
 \end{aligned}
 \tag{4.99}$$

Сутність контролю методом триразового дублювання полягає в тому, що підготовлені три ідентичних масиви даних А,А',А" вводяться в ЕОМ і програмно порівнюються між собою. При співпаданні даних двох порівнюваних масивів (А А', А А", А'А" ) інформація вважається правильною і записується на МС користувача.

Блок-схема моделі обчислювального процесу при контролі порівнянням трьох ідентичних масивів показана на рис. 4.11.

Оцінка витрат часу при контролі порівнянням трьох ідентичних т (і 2) масивів  $T_{\text{кэд}(з)}$ , підготовлених на перфокартах і перфострічках, визначається за залежністю:

$$\begin{aligned}
 T_{\text{кэд}(з)} = & 3 \left( \frac{K_{\text{ртэ}} N_i (1 + K_c)}{V_{\text{вв}}} \right) + (t_n \frac{N_i (1 + K_c)}{\omega}) + \\
 & + \frac{a + \frac{N_i (1 + K_c)}{\rho}}{V_{\text{пл}}} + \sum t_{\text{уст}(i)} K_{\text{уст}}
 \end{aligned}
 \tag{4.100}$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

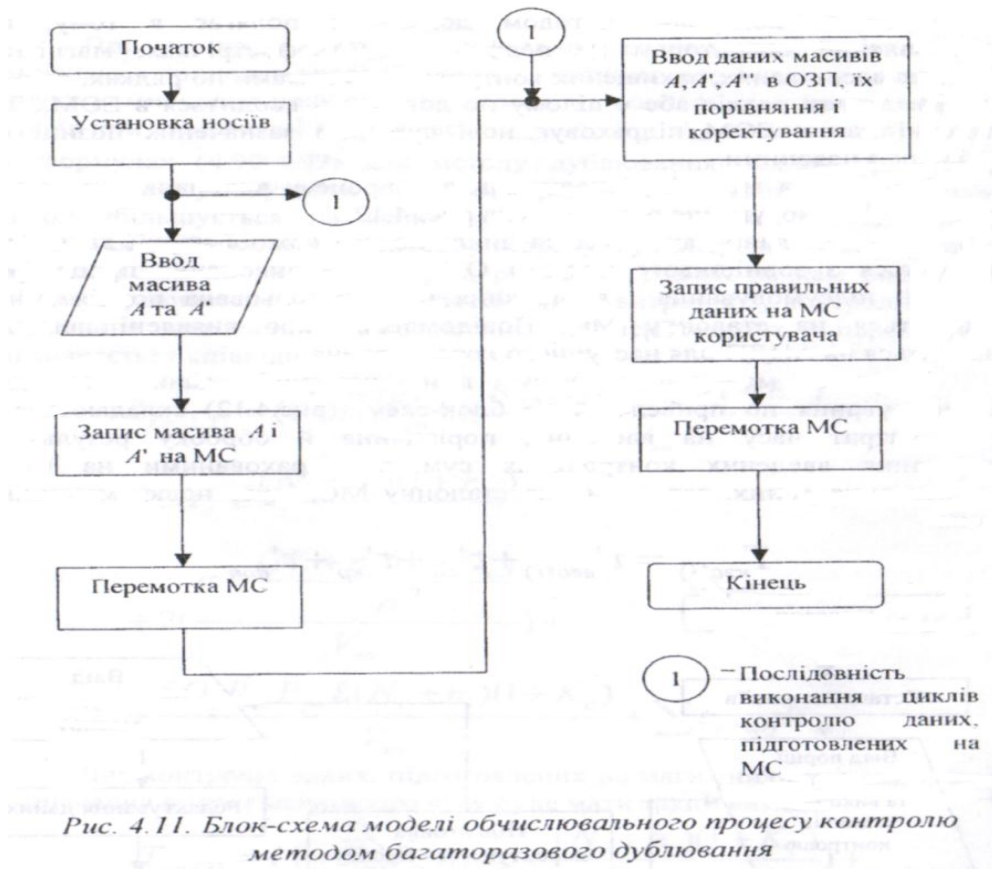


Рис. 4.11. Блок-схема моделі обчислювального процесу контролю методом багаторазового дублювання

Оцінка витрат часу при контролі порівнюваних трьох ідентичних масивів, підготовлених на МС, визначається в такий спосіб:

$$T_{\text{кэТД(з)}} = 4\left(t_n \frac{N_i(1 + K_c)}{\omega}\right) + a + \frac{N_i(1 + K_c)}{V_{\text{пл}}} + \sum t_{\text{уст}(i)} K_{\text{уст}} \quad (4.101)$$

Сутність контролю методом додавання полягає в тому, що підготовлений оператором на перфокартах, перфострічках, магнітних стрічках масив даних, захищених контрольними сумами по рядках, рядкам і графам, пачці рядків або в цілому по документі вводиться в ЕОМ. При введенні даних ЕОМ підраховує нові суми по зазначених позиціях і порівнює з наявними.

Блок-схема моделі обчислювального процесу виконання контролю методом підсумовування приведена на рис. 4.12.

Контроль даних виконується циклічно для кожної порції даних, що зчитуються з зовнішнього носія в ОЗП. Після виконання процесором операцій підсумовування і порівняння проконтрольована порція даних записується на еталонну МС. Повідомлення про виявлені помилки виводяться на АЦДП для наступного коректування.



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

Витрати машинного часу при контролі даних методом підсумовування поведеній на блок-схемі (рис.4.12) складаються із суми витрат часу на введення, порівняння й обробку результатів порівняння введених контрольних сум з підрахованими на ЕОМ, коректування даних, записаних на еталонну МС, і установку машинних носіїв:

$$T_{\text{Кед}(i)} = \tau'_{\text{вво}(i)} + \tau'_{\text{со}} + \tau'_{\text{кр}} + \tau'_{\text{доп}}$$

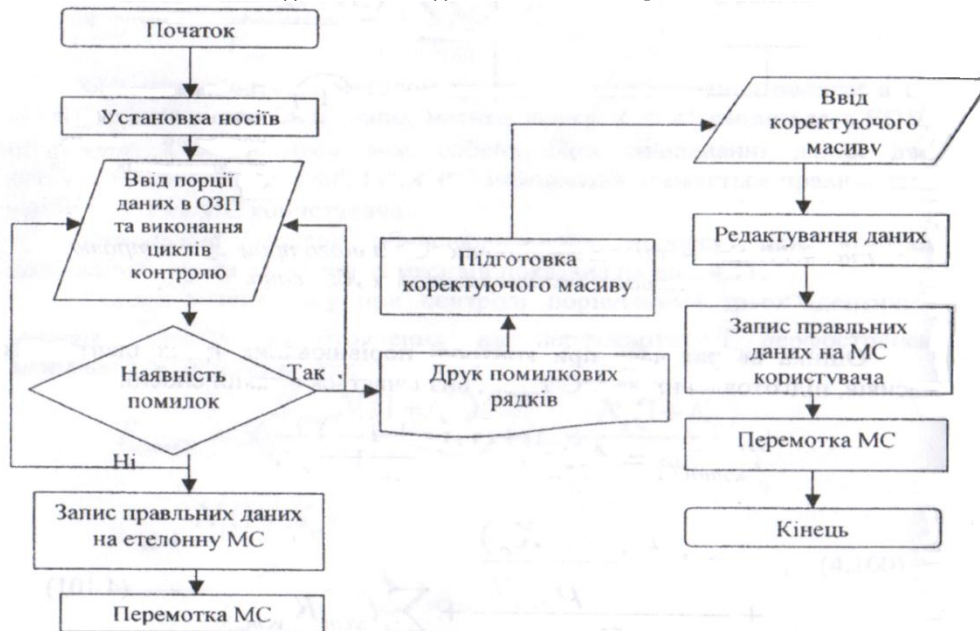


Рис. 4.12. Блок-схема обчислювального процесу контролю методом сумування

При контролі методом додавання розрахункові співвідношення виконання процедур введення, запису, читання, редагування даних на МС, друку помилкових повідомлень, перемотування МС і установка машинних носіїв при визначенні витрат часу аналогічні приведеним

у формулах (4.90-4.97) для методу дублювання. Однак при контролі методом підсумовування об'єм контрольованої порції даних в одному циклі збільшується на величину контрольної суми ". Величина " міняється в залежності від способу підрахунку контрольних сум, реквізитів або символів по рядках, графах, рядках і графах, пачкам рядків або в цілому по документі. У такий спосіб оцінка витрат часу контролю методом додавання для даних, підготовлених на перфокартах і перфострічках, визначається співвідношенням:

$$T_{\text{кэс}(1,2)} = (1 + \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} L) \left( \frac{K_{\text{ртэ}}(N_i + n_i)(1 + K_c)}{V_{\text{вв}}} + \right. \\ \left. + 3 \left( t_n + \frac{(N_i + n_i)(1 + K_c)}{\omega} \right) + \right. \\ \left. + 2 \left( \frac{a + \frac{(N_i + n_i)(1 + K_c)}{\rho}}{V_{\text{вв}}} \right) + \right.$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$+ \frac{60_{\text{д}} \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} L(N_i + n_i)(1 + K_c)}{V_{\text{пч}}} + \sum t_{\text{уст}(i)} K_{\text{уст}} \quad (4.101)$$

Для контролю даних, підготовлених на магнітних стрічках, формула визначення витрат машинного часу буде мати такий вигляд:

$$T_{\text{кэс}(1,2)} = (1 + \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} L)(t_n + \frac{(N_i + n_i)(1 + K_c)}{\omega}) + \\ + 2(\frac{a + \frac{(N_i + n_i)(1 + K_c)}{\rho}}{V_{\text{вл}}}) + \\ + \frac{60_{\text{д}} \bar{P}_{\text{пд}} \bar{P}_{\text{зн}} L(N_i + n_i)(1 + K_c)}{V_{\text{пч}}} + \sum t_{\text{уст}(i)} K_{\text{уст}}$$

### 9.3.9 Оцінка витрат масу підготовки даних на машинокеруючих системах

В машинокеруючих системах, які використовуються для підготовки і контролю даних на машинних носіях, широко застосовуються методи контролю даних - верифікація і валідація.

Блок-схема процесу підготовки і контролю даних методом верифікації на машиноуправляемих системах підготовки даних (МСПД) приведена на рис. 4.13. На етапі введення дані з первинних документів вводяться з пультів операторів одночасно і незалежно один від одного. Введені дані формуються за номером пульта, проходять формальний контроль і заносяться у відведену для відповідного пульта буферну зону ОЗП, а потім переносяться у відповідну область системного диска.

На етапі контролю система порівнює дані, які знову вводяться і раніше введені, й інформує оператора за допомогою панелі індикації про усі випадки розбіжності порівнюваних даних. Виявлені помилки коректуються оператором триразовим натисканням необхідного символу і повторною верифікацією всього рядка документа. Оброблені системою пакети даних по спеціальних командах старшого оператора записуються на магнітний носій користувача.

Підготовка і контроль даних методом верифікації на багатопультовій машиноуправляемій системі складається з витрат часу на виконання процедур введення даних і запис їх у дискову пам'ять системи, зчитування з неї, порівняння, коректування і висновки даних на МС користувача. При цьому час запису в дискову пам'ять і зчитування з неї, а також їхнього порівняння суміщено з часом введення даних оператором у систему.

$$T_{\text{пкв}} = \frac{1}{d} (\tau_{\text{воп}} + \tau_{\text{ккр}} + \tau_{\text{вив}}) \quad (4.103)$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

де:  $d$  - кількість пультів операторів, з яких дані одночасно надходять у систему;

$\tau_{\text{воп}}$  - час введення даних оператором у систему;

$\tau_{\text{ккр}}$  - час контролю і коректування помилок;

$\tau_{\text{вив}}$  - час виведення даних на магнітну стрічку користувача. Час уведення даних оператором у систему складає:

$$\tau_{\text{воп}} = t_{\text{взо}} N_i (1 + K_c) (1 - K_{\text{апп}}) \quad (4.104)$$

де  $\tau_{\text{воп}}$  - час виконання елементарної операції оператором при введенні даних у систему.

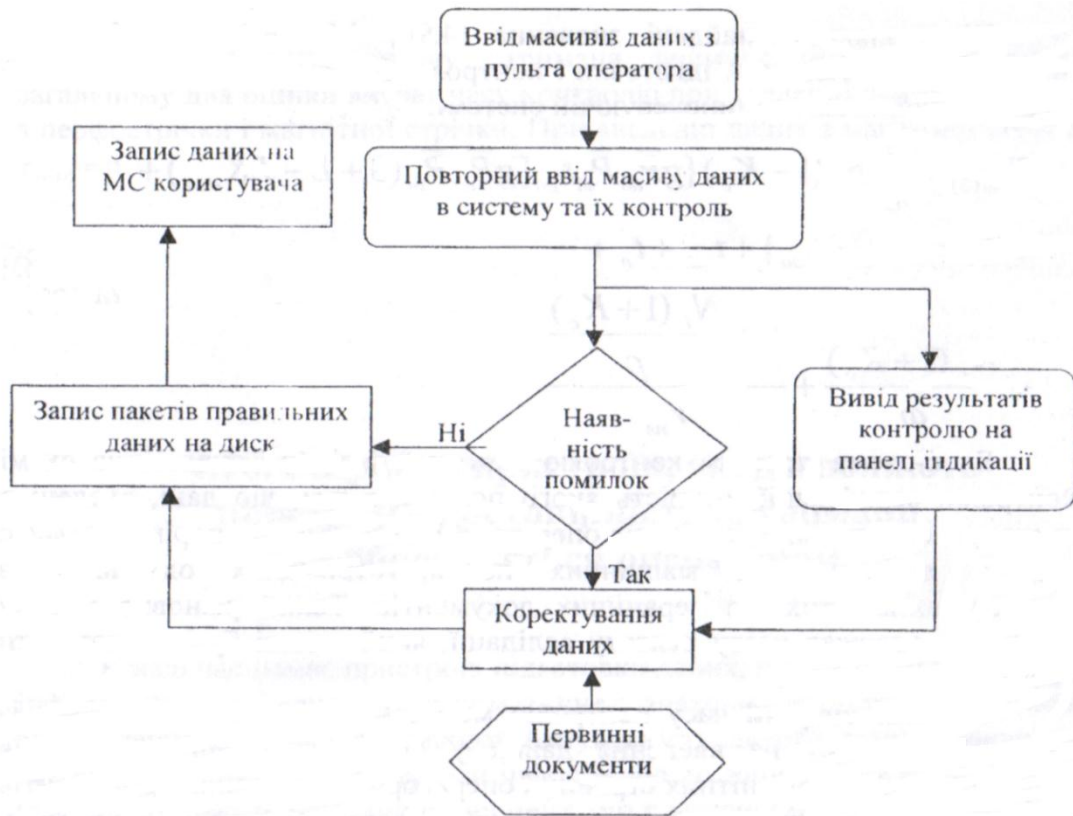


Рис. 4.13. Блок-схема процесу підготовки та контролю даних методом верифікації на машиноуправляючих системах

Час контролю і коректування помилок визначається за формулою:

$$\tau_{\text{ккр}} = \{t_{\text{взо}} g \bar{P}_{\text{нд}} \bar{P}_{\text{зн}} t_{\text{ро}} [g \bar{P}_{\text{нд}} \bar{P}_{\text{зн}} (3 + L - LK_{\text{апп}}) + 1 - K_{\text{апп}}] N_i (1 + K_c)\} \quad (4.105)$$

Введені в систему проконтрольовані скоректовані дані по команді виводяться із системного диска на МС користувача.

Час висновку даних на МС користувачі визначається:

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\tau_{\text{вив}} = \tau_{\text{чт}} + t_n \frac{N_i(1 + K_c)}{\omega} \tau_{\text{пр}} \quad (4.106)$$

дет<sub>чт</sub> - час пошуку і читання запису на диску.

Час перемотування  $\tau_{\text{пр}}$  визначається за раніше приведеною формулою (4.94).

Підставляючи знайдені значення (4.94, 4.10-4.106) у формулу (4.103), визначаємо час підготовки і контролю даних методом верифікації на багатопультівій машинокеруючій системі:

$$\begin{aligned} T_{\text{пкв}(2)} = & \frac{1}{d} N_i(1 + K_c) \{ g \bar{P}_{\text{нд}} \bar{P}_{\text{зн}} t_{\text{ро}} [ g \bar{P}_{\text{нд}} \bar{P}_{\text{зн}} (3 + L - LK_{\text{апп}}) + \\ & + 2(1 - K_{\text{апп}}) ] t_{\text{вэо}} \} + \tau_{\text{чт}} + t_n + \\ & + \frac{N_i(1 + K_c)}{\omega} + \frac{a + \frac{(N_i + n_i)(1 + K_c)}{\rho}}{V_{\text{пл}}} \end{aligned} \quad (4.107)$$

Блок-схема процесу контролю методом валідації аналогічна схемі контролю верифікації, сутність якого полягає в тім, що дані, введені в систему з первинних документів оператором, автоматично порівнюються с даними введеними з машинних носіїв, отриманих одночасно з форматуванням тих же первинних документів. Такий різновид методу контролю одержав назву режиму валідації, який надалі будемо називати “контроль валідації”.

Загальні витрати часу контролю методом валідації складаються із суми витрат часу на введення даних у систему з машинних носіїв (перфострічок або магнітних стрічок) і оператором з первинних документів з одночасним виконанням операцій автоматичного порівняння, коректування, виведення даних на МС користувача і додатковий час на установку носіїв:

$$T_{\text{квл}(2,3)} = \tau_{\text{ввс}(i)} + \tau_{\text{зап}} + \frac{1}{d} (\tau_{\text{воп}} + \tau_{\text{ккр}} + \tau_{\text{вив}} + \tau_{\text{доп}}) \quad (4.108)$$

Де  $\tau_{\text{ввс}(i)}$  - час введення інформації в систему з носія і-го типу, значення  $\tau_{\text{ввс}(i)} = \tau_{\text{вво}(i)}$

Підставляючи раніше отримані значення, складових формули (4.108) визначаємо формулу оцінки витрат часу при контролі методом валідації:

$$T_{\text{квл}(2,3)} = \frac{K_{\text{ртэ}(i)} N_i(1 + K_c)}{V} + t_n + \frac{N_i(1 + K_c)}{\omega} +$$

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{d} N_i (1 + K_c) \{ g \bar{P}_{нд} \bar{P}_{зн} t_{ро} [ g \bar{P}_{нд} \bar{P}_{зн} (3 + L - L K_{апп}) + \\
 & \quad + 1(1 - K_{апп}) ] t_{взо} \} + \\
 & t_{чт} + t_n + \frac{N_i (1 + K_c)}{\omega} + \sum t_{уст(i)} K_{уст} \\
 & (4.109)
 \end{aligned}$$

Для зручності викладу отримана формула (4.110) записана н загальному для оцінки витрат часу контролю при введенні даних в систему з перфострічки і магнітної стрічки. При введенні даних з магнітної стрічки

### ***9.3.10 Розробка пристроїв, які дозволяють підвищити достовірність інформації, яка обробляється оператором***

В наш час немає пристроїв підготовки даних, в яких би підчас запису інформації проводилось автоматичне знаходження та оперативне виправлення помилок оператора. Актуальність даного заходу очевидна, так як є можливість коректувати інформацію до запису її на носії, і таким чином отримуємо машинний документ, що є важливим при роздрукуванні, копіюванні та передачі цієї інформації. Корекція помилок може бути проведена на основі інформаційної надмірності, яка є в первинному документі, або на основі введеної надмірності в процесі підготовки машинного документа. В процесі підготовки інформації доцільно використовувати таку інформаційну збитковість в первинному документі як дані в графі „Всього” або „Сума. Цей метод найбільш ефективний у випадку використання в якості пристрою підготовки даних, так як магнітна стрічка може бути застосована як проміжна пам'ять інформації яка коректується.

Раніше використовувались пристрої підготовки даних з використанням магнітної стрічки, з використанням перфострічки. Але в них пристроях були відсутні блоки, які дозволяли би підчас запису інформації на носій виявляти і оперативно виправляти помилки оператора.

Метою розробки нового пристрою для вводу даних в накопичувач інформації є виявлення та виправлення помилок оператора з використанням магнітних накопичувачів в процесі підготовки інформації.

Мета досягається введенням електронних блоків, які дозволяють підчас запису інформації на магнітний носій проводити автоматичне контрольне сумування, порівняння контрольної суми яку дістали із раніше підготовленою та вибірку на основі нерівності цих сум сигналу реверсу магнітного носія на необхідну кількість зон для повторного запису спотвореної оператором інформації.

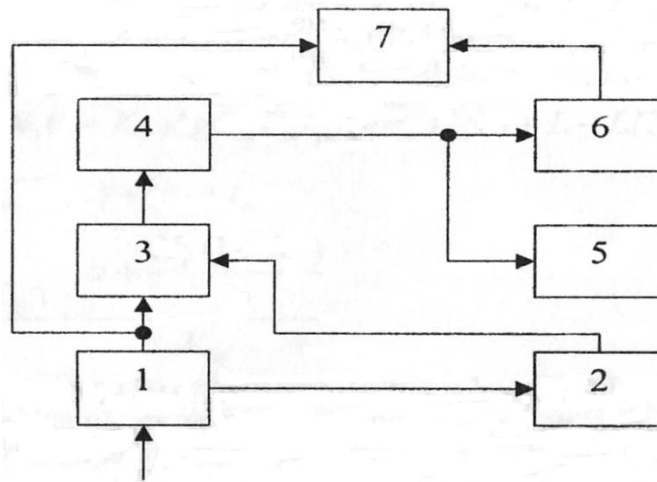


Рис. 4.14.

Структурна схема пристрою приведена на рис. 4.11, де: 1-клавіатура, 2 - блок керування перезаписом, 3 - блок контрольного сумування, 4 - блок аналізу помилок, 5 - індикатор помилок, 6 - блок формування реверсу накопичувана, 7 - накопичувач інформації на магнітному носії.

Функціональна схема одного із варіантів пристрою приведена на рис. 4.15, на якому розкриті блоки 2, 3, 4 і, частково, 6 може бути застосоване до контрольного циклічного сумування при основі 2.

Розглянемо роботу пристрою за структурною схемою (рис. 4.14). Перед записом інформації оператор повинен здійснити за допомогою клавіатури (1) пошук початкової зони магнітної стрічки. Після появи сигналу готовності запису на магнітний носій (7) оператор приступає до набору на клавіатурі інформації згідно документа, на якому є підраховані в певному порядку контрольні суми. При натисненні клавіш клавіатури (1) коди символів поступають на накопичувач (7) для запису і в блок контрольного сумування (3) для підрахунку контрольної суми. Перед набором контрольної суми натискається клавіша, яка відповідає ознаці контрольної суми, і яка настроює блок управління перезаписом (2) на вирахування контрольної суми із суми, яка накопичена на суматорі блока (3). В кінці вирахування в блоці аналізу помилок (4) відбувається аналіз результату обчислення. Якщо результат вирахування сум дорівнює нулю, то оператор продовжує набирати наступну інформацію. У випадку, коли результат вирахування сум не дорівнює нулю, в блоці індикатора помилок (5) генерується сигнал помилки для оператора, а в блоці формування реверсу накопичувана (6) генерується необхідна кількість імпульсів реверсу, яка визначається лічильником символу цього ж блоку, для повторного запису останньої порції інформації. При цьому реверсивний рух стрічки здійснюється на протязі короткого проміжку часу тому процедура виправлення помилки не знижує темпу роботи оператора. Таким чином, на магнітній стрічці буде зафіксована тільки правильна інформація, що має важливе значення при друкуванні, копіюванні та передачі цієї інформації.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

У випадку, коли вибраний носій інформації не можна використовувати як проміжну пам'ять інформації, що коректується, необхідно в пристрій ввести „буферну пам'ять”. Зрозуміло, що ємність „буферної пам'яті” впливає на величину блоку, що контролюється. Для вказаного технологічного варіанту обробки інформації може бути застосовано „Пристрій для запису інформації”.

Метою розробки „Пристрою для запису інформації” є виявлення та виправлення помилок оператора з застосуванням накопичувачів інформації на будь-якому носії інформації.

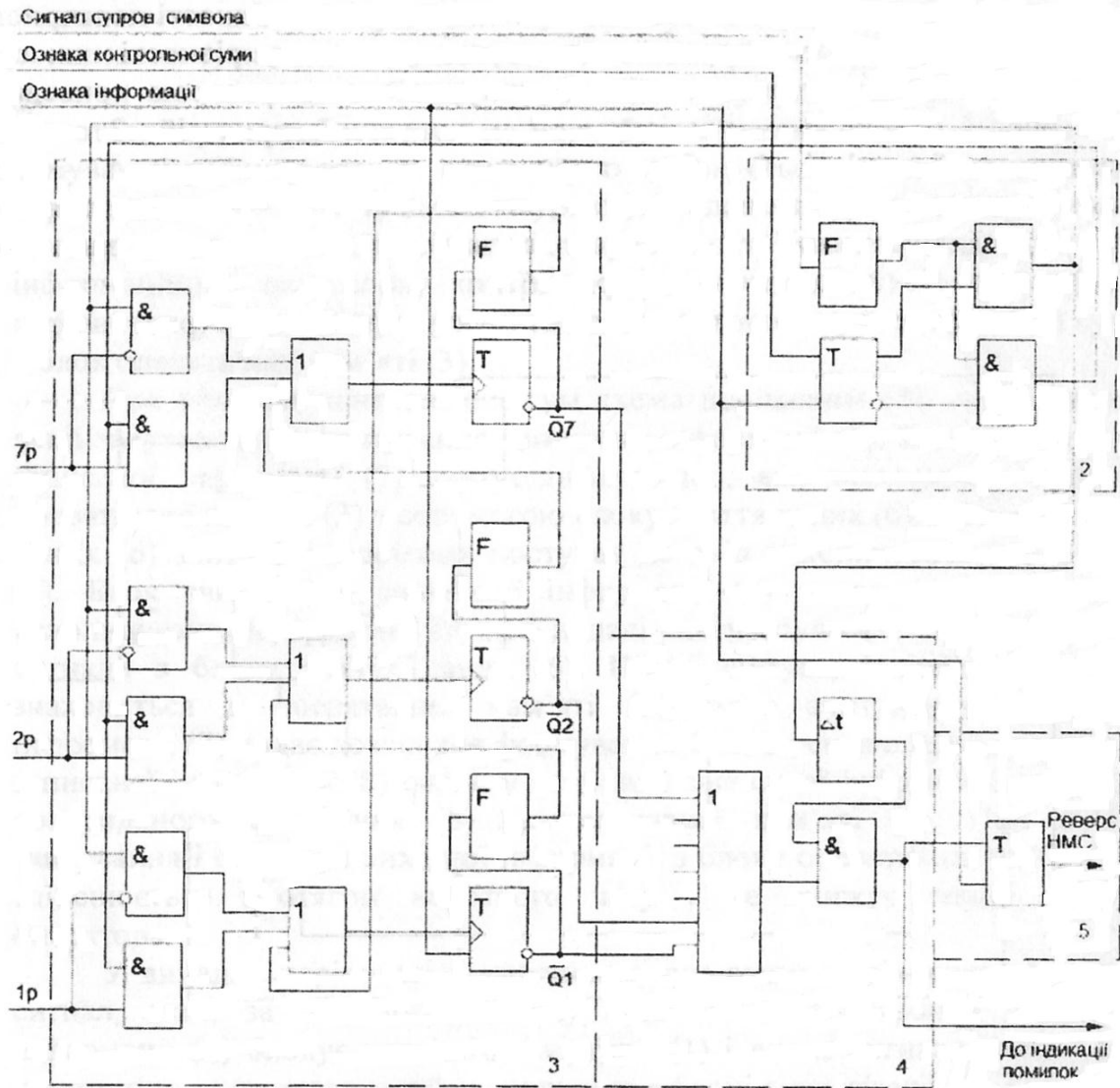


рис. 4.15

Мета досягається введенням електронних блоків, які дозволяють під час запису інформації на магнітну стрічку та інші носії інформації проводити автоматичне контрольне сумування, порівняння контрольної суми яку дістали з раніше підготовленою і вибірку на основі нерівності цих сум сигналу блокування клавіатури та ознаки необхідності повторного запису інформації спотвореної оператором, у випадку рівності цих сум інформація записується на носій. Структурна схема пристрою приведена на рис. 4.16, де: 1 - клавіатура, 2 -



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

кодуючий пристрій, 3 - блок оперативної пам'яті. 4 - блок порівняння контрольних сум, 5 - блок контрольного сумування, 6 - блок зняття даних, 7 - блок зчитування записаної інформації. 8 - блок сигналізації і стирання записаної інформації, 9- накопичувач інформації.

Розглянемо роботу пристрою за структурною схемою (рис. 4.16).

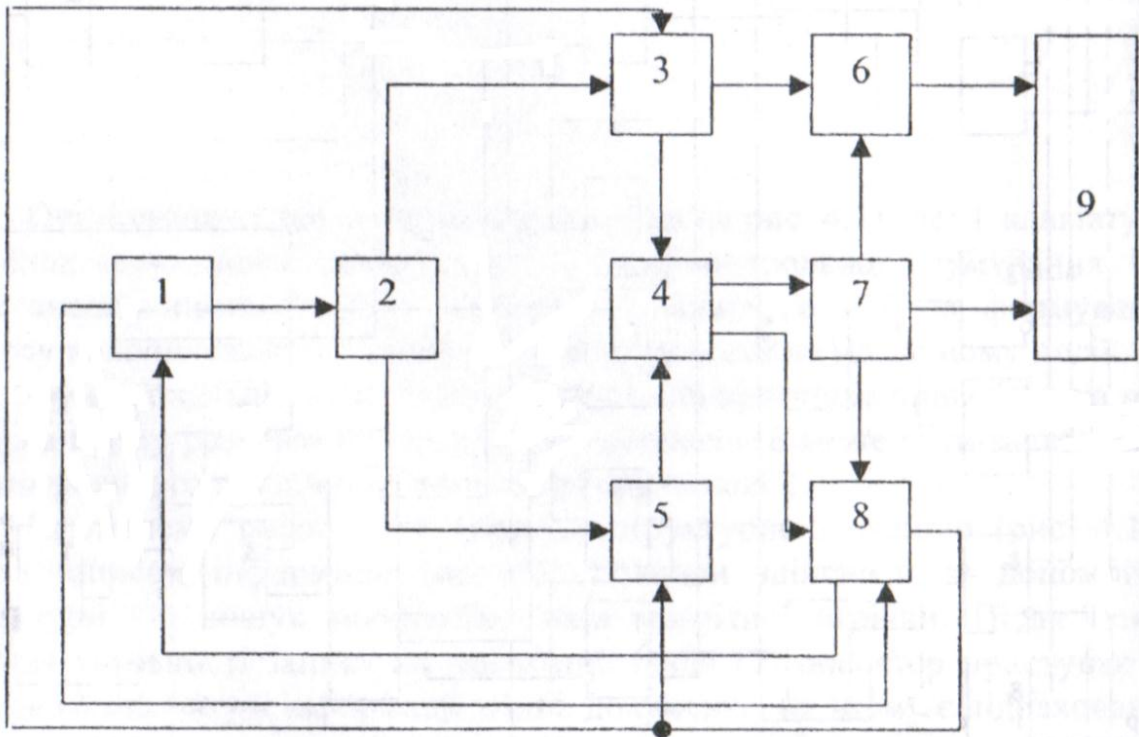


Рис. 4.16

Перед записом інформації оператор повинен переконаватися в готовності пристрою запису. Після появи сигналу готовності запису на накопичувач (9) оператор приступає до набору на клавіатурі (1) інформації згідно документа, на якому є також підраховані в певному порядку контрольні суми.

Натисненням клавіші на клавіатурі (1) оператор подає сигнал на кодуючий пристрій (2). Перетворений з допомогою кодуючого пристрою (2) сигнал в виді необхідного для накопичувача інформації (9) коду записується в оперативну пам'ять (3). Одночасно сигнал перетворюється кодуючим пристроєм (2) в код обумовлений системою контрольного сумування (5). Код, який дістали, поступає в блок контрольного сумування (5). Дані накопичуються в оперативній пам'яті (3) і одночасно проводиться підрахунок контрольної суми в блоці контрольного сумування (5). Останньою в оперативну пам'ять (3) записується попередньо підготовлена контрольна сума, яка порівнюється схемою порівняння (4) з контрольною сумою, яку дістали в блоці контрольного сумування (5). Попередньо підготовлена контрольна сума не може бути



Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

занесена в блок контрольного сумування (5), так як вхід його блокується після поступання передостаннього сигналу з клавіатури (1). В блоці контрольного сумування (5) передбачена схема, яка веде підрахунок поступаючих сигналів, блокує інформаційний вхід блоку контрольного сумування (5), стробує схему порівняння (4) при поступанні попередньо підготовленої контрольної суми в блок оперативної пам'яті (3).

При рівності контрольних сум схема порівняння (4) видає сигнал, який запускає блок зчитування записаної інформації (7). Блок зчитування записаної інформації (7) зчитує інформацію, яка знаходиться в блоці оперативної пам'яті (3) з допомогою блоку зняття даних (6). З блоку зняття даних (6) зчитана інформація поступає на вхід накопичувача інформації (9). Блок зчитування записаної інформації (7) видає сигнал на вхід накопичувача інформації (9), щоб надалі можна було стробувати вихідні сигнали з блоку зняття даних (6). Після зчитування інформації, яка знаходиться в оперативній пам'яті (3), блок зчитування записаної інформації (7) видає дозвіл для формування блоком сигналізації і стирання записаної інформації (8) сигналу стирання записаної інформації в блоках контрольного сумування (5) і оперативної пам'яті (3). При цьому зчитування і стирання вихідної інформації з блоку оперативної пам'яті (3) здійснюється протягом короткого часу і не знижує темпу роботи оператора.

У випадку нерівності контрольних сум схема порівняння (4) видає сигнал, який за допомогою блоку сигналізації і стирання записаної інформації (8) блокує клавіші клавіатури (1) і видає сигнал „помилка” з допомогою індикатора, який знаходиться в блоці сигналізації (8). Оператор клавішею „зняття блокування” розблоковує клавіатуру (1) і одночасно стирає записану інформацію в блоці оперативної пам'яті (3) і блоці контрольного сумування (5) за допомогою блоку сигналізації і стирання інформації (8).

Виправлення помилки відбувається повторним введенням вихідних даних.

Таким чином, на накопичувачі інформації, буде зафіксована інформація без помилок оператора.

Закладені в розроблений пристрій методи корекції помилок оператора знижують швидкість обробки інформації. Особливо це впливає на швидкість обробки інформації в тому випадку, коли дані

підготовлюються низькокваліфікованими працівниками і  $P\{x \neq F(x)\} \ll 10^{-3}$ .

Різні заходи психофізіологічного, антропогенного характеру можуть тільки незначно її підвищити.

На практиці виникає необхідність обробити інформацію за обмежений час.

Тому закономірно прагнення розробників апаратури технологічно виключити час, який затрачує оператор, на виправлення інформації з помилками. В таких випадках процес корекції помилок проводиться автоматично з допомогою спеціально розробленого пристрою.

Тема 9. Побудова раціонального процесу підготовки даних в багаторівневих інформаційно-обчислювальних системах

При вибраному методі контролю (порівняння контрольних сум) це можна досягнути паралельною підготовкою однієї і тієї ж інформації на кількох пристроях підготовки даних з нанесенням на носій інформації попередньо підготовлених і знову підрахованих контрольних сум. Підготовлена таким чином інформація аналізується пристроєм корекції, яке друкує на машинописному документі тільки правильну інформацію і інформацію, і якій є не виявлені вказаним методом помилки. Технологічна схема системи підготовки та контролю інформації представлена на рис. 4.17.

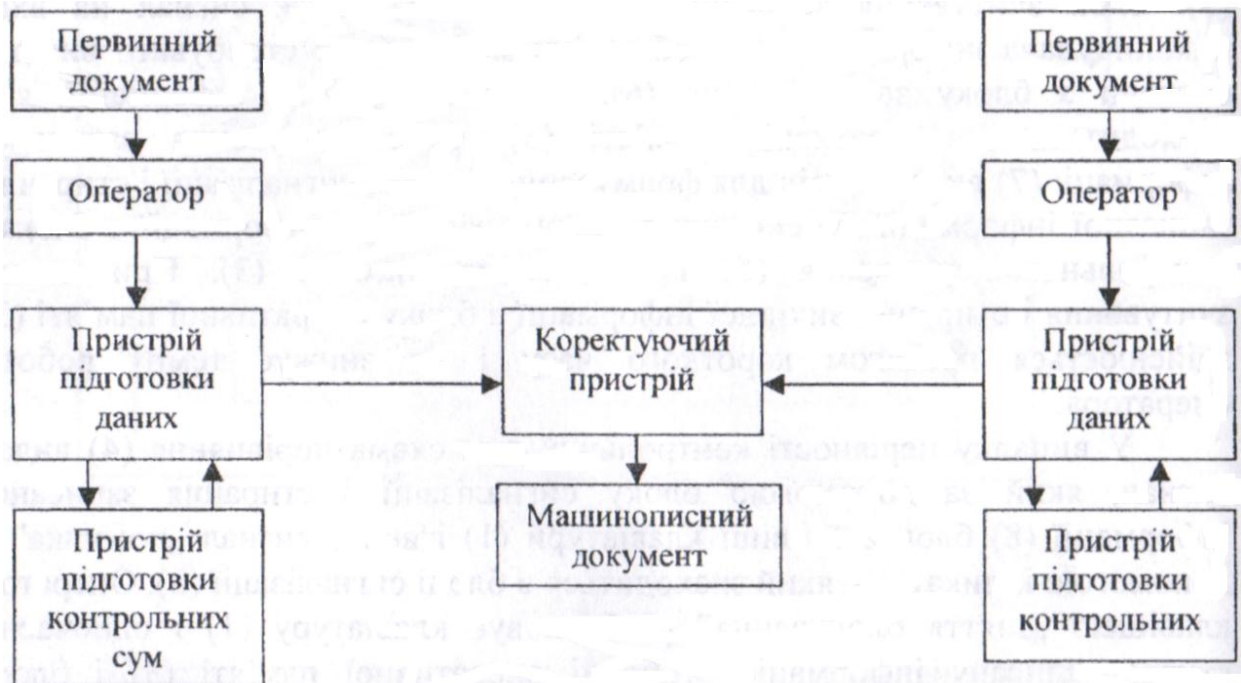


Рис. 4.17.

## Література

1. Справочник по радиоэлектронным устройствам, т.1, под ред. Д.Л.Линде, Москва, Энергия, 1978 г.
2. Проектирование и изготовление электронной аппаратуры, Дж. Кар, изд. 2, Москва, Мир, 1986 г.
3. Параметры и предельные режимы работы транзисторов, И.Ф. Николаевский, Д.В. Игумнов, М, Советское Радио, 1971,
4. Шумы при измерениях А. Ван дер Зил, Мир, Москва, 1979 г.
5. Микросхемотехника, А.Г. Алексенко, И.И. Шагурин, М., Радио и связь, 1982 г.
6. Теория линейных электрических цепей, А.Ф. Беленький, М, Радио и связь, 1986
7. Мамчев Г.И. Основы телевиденья и радиовещания. изд.Горячая Линия – Телеком 2007-473с.
8. О.В. Гайдук , П.В. Слободянюк Радиотелекоммуникационные технологии : Радиопередающие и радиоприемные устройства г.Нежин изд. Аспект-полиграф 2007-458с.
9. Л. Е. Клягин, В. Б. Козырев, А. А. Ляховкин и др.Радиопередающие устройства, под ред В В Шахгильдяна — М Связь, 1980— 328 с.
10. В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, И. А. Попов и др.Проектирование радиопередающих устройств — 2-е изд., пере-раб. и доп. —М Радио и связь, 1984 —424 с.
11. И. С. Гоноровский Радиотехнические цепи и сигналы —М Радио и связь, 1986 —460 с.
12. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Телекомунікаційні мережі. – Київ. : Техніка, 2001. – 392 с.
13. Радіо Попова [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://uk.wikipedia.org/>.
14. Кононов С.П. Основы радіомовлення. Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2003. - 69 с.
15. Петренко Т. А. Радіоприймальні пристрої. К., Вища школа, 2001.
16. Мамчев Г. В. М22 Основы радиосвязи и телевидения. Учебное пособие для вузов. - М: Горячая линия-Телеком, 2007. -416 с.:
17. [http://sgu41.narod.ru/sisto/lec\\_25.htm](http://sgu41.narod.ru/sisto/lec_25.htm)
18. <https://ru.wikipedia.org/>
19. <http://www.ctspi.ru/TechSupp/DigiTV/Methods.htm>

20. <http://kunegin.narod.ru/ref/lec/84.htm>
21. <http://siblec.ru/>
22. Телевидение / Под редакцией В.Е. Джакония. - 5-е издание - М.: Радио и связь. 1986
23. Домбругов Р. М. Телевидение. - Киев: Виша школа. 1988
24. Самойлов В Ф .Хромой Б П Телевидение. - М.: Связь. 1975.
25. Самойлов В. Ф Транзисторные генераторы телевизионной развёртки. - М : Связь. 1969
26. Телевидение / Под редакцией П.В. Шмакова. - М: Связь, 1970.
27. Пособие к лабораторным работам «Исследование схем телевизионных развёрток» Одесса. ОЭИ