

Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко, С. В. Павлов

# СИСТЕМИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ ТА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ



**Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет**

**Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко,  
С. В. Павлов**

**СИСТЕМИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ  
ТА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ**

**Навчальний посібник**

**Вінниця  
ВНТУ  
2015**

УДК [621.397+004.93](075)

ББК [32.94+32.96]я73

Д69

Автори:

**Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко, С. В. Павлов**

Рекомендовано до видання Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом підготовки «Оптотехніка». Лист № 1/11-11064 від 08.07.2013 р.

Рецензенти:

**Л. І. Тимченко, доктор технічних наук, професор (ДЕТУТ)**

**О. В. Осадчук, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)**

**З. Ю. Готра, доктор технічних наук, професор (НУЛП)**

**Дорощенко, Г. Д.**

Д69 Системи телебачення та технічного зору : навчальний посібник / Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко, С. В. Павлов. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 209 с.

ISBN 978-966-641-593-9

В навчальному посібнику наведені основи системної побудови, структурна та функціональна організація, схемотехніка, елементна база, хронологія аналогового і цифрового телебачення та технічного зору. Призначений для студентів напряму «Оптотехніка» та спеціальності «Лазерна та оптоелектронна техніка».

УДК [621.397+004.93](075)

ББК [32.94+32.96]я73

ISBN 978-966-641-593-9

© Г. Дорощенко, В. Кожем'яко, С. Павлов, 2015

## Зміст

Передмова .....	6
Вступ .....	7
<b>Розділ 1 ФІЗИЧНІ АСПЕКТИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ ТА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ .....</b>	<b>8</b>
1.1 Світло та його характеристики .....	8
1.1.1 Сила.....	8
1.1.2 Світловий потік.....	9
1.1.3 Освітленість .....	10
1.1.4 Яскравість.....	10
1.1.5 Світлова енергія, світимість, світлова експозиція .....	10
1.2 Основи фізіологічної оптики .....	11
1.2.1 Світлосприймаюча система ока.....	11
1.2.2 Відчуття простору.....	12
1.2.3 Відчуття інтенсивності світла та спектральна чутливість.....	13
1.2.4 Сприйняття дрібних деталей зображення.....	14
1.2.5 Інерційність зорового відчуття.....	15
1.2.6 Колір та його компоненти.....	15
Контрольні запитання та завдання .....	18
<b>Розділ 2 ОСНОВИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ .....</b>	<b>19</b>
2.1 Основні принципи телебачення.....	19
2.1.1 Хронологія винаходу телебачення .....	19
2.1.2 Особливості передачі та розгортка зображень.....	20
2.1.3 Відеосигнал і його характеристики .....	22
2.1.4 Структура телевізійної системи .....	25
2.2 Передача і прийом телевізійного сигналу .....	27
2.2.1 Розповсюдження радіохвиль.....	27
2.2.2 Діапазони передачі і прийому, телевізійні канали.....	29
2.2.3 Телевізійні антени, кабелі і їх параметри .....	30
2.2.4 Антена метрових та дециметрових хвиль .....	32
2.3 Основні системи кольорового телебачення.....	33
2.3.1 Передача сигналів кольору у спектрі сигналу яскравості .....	33
2.3.2 Система кольорового телебачення NTSC .....	37
2.3.3 Система кольорового телебачення PAL.....	43
2.3.4 Система кольорового телебачення SECAM .....	46
Контрольні запитання та завдання .....	51
<b>Розділ 3 ЦИФРОВЕ ТЕЛЕБАЧЕННЯ.....</b>	<b>53</b>
3.1 Дискретизація зображень у просторі і часі.....	54
3.1.1 Структура телевізійного растра.....	54
3.1.2 Вибір частоти дискретизації .....	55

3.1.3 Квантування сигналів зображення .....	57
3.2 Цифрове кодування сигналів зображення .....	60
3.2.1 Методи і характеристики цифрового кодування сигналів .....	60
3.2.2 Імпульсно-кодова модуляція .....	63
3.2.3 Форма імпульсів для подання інформації.....	65
3.2.4 Диференціальна імпульсно-кодова модуляція .....	68
3.2.5 Дельта – модуляція .....	78
3.2.6 Принципи кодування з перетворенням .....	79
3.3 Цифрова обробка та відтворення зображень.....	82
3.3.1 Стандарти цифрового телебачення .....	82
3.3.2 Цифрові методи подання сигналів .....	87
3.3.3 Структура цифрового телевізійного приймача .....	97
Контрольні запитання та завдання .....	98

## **Розділ 4 СИСТЕМИ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ .....**

4.1 Теоретичні основи та алгоритмічне забезпечення.....	100
4.1.1 Математичний опис та введення зображень .....	100
4.1.2 Принципи алгоритмічного забезпечення .....	104
4.1.3 Методи сегментації зображень .....	110
4.1.4 Принципи око-процесорної обробки зображень .....	114
4.2 Структура та особливості систем технічного зору .....	116
4.2.1 Основні функціональні задачі технічного зору.....	116
4.2.2 Відеоінформування в робототехнічних системах .....	123
4.2.3 Структура робототехнічних систем з технічним зором .....	125
4.3 Основи розрахунку систем технічного зору.....	132
4.3.1 Вибір структури системи технічного зору.....	132
4.3.2 Світлотехнічні (енергетичні) розрахунки.....	134
4.3.3 Розрахунок типових оптичних вузлів .....	137
4.3.4 Визначення об'єму відеоінформації.....	138
4.3.5 Розрахунок ємності обчислювальних засобів .....	139
4.4 Типове застосування технічного зору в робототехніці .....	141
4.4.1 Використання технічного зору при допоміжних виробничих операціях і контролю якості продукції.....	141
4.4.2 Технічний зір зварювальних, фарбувальних та складальних роботів .....	147
4.4.3 Технічний зір мобільних роботів .....	154
4.4.4 Тенденції і перспективи розвитку систем технічного зору.....	159
Контрольні запитання та завдання .....	161

## **Розділ 5 АПАРАТНІ ЗАСОБИ І ТИПОВІ ЕЛЕМЕНТИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ ТА СИСТЕМ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ .....**

5.1 Елементарні джерела і приймачі оптичного випромінювання .....	163
5.1.1 Джерела оптичного випромінювання .....	163
5.1.2 Приймачі оптичного випромінювання.....	166

5.2 Пристрої введення зображення та формування відеосигналу .....	167
5.2.1 Датчики телевізійного сигналу .....	167
5.2.2 Принцип накопичення світлової енергії .....	168
5.2.3 Передавальні телевізійні трубки .....	172
5.2.4 Формування сигналу в приладах із зарядовим зв'язком .....	179
5.2.5 Оптико-електронні функціональні перетворювачі .....	182
5.3 Пристрої для відтворення зображень .....	190
5.3.1 Електронно-променеві трубки .....	190
5.3.2 Дискретно-матричні пристрої .....	193
5.4 Специфічні засоби СТЗ .....	197
5.4.1 Фотореле і фото лічильники .....	197
5.4.2 Фотометричні перетворювачі і спектроаналізатори .....	199
5.4.3 Спеціалізовані відео процесори .....	201
Контрольні запитання та завдання .....	204
<b>Література .....</b>	<b>206</b>

## Передмова

Даний навчальний посібник присвячений основам побудови, структурної організації та апаратним засобам і пристроям систем телебачення та технічного зору, які тісно пов'язані між собою в системно-структурному та апаратно-елементному плані. Розглянуті основи системної побудови, схемотехніка, елементна база, хронологія аналогового і цифрового телебачення та технічного зору. Навчальний посібник має п'ять розділів.

В першому розділі розглядаються спільні фізичні аспекти телебачення та технічного зору, а саме світло та його характеристики і основи фізіологічної оптики. В другому розділі розглянуті основи телебачення, зокрема аналогового. Наведена хронологія винаходу телебачення; розглянуті основні принципи телебачення, передача і прийом телевізійного сигналу, основні системи кольорового телебачення. Третій розділ присвячений цифровому телебаченню. Розглянуті питання дискретизації зображень у просторі і часі, цифрового кодування сигналів зображення та обробки і відтворення зображень. Четвертий розділ знайомить читача з системами технічного зору, зокрема в робототехніці. Наведені теоретичні основи, алгоритмічне забезпечення, структура, особливості, основи розрахунку та типове застосування технічного зору. В п'ятому розділі наведені дані апаратних складових та типових елементів розглянутих систем.

Навчальний посібник "Системи телебачення та технічного зору" відповідає навчальному плану підготовки студентів напряму «Опtotехніка» і спеціальності «Лазерна та оптоелектронна техніка» і безумовно буде корисним студентам даної та інших споріднених спеціальностей.

Автори висловлюють подяку рецензентам роботи – д.т.н., проф. Осадчуку О. В., д.т.н., проф. Тимченко Л. І., д.т.н., проф. Готрі З. Ю. за цінні поради та рекомендації.

Сучасний науково-технічний прогрес неможливо уявити без автоматизованих систем відеоінформування та управління, до яких відносяться системи телебачення і технічного зору.

Системи та пристрої телебачення і технічного зору відіграють важливу роль в розвитку сучасної науки та техніки, зокрема в таких галузях, як освоєння космосу, вирішення технологічних задач в атомній енергетиці, автоматизація багатьох виробничих процесів, радіолокація, створення унікальних інструментів наукових досліджень [1-7].

Телебачення як наука розробляє методи і засоби формування, обробки, передачі та відтворення зображень з врахуванням особливостей зору людини. В широкому сенсі телевізійне зображення – це відображення просторових і часових змін яскравості, кольору або інших фізичних параметрів початкового зображення. В аналоговому телебаченні параметри зображення є неперервними функціями просторових і часових координат, в цифровому вони подаються впорядкованими множинами відліків, що дискретизовані у просторі та часі і квантовані за характеристичним параметром. Порівняно з класичним аналоговим цифрове телебачення є вищою стадією розвитку [3]. Обладнання для створення повністю цифрових апаратно-студійних комплексів вже розроблено. Цифрові телевізори вже створені і з'явилися на ринку. Впровадження цифрового телебачення є тільки питанням часу.

Вирішення актуальних завдань автоматизації виробництва потребує також розвитку робототехнічних систем з технічним зором. Поряд з простішими промисловими роботами, що функціонують за жорстких програм, в широку практику все більш входять робототехнічні системи якісно іншого класу, що мають адаптивні можливості та елементи штучного інтелекту. При створенні адаптивних роботів суттєва роль відведена системам технічного зору, що забезпечує сприйняття відеоінформації про навколишнє середовище, автоматичну обробку й аналіз зображень робочих сцен з метою формування команд керування роботом у процесі його функціонування.

Розробники робототехнічних систем технічного зору в багато чому спираються на досвід більш традиційних застосувань технічного зору в пристроях автоматики і телемеханіки, телебачення дефектоскопії, при обробці фотознімків, зображень біологічних препаратів, текстів і т. п. [1].

Науково-технічний рівень розробок систем технічного зору у світі росте дуже швидко і їх елементна база постійно оновлюється. Сучасні розробки систем технічного зору та розпізнавання зображень базуються на спробах відтворити модель функціонування людського ока та процеси, що відбуваються в мозку людини під час сприйняття та аналізу зображення. Саме такий підхід закладається в розробки нових принципів побудови технічних засобів систем технічного зору і штучного інтелекту.

# Розділ 1 ФІЗИЧНІ АСПЕКТИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ ТА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ

## 1.1 Світло та його характеристики

Вимірювання світлових характеристик – це прерогатива фотометрії. Під фотометрією розуміється процес кількісного вимірювання потоку випромінювання, який може викликати фізіологічне відчуття яскравості. Таким чином, це одна із областей радіометрії, що включає фізичне вимірювання потужності та енергії потоку випромінювання, а їхня кількісна фотометрична оцінка отримується в результаті накладання на ці виміри чутливості зорового аналізатора [8].

Перехід від об'єктивної, що не залежить від властивостей приймача випромінювання, системи енергетичних величин до суб'єктивної – світлової системи – проводиться на основі співвідношення між світловим потоком  $\Phi_v$  та потоком випромінювання  $\Phi_e$  [1]:

$$F = \Phi_v = K_m \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} V(\lambda) \Phi_{e\lambda}(\lambda) d\lambda, \quad (1.1)$$

де  $K_m \approx 680 \text{ Лм/Вт}$  – максимальне значення спектральної ефективності монохроматичного випромінювання для ока людини (на довжині хвилі  $\lambda \approx 0,555 \text{ мкм}$ );  $\lambda_1, \lambda_2$  – діапазон спектральної чутливості ока (зазвичай  $\lambda_1 = 0,38 \text{ мкм}$ ,  $\lambda_2 = 0,76 \text{ мкм}$ );  $V(\lambda)$  – спектральна характеристика чутливості ока (відносна видимість).

Крім інтегральних  $\Phi_e, \Phi_v$ , тобто розглядуваних в широкому спектральному діапазоні, енергетичних та світлових величин, в практиці розрахунків використовуються їх спектральні щільності  $\Phi_e(\lambda), \Phi_v(\lambda)$ . Наприклад,  $\Phi_e(\lambda) = \Delta\Phi_e/\Delta\lambda = d\Phi_e/d\lambda$ . Часто, коли ясно, про які величини йде мова, індекси  $e$  (енергетичний) та  $v$  (візуальний) не використовують.

Розглядаючи енергетичні та світлові величини маємо на увазі, що площі елементарних ділянок випромінюючої та опромінюваної поверхонь дорівнюють  $dA_1$  та  $dA_2$ , відповідно, причому беруться видимі площі, тобто проекції на площину, перпендикулярну до напрямку, що з'єднує випромінювач та приймач; площа елементарної ділянки випромінюючої поверхні та точковий випромінювач (вершина) утворюють елементарний тілесний кут  $d\omega_1$ .

### 1.1.1 Сила світла

Це основна одиниця в фотометрії, оскільки вона є еталоном. Всі інші терміни визначаються відносно цієї одиниці. Згідно з ГОСТ 7601-78 [9] сила світла – це відношення світлового потоку, що розповсюджується від

джерела у певному напрямі всередині малого тілесного кута, до цього тілесного кута. Звернемося до діаграми, яка наведена на рис. 1.1 [8]. Сила світла вимірюється в канделах (кд). Точкове джерело, що має силу світла 1 кд, розміщене в центрі сфери радіусом 1 м. Просторовий (тілесний) кут, що вирізає на поверхні сфери ділянку  $ABDC$  дорівнює 1 ср (стерадіан). Таким чином, сила світла – це площа світлового потоку, що випромінюється точковим джерелом в будь-якому даному напрямі всередині конуса, що утворюється тілесним кутом.

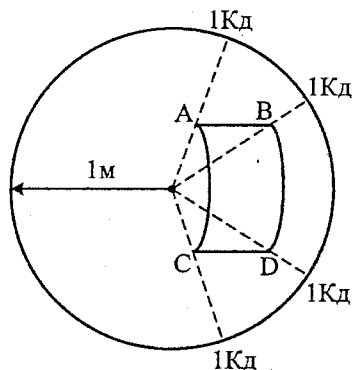


Рисунок 1.1 – Діаграма для пояснення світлових характеристик

Згідно з означенням силу світла описує формула:

$$I_v = d\Phi_v / d\omega_1. \quad (1.2)$$

Енергетична величина відповідна силі світла, є сила випромінювання, яку описує формула, аналогічна формулі (1.2):

$$I_e = d\Phi_e / d\omega_1.$$

Одиниця виміру сили випромінювання – ват на стерадіан (Вт/ср).

### 1.1.2 Світловий потік

Звертаючись до рис. 1.1, бачимо, що світловий потік, який випускається точковим джерелом в центрі сфери, при силі світла в будь-якому напрямі 1 кд в межах тілесного кута 1 ср, дорівнює 1 лм (люмен) та описується формулою:

$$F = I \cdot \omega_1.$$

Звертаючись до формули (1.1), світловий потік описує вираз [1]:

$$F = \Phi_v = 680 \int_{0,38}^{0,76} V(\lambda) \Phi_{e\lambda}(\lambda) d\lambda.$$

Енергетична величина, відповідна світловому потоку, є потік випромінювання, який описує формула [1]:

$$\Phi_e = \int_0^{\infty} \Phi_{e\lambda}(\lambda) d\lambda.$$

Одиниця виміру потоку випромінювання – Вт.

### 1.1.3 Освітленість

Освітленість визначається як густина світлового потоку, що знаходиться на поверхні і вимірюється в люксах ( $\text{лк} = \text{лм}/\text{м}^2$ ). Освітленість описує формула [1]:

$$E_v = d\Phi_v / dA_2. \quad (1.3)$$

Енергетична величина, відповідна освітленості, є опроміненість (одиниця виміру –  $\text{Вт}/\text{м}^2$ ), яку описує формула, аналогічна формулі (1.3):

$$E_e = d\Phi_e / dA_2.$$

### 1.1.4 Яскравість

Яскравість – це відношення сили світла до площі випромінювача. Вимірюється в нітах або канделах на метр в квадраті ( $\text{ніт} = \text{кд}/\text{м}^2$ ) [1]:

$$L_v = d^2\Phi_v / (dA_1 d\omega_1), \quad (1.4)$$

Енергетична величина, відповідна яскравості, є променистість (одиниця виміру –  $\text{Вт}/\text{м}^2\text{ср}$ ), яку описує формула, аналогічна формулі (1.4):

$$L_e = d^2\Phi_e / (dA_1 d\omega_1).$$

### 1.1.5 Світлова енергія, світимість, світлова експозиція

Світлова енергія вимірюється в люменах за секунду ( $\text{лм}\cdot\text{с}$ ), описується формулою [1]:

$$Q_v = \int_0^t \Phi_v(t) dt,$$

їй відповідає енергія випромінювання (одиниця виміру – Дж), яку описує формула:

$$Q_e = \int_0^t \Phi_e(t) dt.$$

Світимість вимірюється в лм/м<sup>2</sup>, описується формулою [1]:

$$M_v = d\Phi_v / dA_1,$$

їй відповідає випромінювальність (одиниця виміру – Вт/м<sup>2</sup>), яку описує формула:

$$M_e = d\Phi_e / dA_1.$$

Світлова експозиція вимірюється в люксах за секунду (лк·с), описується формулою [1]:

$$H_v = \int_0^t E_v(t) dt,$$

їй відповідає енергетична експозиція (одиниця виміру – Вт·с/м<sup>2</sup>), яку описує формула:

$$H_e = \int_0^t E_e(t) dt.$$

## 1.2 Основи фізіологічної оптики

### 1.2.1 Світлосприймаюча система ока

Око людини 1 являє собою склоподібне тіло (рис. 1.2) [10, 15], обмежене непрозорою оболонкою – склерою 2, яка в передній частині переходить в прозору рогівку 3. За рогівкою розміщена райдужна оболонка 4 з отвором в центрі – зіницею, а за нею – кришталик 5. Простір між рогівкою і кришталиком заповнено рідиною.

Все це разом утворює оптичну систему ока (кришталик – це лінза), з допомогою якої зображення проектується на внутрішню поверхню склери, що покрита світлочутливою сітківкою 6 (ретиною). Сітківка містить два види світлочутливих рецепторів – колбочки і палички.

Колбочки утворюють апарат денного зору і працюють при освітленості більше 0,01 лк. Палички утворюють апарат нічного зору і здатні відрізнити білу поверхню від чорної при освітленості біля 0,000001 лк.

Найбільша щільність розподілення колбочок знаходиться в області жовтої плями 7 і в її центральній впадині – фовеа 8.

9 – зорова вісь ока, 10 – оптична вісь симетрії системи ока, 11 – зоровий нерв.

Кутовий розмір фовеа біля одного градуса, число колбочок в ньому приблизно 4000, а їх щільність  $1,8 \cdot 10^6 \text{ мм}^{-2}$ . Жовта пляма визначає область ясного бачення. Вона має овальну форму, видовжену в горизонтальному напрямку. Її кутові розміри приблизно  $6^\circ$  на  $8^\circ$ .

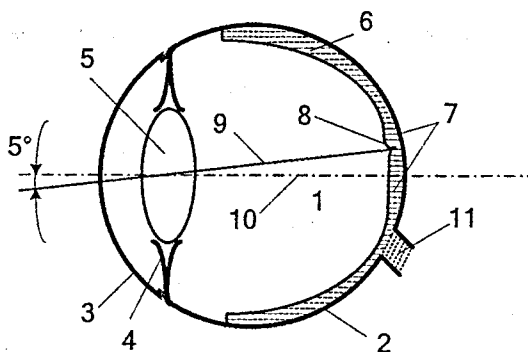


Рисунок 1.2 – Будова ока людини

При розгляданні зображень око автоматично освітлює найбільш цікаву (інформативну для спостереження) ділянку зображення з фовеа.

### 1.2.2 Відчуття простору

При бінокулярному (двома очима) спостереженні точки В (рис. 1.3) зорі осі обох очей в цій точці перехрещуються [10].

Утворений між ними кут  $\alpha$  називається кутом конвергенції або кутом зведення. Промені, які йдуть в очі від крайніх точок об'єкта А, С, утворюють паралактичні кути  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$ .

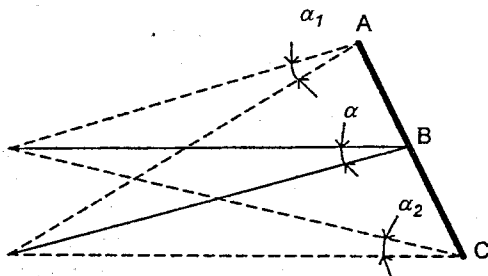


Рисунок 1.3 – Діаграма для пояснення відчуття глибини простору

Різниця паралактичних кутів  $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$  визначає кутове зміщення зображень точок А і С та називається паралаксом. Кутовий паралакс веде до утворення лінійного паралаксу на сітківці лівого та правого очей, що і

дає відчуття глибини простору. Поріг глибинного зору визначається мінімальним кутовим паралаксом і складає  $10...20'$  (кутових секунд).

### 1.2.3 Відчуття інтенсивності світла та спектральна чутливість

Відношення максимальної яскравості  $L_{\max}$ , яка відповідає відчуттю болю в очах до мінімальної  $L_{\min}$ , яку око ще розрізняє, сягає  $10^{11}...10^{12}$ . Цей діапазон яскравостей охоплюється оком не одночасно. Око кожен раз адаптується до тієї чи іншої середньої яскравості. Зорове відчуття яскравості оцінюють непрямим методом. При розгляданні двох з'єднаних півкіл з яскравістю  $L$  та  $L + \Delta L$ , розташованих в центрі поля з фоновою яскравістю  $L_f$ , з'являється зорове відчуття яскравості  $D$  та  $D + \Delta D$  [10].

Око починає відрізняти яскравості при деякому пороговому значенні  $\Delta L = \Delta L_{\text{пор}}$ , яке утворює відчуття порогового розрізнення ока  $\Delta D_{\text{пор}}$ . Відношення  $\Delta L_{\text{пор}}/L$  називається диференціальним порогом або пороговим контрастом. Згідно з законом Вебера-Фехнера, приріст зорового відчуття  $\Delta D$  пропорційний відносній зміні яскравості  $\Delta L/L$ :

$$\Delta D = K_L \frac{\Delta L}{L}, \quad (1.5)$$

де  $K_L$  – коефіцієнт пропорційності.

Якщо замінити приріст диференціалами і провести інтегрування рівняння (1.5), отримаємо:

$$D = K_L \cdot \lg L + C, \quad (1.6)$$

де  $C$  – стала інтегрування.

З рівняння (1.6) виходить, що зорове відчуття яскравості пропорційне логарифму яскравості.

На рис. 1.4. [8] зображено криві відносної спектральної чутливості денного (колбочкового) та нічного (паличкового) зору.

Ці криві прийняті як стандарт для візуального розпізнання, хоч характеристики світлової чутливості різних індивідів різняться, зокрема, в точках екстремумів. Дані криві відображають відгук людини-спостережника на різноманітні частоти або кольори при постійному рівні потужності вимірювання і тісно пов'язані з характеристиками сприйняття зорової системи людини. Око найбільш чутливе до зеленого кольору і чутливість його спадає на декілька порядків для довжин хвиль, що відповідають червоному та синьому кольорам.

Світлова ефективність  $W$  зорової системи є відношенням фотометричної вихідної величини до енергетичної вхідної величини і для монохроматичного світла визначається таким чином:

$$W = 680y(\lambda),$$

де  $y$  – функція колбочкового зору, наведена на рис. 1.4.

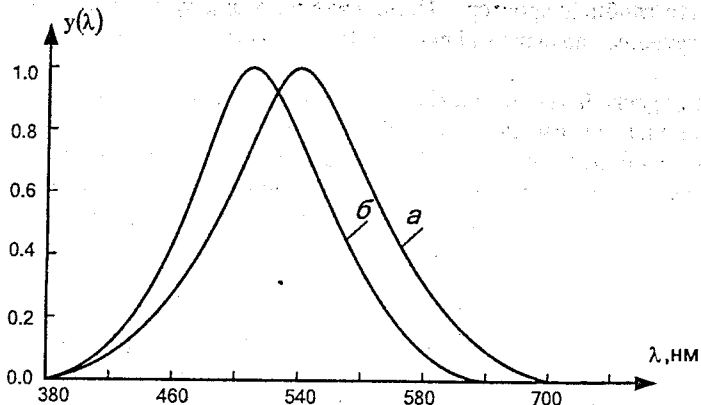


Рисунок 1.4 – Криві відносної спектральної чутливості *а*) денного (колбочкового) та *б*) нічного (паличкового) зору

Таким чином, на довжині хвилі 555 нм  $W$  дорівнює 680 лм/Вт, що відповідає піку на кривій колбочкового відгуку і зеленому кольору.

#### 1.2.4 Сприйняття дрібних деталей зображення

Здатність ока розрізняти дрібні деталі зображення називається роздільною здатністю [10]. Це найбільш складний параметр цієї групи, тому що існує велика кількість термінів та означень, які його замінюють.

В простій формі роздільна здатність визначається розміром найменш розрізненої або вимірюваної деталі зображення. Роздільна здатність – це характеристика реакції людини на світлову дію, що називається гостротою зору.

Визначимо гостроту зору як мінімальний кут, при якому можливе розрізнення двох сусідніх точок, тобто мінімальний кут, при якому дві розташовані поруч точки ще не сприймаються як одна та який для нормального зору дорівнює 1 кут. хв.

Абсолютна межа здатності, яка досягається при оптимальних умовах спостереження і обумовлена індивідуальними розмірами паличок і колбочок ока, дорівнює 0,3...0,5 кут. хв. В реальних умовах, враховуючи явище оптичної дифракції, поріг гостроти зору приймається 2...3 кут. хв.

У телебаченні загальноприйнятим є вираження роздільної здатності у значеннях телевізійних ліній. Термін «телевізійні лінії» означає кількість чітко розрізнених близько розташованих ліній на випробувальній таблиці, яка призначена для вимірювання роздільної здатності [8].

Поле ясного зору людини обмежене кутовими розмірами: 16...20° по горизонталі та 12...15° по вертикалі.

Звідси, у телебаченні вибрано формат інформаційного поля  $k = 4/3$  і відстань  $d \approx (3...6)h$  до спостерігача, де  $h$  – розмір зображення по вертикалі.

### 1.2.5 Інерційність зорового відчуття

Важливим фактором, який тісно пов'язаний з яскравістю, є миготіння. Існування миготіння обумовлене здатністю спостерігача сприймати зміни рівня яскравості, які виникають з частотою, нижчою тієї, на якій око завдяки властивості інтегрування не реагує на зміни яскравості. Миготіння дуже драгує, оскільки викликає сильне зорове напруження у спостерігача навіть при малій інформаційній ємності зображення. Відомий термін, який застосовується для визначення мінімальної частоти миготіння, і який гарантує відсутність його сприймання, називається критичною частотою миготіння  $f_{кчм}$ . Залежність між яскравістю і  $f_{кчм}$  описується законом Феррі-Портера [8]:

$$f_{кчм} = a \lg L_{эф} + b, \quad (1.7)$$

де  $a = 12,5$  (колбочковий зір) або  $a = 1,5$  (при паличковому зорі);  $b = 37$ ;  $L_{эф}$  – ефективна яскравість або відчуття яскравості.

Вираз (1.7) емпіричний, а значення  $a$  і  $b$  є приблизними, однак він може використовуватись для оцінювання значень  $f_{кчм}$  в реальних умовах. Для зображення з яскравістю до декількох сотень ніт  $f_{кчм}$  приймається рівною 50 Гц. При впливі на око деякої яскравості протягом достатньо довгого часу між яскравістю та відчуттям яскравості встановлюється однозначна залежність [11]:

$$L_{эф} = L.$$

Однак  $L_{эф}$  перестає бути рівною  $L$ , як тільки  $L$  стає величиною, змінною у часі  $L(t)$ . Згідно з законом Тальбота [12] ефективна яскравість точки зображення:

$$L_{эф} = \frac{1}{T_k} \int_{t_1}^{t_2} L(t) dt, \quad (1.8)$$

де  $t_1, t_2$  – моменти початку і кінця світіння;  $T_k$  – період повторення світіння (період кадрів).

При виконанні умови  $1/T_k > f_{кчм}$  та незмінності яскравості за час  $\tau = t_2 - t_1$ , вираз (1.8) набуває вигляду:

$$L_{эф} = L \frac{\tau}{T_k}. \quad (1.9)$$

### 1.2.6 Колір та його компоненти

Колір є найбільш складним та суперечливим аспектом зорового сприйняття.

Згідно зі стандартом [13] колір є афінною векторною величиною трьох вимірів, яка виражає властивість, спільну для всіх спектральних складових

вимірювання, що візуально не розрізняються в колориметричних умовах спостереження.

Будь-який колір – це величина, яка має яскравість, кольоровий тон і насиченість. Яскравість – це кількісна характеристика кольору, а кольоровий тон і насиченість – якісні характеристики [14].

Кольори якісно однакові, але, маючи різну яскравість, створюють різні зорові відчуття. Наприклад, колір, який при великій яскравості сприймається як жовтий, при малій яскравості сприймається як коричневий.

Кольоровий тон (відтінок) характеризує якість кольору, яка відрізняє його від білого і сірого. Ця якість дозволяє оцінювати колір як червоний, блакитний, зелений і т. п.

Насиченість визначає чистоту кольору, тобто ступінь розведення його білим кольором, наприклад, синій, світло-синій, блакитний і т. п. Більш точно насиченість визначає число кольорових порогів, тобто майже бачених переходів (змін), які відокремлюють цей колір від білого, рівного з ним по яскравості.

Давно відомо, що трьома основними кольорами є пурпуровий, жовтий та блакитний для пігментів і червоний, зелений та синій для приладів відображення зображень [8]. Відомо також, що їх можливо комбінувати в різноманітних пропорціях для отримання всіх інших кольорів.

Це привело до створення трикомпонентної теорії кольорового зору, яка була вперше сформована ще в 1756 році М. В. Ломоносовим [15]. Згідно з цією теорією в сітківці ока є три види колбочок, які мають різну спектральну чутливість. При збудженні відповідного виду колбочок з'являється відчуття червоного ( $R$ ), зеленого ( $G$ ), або синього ( $B$ ) кольору.

Взаємозв'язок трьох лінійно незалежних кольорів  $R$ ,  $G$ ,  $B$  можна виразити через будь-який колір  $D$  за допомогою рівняння:

$$D = R_1(R) + G_1(G) + B_1(B),$$

де  $R_1(R)$  – частка червоного,  $G_1(G)$  – частка зеленого,  $B_1(B)$  – частка синього кольору в кольорі  $D$ , що утворює трикольорову систему вимірювання кольору.

За основні кольори системи  $RGB$  Міжнародною комісією по освітленню (МКО) в 1931 році [10, 15] прийнято кольори однорідних випромінювань з довжинами хвиль:  $\lambda_R = 0,7000$  мкм,  $\lambda_G = 0,5461$  мкм,  $\lambda_B = 0,4358$  мкм, світлові потоки яких відносяться як 1,00 : 4,58 : 0,06, тобто око найбільше чутливе до зеленого кольору, менше – до червоного і ще менше – до синього.

Шукані частки кожної з трьох компонент знаходяться шляхом їх комбінування до тих пір, поки отриманий результат не буде відповідати бажаному кольору. Цей процес потребує дуже багато часу. Вирішення такої задачі стало можливим завдяки використанню дещо інших математичних

співвідношень, які виражені через так звані координати кольору  $x, y, z$ , які пов'язані рівнянням [8, 15]:

$$x + y + z = 1.$$

Для вимірювання кольоровості широко застосовується графік кольоровості. Він являє собою прямокутний трикутник, катети якого є осями зміни координат кольоровості (рис. 1.5).

На графіку кольоровості нанесено підковоподібну лінію кольоровості спектральних вимірювань, яка отримала назву локус кольорів. Локус є незамкненою фігурою. По периметру локусу розташовані чисті спектральні кольори, які мають крайню насиченість – від фіолетового до червоного.

На локусі кожен колір однозначно характеризується координатами  $x$  та  $y$ . Для білого кольору  $x = y = 0,33$ . Якщо на локусі кольорів провести пряму, що з'єднає точку білого кольору з будь-якою точкою локусу, то на прямій будуть розташовані кольори різної насиченості, але однакового тону. Чим ближче до точки білого кольору, тим менш насиченим буде колір.

Пряма лінія, яка з'єднає кінці кривої локусу, називається лінією пурпурової кольоровості, тобто кольоровості різних сумішей червоного та синього кольорів, які (суміші) є не спектральними.

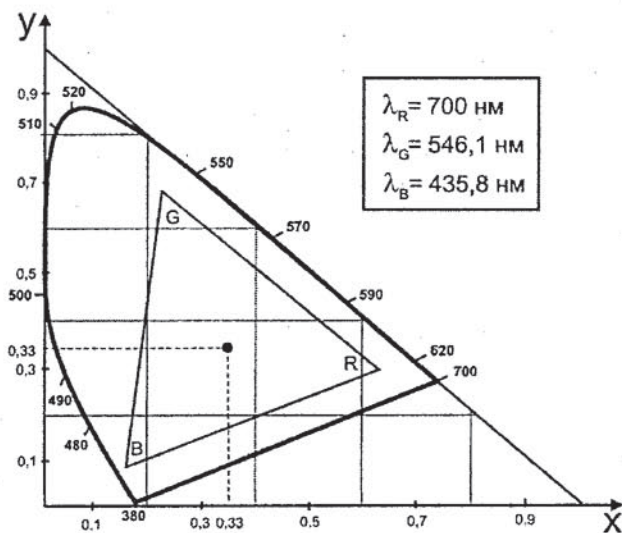


Рисунок 1.5 – Графік кольоровості

Спектральні кольори, пурпурові кольори, а також кольори, які розташовані всередині локусу кольоровостей, відповідають реальним кольорам, решта точок графіка кольоровостей (точки розташовані зовні локусу ко-

льоровостей і лінії пурпурових кольорів) – нереальні кольори, тобто кольори з координатами точок, розташованих зовні локусу, утворити неможливо.

### Контрольні запитання та завдання

1. Що розуміється під фотометрією?
2. Назвіть основну еталонну одиницю в фотометрії.
3. Що характеризує сила світла?
4. Пояснить одиницю виміру яскравості ніт.
5. Чим визначається поріг глибинного зору людини?
6. Чому пропорційне зорове відчуття яскравості?
7. Згідно з яким законом відбувається приріст зорового відчуття яскравості?
8. Що вимірюється за терміном «телевізійні лінії»?
9. Яким законом описується залежність між яскравістю і критичною частотою миготіння?
10. Згідно з яким законом вимірюється ефективна яскравість, якщо яскравість є змінною у часі?
11. Що таке основні кольори?
12. Яким кольорам відповідають точки, розташовані зовні локусу кольоровості і лінії пурпурових кольорів?
13. Що таке нереальні кольори?
14. Яким координатам відповідає білий колір?
15. Яким координатам відповідає чорний колір?
16. Що таке спектральні кольори?
17. Як називається підковоподібна лінія кольоровості?
18. Якою фігурою є локус?
19. Коли вперше була сформована трикомпонентна теорія кольорового зору?
20. Що є колір згідно зі стандартом?

## Розділ 2 ОСНОВИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ

### 2.1 Основні принципи телебачення

#### 2.1.1 Хронологія винаходу телебачення

Суть телебачення полягає в передачі на відстань за допомогою радіотехнічних пристроїв зображень об'єктів і одночасного спостереження їх на екрані приймача.

Термін «телебачення» вперше використав російський інженер К. Д. Перський в 1900 році на Міжнародному електротехнічному конгресі в Парижі [10].

Для реалізації телебачення необхідно було вирішити три важливі проблеми:

- а) перетворення променевої (світлової) енергії в електричний сигнал;
- б) передачу електричних сигналів на відстань;
- в) перетворення електричних сигналів в світлові.

Вирішення цих проблем стало можливим завдяки успіхам фізики кінця 19 і початку 20 сторіччя [10].

Ідея утворення першої телевізійної системи належить Дж. Керрі (США) і була проголошена в 1875 році. Мозаїка із селенових елементів, на яку проектується зображення, за допомогою провідників з'єднується з відповідними електричними лампочками на приймальному екрані. Спроектоване на мозаїку зображення спричиняє в кожному провіднику струм, пропорційний освітленості елемента мозаїки і змушує світити відповідну лампочку на приймальному екрані з яскравістю, пропорційною струму. Сукупність світіння всіх лампочок відтворює зображення об'єкта. Головний недолік системи Керрі – необхідність великої кількості каналів зв'язку (більше 500000 для сучасного телебачення), що практично нереально.

З 1877 по 1880 роки незалежно один від одного були запропоновані проекти систем телебачення, засновані на інерційності зорового сприйняття, завдяки якому є можливою передача інформації про яскравість всіх елементів не одночасно, а послідовно. Винахідниками були М. Санлек (Франція), Де-Пайва (Португалія) і П. І. Бахметьев (Росія).

Практично послідовна передача елементів зображення була вирішена в проекті німця Пауля Нипкова в 1884 році за допомогою оптико-механічного пристрою, відомого під назвою диск Нипкова. Перші системи телебачення з механічною розгорткою були зроблені в 1925 р. Джоном Бердом в Англії, Ч. Ф. Дженкінсом в США та в 1926 р. Л. С. Терменом в СРСР.

Піонером електронного телебачення можна вважати Бориса Львовича Розінга, який в 1907 році отримав патент на «спосіб передачі зображення на відстань». Відмінність цього способу від попередніх полягала у використанні електронно-променевої трубки.

В 30-і роки були закладені основи аналогового телебачення. В США «батьком» сучасного телебачення вважають Володимира Козьмича Зворикіна, який в 1931 році запропонував досить ефективну передавальну телевізійну трубку – іконоскоп. Перші заявки на винахід іконоскопа в 1931 році незалежно один одного зробили Константинов та Катаєв (СРСР). 1932 рік – момент виготовлення іконоскопа можливо вважати початком ери чорно-білого телебачення. Паралельно з розвитком чорно-білого телебачення йшла розробка кольорових систем телебачення.

Перша сумісна система кольорового телебачення NTSC (National Television System Committee – національний комітет телевізійних систем) прийнята в США в 1953 році, потім в Японії і Канаді.

В 1954 р. Анрі де Франс (Франція) запропонував систему, яка з 1959 року називається SECAM (Sequence de Colors Avec Memories – послідовність кольорів і пам'яті). Радянсько-французький варіант SECAM застосований з 1967 року. В 1963 р. в ФРН під керівництвом Вальтера Бруха розроблена система PAL (Phase Alteration Lines – рядок зі змінною фазою). За системою PAL у ФРН і Англії з 1967 року почалось регулярне телевізійне мовлення.

### 2.1.2 Особливості передачі та розгортка зображень

Запропонований в 19 столітті метод послідовної передачі елементів зображення [10] використовується і зараз. Згідно з цим методом при передачі телевізійного зображення по каналу зв'язку по черзі передається інформація про яскравість кожного елемента  $L(t)$ . Така послідовна передача всіх елементів називається *розгорткою*. Для сприйняття зображення час його передачі повинен бути меншим інерційності ока.

Принцип послідовної передачі зображення по елементах є настільки ефективним, що всі наступні системи його використовують і зараз він є головною особливістю передачі телевізійних зображень. Процес розгортки в передавальній частині системи (рис. 2.1) полягає в:

- періодичному русі розгортувального елемента 1;
- перетворенні яскравості елементарної точки в електричний сигнал і передача цього сигналу в канал зв'язку.

Процес розгортки в приймальній частині системи полягає в:

- періодичному русі розгортувального елемента 2;
- перетворенні прийнятого з каналу зв'язку електричного сигналу в яскравість елемента 2.

Для правильного відтворення зображення при передачі і прийомі повинні бути додержані синхронність і синфазність розгортки.

В телебаченні прийнятий рівномірний рух елементів, що розгортають по паралельних лініях, які називаються *рядками*. Всі рядки розташовані один під одним і утворюють геометричну фігуру – *растр*. При цьому розгортка уздовж рядка є неперервною, а від рядка до рядка – стрибком зворотним ходом.

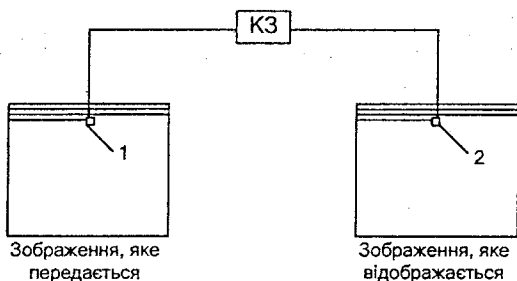


Рисунок 2.1 – Послідовна передача зображення по елементах

На рис. 2.2, а наведено утворення растру. Рух елемента, що розгортає уздовж осі  $X$  називається *рядковою розгорткою*, а вздовж осі  $Y$  – *кадровою*. За один період кадрової розгортки передається нерухоме зображення – *кадр*.

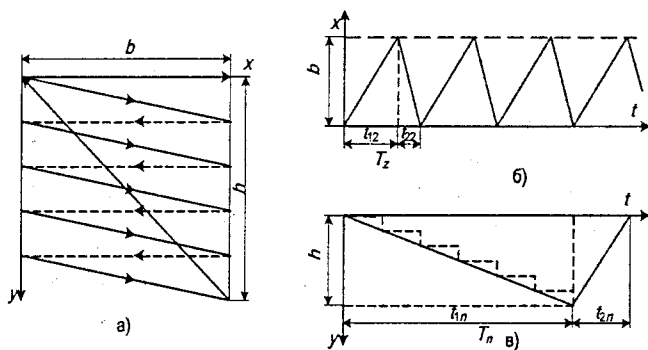


Рисунок 2.2 – Прогресивна розгортка зображення  
а) утворення растру; б) часовий графік рядкової розгортки;  
в) часовий графік кадрової розгортки.

Число рядків у кадрі, яке позначається буквою  $z$ , кількість кадрів, що передаються за секунду –  $n$  і відношення довжини рядка  $b$  до висоти растру  $h$ , яке називається форматом кадру  $k$ , носять назву *параметрів розкладу* телевізійної системи. Формат кадру дорівнює:

$$k = \frac{b}{h}.$$

Закон руху елемента розгортки вздовж осі  $x$ , як аргументу часу  $x = f(t)$ , зображується у вигляді кривої пілкоподібної форми (рис. 2.2, б), щоб рядки растру були паралельними і розміщувались один під одним. В момент зворотного ходу рядка повинно здійснюватись вертикальне переміщення елемента розгортки на ширину рядка (пунктирна лінія на рис. 2.2, в). Однак, з причин важкості практичного втілення розгортки такого виду, характер руху по вертикалі також робиться лінійним. При цьому рядки растру виявляються дещо нахиленими, що при великій кількості рядків практично непомітно.

Розгортка зображення, при якій всі рядки растру прокреслюються послідовно один під одним, називається *порядковою* або *прогресивною*.

При обраній частоті зміни кадрів  $n$ , частота кадрової розгортки  $f_k$  буде визначатись:

$$f_k = n.$$

При кількості рядків у кадрі  $z$ , період рядкової розгортки в  $z$  разів більше кадрової і відповідно частота рядкової розгортки  $f_p$  буде визначитись як:

$$f_p = z \cdot n.$$

Злитність руху настає вже при частоті кадрів 15...16 Гц, однак миготіння яскравості зображення зникають лише при частоті, яка перевищує критичну частоту миготіння  $f_{крит} = 46...48$  Гц. Оскільки смуга частот сигналу зображення пропорційна частоті кадрів, то збільшення останньої призводить до значного розширення смуги частот, яку він займає. Для її скорочення використовується *черезрядкова розгортка*, принцип якої полягає в передачі одного кадру в два прийоми. Повний кадр зображення складається з двох *полів*. За час розгортки першого поля передаються всі непарні, а за час розгортки другого поля – всі парні рядки кадру.

### 2.1.3 Відеосигнал і його характеристики

В процесі розгортки яскравість кожного елемента зображення перетворюється в імпульс напруги чи струму. Множина електричних імпульсів, пропорційних яскравості елементів зображення, утворює сигнал зображення або *відеосигнал* [10].

Відеосигнал завжди має імпульсний характер і чим різкіші контури предметів, що передаються, тим крутіші фронти складових його імпульсів. Яскравість елементів при розгортці виражається як функція часу  $L = f(t)$ , отже і відеосигнал можна виразити так само:

$$i_c = f(t) \text{ або } U_c = f(t).$$

Рівень відеосигналу, який відповідає мінімальному значенню яскравості зображення, що передається, називається *рівнем чорного*, а рівень, що відповідає максимальному значенню яскравості – *рівнем білого*. Між цими рівнями знаходяться всі інші значення відеосигналу, що відповідають проміжним значенням яскравості. Світло за своєю природою є унікальним, оскільки яскравість не може бути від'ємною величиною.

Сигнал зображення *a* (рис. 2.3) передається лише під час прямого ходу розгортки. Щоб зворотні ходи розгортки не було видно на зображенні, необхідно яскравість в цей час зробити мінімальною. Для цього в відеосигналі під час зворотного ходу рядкової і кадрової розгортки вводяться спеціальні рядкові і кадрові *гасильні імпульси* (*б*), тривалість яких відповідає тривалостям зворотних ходів, а рівень нижчий рівня чорного. За формою кадрові і рядкові імпульси аналогічні і відрізняються лише за тривалістю і частотою.

Для забезпечення синхронності і синфазності прийомної і передавальної розгортки зображення, передаються спеціальні рядкові і кадрові *синхронізувальні імпульси* (*в*), що розміщуються в так званій області «чорніше чорного». За нульовий або опорний рівень в повному відеосигналі (сигнал зображення, гасильні і синхронізувальні імпульси) приймається верхній рівень гасильних імпульсів.

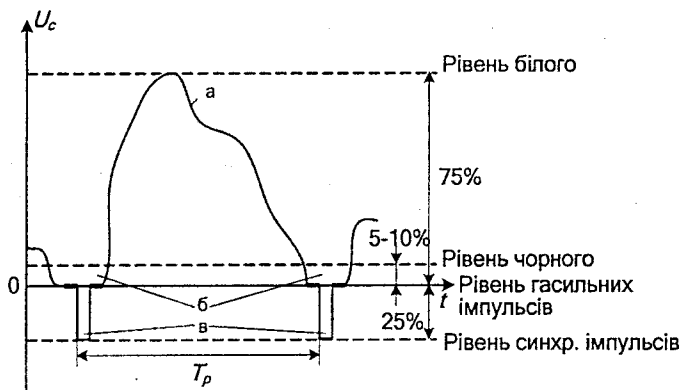


Рисунок 2.3 – Діаграма відеосигналу

Спектр частот відеосигналу  $\Delta f$  необхідно знати для визначення необхідної смуги пропускання каналу зв'язку, по якому передається зображення. Він визначається як різниця між верхньою та нижньою граничними частотами відеосигналу:

$$\Delta f = f_B - f_H.$$

Нижня гранична частота відеосигналу буде відповідати зображенню, що має мінімальну кількість змін яскравості, тобто це нерухоме зображення, яке складається з двох частин різної яскравості і має горизонтальну границю поділу.

При розгортці такого зображення сигнал зображення, маючи період, що дорівнює періоду кадрової розгортки, тому нижня границя частоти відеосигналу буде дорівнювати частоті кадрової розгортки:

$$f_H = f_n.$$

Якщо зображення має максимально можливу кількість деталей, яка дорівнює кількості елементів розвинення  $N$ , то найменша деталь зображення відповідає величині елемента, вертикальний розмір якого  $a$  визначається рядковою структурою растру і дорівнює відношенню висоти кадру  $h$  до числа рядків в кадрі  $z$ :

$$a = \frac{h}{z}.$$

Вважаючи елемент квадратом, можна визначити загальну кількість елементів в кадрі.

Кількість елементів в вертикальному напрямку кадру дорівнює кількості рядків  $z$ , а в горизонтальному —  $kz$ . Звідси:

$$N = kz^2. \quad (2.1)$$

При розгортці зображення утворюється сигнал зображення у вигляді прямокутних імпульсів з періодом, що відповідає тривалості передачі двох елементів зображення —  $2\tau_a$ . Частота цього сигналу визначається як

$$f_c = \frac{1}{2\tau_a}.$$

Оскільки два елементи зображення складають один період сигналу, то при  $N$  елементах в кадрі число періодів сигналу буде  $N/2$ , а при передачі  $n$  кадрів за секунду частота сигналу буде:

$$f_c = \frac{N}{2}n \text{ або з виразу (2.1) } f_c = \frac{knz^2}{2}.$$

Цю частоту і приймають за верхню граничну частоту:

$$f_B = \frac{knz^2}{2}. \quad (2.2)$$

Оскільки верхня гранична частота відеосигналу  $f_B$  (рис. 2.4) значно вище нижньої граничної частоти  $f_H$ , то *смуга частот* відеосигналу (смуга спектра частот відеосигналу) визначається верхньою граничною частотою, тобто  $\Delta f = f_B$ .

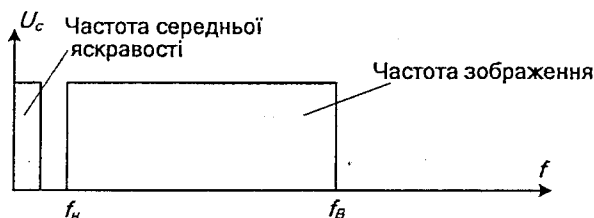


Рисунок 2.4 – Діаграма смуги частот відеосигналу

Окрім частот, що включаються в спектр відеосигналу і визначають зображення, яке передається, відеосигнал містить низькі частоти 1...3 Гц, це частоти зміни середньої яскравості (фону) зображення.

Формула (2.2) виведена, виходячи з номінального числа елементів в кадрі, без урахування втрат на зворотний хід рядкової і кадрової розгортки.

Вплив зворотного ходу рядкової розгортки виявляється в скороченні часу прямого ходу в  $(1-\beta_p)$  разів:

$$\beta_p = \frac{t_p}{T_p},$$

тому верхня гранична частота збільшується і визначається як

$$f'_B = \frac{f_B}{1-\beta_p}. \quad (2.3)$$

### 2.1.4 Структура телевізійної системи

Сучасна система телевізійного мовлення (рис. 2.5) складається з двох частин [16]: передавальної і приймальної, між якими знаходиться канал зв'язку. Як канал зв'язку використовується радіопростір.

Передавальна частина:  $TK$  – передавальна телевізійна камера;  $ГР_1$  – генератор розгортки;  $ВП_1$  – відеопідсилювач;  $СГ$  – синхрогенератор;  $РП$  – радіопередавач.

Приймальна частина:  $ВЧ$  – високочастотна частина приймача;  $ВП_2$  – відеопідсилювач;  $БС$  – блок синхронізації;  $ГР_2$  – генератор розгортки;  $ПрТ$  – приймальна телевізійна трубка (кінескоп).

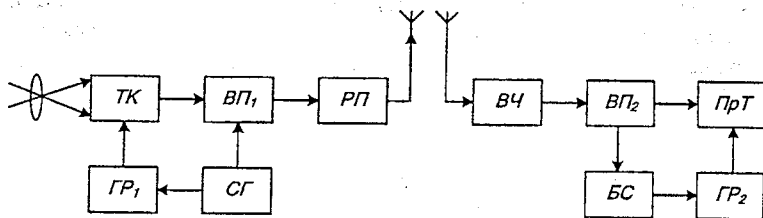


Рисунок 2.5 – Блок-схема телевізійної системи

В основі систем кольорового телебачення лежать такі фізичні процеси [10]:

- оптичне розкладення багатокольорового зображення на три однокольорових зображення в основних кольорах –  $R, G, B$ ;
- перетворення трьох однокольорових зображень у відповідні їм три електричні сигнали  $E_R, E_G, E_B$ ;
- передача цих трьох електричних сигналів по каналу зв'язку;
- зворотне перетворення електричних сигналів в три однокольорові оптичні сигнали зображення (червоного, зеленого і синього кольорів);
- оптичне підсумовування трьох однокольорових зображень в одне багатокольорове.

В передавальній камері (рис. 2.6) багатокольорове зображення розкладається оптичним шляхом за допомогою дихроїчних (кольоророздільних) дзеркал на три однокольорових  $R, G, B$ .

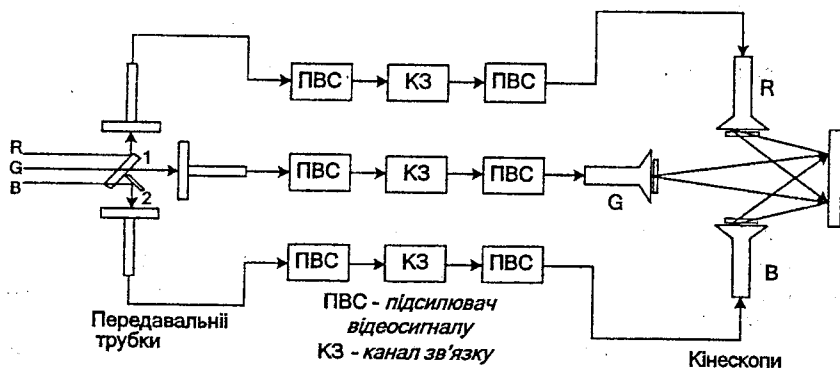


Рисунок 2.6 – Структурна схема триканальної одночасної системи кольорового телебачення

Дзеркало 1 відбиває червоні промені і пропускає зелені і сині. Дзеркало 2 відбиває сині промені і пропускає зелені. Розгортки в усіх трьох передавальних трубках відбуваються синхронно і синфазно, і на навантажувальних растрах трубок виходить три електричних сигнали  $E_R$ ,  $E_G$ ,  $E_B$ , кожен із яких передається по окремому каналу зв'язку. Тому для їх передачі потрібна смуга частот в три рази більша, ніж для чорно-білого телебачення. Це є основним недоліком такої системи. Її перевага – висока якість кольорового зображення.

При переході від чорно-білого телебачення до кольорового пішли шляхом додання сигналів кольору у смугу частот сигналів яскравості.

В наш час для телевізійного мовлення використовують три сумісні системи кольорового телебачення (NTSC, SEKAM, PAL). Всі вони є системами з одночасним розкладанням кольорового зображення на три основні складові. Їх відмінність полягає в способі передачі електричних сигналів  $E_R$ ,  $E_G$ ,  $E_B$  в одному каналі зв'язку.

*Сумісність систем кольорового телебачення.* Під сумісністю розуміється задоволення таких вимог, при яких чорно-білі телевізори, на ряду з передачами чорно-білого зображення, будуть приймати і відтворювати в чорно-білому вигляді передачі кольорового телебачення. В свою чергу телевізори кольорового зображення, окрім кольорових передач, повинні приймати передачі чорно-білого телебачення і відтворювати їх в чорно-білому вигляді.

## 2.2 Передача і прийом телевізійного сигналу

### 2.2.1 Розповсюдження радіохвиль

Для передачі телевізійних сигналів раніше використовувався діапазон частот 40...1000 МГц. Нижню межу частот визначає верхня частота відеосигналу, який необхідно передати. Частота несучих передавача повинна бути, як мінімум, у кілька разів більша частоти відеосигналу, інакше втрачається сама можливість модуляції. З метою використання загальної антенно-фідерної системи і підсилювачів в передавальному пристрої прийнято передавати сигнали звукового супроводу на частотах, близьких до несучої частоти зображення [17].

Радіохвилі, які випромінює передавальна антена, це електричні і магнітні поля, які змінюються у часі. Ці поля характеризуються в кожній точці простору величиною і напрямком та можуть бути подані у вигляді двох взаємно перпендикулярних векторів – електричного  $E$  і магнітного  $H$ , розташованих в площині, перпендикулярній до напрямку розповсюдження радіохвиль. Швидкість розповсюдження радіохвиль у вакуумі дорівнює швидкості світла. Довжина хвилі  $\lambda$  (у метрах) дорівнює:

$$\lambda = 300/f, \quad (2.4)$$

де  $f$  – частота хвилі (у МГц).

Радіохвилі поділяють на метрові (30...300 МГц), дециметрові (300...3000 МГц), сантиметрові (3...30 ГГц), міліметрові (30...300 ГГц), дециміліметрові (300...3000 ГГц).

Поля, створювані передавачем, діляться на чотири зони: ближню, дифракційну, тропосферну й іоносферну. За ними йде зона глибокої тіні, напруженість електромагнітного поля в якій дуже мала.

Ближня зона, яка характеризується різкими змінами напруженості електромагнітного поля внаслідок інтерференції (накладення) прямого і відбитого від Землі променів, починається безпосередньо від радіостанції і тягнеться на кілька кілометрів. За ближньою зоною йде дифракційна, яка характеризується рівномірним зменшенням напруженості електромагнітного поля із віддаленням від радіостанції. Вона простягається до радіогоризонту, тобто в межах прямої видимості між передавальною і приймальною антенами.

В тропосферній зоні ультракороткі хвилі поширюються в результаті дифузійного відбивання від нижніх шарів іоносфери (12...15 км від Землі), що виликає через зміни в цих шарах температури, вологості та тиску. В цій зоні рівень сигналу непостійний, він залежить від часу доби та пори року, а також від метеорологічних умов.

В іоносферній зоні ультракороткі хвилі поширюються внаслідок розсіювання і відбиття радіохвиль від шарів з різною діелектричною проникністю в іоносфері на висоті 80...90 км від Землі.

Розрахунок радіуса дії телевізійного радіопередавача необхідно проводити для дифракційної зони, у якій напруженість поля завжди постійна (впевнений прийом) і не залежить від побічних факторів (часу доби, пори року і т. п.). Цей радіус визначається з врахуванням впливу атмосферної рефракції за такою формулою:

$$r_0 = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (2.5)$$

де  $r_0$  – радіус зони дії УКХ радіостанції, км;  $h_1$  – висота підйому передавальної антени, м;  $h_2$  – висота підйому приймальної антени, м.

Відповідно для збільшення зони дії телевізійного передавача необхідно нарощувати висоту передавальної і приймальної антен.

Радіус зони впевненого прийому телевізійного сигналу визначається мінімальним значенням напруженості електромагнітного поля, одержуваним в точці прийому (на висоті приймальної антени), при якому відношення сигналу на виході приймача до внутрішніх флукуаційних перешкод має задане значення (наприклад, більше 20 дБ).

*Особливості прийому сигналів у діапазоні дециметрових хвиль (ДМХ).* Телевізійне мовлення на ДМХ потребує вирішення ряду проблем, пов'язаних з особливостями поширення цих хвиль. Так, при прийомі теле-

візійних сигналів в діапазоні ДМХ необхідна більша напруженість електромагнітного поля, ніж при їхньому прийомі в діапазоні метрових хвиль (МХ); вхідні пристрої приймачів для прийому сигналу на цих частотах відрізняються як за конструкцією, так і за схемою від відомих селекторів каналів; підвишені вимоги висуваються також до телевізорів та їх резонансних систем. Зона впевненого прийому в діапазоні ДМХ менша, ніж у МХ. При роботі в діапазоні ДМХ основним фактором, що визначає можливість і якість прийому, є рівень власних шумів вхідних пристроїв. Рівень промислових перешкод в цьому діапазоні, на відміну від метрового, дуже незначний, і вони істотно не впливають на якість телевізійного зображення. Придушення несучої зображення зменшує відношення сигнал/шум на вході приймача в два рази. Це також потребує підвищення напруженості електромагнітного поля в місці прийому: вона повинна бути не нижча 300 мкВ/м.

При роботі приймальних пристроїв у діапазоні ДМХ необхідно застосовувати в селекторі каналів або конвертерах ДМХ особливі коливальні системи з розподіленими параметрами. На відміну від електричних кіл із зосередженими параметрами, індуктивність яких обумовлена котушкою індуктивності, а ємність – конденсатором, кола з розподіленими параметрами на будь-якому відрізку лінії мають ємність, індуктивність і активний опір. Таким чином, елементи кола (параметри) розподілені рівномірно по всій довжині дроту.

Лінії з розподіленими параметрами мають геометричну довжину, порівняну з довжиною хвилі. Якщо в колах із зосередженими параметрами час поширення струму і напруги по колу набагато менший, ніж період власних коливань, то в лініях з розподіленими параметрами вони одного порядку. Відрізок лінії в 1/4 чи 1/2 довжини хвилі може використовуватися як звичайний коливальний контур. Для цього в першому випадку він повинен бути замкнений на кінці, а в другому – розімкнений.

Геометричну довжину лінії можна зменшити, приєднавши конденсатор до її розімкнутих кінців. Включення конденсатора змінної ємності дозволяє настроїти коливальний контур з розподіленими параметрами на необхідну довжину хвилі.

### 2.2.2 Діапазони передачі і прийому, телевізійні канали

Частоти радіоканалів, які раніше використовувалися для телевізійного мовлення, були розбиті на п'ять діапазонів [17]:

I – 48,5...66,0 МГц (1-й і 2-й радіоканали МХ);

II – 76,0...100,0 МГц (3...5-й радіоканали МХ);

III – 174,0...230,0 МГц (6...12-й радіоканали МХ);

IV і V – 470,0...790,0 МГц (21...60-й радіоканали ДМХ).

Телевізійне мовлення здійснювалося на 12 каналах метрових діапазонів. Ширина кожного каналу 8 МГц, рознос між несучими частотами зображення і звуку 6,5 МГц. Далі йшли хвилі, що розташовані в області 470...790 МГц і далі. У зв'язку з тим, що довжина хвилі даних каналів ме-

нша метра, їх прийнято називати телевізійними каналами дециметрового діапазону. Вони починаються з 21-го каналу, несуча частота зображення якого дорівнює 471,25 МГц, а звукового супроводу – 477,75 МГц. Частоти несучих (в мегагерцах) зображення  $f_{зоб}$  та звукового супроводу  $f_{зв}$  починаючи з 22-го каналу, можуть бути знайдені за номером каналу:

$$f_{зоб} = 471,25 + (N_{кан} - 21) \cdot 8;$$

$$f_{зв} = 477,75 + (N_{кан} - 21) \cdot 8,$$

де  $N_{кан}$  – номер телевізійного каналу.

Середня частота, на яку розраховуються вібратори телевізійних антен, визначається як півсума крайніх частот відповідного каналу.

### 2.2.3 Телевізійні антени, кабелі і їх параметри

Якість кольорового зображення значною мірою залежить від приймальної антени. Всі антени для кольорових телевізорів повинні мати смугу пропускання частот, виміряну на рівні 0,7 від максимального значення АЧХ, не менше 5 МГц, оскільки сигнали кольоровості передаються на частотах 4,406...4,756 МГц (сигнал «червоного» кольору) і 3,9...4,25 МГц (сигнал «синього» кольору). Якщо ця умова не дотримується, то сигнали кольоровості проходять через антену сильно ослабленими і зображення на екрані кольорового телевізора виходить чорно-білим. Ослаблення сигналів, що приймаються, в смузі частот вище 5 МГц на якість звукового супроводу звичайно не впливає, оскільки телевізійні приймачі мають достатній запас підсилення по каналу звуку [17]. Передавальні телевізійні антени випромінюють хвилі горизонтальної поляризації. Відповідно повинна бути виготовлена і приймальна антена, зокрема, її трубки повинні бути паралельні земній поверхні. В деяких країнах застосовується вертикальна поляризація.

*Вхідний опір антени* – відношення напруги на її вході (в місці приєднання фідера) до сили струму. При довільній довжині вібратора вхідний опір може мати активну і реактивну складові. Остання буває індуктивною і ємнісною. Наявність реактивної складової призводить до зменшення потужності, що надходить з антени у фідер. Щоб уникнути цього, антену потрібно налаштувати в резонанс з частотою приймальних сигналів.

*Діаграма спрямованості.* Електрорушійна сила (*ЕРС*), утворена в антені електромагнітним полем, залежить від напрямку надходження сигналів. Так, якщо півхвильовий вібратор розташований таким чином, що приймальні сигнали надходять з напрямку, перпендикулярного вібратору антени, то утворюється найбільша *ЕРС*. Коли напрям надходження сигналів збігається з віссю вібратора, *ЕРС* близька до нуля. При прийомі сигналів з будь-яких інших напрямків *ЕРС* має проміжні значення між нулем і максимумом.

Графічне зображення в полярних координатах залежності *ЕРС* від на-

пряму надходження сигналів за умови, що максимальна ЕРС приймається рівною одиниці, називається *діаграмою спрямованості*. Остання визначається конструкцією антени. Так, для півхвильового вібратора в горизонтальній площині вона має форму вісімки. Ширина її оцінюється кутом, в межах якого ЕРС, наведена в антені електромагнітним полем, становить не менше 0,7 від максимального рівня. В інших антенах, більш направлених, ніж півхвильовий вібратор, діаграма за зображенням схожа на пелюстку. Із збільшенням спрямованості пелюстка витягується, а кут зменшується.

*Коефіцієнт направленої дії (КНД)* показує, в скільки разів потужність, яка надходить на вхід приймального пристрою при прийомі на дану (направлену) антену, більше потужності, яку можна було б одержати при прийомі на ненаправлену антену, яка приймає однаково зі всіх напрямів (КНД рівний одиниці). Чим вужче діаграма спрямованості, тим вище значення КНД антени. Наближена формула для його розрахунку має вигляд:

$$КНД \approx \frac{41200 \cdot \theta^2}{\theta_E \theta_H}, \quad (2.6)$$

де  $\theta$  – коефіцієнт, який дорівнює  $1^\circ$ ;  $\theta_E$  і  $\theta_H$  – ширина діаграми спрямованості (в градусах) на рівні  $0,7E_{max}$  і  $0,7H_{max}$  для площин електричної  $E$  і магнітної  $H$  складових напруженості електромагнітного поля, відповідно.

*Діюча довжина* приймального вібратора – один з головних параметрів антени. Її добуток на напруженість поля в точці прийому дає значення ЕРС, що розвивається на вході антени, коли сигнал приходить з напрямку, перпендикулярного до вібратора антени.

*Діюча довжина  $h$*  вимірюється в метрах і залежить від геометричних розмірів антени та довжини хвилі. Для півхвильового вібратора вона визначається формулою:

$$h = \lambda / \pi. \quad (2.7)$$

*Коефіцієнт підсилення (КП)* приймальної антени – характеристика, яка вказує, в скільки разів потужність, яка надходить на вхід приймального пристрою при прийомі на антену даного типу, більша тієї потужності, яку можна було б одержати, застосовуючи простий півхвильовий вібратор.

*КП* антени визначається відношенням напруг  $U_{1max}/U_{2max}$ , де  $U_{1max}$  – напруга на навантаженні, яке створюється даною антенною при орієнтації її по максимуму прийнятого сигналу;  $U_{2max}$  – те ж стосовно до півхвильового вібратора. *КП* в децибелах розраховується за формулою:

$$КП = 20 \lg(U_{1max}/U_{2max}).$$

*Коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ)*. Узгодження антени з кабелем, що має номінальне значення хвильового опору 75 Ом, характеризується *КБХ*, який

визначається як відношення  $U_{min}/U_{max}$ , де  $U_{min}$  і  $U_{max}$  відповідно мінімальне і максимальне значення напруг, отриманих при вимірі уздовж фідера під час роботи антени в режимі передачі. Для якісного прийому телевізійних програм задовільною вважається умова:  $КБХ = 0,5$ . Величину, обернену  $КБХ$ , називають *коефіцієнтом стоячої хвилі (КСХ)*.

Неузгодженість лінії передачі з антеною призводить до додаткових втрат. Тому коефіцієнт корисної дії лінії передачі кабелю  $\eta_n$  залежить як від втрат у діелектрику, так і від ступеня узгодження:

$$\eta_n = \eta_{max} \frac{4КБХ}{(1+КБХ)^2 - (1-КБХ)^2 \eta_{max}} \quad (2.8)$$

де  $\eta_{max} = 10^{-\beta l/20}$  – коефіцієнт корисної дії без обліку втрат на неузгодженість;  $\beta$  – втрати в діелектрику, дБ/м;  $l$  – довжина лінії передачі, м.

*Перешкодозахищеність антени* – відношення напруг  $U_{2max}/U_{1max}$ , де  $U_{1max}$  – напруга, створювана антеною на погодженому навантаженні при орієнтації антени по максимуму сигналу, прийнятого з головного напрямку;  $U_{2max}$  – те ж, але при прийомі з напрямку, перешкодозахищеність в якому визначають. Перешкодозахищеність у децибелах визначають за формулою:

$$\xi = 20 \lg (U_{2max}/U_{1max}).$$

#### 2.2.4 Антена метрових та дециметрових хвиль

Антену забезпечує прийом з 1-го по 12-й канал МХ і з 21-го по 39-й – ДМХ і налаштована на три діапазони частот: 48,5...100, 174...230 і 470...640 МГц. Схема антени подана на рис. 2.7 [17]. Вона складається з двох частин – антени МХ і антени ДМХ. Обидві частини підключені паралельно до загального кабелю зниження так, щоб не відбувалось взаємного шунтування.

Антену має менший коефіцієнт підсилення на каналах з 1-го по 12-й і більший – з 21-го по 39-й.

*Антену метрових хвиль* утворюється широкосмуговим віяловим вібратором 3, відрізком двопровідної сполучної лінії 2 (між точками  $pq$  і  $mn$ ) і короткозамкненим симетрувальним містком 4. Перемичкою містка є активний петльовий вібратор 6 антени ДМХ.

Геометрична довжина трубок між точками  $mn$  і  $ab$  вибрана так, щоб електрична довжина містка від точок  $mn$  до точки  $O$  складала  $90^\circ$  ( $\pi/4$ ) на середній частоті 1...5-го каналів і  $270^\circ$  ( $3\pi/4$ ) на середній частоті 6...12-го каналів.

Кабель зниження 7 із хвильовим опором 75 Ом вводиться в середину активного петльового вібратора 6, проходить всередині однієї з трубок містка і припаюється центральним провідником до точки  $n$ , а оболонкою – до точки  $m$ ; симетрувальний місток зігнутий.

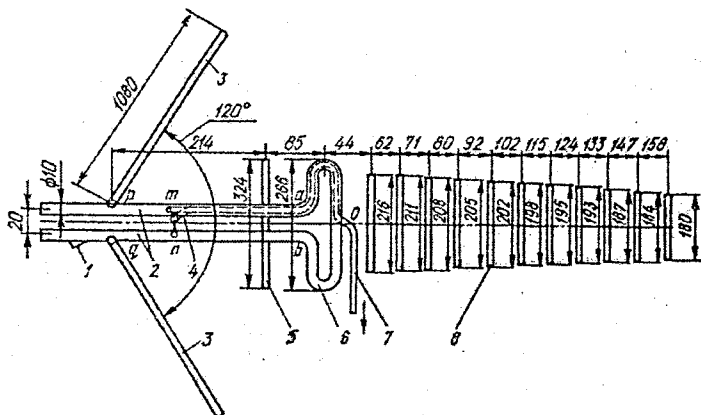


Рисунок 2.7 – Антена метрових та дециметрових хвиль:

1 – шлейф; 2 – двопровідна сполучна лінія (відрізок  $pq - ab$ ); 3 – віяловий вібратор (канали 1...12); 4 – симетрувальний місток (відрізок  $mn - ab$ ); 5 – рефлектор; 6 – петльовий вібратор (канали 21...39); 7 – кабель зниження (75 Ом); 8 – директори

Антенa дециметрових хвиль складається з активного петльового вібратора 6, зведеного рефлектора 5, директорів 8, симетрувального містка 4 (з'єднує кабель зниження з вхідними затисками  $ab$ ), відрізка двопровідної сполучної лінії 2 і розімкнутого двопровідного шлейфа 1. Довжина лінії 2 і шлейфа 1 складає приблизно  $\pi/4$  на середній частоті дециметрових каналів.

Довжини відрізків двопровідної лінії становлять: між точками  $mn$  і  $pq - 110$  мм, а між точками  $ab$  і  $mn - 805$  мм. Довжина розімкнутого шлейфа 110 мм. Кут між трубками («вусами») віялового вібратора у вертикальній площині дорівнює  $45^\circ$ . Відстань по вертикалі між трубками зведеного рефлектора 240 мм. Віяловий вібратор 3 виготовлений із трубок діаметром 12...22 мм, діаметр інших трубок повинен бути в межах 8...12 мм.

## 2.3 Основні системи кольорового телебачення

### 2.3.1 Передача сигналів кольору у спектрі сигналу яскравості

У системах кольорового телебачення як опорний рівносигнальний копір обраний стандартний білий, який задовольняє умову [10]:

$$E_R = E_G = E_B. \quad (2.9)$$

Рівняння яскравості для джерела випромінювання білого кольору має такий вигляд [10]:

$$E_Y = 0,3E_R + 0,59E_G + 0,11E_B. \quad (2.10)$$

З чотирьох сигналів рівняння (2.10) достатньо передати тільки три – сигнал яскравості  $E_Y$  (він необхідний в системах чорно-білого телебачення) та два будь-яких сигнали основних кольорів. Але при виборі як сигналів кольору будь-яки з сигналів  $E_R$ ,  $E_G$ ,  $E_B$ , незважаючи на відсутність кольорових деталей в зображенні, сигнали в кольоровому каналі не будуть дорівнювати нулю, оскільки згідно з (2.10) червоний сигнал несе 30% інформації про яскравість, зелений – 59%, синій – 11%. Тобто надлишкова інформація про яскравість буде дублюватися в кольоровому каналі, що створить додаткові завади на екрані телевізора. Щоб уникнути складової яскравості віднімемо сигнал  $E_Y$  від лівої та правої частини рівняння (2.10), попередньо записавши сигнал  $E_Y$  як

$$E_Y = 0,3E_Y + 0,59E_Y + 0,11E_Y,$$

тоді отримаємо:

$$0 = 0,3(E_R - E_Y) + 0,59(E_G - E_Y) + 0,11(E_B - E_Y).$$

Сигнали  $E_R - E_Y$ ,  $E_G - E_Y$ ,  $E_B - E_Y$  називаються кольорорізницевими та позначаються  $E_{R-Y}$ ,  $E_{G-Y}$ ,  $E_{B-Y}$ .

Тоді отримаємо:

$$0 = 0,3E_{R-Y} + 0,59E_{G-Y} + 0,11E_{B-Y}. \quad (2.11)$$

При передачі еталонного білого кольору згідно з формулами (2.9) і (2.10)  $E_R = E_G = E_B = 1$ ,  $E_Y = 1$ , тому  $E_R - E_Y = E_G - E_Y = E_B - E_Y = 0$  і, виходячи з цього, сигнали в кольоровому каналі дорівнюють нулю, що забезпечує високу завадостійкість при передачі чорно-білих деталей.

Необхідно з трьох кольорорізницевих сигналів для передачі обрати два. Розв'яжемо рівняння (2.11) відносно кожного кольорорізницевого сигналу:

$$\begin{aligned} E_{R-Y} &= -1,97E_{G-Y} - 0,37E_{B-Y}, \\ E_{G-Y} &= -0,51E_{R-Y} - 0,19E_{B-Y}, \\ E_{B-Y} &= -2,73E_{R-Y} - 5,4E_{G-Y}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

З рівнянь (2.12) видно, що сигнали  $E_{R-Y}$  та  $E_{B-Y}$  більші, ніж  $E_{G-Y}$ , тому для підвищення завадостійкості передають сигнали  $E_{R-Y}$  та  $E_{B-Y}$ . Таким чином, для одержання кольорового зображення необхідно і достатньо передати три сигнали: яскравості  $E_Y$  і два кольорорізницевих  $E_{R-Y}$  та  $E_{B-Y}$ , причому смуга частот кольорорізницевих сигналів становить 1,5 МГц за рахунок усунення з них складової сигналу яскравості. Щоб не виходити за межі стандартної смуги частот, модуляційні спектри названих сигналів повинні бути сполучені. З метою зведення до мінімуму перешкод від биття частот,

що сполучаються, можна обмежитися однією кольоровою піднесучою, модулюючи її сигналами  $E_{R-Y}$  та  $E_{B-Y}$  по черзі чи в квадратурі. Виконати вимогу обмеження смуги частот можна лише спираючись на статистичні методи зв'язку і специфіку телевізійної передачі. Насамперед, слід зазначити, що порядкова розгортка зображень приводить до зосередження основної енергії сигналів по спектру в зонах рядкової частоти і її гармонік, залишаючи частково вільними проміжки між ними. Це вказує на можливість ущільнити спектр частот заповненням вільних проміжків сигналами кольорової інформації шляхом введення піднесучих.

Якщо кольорову піднесучу  $f_{\Pi}$  (рис. 2.8) розмістити у вільний частотний проміжок, то і всі частоти модульованих коливань також розмістяться на вільних ділянках спектра.

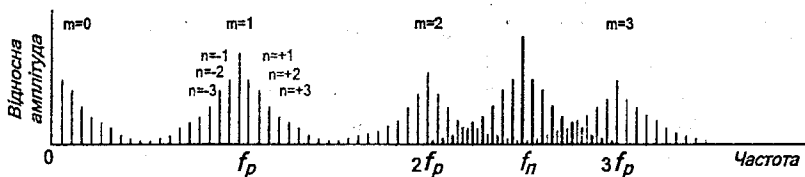


Рисунок 2.8 – Зразкове сполучення спектрів частот сигналів яскравості та кольору

Таке сполучення частотних спектрів можливе лише при певному виборі частоти піднесучої  $f_{\Pi}$ , а саме, – вона повинна бути непарною гармонікою половини рядкової частоти:

$$f_{\Pi} = (2m+1) \frac{f_p}{2},$$

де  $m$  – ціле число.

Вибір частоти піднесучої і смуги частот для кольорорізницевих сигналів. Повний сигнал кольорового зображення займає стандартну смугу частот чорно-білого телебачення. За цією смугою частот, що визначає чіткість зображення, передається сигнал яскравості  $E_Y$ .

Що стосується сигналів кольоровості  $E_{R-Y}$  і  $E_{B-Y}$ , вони передаються зі зниженою смугою частот, модулюючи піднесучу, розміщену усередині спектра сигналу  $E_Y$ . При цьому обидва сигнали передаються з двома бічними смугами, щоб уникнути зайвих перехресних спотворень. Найвища частота відеосигналів у силу законів модуляції не повинна перевищувати половинної частоти піднесучої  $f_{\Pi}$ :

$$f_{\max} \leq \frac{1}{2} f_{\Pi}.$$

Вибір частоти піднесучої  $f_{\Pi}$  обумовлений деякими факторами. По-перше, вона повинна бути найбільш високою в спектрі частот сигналу яскравості, щоб не бути помітною на чорно-білих прийमाчах. Останнє пов'язано з тим, що балансіві модулятори через нерівність плечей схеми не повністю гасять піднесучу. А оскільки піднесуча лежить усередині відеоспектра, то на екрані приймача (при близькому розгляданні) вона виявляється у вигляді дрібноструктурної сітки. По-друге, піднесуча  $f_{\Pi}$  повинна відступити від верхнього краю відеоспектра, принаймні, на смугу сигналу кольоровості, верхня частота якої є  $f_{max}$ .

Приймаючи останню в межах 40...50% від  $f_{\Pi}$ , будемо мати  $f_{\Pi} = (4,46...4,17)$  МГц, виходячи з того, що сума  $f_{\Pi}$  та  $f_{max}$  складає 6,25 МГц.

Крім того,  $f_{\Pi}$  повинна бути непарною гармонікою половини рядкової частоти. З огляду на реальні можливості одержання  $f_{\Pi}$  дільниками синхрогенератора, у зазначених вище межах для неї є тільки дві непарні гармоніки:  $567=7 \times 9 \times 9$  і  $539=7 \times 7 \times 11$ , які дозволяють простий розподіл. Конструктивно легше одержати першу. Різниця між  $f_{\Pi}$  і несучою звукового супроводу теж повинна бути непарною гармонікою половини рядкової частоти. При наявності стількох факторів, іноді суперечливих, спектри сигналів кольорової інформації і частота піднесучої для кожного стандарту можуть бути правильно обрані лише після великого ряду спостережень за якістю кольорового зображення при зміні того чи іншого параметра.

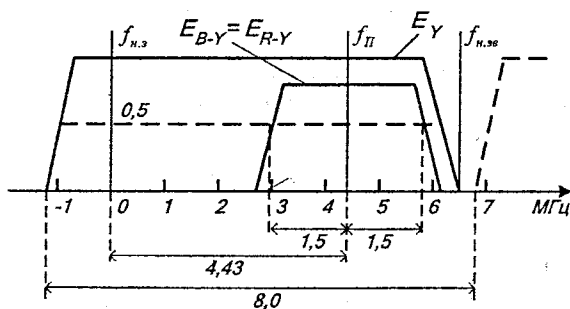


Рисунок 2.9 – Смуга частот телевізійного сигналу кольорової системи

Гарна якість кольорового зображення, що підтверджено великою статистикою спостережень, була отримана при таких даних (рис. 2.9, рівень 6 дБ):

- частота піднесучої  $f_{\Pi} = 4429688$  Гц  $\approx 4,43$  МГц, що відповідає 567 гармоніці половини  $f_p$  (для стандарту 625 рядків, 50 Гц,  $f_p = 15625$  Гц);
- смуга частот сигналу яскравості  $E_Y$  – 6,25 МГц (при розності між несучими зображення і звуку – 6,5 МГц).
- смуга частот сигналу кольоровості  $E_{R-Y}$  – 1,5 МГц.

- смуга частот сигналу кольоровості  $E_{B-Y} - 1,5$  МГц.

Також слід відзначити, що до каналу зв'язку надходять сигнали з попередньою нелінійною  $\gamma$  корекцією, тобто замість сигналів  $E_R, E_G, E_B$  та  $E_Y$  використовують сигнали  $U_{(R,G,B,Y)} = \alpha_{(R,G,B,Y)} E^{1/\gamma}_{(R,G,B,Y)}$ , з яких в пристроях кодування і отримують сигнали призначені для передачі.

### 2.3.2 Система кольорового телебачення NTSC

В основу системи покладена передача кольорорізницевих сигналів на піднесучій методом квадратурної модуляції. Даний метод полягає в підсумуванні двох амплітудно-модульованих сигналів балансних модуляторів БМ1 і БМ2 (рис. 2.10, а), які модулюють сигнали піднесучої частоти з фазами зміщеними на  $90^\circ$ . Це забезпечує взаємну незалежність вихідних сигналів внаслідок їх ортогональності (кожен з векторів проектується на сусідній у вигляді точки).

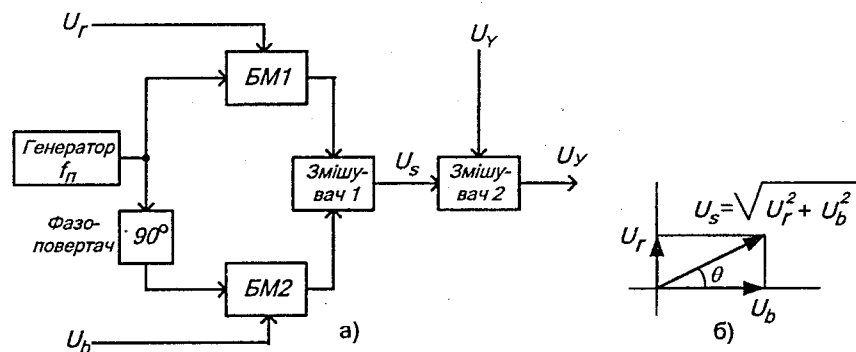


Рисунок 2.10 – Блок-схема квадратурної модуляції

Як відомо, при балансній модуляції у випадку ідентичності обох плечей кін модулятора, сигнал на виході останнього має місце лише при впливі сигналу, що модулює. При відсутності останнього немає і сигналу на виході, тобто коливання несучої частоти приглушуються.

Нехай на балансний модулятор БМ1 подається напруга піднесучої  $U_{\Pi} \cos \omega_{\Pi} t$  і сигнал кольоровості  $U_r$ , а на БМ2 – піднесуча  $U_{\Pi} \sin \omega_{\Pi} t$  і сигнал кольоровості  $U_b$  (тут  $\omega_{\Pi} = 2\pi f_{\Pi}$  – кутова частота піднесучої  $f_{\Pi}$ ). Прийемо амплітуду піднесучої  $U_{\Pi} = 1$ . Тоді на виході модуляторів будемо мати напруги піднесучої, модульовані по амплітуді кольорорізницевими сигналами:

$$U_1 = U_r \cos \omega_{\Pi} t \text{ і } U_2 = U_b \sin \omega_{\Pi} t.$$

Ці сигнали надходять у змішувач 1 і, складаючись лінійно, дають на виході останнього напругу:

$$U_s = U_r \cos \omega_{\Pi} t + U_b \sin \omega_{\Pi} t. \quad (2.13)$$

Розділивши обидві частини рівняння (2.13) на  $\sqrt{U_r^2 + U_b^2}$ , одержимо

$$\frac{U_s}{\sqrt{U_r^2 + U_b^2}} = \frac{U_r}{\sqrt{U_r^2 + U_b^2}} \cos \omega_{\Pi} t + \frac{U_b}{\sqrt{U_r^2 + U_b^2}} \sin \omega_{\Pi} t.$$

Звертаючись до векторної діаграми (рис. 2.10, б), можна написати

$$\frac{U_r}{\sqrt{U_r^2 + U_b^2}} = \sin \theta \quad \text{і} \quad \frac{U_b}{\sqrt{U_r^2 + U_b^2}} = \cos \theta,$$

тоді

$$\frac{U_s}{\sqrt{U_r^2 + U_b^2}} = \sin \theta \cos \omega_{\Pi} t + \cos \theta \sin \omega_{\Pi} t = \sin(\omega_{\Pi} t + \theta),$$

і отже,

$$U_s = \sqrt{U_r^2 + U_b^2} \sin(\omega_{\Pi} t + \theta), \quad (2.14)$$

де

$$\theta = \arctg \frac{U_r}{U_b}. \quad (2.15)$$

З виразу (2.14) видно, що на виході квадратурного модулятора є тільки один сигнал кольорової інформації  $U_s$  з частотою піднесучої, модульованої кольорорізними сигналами  $U_r = U_{R-Y}$  і  $U_b = U_{B-Y}$ .

Далі сигнал  $U_s$  змішується (змішувач 2) з сигналом яскравості  $U_Y$  і до модулятора радіопередавача надходить сумарний сигнал (сигнал кольорового зображення):

$$U_{\Sigma} = U_Y + U_s = U_Y + |U_s| \sin(\omega_{\Pi} t + \theta).$$

Виражаючи  $U_s$  через його компоненти, відповідно до рівняння (2.13) отримаємо:

$$U_{\Sigma} = U_Y + U_{R-Y} \cos \omega_{\Pi} t + U_{B-Y} \sin \omega_{\Pi} t. \quad (2.16)$$

Таким чином, амплітуда сигналу кольорової інформації  $|U_s|$  буде дорівнювати середньоквадратичному значенню кольорорізними сигналів  $U_{R-Y}$  і  $U_{B-Y}$ , що при наявності сигналу яскравості  $U_Y$  буде відображати насиченість кольору переданого елемента. А що стосується кольорового тону даного елемента, то він буде визначатися фазовим зсувом  $\theta$  відносно вихід-

ної фази піднесучої, причому кут  $\theta$  залежить не від абсолютних значень кольорорізницевих сигналів, а від їхнього відношення (2.15).

Для неспотвореної передачі кольорів на деталях середнього розміру спектр частот сигналів  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$  повинен складати 1,5 МГц. Це легко зробити у європейському варіанті системи NTSC, де смуга частот телевізійного каналу має достатню ширину. В американському варіанті системи NTSC замість сигналів  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$  їх лінійні комбінації  $U_I$  та  $U_Q$ :

$$U_I = 0,74U_{R-Y} - 0,27U_{B-Y},$$

$$U_Q = 0,48U_{R-Y} + 0,41U_{B-Y}.$$

Розташування кольорів  $I$  та  $Q$  на діаграмі кольоровості подано на рис. 2.11. Вектори  $I$  та  $Q$  відносно координатних осей  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$  повернуті на  $33^\circ$ .

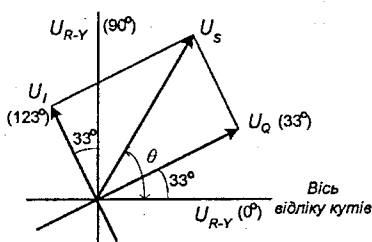


Рисунок 2.11 – Розташування кольорів  $I$  та  $Q$  на діаграмі кольоровості

З рис. 2.11 випливає, що кожному кольору відповідає свій фазовий кут піднесучої. Зміна останнього незалежно від способу кодування веде до зміни кольору. Ця обставина потребує лінійності фазової характеристики всього тракту передачі. Експериментально встановлено допуск на зміну фазового кута в  $\pm 5^\circ$ , коли око ще не розрізняє зміни кольору.

Розглянемо умови, коли при подачі на балансні модулятори кольорорізницевих сигналів  $U_{R-Y}$  і  $U_{B-Y}$  чи сигналів  $U_I$  і  $U_Q$  на виході змішувача будемо мати той самий сигнал кольорової інформації  $U_S$ . Отже, у випадку квадратурної модуляції піднесучої сигналами  $U_I$  і  $U_Q$  вираз (2.13) для сигналу кольоровості набуде вигляду:

$$U_s = U_I \cos(\omega_{\Pi}t + 33^\circ) + U_Q \sin(\omega_{\Pi}t + 33^\circ). \quad (2.17)$$

Перетворимо рівняння (2.17), замінивши косинус і синус суми двох кутів їхніми тригонометричними виразами, ввівши числові значення  $\cos 33^\circ = 0,84$  і  $\sin 33^\circ = 0,54$ :

$$U_s = U_I(0,84 \cos \omega_{\Pi} t - 0,54 \sin \omega_{\Pi} t) + U_Q(0,84 \sin \omega_{\Pi} t + 0,54 \cos \omega_{\Pi} t).$$

Замінімо  $U_I$  і  $U_Q$  виразами лінійної комбінації сигналів  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$  і після перетворень отримаємо:

$$U_s = 0,88U_{R-Y} \cos \omega_{\Pi} t + 0,49U_{B-Y} \sin \omega_{\Pi} t$$

чи в іншій формі:

$$U_s = \frac{U_{R-Y}}{1,14} \cos \omega_{\Pi} t + \frac{U_{B-Y}}{2,03} \sin \omega_{\Pi} t. \quad (2.18)$$

Рівняння (2.18) має велике практичне значення. Воно показує, що складові сигналу кольорової інформації при кодуванні  $I$  і  $Q$  становлять  $1/1,14$  і  $1/2,03$  частини того ж сигналу, кодованого кольорорізними сигналами  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$ . Коефіцієнти  $1/1,14$  і  $1/2,03$  називають коефіцієнтами компресії. Зобразимо рівняння (2.18) в іншому вигляді (з множником 0,88):

$$U_s = 0,88(U_{R-Y} \cos \omega_{\Pi} t + 0,56U_{B-Y} \sin \omega_{\Pi} t).$$

Таким чином амплітуда і фазовий кут сигналу кольорової інформації будуть мати значення:

$$|U_s| = 0,88 \sqrt{U_{R-Y}^2 + 0,56^2 U_{B-Y}^2},$$

$$\theta = \arctg \frac{U_{R-Y}}{0,56U_{B-Y}}.$$

З рівняння (2.18) видно, що амплітуда сигналу кольорової інформації  $U_s$  при кодуванні сигналами  $U_{R-Y}$  і  $U_{B-Y}$  значно більша, ніж у випадку кодування сигналами  $U_I$  і  $U_Q$ . Отже, при кодуванні сигналами  $U_I$  і  $U_Q$  канал зв'язку використовується більш ефективно.

На рис. 2.12 наведена схема смуги частот, яку займає телевізійний сигнал американського варіанта системи NTSC. Верхня бокова смуга спектра сигналу  $U_I$  частково приглушується, що призводить до деяких спотворень кольору на найдрібніших деталях зображення.

Досвід побудови системи кольорового телебачення в США показав, що ступінь скорочення смуги для кольорової інформації залежить від вибору основних кольорів передачі. Це пов'язано з тим фактом, що при зменшенні розмірів деталей суб'єктивне сприйняття їхнього кольору не відповідає реальному кольору. Це підтверджено експериментально. Колір малих деталей здається нам відповідною сумішшю помаранчево-червоного і блакитного. А з подальшим зменшенням кольорових деталей вони стають для нашого ока безбарвними, причому спочатку пропадають кольори сині (де-

талі стають сірими з еквівалентною яскравістю. Тому доцільно забезпечити, насамперед, передачу деталей із синьо-зеленими і помаранчево-червоними відтінками, які зберігають своє забарвлення при менших розмірах. Для цього треба виконати дві умови: по-перше, одну з осей первинних кольорів передачі, наприклад вісь  $I$ , розташувати саме в області синьо-зелених і помаранчево-червоних кольорів, по-друге, для передачі останніх мати більш широкую смугу частот, ніж для інших кольорів. Таким чином смуга частот у 1,4 МГц зберігається тільки для сигналу  $U_I$ , а для сигналу  $U_Q$  скорочується до 0,5 МГц.

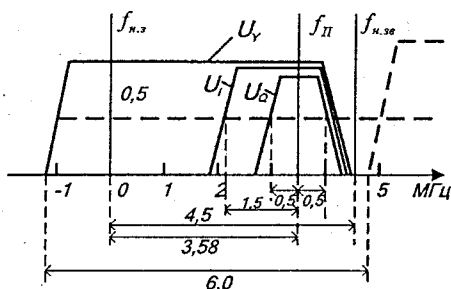


Рисунок 2.12 – Смуга частот телевізійного сигналу системи NTSC

На рис. 2.13 наведено структурну схему пристрою кодування телевізійного сигналу в системі NTSC.

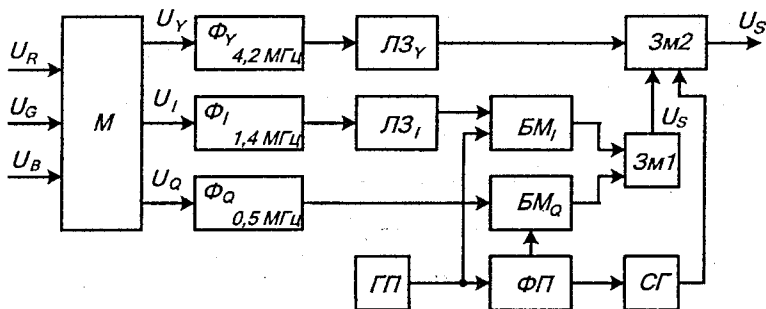


Рисунок 2.13 – Структурна схема пристрою кодування телевізійного сигналу в системі NTSC

Сигнали  $U_R$ ,  $U_G$ ,  $U_B$  надходять в матрицю кодування  $M$ , де перетворюються на сигнали  $U_Y$ ,  $U_I$ ,  $U_Q$ . Сигнал яскравості проходить через



відокремлюється кольоровий сигнал  $U_S$ , який надходить на два синхронні детектори  $CD_I$  та  $CD_Q$ . На ці ж детектори надходить сигнал від місцевого генератора піднесучої  $ГП$ , причому на  $CD_I$  – безпосередньо, а на  $CD_Q$  – зі зсувом фази на  $90^\circ$  через фазоповертач  $ФП$ . В результаті синхронного детектування із сигналу  $U_S$  відокремлюються сигнали  $U_I$  та  $U_Q$ . Сигнал піднесучої, який генерує  $ГП$ , повинен бути синхронним та синфазним з сигналом піднесучої передавача. Це досягається підстроюванням частоти  $ГП$  за «спалахом» піднесучої за допомогою вузькосмугового резонансного підсилювача «спалаху»  $ПС$ , призначеного для відокремлення із повного телевізійного сигналу «спалаху» піднесучої, фазового детектора  $ФД$  і елемента управління  $УЕ$ . Перед подачею на матрицю декодування  $M$  сигнали  $U_I$  та  $U_Y$  проходять через лінії затримки  $ЛЗ_I$  та  $ЛЗ_Y$ .

### 2.3.3 Система кольорового телебачення PAL

Система PAL – також система з квадратурною модуляцією кольорової піднесучої. Її основна відмінність від системи NTSC – зміна на  $180^\circ$  фази від рядка до рядка однієї з компонентів кольорової інформації, а саме сигналу  $U_I$ . Тому вираз (2.17) для сигналу кольоровості тут повинен мати вигляд:

$$U_s = U_Q \sin(\omega_{Пt} + 33^\circ) \pm U_I \cos(\omega_{Пt} + 33^\circ). \quad (2.19)$$

Це робить систему PAL нечутливою до диференційно-фазових спотворень, притаманних системам з квадратурною модуляцією кольорової піднесучої (рис. 2.15).

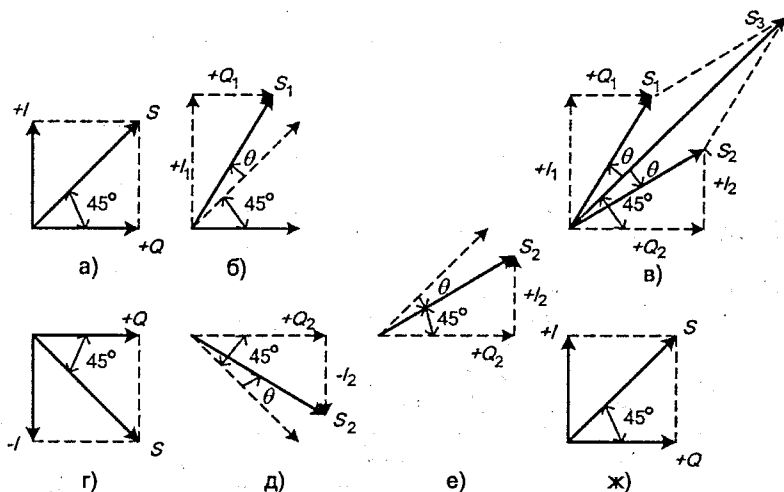


Рисунок 2.15 – Векторна діаграма, яка ілюструє компенсацію диференційно-фазових спотворень у системі PAL

Нехай вектор  $S$ , який правильно відтворює колір рядка  $j$ , має з віссю  $Q$  кут  $45^\circ$  (діаграма рис. 2.15, а). У випадку фазових спотворень у тракці передачі даного сигналу вектор  $S$  зміститься на деякий кут  $\theta$  у положення  $S_1$  (діаграма рис. 2.15, б). У приймальному пристрої синхронними детекторами вектор  $S_1$  з кутом  $45^\circ + \theta$  розкладеться на складові вектори  $I_1 > I$  і  $Q_1 < Q$  (діаграма рис. 2.15, в), що спричинить спотворення переданого кольору. Для виключення цієї помилки затримаємо даний сигнал у приймачі до надходження його в синхронний детектор на тривалість рядка (64 мкс), а передаючи наступний  $j+1$  рядок, змінимо полярність вектора  $I$  на  $180^\circ$ . Одержимо дзеркальне зображення вектора  $S$  (діаграма рис. 2.15, г), який внаслідок того ж фазового спотворення у тракці зсунеться на кут  $\theta$  і займе положення  $S_2$  (діаграма рис. 2.15, д). У приймачі полярність вектора  $I$  знову змінимо на  $180^\circ$  (діаграма рис. 2.15, е) і сполучений вектор займе положення  $S_2$  з кутом  $45^\circ - \theta$ . Підсумовуючи сигнал рядка  $j+1$  із затриманим сигналом рядка  $j$ , тобто складаючи вектор  $S_2$  з вектором  $S_1$ , одержимо результуючий вектор  $S_3$  з кутом  $45^\circ$  (діаграма рис. 2.15, в). Подвійна амплітуда результуючого сигналу шляхом обмеження зводиться до нормальної  $S$  (діаграма рис. 2.15, ж), яка правильно відтворює початковий колір.

При ширині каналу у 8 МГц, що в основному притаманне PAL системам, немає необхідності використовувати сигнали  $U_I$  і  $U_Q$ . Найчастіше як модулюючі сигнали використовують сигнали  $U_V$  і  $U_U$ , які визначаються співвідношеннями:

$$U_V = 0,877 U_{R-Y},$$

$$U_U = 0,493 U_{B-Y}.$$

На рис. 2.16 наведено структурну схему пристрою кодування телевізійного сигналу в системі PAL.

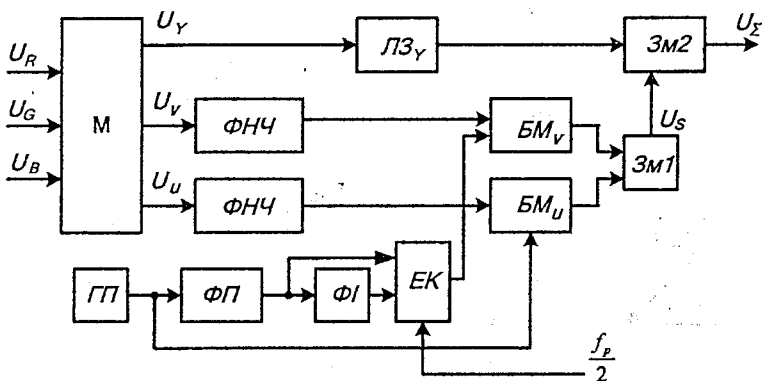


Рисунок 2.16 – Структурна схема пристрою кодування телевізійного сигналу в системі PAL

Сигнали початкових кольорів  $U_R$ ,  $U_G$ ,  $U_B$  надходять до матриці кодування  $M$ , де перетворюються на сигнали  $U_Y$ ,  $U_V$ ,  $U_U$ .

Крім того, в матриці до сигналу  $U_Y$  додаються синхроімпульси, а до  $U_V$  і  $U_U$  – рядкові стробімпульси, відповідні обвідній «спалаху» піднесучої.

Низькочастотні фільтри  $\Phi НЧ$  обмежують смуги частот сигналів  $U_V$  і  $U_U$  значеннями 1,5 МГц. В балансних модуляторах  $БМ$  ці сигнали модулюють за амплітудою кольорову піднесучу, яку виробляє генератор  $ГП$ . На модулятор  $БМ_U$  ця піднесуча надходить безпосередньо, а на модулятор  $БМ_V$  – через фазоповертач  $\Phi П$ , який змінює фазу на  $90^\circ$ , фазоінвертор  $\Phi I$  і електронний комутатор  $ЕК$ , який керується меандром напруги піврядкової частоти.

В одному положенні комутатора фазовий зсув становить  $90^\circ$ , а у другому  $90^\circ + 180^\circ = 270^\circ$ . Сигнали від модуляторів додаються в суматорі  $Зм1$ . В суматорі  $Зм2$  до сигналу кольоровості додається сигнал яскравості. Лінія затримки  $ЛЗ$  забезпечує синхронність у часі сигналу яскравості і кольоровості.

Спрощена функціональна схема найчастішого варіанта каналу кольоровості приймальної частини системи PAL наведена на рис. 2.17.

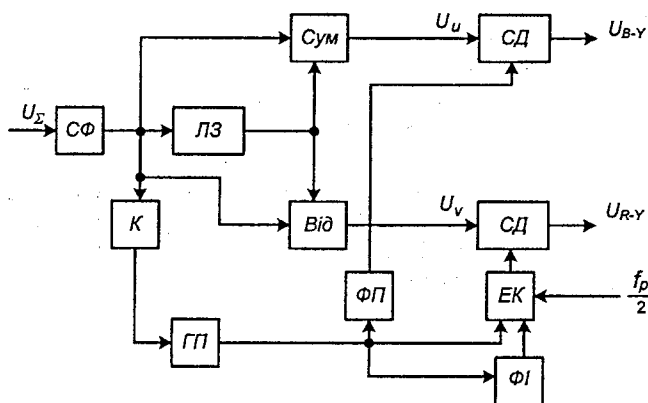


Рисунок 2.17 – Найчастіший варіант каналу кольоровості приймальної частини системи PAL

У смуговому фільтрі  $СМ$  з сигналу  $U_S$  відокремлюється кольоровий сигнал  $U_S$ , який надходить на ключ  $K$ , який відокремлює спалах піднесучої, лінію затримки  $ЛЗ$  (час затримки один рядок – 64 мкс), суматор  $Сум$  та від'ємник  $Від$ .

Затриманий  $ЛЗ$  сигнал та початковий сигнал кольоровості в суматорі підсумовуються, а в від'ємнику віднімаються.

Після синхронного детектування цих сигналів одержуємо складові  $U_{R-Y}$  і  $U_{B-Y}$ . Фаза опорної піднесучої генератора  $ГП$  збігається з віссю  $R-Y$ , тому на детектор  $СД$  сигналу  $U_u$  піднесуча надходить через фазоповертач  $ФП$  зі зміною на  $90^\circ$ , а на детектор  $СД$  сигналу  $U_v$  — через фазоінвертор  $ФІ$  і електронний комутатор  $ЕК$ , який керується меандром напруги піврядкової частоти.

### 2.3.4 Система кольорового телебачення SECAM

Виникнення системи SECAM пов'язано з бажанням усунути недоліки, притаманні системі NTSC. Головні ідеї системи SECAM такі: для запобігання взаємного впливу кольорорізницевих сигналів їх не потрібно передавати одночасно; для запобігання взаємного впливу сигналу яскравості і кольорорізницевих сигналів їх потрібно передавати різними способами модуляції.

Відмінною ознакою системи SECAM є передача двох кольорорізницевих сигналів по черзі (через рядок) методом частотної модуляції піднесучої. Передача по черзі двох сигналів кольорової інформації викликає необхідність вводити в приймальний пристрій лінію затримки на тривалість передачі одного рядка (64 мкс) з метою одночасного надходження їх у декодувальну матрицю для утворення третього сигналу кольоровості.

Послідовна передача частотномодульованих сигналів кольорової інформації практично звільняє систему SECAM від фазових спотворень, властивих системі NTSC (через квадратурну модуляцію) і впливу їх на якість передачі кольору (в кожний момент часу по каналу передається тільки один сигнал кольоровості).

У зв'язку з використанням частотної модуляції в системі SECAM прийнято заходи для покращення сумісності і підвищення завадостійкості:

1. Сигнали кольоровості  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$  замінено сигналами  $U_r$  та  $U_b$ , які визначаються співвідношеннями:

$$U_r = -1,9U_{R-Y};$$

$$U_b = 1,5U_{B-Y},$$

тобто введено різні масштабні коефіцієнти для сигналів  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$ .

Це пов'язано з тим, що екстремальні значення для сигналу  $U_{R-Y}$  знаходяться в межах від  $+0,7$  (при передачі червоного) до  $-0,7$  (при передачі синьо-зеленого), а для сигналу  $U_{B-Y}$  від  $+0,89$  (при передачі жовтого) до мінус  $0,89$  (при передачі синього). При цьому на частотний модулятор бажано подавати сигнали однакового розмаху, щоб девіація частоти при передачі обох сигналів була однаковою.

Знак сигналу  $U_{R-Y}$  замінений на протилежний. Це пов'язано з тим, що при передачі різних сюжетів в сигналі  $U_{B-Y}$  переважають від'ємні значення,

а в сигналі  $U_{R-Y}$  — додатні. При зміні полярності  $U_{R-Y}$  в обох сигналах переважає негативна девіація частоти, що збільшує завадостійкість системи;

2. Сигнали  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$  для підвищення завадостійкості прийому піддані низькочастотній корекції, яка полягає в підйомі верхніх частот спектра сигналів. Оскільки рівень високочастотних складових значно менший рівня низькочастотних складових, ця корекція не веде до збільшення індексу модуляції, а тільки вирівнює величину девіації частоти за спектром;

3. В системі SECAM застосовані дві піднесучі, які відрізняються на 10 рядкових періодів, а саме:

$$\left. \begin{aligned} f_r &= 282 f_p = 4,40625 \text{ МГц} \pm 2 \text{ кГц} \\ f_b &= 272 f_p = 4,25000 \text{ МГц} \pm 2 \text{ кГц} \end{aligned} \right\}$$

де  $f_p = 15625 \pm 3$  Гц.

Досвід експлуатації телевізійної системи довів, що при передачі більшості сюжетів шуми переважають на червоному кольорі. Тому кольорові піднесучі обрані так, щоб частоти, за допомогою яких передається червоний колір як в сигналі  $U_r$ , так і в сигналі  $U_b$  опинилися в області мінімуму кривої коректувального фільтра;

4. Розмах кольорових піднесучих обраних в п'ять разів меншим розмаху сигналу яскравості (рис. 2.18) з метою зменшення перехресних спотворень в даних каналах.

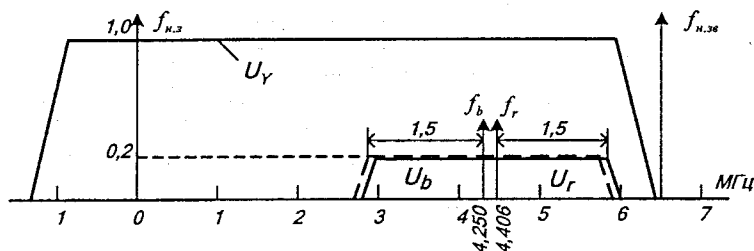


Рисунок 2.18 — Сполучені спектри сигналів, прийняті в системі SECAM-III

Смуга частот кольорорізничевих сигналів дорівнює 1,5 МГц. Кольорові елементи характеризуються сигналами миттєвих значень піднесучої частоти відповідно до виразу:

$$U_{\Sigma} = U_Y + A \cos 2\pi (f_p + U_S \Delta f_p) t,$$

де  $f_p$  — середнє значення піднесучої частоти ( $f_r$  чи  $f_b$  відповідно);  $\Delta f_p$  — відхилення частоти піднесучої;  $\Delta f_r = 280$  кГц при модуляції сигналами  $U_r$ ;  $\Delta f_b = 230$  кГц при модуляції сигналами  $U_b$ ;  $U_S$  — напруги, створювані сигналами

лами  $U_r$  чи  $U_b$ ;  $A$  – постійна амплітуда піднесучої частоти, яка дорівнює 0,2 від розмаху сигналу  $U_y$ , прийнятого за одиницю.

Структурна схема пристрою кодування телевізійного сигналу в системі SECAM наведена на рис. 2.19. Початкові сигнали основних кольорів, які пройшли  $\gamma$ -корекцію,  $U_R$ ,  $U_G$ ,  $U_B$  перетворюються в матриці  $M$  в сигнали  $U_Y$ ,  $1,9U_{R-Y}$  (мінус  $U_r$ ),  $1,5U_{B-Y}$  ( $U_b$ ).

В суматорах  $C_R$  і  $C_B$  в сигнали  $-U_r$  та  $U_b$  на інтервали часу, задньої половини кадрового імпульсу гасіння, додається сигнал розпізнання кольору у вигляді дев'яти пилкоподібних імпульсів, які надходять з блока кольорової синхронізації БКС.

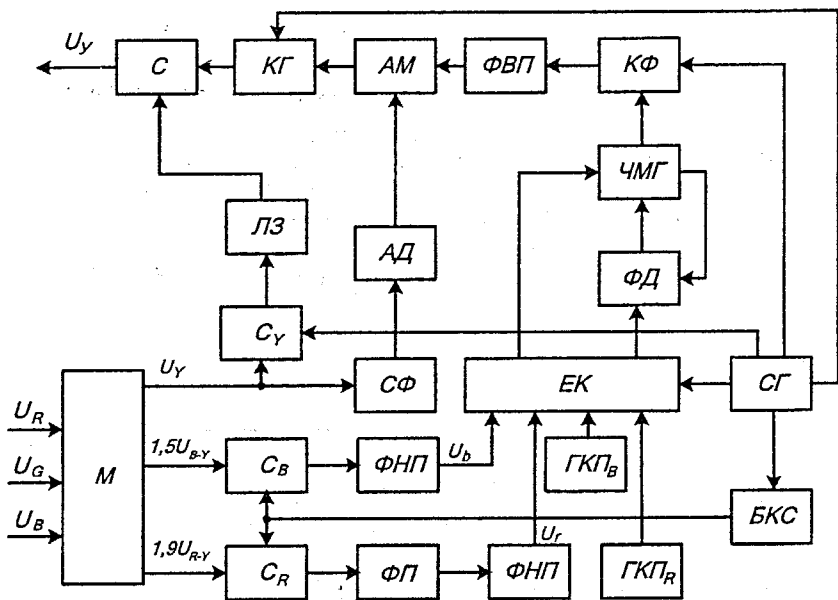


Рисунок 2.19 – Структурна схема пристрою кодування телевізійного сигналу в системі SECAM

У сигналі  $-U_r$  фазоповертачем  $\Phi П$  змінюється фаза на  $180^\circ$ , після чого кольорорізницеві сигнали надходять до фільтрів низькочастотних передпотворень  $\Phi Н П$ . З виходу  $\Phi Н П$  сигнали  $U_r$  та  $U_b$  через електронний комутатор  $Е К$ , що керується синхрогенератором  $С Г$  імпульсами рядкової синхронізації, по черзі надходять на модулятор частотно-модульованого генератора  $Ч М Г$ . Перед початком кожного рядка  $Ч М Г$  підстроюється під частоту та фазу одного з генераторів кольорової піднесучої  $Г К П_R$  або  $Г К П_B$ , виходи яких через електронний комутатор  $Е К$  під'єднуються до фазового дискримінатора  $\Phi Д$ , який входить у систему фазової автопідстройки  $Ч М Г$ .

Частотно-модульований сигнал надходить на комутатор фази  $K\Phi$ , який забезпечує зміну фази коливань на  $180^\circ$  через два рядки на третій і через два поля на третє для приглушення завад від сигналів кольоровості на екрані телевізора, а потім на фільтр високочастотних передспотворень  $\Phi ВП$  і далі на амплітудний модулятор  $АМ$ . Смуговий фільтр  $СФ$  в каналі яскравості відокремлює область частот сигналів кольоровості, а амплітудний детектор  $АД$  відокремлює обвідну сигналу яскравості, яка використовується для керування амплітудним модулятором  $АМ$ , який встановлює рівень сигналів кольоровості залежно від рівня сигналу яскравості.

За допомогою каскаду гасіння  $KГ$  канал кольоровості закривається на час проходження рядкових та кадрових синхроімпульсів, щоб не створювати завад в колах синхронізації розгортки телевізора. Повний кольоровий телевізійний сигнал  $U_C$  – це результат підсумовування в суматорі  $С$  сигналів кольоровості і сигналу яскравості, який для встановлення відповідності часу між сигналами попередньо затримується в лінії затримки  $ЛЗ$  на  $0,7$  мкс. Крім цього, в суматорі  $С_U$  до сигналу яскравості додається синхросуміш.

В приймальному пристрої (рис. 2.20) повний відеосигнал  $U_C$ , виділений з радіочастотного спектра, розділяється на два канали: яскравісний і кольорової інформації. Сигнал  $U_Y$  проходить через режекторний фільтр для приглушення піднесучої, лінію затримки і відеопідсилювач аналогічно системі NTSC (рис. 2.14). В іншому каналі сигнал  $U_C$  потрапляє на підсилювач сигналів кольоровості  $ПСК$  з частотною характеристикою, яка компенсує високочастотні попередні спотворення, внесені в сигнал при передаванні. Вихід підсилювача сигналів кольоровості з'єднаний з одним з входів електронного комутатора  $ЕК$  безпосередньо, а з іншим – через лінію затримки  $ЛЗ$  (64 мкс). Виходи  $ЕК$  через обмежувачі  $Обм$  зв'язані з частотними детекторами  $ЧД_R$  та  $ЧД_B$ , які мають протилежні нахили амплітудно-частотних характеристик.

Припустимо, що в даний момент передається сигнал  $U_r$ . Згідно з положенням перемикача, наведеним на рисунку, цей сигнал потрапляє на частотний детектор  $ЧД_R$ , а в канал частотного детектора  $ЧД_B$  потрапляє сигнал з попереднього рядка, затриманий на лінії затримки  $ЛЗ$ .

Таким чином на входи обох частотних детекторів одночасно потрапляють сигнали  $U_r$  та  $U_b$ . При передаванні наступного рядка на виході підсилювача сигналів кольоровості опиниться сигнал  $U_b$ , а на виході лінії затримки – сигнал  $U_r$ . Для того, щоб ці сигнали потрапили в свої канали,  $ЕК$  має переключитися. Операція переключення здійснюється генератором комутувальних імпульсів  $ГКІ$ , який перекидається імпульсами рядкової синхронізації  $U_{p.c.}$ . На виході частотного детектора  $ЧД_R$  виділиться сигнал  $U_r$ , на виході детектора  $ЧД_B$  – сигнал –  $U_b$ , оскільки амплітудно-частотна характеристика цього детектора має від'ємний нахил. Сигнали  $U_r$  та  $U_b$  потрапляють на входи корегувальних підсилювачів  $П_R$  та  $П_B$ , які компенсують низькочастотні попередні спотворення, внесені в сигнали при передачі, та

змінюють фазу на  $180^\circ$ . В результаті відновлюються сигнали  $U_{R-Y}$  та  $U_{B-Y}$ , з яких за допомогою матриці  $M_G$  формується сигнал  $U_{G-Y}$ :

$$U_{G-Y} = -0,51U_{R-Y} - 0,19U_{B-Y}.$$

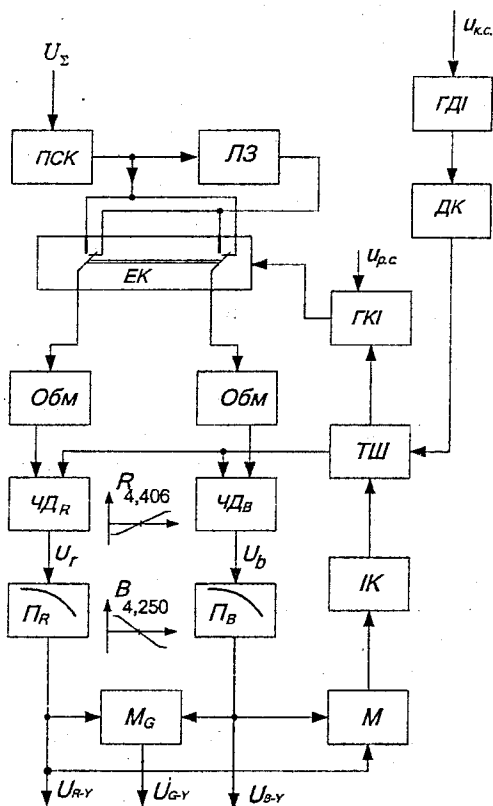


Рисунок 2.20 – Приймальний пристрій системи SECAM

При правильній роботі електронного комутатора  $EK$  сигнали  $U_r$  та  $U_b$  будуть потрапляти в свої канали. На виході підсилювачів поряд з сигналами кольоровості будуть виділятися і сигнали розпізнавання кольору у вигляді імпульсів від'ємної полярності. Однакова полярність імпульсів викликана тим, що сигнал в каналі  $R$  змінює свою полярність один раз (в корегульованому підсилювачі), а в каналі  $B$  – двічі (в частотному детекторі і в корегульованому підсилювачі). У випадку неправильної роботи комутатора двічі буде змінюватись полярність сигналу  $U_r$ , оскільки він потрапляє в канал  $B$ , і один раз полярність сигналу  $U_b$ , оскільки він потрапляє в канал  $R$ .

При цьому імпульси сигналів розпізнавання на виході підсилювачів будуть додатної полярності. Виправляється помилка схемою кольорової синхронізації, в якій генератор допоміжних імпульсів ГДІ, що управляється імпульсами кадрової синхронізації  $U_{p.c.}$ , формує прямокутний допоміжний імпульс  $U_{\delta.i.}$  від'ємної полярності, який починається в кінці кадрового синхроімпульсу і закінчується в кінці сигналу розпізнавання кольору. Цей імпульс, пройшовши через диференціувальне коло ДК, утворює два викиди – від'ємний, що збігається з його переднім фронтом, і додатний, що відповідає задньому фронту. Від'ємний викид встановлює тригер Шмідта ТШ в положення, при якому на частотні детектори подається відпиральний потенціал  $U_{\sigma.idn}$ . Якщо немає кольорової передачі, то додатний викид знов перекидає тригер Шмідта ТШ, і на частотні детектори подається запірний потенціал  $U_{зан}$ . Таким чином, при прийомі чорно-білої програми канали кольоровості в приймачі відкриваються лише на час передавання імпульсів розпізнавання кольору, а в інший час автоматично відключаються. Якщо іде кольорова передача і сигнали кольоровості потрапляють в свої канали, то на матрицю М сигналів кольорової синхронізації потрапляє серія від'ємних імпульсів на обох каналах кольоровості. Вони підсумовуються і після проходження інтегрувального кола ІК утворюють від'ємний імпульс, що збігається за часом з додатним викидом від заднього фронту імпульсу ГДІ. В результаті останній компенсується, і тригер Шмідта ТШ другий раз не перекидається. При цьому канали кольоровості залишаються відкритими. Якщо ж ЕК «переплутав» канали, то на виході підсилювачів утворюються додатні імпульси розпізнавання кольору, які не перешкоджають перекиданню тригера Шмідта ТШ. При цьому канали кольоровості замикаються на час даного півкадру, а на генератор комутувальних імпульсів потрапляє додатковий імпульс з тригера Шмідта ТШ, який забезпечує переключення комутатора в правильне положення.

Система SECAM так само, як і будь-яка інша система телебачення, не є досконалою. Основним недоліком системи є слабка завадозахищеність сигналів кольоровості, викликана низьким індексом частотної модуляції і малим розмахом сигналів кольоровості. Поріг чутливості, притаманний будь-якій системі з частотною модуляцією, нижче якого настає різке зниження завадостійкості, для системи SECAM складає 18...20 дБ.

### Контрольні запитання та завдання

1. В якому році був виготовлений іконоскоп – перша передавальна телевізійна трубка?
2. Які є параметри розкладення телевізійної системи?
3. Які терміни відносяться до відеосигналу?
4. Що приймається за нульовий або опорний рівень в повному відеосигналі?

5. Як впливає зворотний хід рядкової розгортки на верхню граничну частоту відеосигналу?
6. Де застосовують оптичне розкладання багатокольорового зображення на три однокольорових зображення в основних кольорах?
7. В якій частині системи телебачення застосовують відеопідсилювачі?
8. Що означає термін сумісність системи кольорового телебачення?
9. Яку довжину мають радіохвилі в діапазоні 30...300 МГц?
10. На яких частотах відносно несучої частоти зображення передають сигнали звукового супроводу?
11. Які є параметри телевізійних антен?
12. Яке рівняння визначає прийняту на сьогоднішній день колориметричну систему XYZ?
13. Які сигнали прийняті для передачі в системах кольорового телебачення?
14. Яким чином відбувається передача сигналів кольоровості в сучасних системах кольорового телебачення?
15. У структурі декодера яких систем телебачення використовується лінія затримки на тривалість одного рядка?
16. До складу яких систем телебачення входить електронний комутатор?
17. До складу яких систем телебачення входить балансний амплітудний модулятор?
18. Чому дорівнює експериментально встановлений допуск на зміну фазового кута в системі NTSC?
19. В чому полягає основна відмінність системи PAL від системи NTSC?
20. В чому полягає відмінна ознака системи SECAM?
21. Який розмах кольорових піднесучих системи SECAM?

### Розділ 3 ЦИФРОВЕ ТЕЛЕБАЧЕННЯ

Сучасне телебачення стало глобальним. Довжина ліній зв'язку на Землі досягає десятків тисяч кілометрів, а в системах космічного зв'язку – мільйонів кілометрів. Це висуває ряд важливіших задач: забезпечення завадостійкості телевізійного сполучення, можливість відновлення спотвореного телевізійного сигналу, збереження високої якості сигналу при великій кількості перетворень. Ефективне рішення їх досягається за рахунок переходу від аналогових до цифрових методів обробки та передачі телевізійного сигналу, що мають такі переваги [18]:

- можливість регенерації, тобто заміна викривлених імпульсів невикривленими на будь-якій ділянці телевізійного тракту;
- використання методів цифрової фільтрації із застосуванням комп'ютерів для відновлення зображень, викривлених через різні причини;
- спрощення обміну програмами при різних ТВ стандартах;
- використання цифрової апаратури, що дозволяє автоматизувати виробництво;
- значно зменшується потужність передатчика.

В аналоговому телебаченні параметри зображення є неперервними функціями просторових і часових координат, в цифровому вони подаються впорядкованими множинами відліків, що дискретизовані у просторі та часі і квантовані за характеристичним параметром. Порівняно з класичним аналоговим цифрове телебачення є вищою стадією розвитку. Обладнання для створення повністю цифрових апаратно-студійних комплексів розроблено давно. Цифрові телевізори вже з'явилися на ринку. Впровадження цифрового телебачення є тільки питанням часу.

Ще в 1982 році XV Пленарна Асамблея Міжнародного Консультативного Комітету з Радіомовлення (МККР) прийняла рекомендації, які визначали параметри кодування для цифрових телевізійних студій [10]. При цьому виходили з необхідності полегшення не тільки консервації та обробки телевізійних зображень, а ще переходу з одного стандарту на інший. Ці параметри визначають структуру ТВ растра, частоту дискретизації і кількість рівнів квантування, тобто цифрове кодування зображення.

В загальному випадку цифрове кодування зображень складається з дискретизації зображення в площині та часі, в результаті чого утворюється дискретна структура відліків, і в їх квантуванні за амплітудою та поданні в цифровій формі у вигляді кодової комбінації з відповідною основою коду.

Вибір параметрів перетворення в цифрову форму визначається вимогами до якості відновлення зображення на приймальній стороні. Перехід до дискретного подання інформації потребує розгляду операцій дискретизації і квантування.

### 3.1 Дискретизація зображень у просторі і часі

#### 3.1.1 Структура телевізійного растра

Дискретизація телевізійного сигналу приводить до дискретизації зображення на екрані телевізора. Зазвичай використовують дискретизацію з постійною частотою. Якщо частота дискретизації жорстко пов'язана з частотою рядків, то на екрані з'являється нерухома (фіксована) структура телевізійного растра, в іншому випадку виникає рухома структура. Остання потребує додаткових вимог до фільтрації, особливо при передачі рухомих зображень, тому перевага надається фіксованим структурам. На рис. 3.1 наведено приклади фіксованих структур растра [10].

Ортогональна структура відповідає умові (рис. 3.1, а):

$$f_{\delta} = Kf_p,$$

де  $f_{\delta}$  – частота дискретизації;  $f_p$  – частота рядків;  $K$  – ціле число.

Рядково-шахова структура – умові (рис. 3.1, б):

$$f_{\delta} = (2K + 1)f_p.$$

Кадрово-шахова структура – умові (рис. 3.1, в):

$$f_{\delta} = Kf_p + n,$$

де  $n$  – число кадрів, що передаються за секунду.

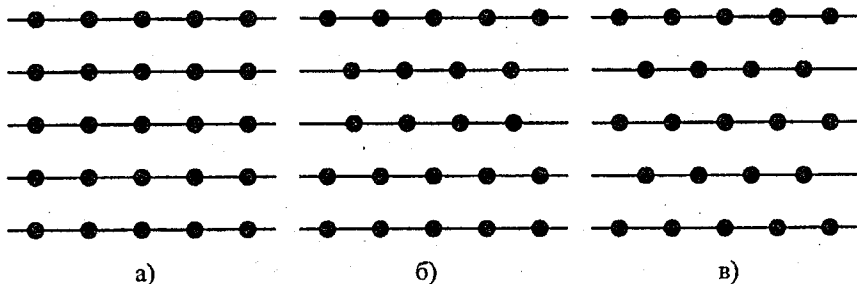


Рисунок 3.1 – Структури дискретизації – ортогональна (а), рядково-шахова (б), кадрово-шахова (в)

Результати експертних оцінок показали, що при достатньо високій частоті дискретизації якість зображення у випадку ортогональної структури растра трохи вище, крім того, при такій структурі полегшується спрощення телевізійних стандартів, тому їй надається перевага.

### 3.1.2 Вибір частоти дискретизації

Ступінь свободи дискретизації обмежено стандартним способом формування відеоінформації. Стосовно телебачення потік зображень завчасно дискретизований за часом (в результаті того, що передаються окремі кадри і поля) і у вертикальному напрямку (в результаті того, що передаються окремі телевізійні рядки даного поля) [10].

Таким чином, для перетворення ТВ зображення в цифрову форму необхідна дискретизація лише в горизонтальному напрямку ТВ рядків, тобто одновимірного сигналу.

Вибір частоти дискретизації, на перший погляд, достатньо простий – вона повинна дорівнювати числу елементів  $N$ , що передаються за секунду:

$$f_D = nN,$$

де  $n$  – частота кадрів.

Значення  $N$  можна отримати з формули (2.1) і формула частоти дискретизації, з врахуванням коефіцієнтів  $\beta_K$  і  $\beta_P$ , набуває вигляду:

$$f_D = knz^2(1 - \beta_K)/(1 - \beta_P), \quad (3.1)$$

де  $\beta_K, \beta_P$  – коефіцієнти втрати часу на кадровий та рядковий зворотні ходи.

Таким чином, для системи телебачення SECAM, отримаємо:

$$f_D = (4/3)25 \cdot 625^2 \cdot 0,92/0,82 = 14,6 \text{ МГц.}$$

З іншого боку, згідно з теоремою Котельникова будь-яка однозначна неперервна і обмежена функція реального часу, спектр якої обмежений за частотою (величини від  $-F$  до  $+F$ ), однозначно описується дискретними відліками, які взяті через однакові інтервали часу, що не перевищують період дискретизації ( $T = \frac{1}{2F}$ ). Величина  $f_D = 1/T \geq 2F$  називається частотою дискретизації сигналу.

Практичне значення має нижня межа частоти дискретизації, верхня її межа теоретично не обмежена. Для стандарту системи SECAM  $F = 6,25 \text{ МГц}$  і відповідно до теореми Котельникова:

$$f_D \geq 2F_B \geq 12,5 \text{ МГц.}$$

Для ортогональної структури частота дискретизації повинна бути кратною частоті рядкової розгортки, тобто  $f_D = Kf_P$ , тому, враховуючи два основних стандарти телебачення в світі (625/50 і 525/60), для сигналу яскравості обрана така частота:

$$f_D = 864 f_{P625} = 858 f_{P525} = 13,5 \text{ МГц.}$$

Активна частина рядка в обох стандартах уніфікована і становить для сигналу яскравості 720 відліків. Для кольоровід'ємних сигналів кількість відліків зменшено до 360, що відповідає частоті дискретизації 6,75 МГц. Такий стандарт є базовим і позначається 4:2:2. Крім цього стандарту можливі інші варіанти, 4:4:4 – сигнал яскравості і кольоровід'ємні сигнали формуються в повній смузі частот для більш якісного зображення, 2:1:1 – сигнали формуються в скороченій смузі для репортерських цілей.

В загальному випадку дискретизація мультиплікативна, тобто у часовій області математично описується добутком сигналу  $f(t)$  і функції дискретизації  $S_D(t)$  з періодом  $T$  [3]:

$$f_D(t) = f(t)S_D(t). \quad (3.2)$$

При мультиплікативній дискретизації функція дискретизації вибрана так, що  $f_D(t)$  протягом періоду дискретизації точно повторює сигнал  $f(t)$  (рис. 3.2, а).

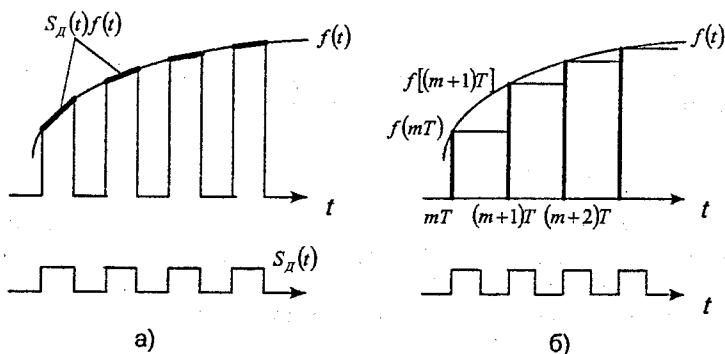


Рисунок 3.2 – Діаграма мультиплікативної дискретизації (а) і дискретизації з квантуванням (б)

До особливого класу методів дискретизації, який має велике значення при обробці і передачі відеоінформації, відноситься процес дискретизації, в якому амплітуда сигналу зберігає своє значення протягом всього періоду дискретизації, тобто процес дискретизації пов'язаний з квантуванням сигналу за рівнем (рис. 3.2, б).

Математично дискретизацію з квантуванням можна описати співвідношенням:

$$f_D(t) = \sum_m f(mT)S_D(t), \quad (3.3)$$

де  $m = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ .

Моделі мультиплікативної дискретизації (а) і дискретизації з квантуванням (б) наведені на рис. 3.3.

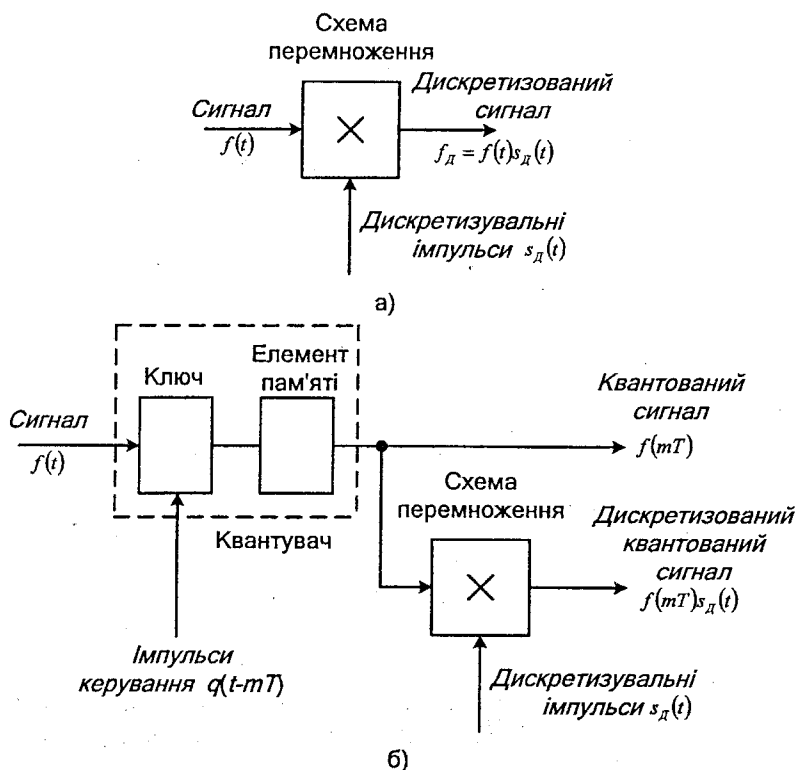


Рисунок 3.3 – Моделі мультиплікативної дискретизації (а) і дискретизації з квантуванням (б).

### 3.1.3 Квантування сигналів зображення

Квантування – це дискретизація сигналів за амплітудою. Під квантуванням розуміють процес подання динамічного діапазону виміру сигналу скінченим числом дискретних рівнів.

Перетворення неперервної вхідної величини в квантовану за рівнем здійснюється згідно з характеристикою квантування з рівномірним або нерівномірним розподілом рівнів  $\sum A_j$  і порогів  $\Delta_j$  квантування. Типова характеристика квантування одновимірного сигналу наведена на рис. 3.4. Її нелінійність викликана тим, що кожному виділеному інтервалу зміни вхідної величини ставиться в однозначну відповідність фіксоване значення на

виході. Відстань між сусідніми рівнями квантування називається кроком квантування, а відстань між окремими порогоми квантування називається інтервалом квантування. В дійсності інтервал квантування є інтервалом округлення до рівня квантування, який входить до нього. Математично характеристику квантування уніполярного вхідного сигналу можна записати [3]:

$$E_{\text{вих}} = \sum_1^n A_j 1\{E_{\text{вх}} - \Delta j\}, \quad (3.4)$$

де  $E_{\text{вх}}$ ,  $E_{\text{вих}}$  – вхідний та вихідний сигнали,  $A_j (j = 1, 2, \dots, n)$  – кроки квантування вихідного сигналу,  $\Delta j$  – пороги квантування вхідного сигналу, а  $1\{\cdot\}$  – одинична функція, для якої виконується умова:

$$1\{\cdot\} = \begin{cases} 0, & \text{для } \{\cdot\} < 0, \\ 1, & \text{для } \{\cdot\} \geq 0. \end{cases}$$

Аналогічно можна записати характеристику квантування біполярного сигналу:

$$E_{\text{вих}} = \sum_{-n}^{+n} A_j 1\{E_{\text{вх}} - \Delta j\}.$$

При рівномірному розподілі рівнів та кодів квантування даний вираз зводиться до вигляду:

$$E_{\text{вих}} = A \sum_{-n}^{+n} 1\{E_{\text{вх}} - j\Delta\}, \quad (3.5)$$

оскільки  $A_j = A = \text{const}$ , а  $\Delta j = j\Delta$ .

Розподіл порогів квантування вхідного та рівнів квантування вихідного сигналів пов'язані з максимальними значеннями  $E_{\text{вхmax}}$ ,  $E_{\text{вихmax}}$  співвідношеннями:

$$A = \frac{E_{\text{вихmax}}}{2n-1}, \quad \Delta = \frac{E_{\text{вхmax}}}{2n-1},$$

де  $2n$  означає загальну кількість рівнів квантування біполярного сигналу.

Зрозуміло, що характеристика квантування за своїм значенням є різновидом амплітудної характеристики  $E_{\text{вих}} = f(E_{\text{вх}})$ .

В результаті подання сигналу скінченним числом рівнів квантування зображення, яке було відновлено, спотворюється, тобто виникає шум квантування. Шум квантування може змінюватись в значних межах. Для зменшення потужності шуму квантування використовують різні методи, найважливішим з яких є вибір кроку квантування, тобто вибір достатньо великого числа рівнів сигналу.

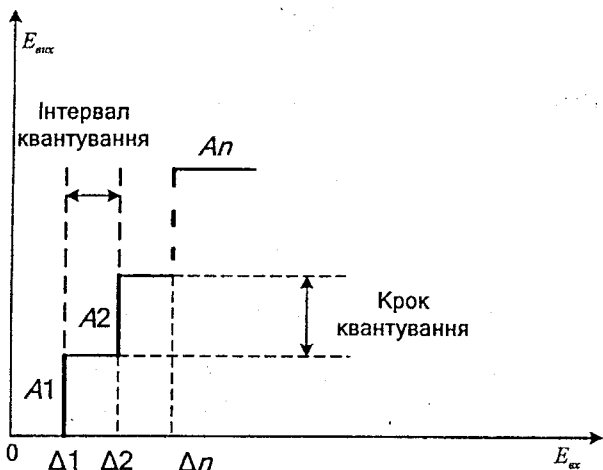


Рисунок 3.4 – Типова характеристика квантування одновимірного сигналу

Через обмежену чутливість зоровий аналізатор розрізняє тільки обмежену кількість градацій зображення (яскравості). Доки мова йде про розрізнення градацій яскравості, зір виступає в ролі диференційного аналізатора, який краще сприймає зміну яскравості сусідніх відліків, ніж їх абсолютне значення.

При сприйнятті різниці яскравості зображення  $\Delta L$  відносно фону з рівномірною яскравістю  $L_0$  виконується закон Вебера – Фехнера, який виражається співвідношенням [3, 10]:

$$\frac{\Delta L}{L_0} = k,$$

де значення  $k$  майже не змінюється (0,015 – 0,02).

Якщо уявити собі градаційну шкалу з рівнями,

$$L_{\min} < L_1 < L_2 \dots < L_i \dots < L_{\max},$$

для кожного з яких виконується співвідношення:

$$\frac{L_{i+1} - L_i}{L_i} = k, \text{ тобто } \frac{L_{i+1}}{L_i} = k + 1,$$

то число відмінних градацій яскравості можна визначити таким чином:

$$\frac{L_{max}}{L_{min}} = (1+k)^n. \quad (3.6)$$

Якщо діапазон зміни яскравості відомий, то

$$n = \frac{\log\left(\frac{L_{max}}{L_{min}}\right)}{\log(1+k)}. \quad (3.7)$$

Звідси для значення 100 співвідношення (3.6) число відмінних градацій яскравості  $n = 230$ .

Виходячи з наведених розрахунків, число рівнів квантування встановлено 256, що потребує при двійковому поданні інформації восьмирозрядного кодування.

## 3.2 Цифрове кодування сигналів зображення

### 3.2.1 Методи і характеристики цифрового кодування сигналів

Цифрове кодування відліків, які були отримані за допомогою дискретизації, полягає в поданні їх в заданій системі числення з відповідною основою (як правило, двійковою). Номер рівня квантування в межах до  $N = 2^n$ , до якого округлено відлік, виражається послідовністю  $n$  символів (кодове слово або кодова комбінація).

В процесі перетворення відеоінформації в цифрову форму з успіхом застосовуються ненадлишкові коди, тобто:

всі кодові слова використовуються для подання відеоінформації;  $N$ , відповідне числу рівнів квантування, являє собою ціле число.

Вибір типу коду залежить від способів цифрового кодування і декодування, а також вимог, які висуваються цифровою передачею по каналу зв'язку. При кодуванні джерел зображень використовуються натуральний двійковий код, двійковий код Грея, симетричний двійковий код [3].

Характерною властивістю натурального коду є те, що при поданні сусідніх рівнів квантування зміни можуть підлягати одночасно декілька символів коду. Цей недолік відсутній у коду Грея, в якому при кодуванні сусідніх рівнів квантування зміни проходять тільки в одному символі (рефлексні коди з одиничною відстанню). Код Грея дуже зручний для різних способів кодування, проте його декодування важке. Код Грея є симетричним кодом, що є зручним при кодуванні біполярних сигналів. В цьому коді перший символ визначає полярність сигналу відносно першого рівня, всі інші символи характеризують відхилення від цього рівня.

Для налагодження різних пристроїв цифрового кодування і декодування використовують перетворювачі коду. Класичний приклад – перетворення коду Грея в натуральний двійковий код, який легко декодувати. Якщо

символи коду Грея позначити через  $g_i$ , а символи натурального двійкового коду  $b_i$ , то в процесі перетворення виконується співвідношення:

$$b_{n-1} = g_{n-1}, \dots, b_i = b_{i+1} \oplus g_i,$$

де  $i$  змінюється від 0 до  $n-2$ , а знак  $\oplus$  означає суму за модулем 2.

Перетворення можливо легко реалізувати за допомогою  $n-1$  логічних схем типу виключення АБО (рис. 3.5).

Для перетворення натурального двійкового коду в код Грея виконується співвідношення:

$$g_{n-1} = b_{n-1}, \dots, g_i = b_i \oplus b_{i+1} \text{ для } i \in \{0 \div n-2\}.$$

Це перетворення також реалізується за допомогою  $n-1$  логічних схем типу виключення АБО (рис. 3.6).

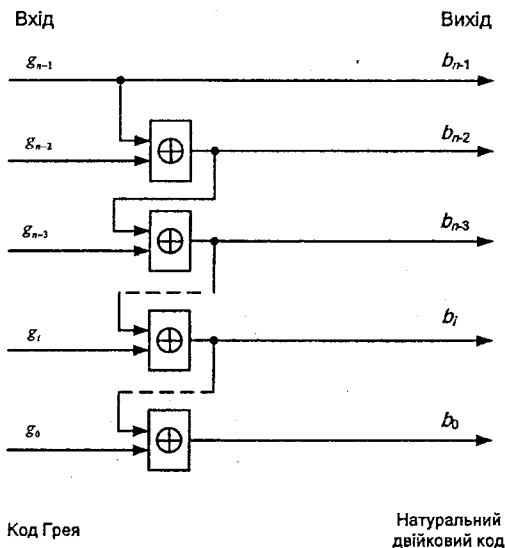


Рисунок 3.5 – Перетворення коду Грея в натуральний двійковий код

Безпосередньо перетворювати вхідну інформацію в натуральний двійковий код не є доцільним, оскільки при цьому можлива поява значної амплітудної похибки при переході від одного кодового слова до іншого, яка супроводжується багаторазовими змінами символів (наприклад, в результаті різного часу затримки логічних схем, які формують двійкову інформацію з різними вагами). При використанні коду Грея ймовірність такої ситуації зменшується. В табл. 3.1 наведена відповідність вихідного сигналу амплітудного компаратора кодовим комбінаціям.

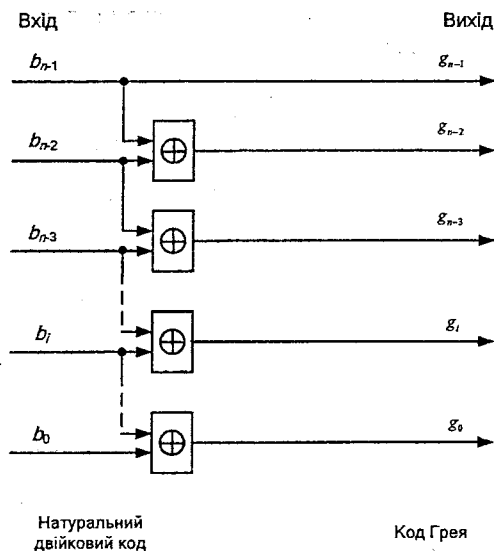


Рисунок 3.6 – Перетворення натурального двійкового коду в код Грея

Таблиця 3.1 – Відповідність вихідного сигналу кодовим комбінаціям

Вихідний сигнал амплітудного компаратора	Код Грея			Натуральний двійковий код		
	$g_2$	$g_1$	$g_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	1	0	1	0
3	0	1	0	0	1	1
4	1	1	0	1	0	0
5	1	1	1	1	0	1
6	1	0	1	1	1	0
7	1	0	0	1	1	1

Перетворення вихідних сигналів амплітудних компараторів в код Грея можна виразити співвідношенням булевої алгебри:

$$g_2 = k_4, \quad g_1 = \overline{k_2}k_6, \quad g_0 = \overline{k_1}k_3 + \overline{k_5}k_7,$$

а реалізувати це перетворення можливо за «жорсткої» логічної схеми (рис. 3.7) трирозрядного паралельного АЦП.

Для цифрового кодування сигналів зображення найчастіше використовуються методи:

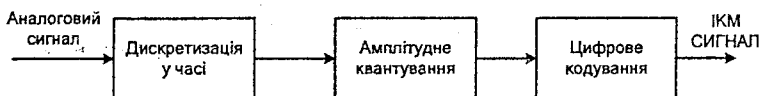
- імпульсно-кодової модуляції (ІКМ);



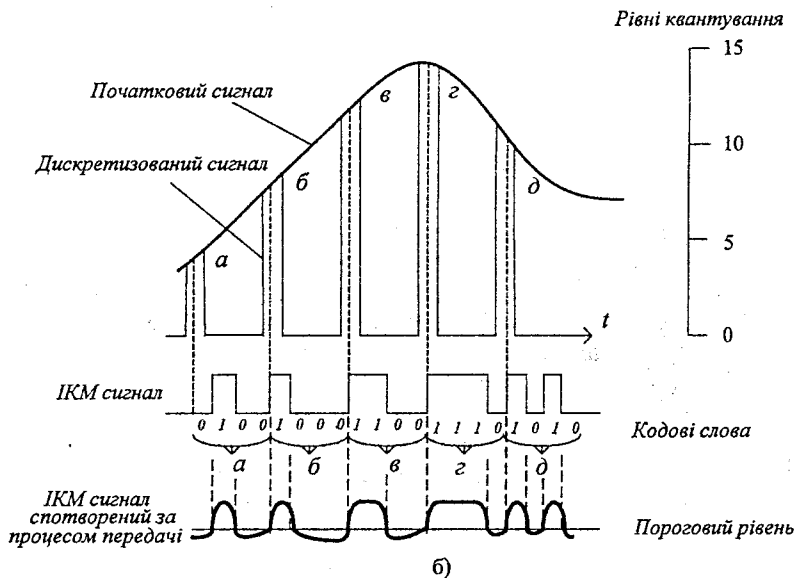
Власне принцип ІКМ полягає в дискретизації відеоінформації у часі, в амплітудному квантуванні отриманих в результаті цього відліків і в поданні квантованих відліків послідовністю кодових імпульсів.

Ці загальні принципи були розглянуті раніше.

Для простоти обробки використовується рівномірна дискретизація відеоінформації у часі. Амплітудне квантування, в процесі якого дискретизованому у часі сигналу ставляться у відповідність деякі допустимі рівні квантування (весь динамічний діапазон сигналу), може бути рівномірним або нерівномірним.



а)



б)

Рисунок 3.8 – Принцип імпульсно-кової модуляції:

а) функціональна схема; б) вигляд сигналів

В процесі саме цифрового кодування проходить формування кодового слова за допомогою набору кодових імпульсів (в двійковій формі), де  $N$  рівням квантування вхідної відеоінформації відповідає  $n = \log_2 N$  кодових імпульсів.

Переваги ІКМ:

- двійкова форма ІКМ сигналу є універсальною для всіх операцій над сигналами при обробці і передачі відеоінформації;
- єдиним визначальним фактором з точки зору декодування ІКМ сигналу є наявність або відсутність кодового імпульсу в прийнятому кодовому слові.

З точки зору швидкості передачі ІКМ система недостатньо ефективна, оскільки її практичне застосування пов'язано з необхідністю забезпечення високих швидкостей передавання.

Якщо дискретизація сигналу забезпечується з частотою  $f_0$  при числі рівнів квантування  $N = 2^n$ , то швидкість передавання буде становити  $R = n \cdot f_0$  (біт/с), що пов'язано з розширенням смуги пропускання каналу в декілька раз.

### 3.2.3 Форма імпульсів для подання інформації

Класичний спосіб подання інформації полягає в чергуванні кодових імпульсів зі значеннями 0 та 1 (рис. 3.9) [3].

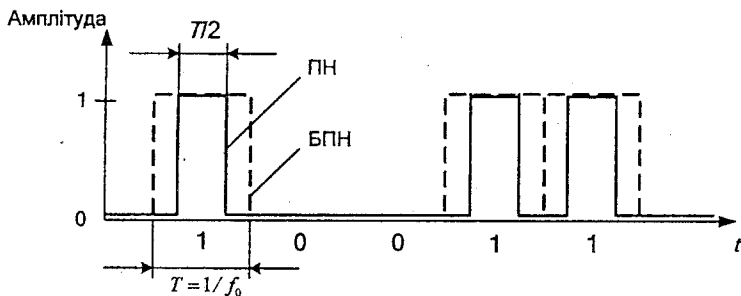


Рисунок 3.9 – Вид сигналів: ПН – з поверненням до нуля, БПН – без повернення до нуля

Такий бінарний цифровий сигнал називається *уніполярним* і за своїми параметрами добре підходить для роботи напівпровідникових перемикальних схем, але не завжди відповідає вимогам до ІКМ сигналів в процесі його передачі і обробки (наприклад, вимогам відсутності в закодованому бінарному сигналі постійної складової, можливості введення сигналу синхронізації для декодування або регенерації ІКМ сигналу і т. д.).

Через те, що бінарний ІКМ сигнал являє собою в загальному випадку випадкову послідовність кодових символів, для його опису можна скористатися поняттям *енергетичного спектра*. Оскільки сигнал можна розкласти на випадкову та періодичну складові, аналогічно і спектр сигналу мож-

на подати як сукупність неперервної та дискретної складових (остання може бути використана для синхронізації).

При *уніполярному* поданні ІКМ сигнал характеризується символами «0» та «1» та наявністю постійної складової.

Енергетичний спектр випадкової складової  $S_c$  дорівнює:

$$S_c(j\omega) \approx 2f_0 [G(j\omega)]^2 p(1-p), \quad (3.8)$$

де  $G(j\omega)$  – спектр імпульсу,  $p$  – імовірність символу «1»,  $f_0 = 1/T$  – частота повторення імпульсів.

Енергетичний спектр періодичної складової  $S_{\Pi}$  дорівнює:

$$S_{\Pi}(j\omega) \approx p^2 f_0 G(0) + 2p^2 f_0^2 \sum_{n=1}^{\infty} [G(jn\omega_0)]^2. \quad (3.9)$$

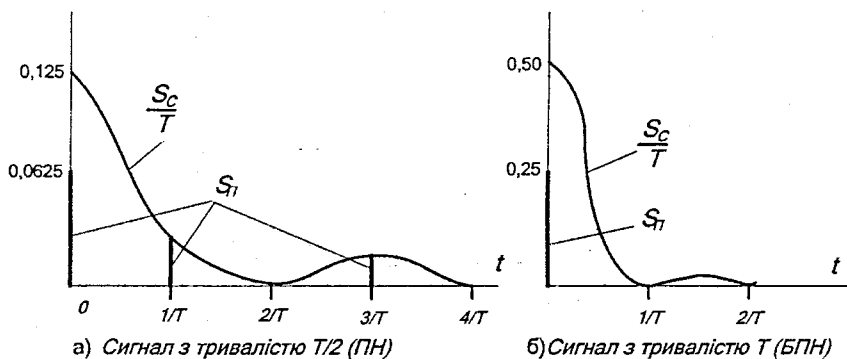


Рисунок 3.10 – Енергетичні спектри випадкової та періодичної складових уніполярних сигналів ПН (а) і БПН (б)

Отже, енергетичний спектр обох складових (рис. 3.10, а) існує тільки для імпульсів половинної тривалості тактового інтервалу (ПН), в той час як для імпульсів повної тривалості (БПН) енергетичний спектр періодичної складової зникає (рис. 3.10, б).

*Двополярне* подання ІКМ сигналу характеризується поданням одиниці і нуля кодovими символами позитивної та негативної полярності зі значеннями 1/2 (рис. 3.11).

Енергетичний спектр випадкової складової описує формула (3.8). Для періодичної складової формула (3.9) змінюється:

$$S_{II}(j\omega) \approx (p-1/2)^2 f_0^2 G(0) + 2(p-1/2)^2 f_0 \sum_{n=1}^{\infty} [G(jn\omega_0)]^2. \quad (3.10)$$

При однаковій імовірності символів «0» та «1» ( $p = 1/2$ ) енергетичний спектр періодичної складової зникає.

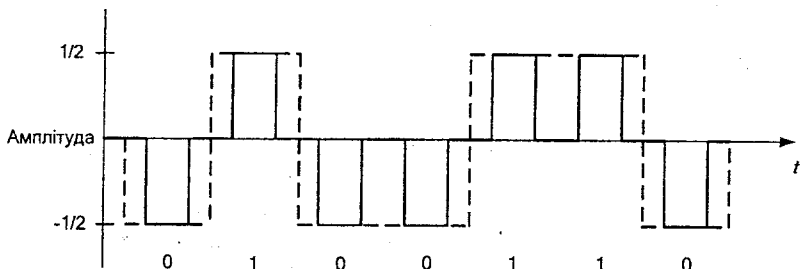


Рисунок 3.11 – Двополярне подання ІКМ сигналу

При біполярному поданні ІКМ сигналу передача символу «1» виконується імпульсом позитивної або негативної полярності (амплітуда  $1/2$ ), а символ «0» характеризується відсутністю імпульсу (рис. 3.12).

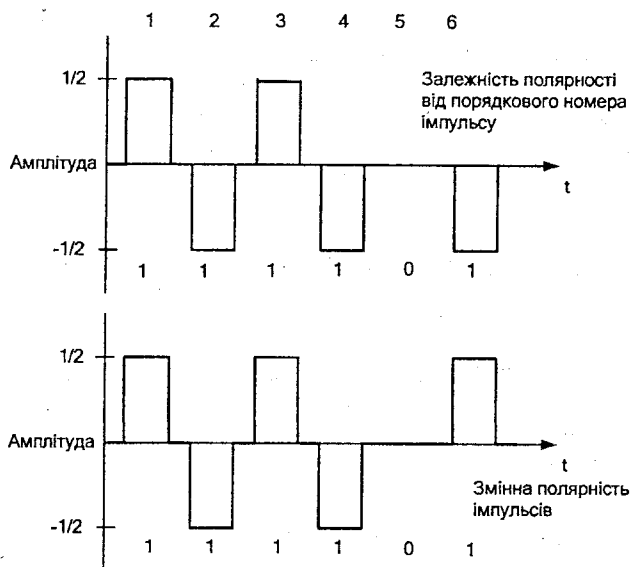


Рисунок 3.12 – Варіанти біполярного подання ІКМ сигналу

Енергетичний спектр періодичної складової при біполярному поданні не існує.

До форм біполярного подання ІКМ сигналів відносять також кодування зміни стану імпульсу. Логічна «1» характеризується зміною стану, а у випадку логічного «0» стан сигналу не змінюється.

Дубінарне подання є спеціальним типом біполярного кодування, при якому символу «0» відповідає відсутність імпульсу, а символу «1» – імпульс позитивної або негативної полярності залежно від парної чи непарної кількості попередніх символів «0».

Із розглянутих кодів лише уніполярне подання зі зменшеною відносно тактового інтервалу тривалістю імпульсів має в енергетичному спектрі дискретну складову, що дозволяє сформувати на прийомі сигнал тактової синхронізації. В кабельних системах передачі використовуються переважно форми біполярного подання, які не мають постійної складової і характеризуються зменшенням вмістом низьких частот. В радіосистемах застосовується дубінарний спосіб подання сигналів переважно за допомогою фазової і відносної фазової модуляції, що дозволяє зменшити вищі складові спектра, а також виключити залежність середньої потужності від глибини модуляції.

Однак як при біполярному, так і при дубінарному поданні дискретна складова енергетичного спектра відсутня. Тому сигнали синхронізації для декодування, регенерації і т. д. неможливо отримати безпосередньо з послідовності кодових імпульсів або за допомогою LC-контурів. Для цього необхідно перетворення сигналу в уніполярну форму, при якому сигнал синхронізації можна виділити, наприклад, за допомогою LC-контуру.

### 3.2.4 Диференціальна імпульсно-кодова модуляція

ДІКМ характеризується кодуванням різниці між миттєвим значенням відліку сигналу і значенням, передбаченим по попередніх відліках [3].

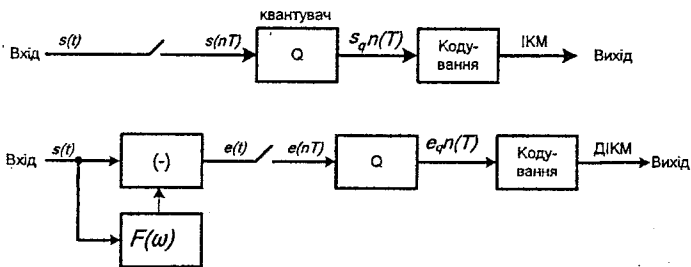


Рисунок 3.13 – Ілюстрація принципів ІКМ та ДІКМ

В загальному випадку передбачення здійснюється за допомогою частотної фільтрації з коефіцієнтом передачі  $F(\omega)$ . Цей спосіб ілюструється

рис. 3.13, де  $S(t)$  – вхідний аналоговий сигнал;  $T$  – інтервал дискретизації за часом;  $S_q(nT)$  – дискретизований і квантований сигнал;  $e(t)$ ,  $e_q(nT)$  – різнице-ві сигнали до і після квантування.

Розроблена в 1952 році К. Кітлером ДКМ відноситься до методів кодування з передбаченням і може бути застосована для передачі відеоінформації, але не для її обробки.

Передбачуване значення сигналу при ДКМ формується як кодером, так і декодером. Кодер здійснює віднімання передбаченого значення із поточного значення і передає результувальну різницю. Декодер, навпаки, підсумовує передбачене значення із різницевим сигналом і відновлює початковий сигнал.

Різницевий сигнал, як і при ІКМ, передається в цифровій формі і формується за допомогою дискретизації, амплітудного квантування і двійкового кодування.

Класична реалізація кодера ДКМ подається структурною схемою зі зворотним зв'язком і з квантувачем всередині кодера, утвореного петлею зворотного зв'язку. Система, що містить кодер та декодер називається кодеком.

*Характеристики різницевих сигналів в кодері без зворотного зв'язку.* Розглянемо спрощену схему передбачувального фільтра, що являє собою лінію затримки з коефіцієнтом передачі  $A \exp(-j\omega\Delta t)$ , де  $\Delta t$  – час затримки відліку сигналу.

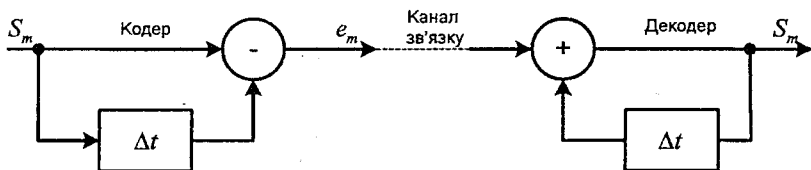


Рисунок 3.14 – Функціональна схема кодека з кодером без зворотного зв'язку

Для подання процесу декодування сигналу по різницевих сигналах, які передаються, в кодері без зворотного зв'язку розглянемо функціональну схему (рис. 3.14), де

$S_0, S_1, S_n, \dots$  – послідовність відліків сигналу;

$e_0, e_1, e_n, \dots$  – відповідна послідовність відліків різницевих сигналів.

При цьому в загальному випадку виконується співвідношення:

$$e_0 = S_1 - S_0, \quad e_1 = S_2 - S_1 \text{ і т. д.}$$

Відліки вихідного сигналу на приймальному боці визначаються таким чином:

$$\begin{aligned} S_0 &= e_0; \\ S_1 &= e_1 + S_0 = e_1 + e_0; \\ S_2 &= e_2 + S_1 = e_2 + e_1 + e_0, \end{aligned}$$

а для  $k$ -го відліку вихідного сигналу

$$S_k = \sum_{i=0}^k e_i. \quad (3.11)$$

З цього слідує, що  $k$ -тий переданий відлік сигналу формується підсумовуванням (інтегруванням) всіх переданих різниць  $e_i$ . Дана ситуація проілюстрована на прикладі пилоподібного сигналу (рис. 3.15, а).

Для аналізу процесу декодування сигналів за допомогою підсумовування різницеєвих сигналів розглянемо схему з урахуванням впливу завад.

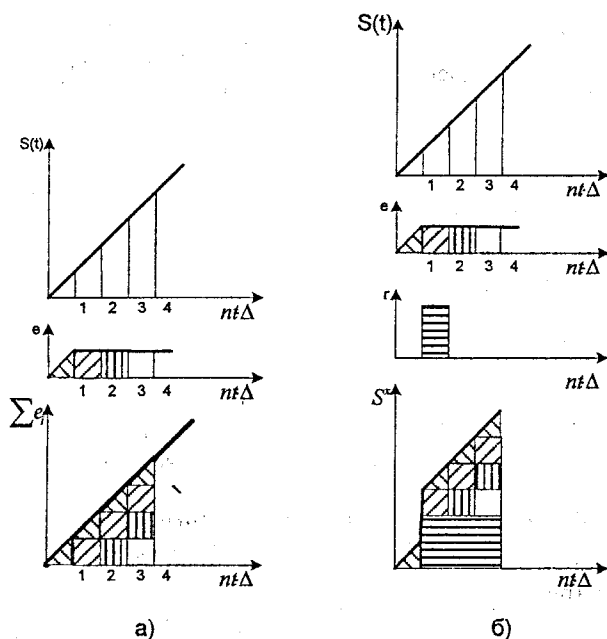


Рисунок 3.15 – Кодування та декодування сигналу: без завад (а), з урахуванням впливу завад каналу зв'язку (б)

Завади можуть виникати як в каналі передачі, так і через шум квантування. При цих умовах на декодер разом із різницеvim сигналом  $e_m$  надходить і завада  $r_m$ .

З виходу декодера знімається послідовність відліків вихідного сигналу:

$$S_0^x = e_0 + r_0;$$

$$S_1^x = S_0^x + e_1^x = (e_0 + r_0) + (e_1 + r_1);$$

$$S_2^x = S_1^x + e_2^x = (e_0 + r_0) + (e_1 + r_1) + (e_2 + r_2) = (e_0 + e_1 + e_2) + (r_0 + r_1 + r_2).$$

Для  $k$ -го відліку сигналу з урахуванням впливу завад виконується таке співвідношення:

$$S_k^x = \sum_{i=0}^k (e_i + r_i) = S_k + \sum_{i=0}^k r_i = S_k + \eta_k, \quad (3.12)$$

де  $\eta_k$  – результуюча помилка передачі відліків, викликана впливом завад.

Процес відновлення відліків сигналу  $S_m$  за різниць  $e_m$ , що передаються при впливі завад ілюструє рис. 3.15, б з якого видно, що вплив похибки передачі, яка виникла у другому інтервалі дискретизації, проявляється в кожному наступному інтервалі.

Можливо обмежити процес розповсюдження цієї похибки шляхом переривання процесу інтегрування (наприклад, при ТВ передачі під час імпульсу гасіння).

*Характеристики різницеvих сигналів в кодері з замкненою петлею зворотного зв'язку.* Для аналізу характеристик різницеvих сигналів в кодері з замкненою петлею зворотного зв'язку розглянемо функціональну схему, зображену на рис. 3.16.

Замкнена петля зворотного зв'язку містить квантувач  $Q$ , який є джерелом шуму квантування  $q$ . Послідовність вхідних сигналів  $S_m$  на боці передачі можливо поставити у відповідність послідовності відліків різницеvого сигналу  $e_m^x$  таким чином:

$$S_1 \dots e_1^x = S_1^x = S_1 + q_1,$$

$$S_2 \dots e_2^x = S_2 - S_1^x + q_2 = S_2 - (S_1 + q_1) + q_2 = S_2^x - S_1^x,$$

$$S_3 \dots e_3^x = S_3 - S_2^x + q_3 = S_3 - (S_2 + q_2) + q_3 = S_3^x - S_2^x.$$

На боці прийому здійснюється декодування сигналу за таким алгоритмом:

$$S_1^x = e_1^x = S_1 + q_1,$$

$$S_2^x = e_2^x + e_1^x = S_2 - (S_1 + q_1) + q_2 + (S_1 + q_1) = S_2 + q_2,$$

$$S_3^x = e_3^x + e_2^x + e_1^x = S_3 - (S_2 + q_2) + q_3 + (S_2 + q_2) - (S_1 + q_1) + (S_1 + q_1) = S_3 + q_3.$$

У результаті узагальнення для  $k$ -го символу на боці прийому отримаємо:

$$S_k^x = \sum_{i=0}^k e_i^x = S_k + q_k. \quad (3.13)$$

З наведеного співвідношення випливає, що при відтворенні  $k$ -го відліку на боці прийому до відліку сигналу додається тільки похибка квантування, яка відповідає  $k$ -му відліку. Вплив попередніх похибок квантування відсутній і таким чином не здійснюється накопичення шумів всередині контуру.

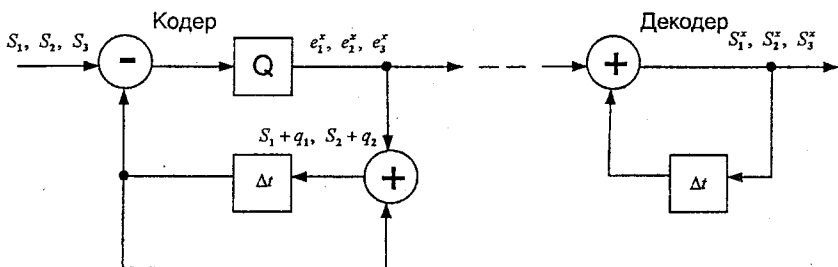


Рисунок 3.16 – Принцип кодування та декодування сигналу при використанні кодера з замкненою петлею зворотного зв'язку

Для розуміння цього явища необхідно врахувати, що для даної схеми послідовно передаються різниці сигналу  $S_1, S_2 - S_1, S_3 - S_2, \dots$  та одночасно різниці похибок квантування  $q_1, q_2 - q_1, q_3 - q_2, \dots$

В результаті того, що для відновлення відліків використовується такий самий принцип, як і в системі з відкритим контуром, автоматично зникають всі похибки квантування, крім останньої, яка відповідає останньому переданому відліку.

*Аналогія між кодером ДІКМ і кодером ІКМ із зворотним зв'язком.*

Формування сигналу ІКМ (рис. 3.17) супроводжується шумом квантування, потужність якого можна зменшити за допомогою зворотного зв'язку. Коефіцієнт передачі сигналу в кодері ІКМ із зворотним зв'язком можна записати у вигляді:

$$P = \frac{\frac{K}{1-\beta K} \cdot Q}{1 + \beta \cdot \frac{K}{1-\beta K} \cdot Q}, \quad (3.14)$$

де  $K$  – коефіцієнт передачі суматора;  $Q$  – коефіцієнт передачі квантувача.

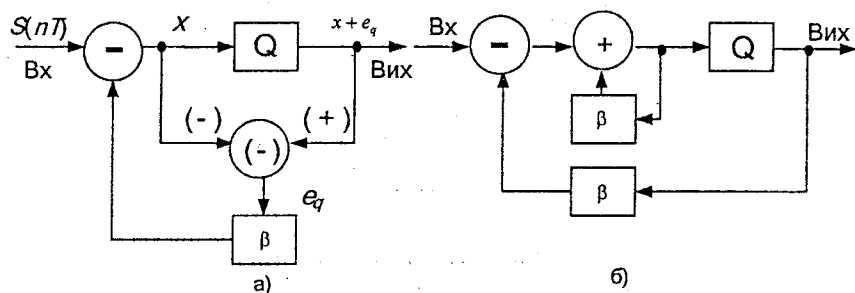


Рисунок 3.17 – Кодер ІКМ зі зворотним зв'язком (а) та його еквівалентне подання (б)

Це можна записати у вигляді добутку :

$$P = \frac{K}{1 - \beta K} \cdot \frac{Q}{1 + \beta \cdot \frac{K}{1 - \beta K} \cdot Q} \quad (3.15)$$

Цьому буде відповідати така схема (рис. 3.18):

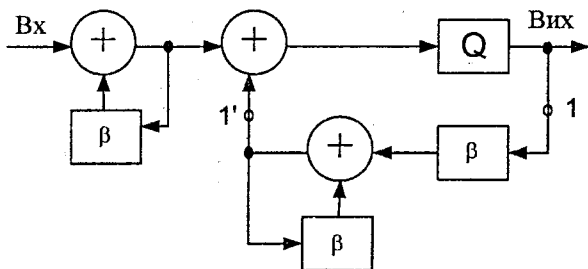


Рисунок 3.18 – Схема кодера ІКМ зі зворотним зв'язком з добутком окремих коефіцієнтів передачі

Схему зворотного зв'язку можливо одночасно спростити:

$$\beta \cdot \frac{K}{1 - \beta K} = \frac{\beta K}{1 - \beta K} \quad (3.16)$$

Таким чином загальна схема перетвориться у вигляд (рис. 3.19):

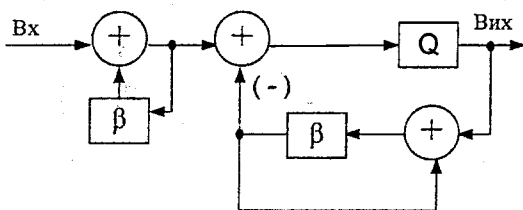


Рисунок 3.19 – Схема кодера ІКМ зі зворотним зв'язком, яка містить суматор та кодер ДІКМ

Якщо на основі вищесказаного коло зворотного зв'язку виконати з використанням лінії затримки (ЛЗ) з коефіцієнтом передачі:

$$\beta(\omega) = A \exp(-j\omega T),$$

де  $A = 1$ ,  $T$  – час затримки відліку, то можна помітити, що еквівалентна схема, яка утворилася таким чином (рис. 3.20), складається із двох частин: чотириполосник АС (декодер ДІКМ) та чотириполосник РС (кодер ДІКМ).

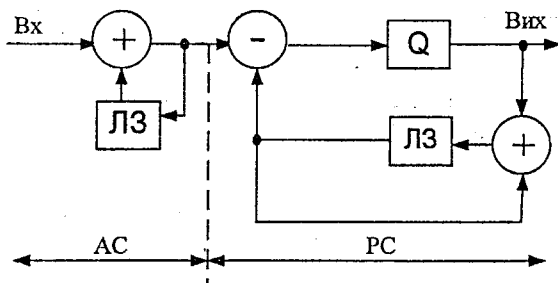


Рисунок 3.20 – Еквівалентна схема кодера ІКМ зі зворотним зв'язком з лінією затримки

Перший чотириполосник АС здійснює інтегрування вхідного сигналу, однак його вплив компенсує чотириполосник РС.

У правильності отриманих результатів можна легко впевнитися, якщо коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку прийняти рівним нулю ( $\beta = 0$ ). Це буде відповідати розриву петлі зворотного зв'язку і еквівалентна схема набуде вигляду класичної ІКМ.

В результаті компенсації впливу інтегрування кодер ІКМ перетвориться в кодер ДІКМ. Якщо коефіцієнт передачі інтегровального чотириполюсника АС подати у вигляді:

$$P_1 = \frac{1}{1 - \exp(-j\omega T)},$$

то коефіцієнт передачі компенсувального чотириполюсника при умові  $P_1 \cdot P_2 = 1$  буде

$$P_2 = 1 - \exp(-j\omega T).$$

Результувальна функціональна схема кодера ДІКМ, утворена із кодера ІКМ із зворотним зв'язком, буде (рис. 3.21).

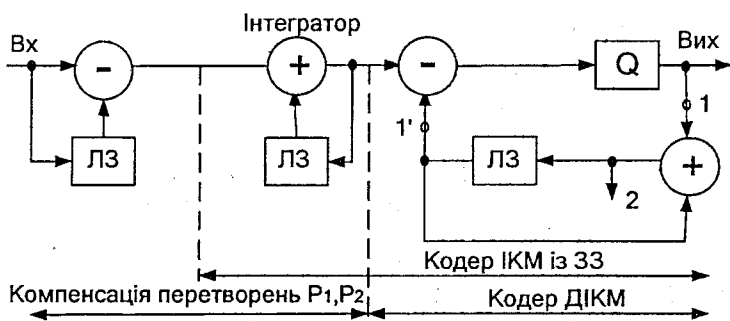


Рисунок 3.21 – Результувальна функціональна схема кодера ДІКМ, утворена з кодера ІКМ зі зворотним зв'язком з компенсацією впливу інтегратора

Встановлений на вході компенсувальний чотириполюсник з коефіцієнтом передачі  $P_2$ , декорелює сигнал.

Коло зворотного зв'язку кодера ДІКМ. Для коефіцієнта передачі між точками 1 і 1' згідно з рис. 3.21 виконується співвідношення:

$$P_{1,1'} = \beta K / (1 - \beta K) = 1 / (2 \sin \omega T / 2) \exp[-j(\omega T / 2 + \pi / 2)],$$

з якого витікає, що в діапазоні частот  $0 \dots f_{\max} = 1/2T$  модуль коефіцієнта передачі має ємнісний характер.

Тому, в принципі, коло зворотного зв'язку кодера ДІКМ можливо подати у вигляді інтегратора, згідно з рис. 3.22. Необхідно звернути увагу на те, що в класичну структуру кодера ІКМ із зворотним зв'язком (рис. 3.17, б) входить інтегратор – декодер ДІКМ. Якщо згідно з рис. 3.21

записати вираз для коефіцієнта передачі кола з виходу до точки 2, то він (вираз) буде аналогічним співвідношенням для інтегратора декодера. Таким чином, в точці 2 можна автоматично отримати контрольний вихід декодованого сигналу, який буде відповідати (без урахування дії каналу зв'язку) сигналу, що встановлений на приймальному боці системи передачі з ДКМ.

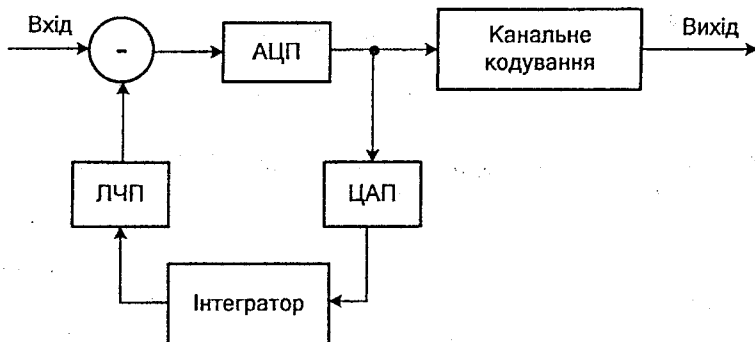


Рисунок 3.22 – Функціональна схема кодера ДКМ з колом зворотного зв'язку та інтегратором

На рис. 3.22 АЦП – аналого-цифровий перетворювач, ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ЛЧП – лінійний чотириполосник. Інтегратор може бути аналоговим або цифровим, в останньому випадку ЦАП та інтегратор міняються місцями.

*Загальна класифікація принципів реалізації систем ДКМ.* Класифікувати велику різноманітність структурних схем кодеків (кодер-декодер системи) ДКМ можливо за структурою зворотного зв'язку. Згідно з цією різницею три основні структурні схеми кодека ДКМ з петлею зворотного зв'язку поділяються на охоплюючі квантувач (рис. 3.23, а), не охоплюючі квантувач (рис. 3.23, б) та охоплюючі канал зв'язку (рис. 3.23, в). На рисунках Р – передбачував.

Варіант а):

- сигнал передбачення формується на основі квантованого сигналу;
- квантувач охоплюється петлею зворотного зв'язку, що покращує шумові характеристики;
- неточність накладення рівнів квантування за шкалою, вплив відходу робочих точок внаслідок температури і т. д., проявляються в невеликих змінах коефіцієнта передачі сигналу, до яких зір малочуттєвий;
- оскільки квантувач охоплений петлею зворотного зв'язку, операції квантування, цифро-аналогового перетворення та передбачення завершу-

ються до приходу нового відліку на вхід кодека, що ускладнює технічну реалізацію багаторозрядного кодування сигналу.

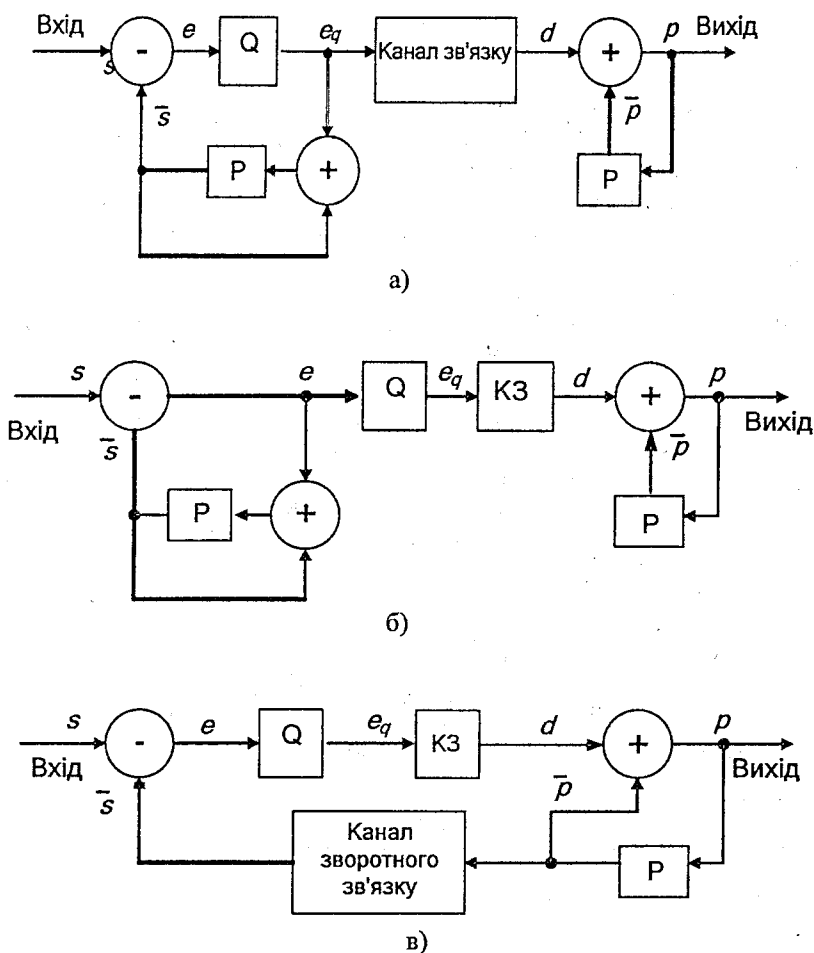


Рисунок 3.23 – Структурні схеми кодеків ДПКМ з петлею зворотного зв'язку

Варіант б):

– сигнал передбачення формується на основі тільки дискретного (не-квантованого) сигналу;

– на сигнал передбачення відсутній вплив процесу квантування.

Варіант в):

- сигнал передбачення формується на основі вже прийнятого сигналу на стороні приймача;
- з урахуванням першої особливості слід очікувати, що дана система має найкращі характеристики передачі;
- вимоги до пропускну здатності каналу зв'язку підвищуються.

### 3.2.5 Дельта – модуляція

Розроблена в 1945 році Е. М. Делорейном. Дельта-модуляція (ДМ) являє собою простий метод цифрового кодування, заснованого на передбаченні сигналу. Її можна розглядати як частковий випадок ДКМ, що передбачає однорозрядне кодування відеоінформації на основі дворівневого квантування [3].

Структурна схема кодека ДМ подана на рис. 3.24. Сигнал різниці (знімається з виходу від'ємника) між дискретизованим вхідним сигналом та сигналом, що формується в інтеграторі кодера (сигнал передбачення), квантується так, що позитивному різницевому сигналу відповідає рівень квантування  $+K$ , а негативному – рівень мінус  $K$ . Значення  $K$  визначає величину кроку квантування. Взагалі по каналу зв'язку передається однорозрядний сигнал, що характеризує знак рівня квантування, як правило, через однакові інтервали дискретизації довжиною  $T$ . Згаданий інтегратор кодера складається із суматора та ліній затримки в колі зворотного зв'язку.

Функція передачі кола зворотного зв'язку:

$$D/(1-D) = D + D^2 + D^3 + \dots, \quad (3.17)$$

де  $D = e^{-T}$ .

Це означає, що сигнал передбачення є сумою всіх переданих відліків (також, як й декодований сигнал на прийомі).

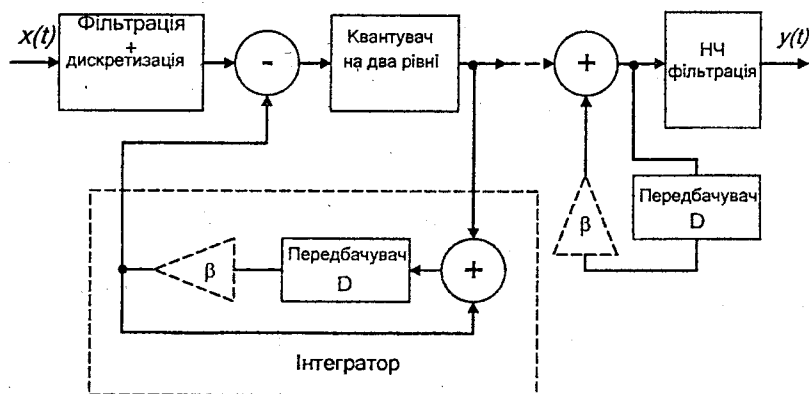


Рисунок 3.24 – Структурна схема кодека ДМ

Сигнал передбачення або нефільтрований декодований сигнал приймає значення

$$Y = I \times K \cdot (I = 1, 2, 3, \dots).$$

До недоліків схеми ДМ відноситься те, що в ній не заглушаються помилки передачі. Для зниження ефекту накопичення помилок в коло зворотного зв'язку вводиться підсилювач із коефіцієнтом підсилення  $\beta < 1$ .

Перевагою ДМ є насамперед простота реалізації кодера та декодера. Аналогічно ДКМ ДМ – спосіб кодування для цифрової передачі відеоінформації, але не для обробки. ДМ можна використовувати у прикладному телебаченні та у відеотелефонній техніці. Порівняно із ІКМ в системі з ДМ досягається краща якість передачі зображення при більш низьких швидкостях передачі, однак при передачі відеоінформації ДМ характеризується різноманітним проявленням шуму квантування, для зменшення помітності якого необхідно використовувати більш високу (порівняно з ІКМ та ДКМ) частоту дискретизації.

### 3.2.6 Принципи кодування з перетворенням

Для цифрової обробки та передачі широкосмугових відеосигналів необхідна висока швидкість 140 Мбіт/с і більше. Знизити вказану швидкість дозволяють методи ефективного кодування джерела відеосигналу, основані на скороченні об'ємів психофізіологічної та статистичної надлишкових складових відеоінформації [3].

Зниження психофізіологічної надлишковості полягає у виключенні несуттєвих частин зображення або сигналу. Критеріями виключення такої інформації є параметри рецепторів зорового аналізатора отримувача відеоповідомлень. Принципи скорочення надлишкової інформації основані на статистичних просторово-часових залежностях значень елементів зображення, що близько знаходяться, та нерівномірному розподілі ймовірностей сигналів.

Методи перетворення зображень в загальному випадку основані на тому, що цифровий еквівалент сигналу або основний аналоговий сигнал може бути шляхом відповідного перетворення зображення зведений до вигляду, який найбільш зручний з точки зору скорочення надлишкової інформації або зменшення чутливості до помилок кодування і передачі, і після проходження по цифровій лінії зв'язку перетворений в початкову форму.

При кодуванні з перетворенням здійснюється скорочення надлишкової інформації на основі перетворення відеоінформації з часової області в спектральну.

Процес перетворення зображень оснований на розділенні зображення на часткові підобласті – фрагменти та їх окремі обробці.

В загальному випадку зображення характеризується тривимірними залежностями і початкові фрагменти повинні мати тривимірний характер. Однак для полегшення процесу обробки та спрощення апаратної реалізації

лізації фрагменти обираються двовимірними і навіть одновимірними. В двовимірний фрагмент входить  $M$  елементів одного поля зображення, розташованих на  $N$  рядках. У випадку одновимірного фрагмента здійснюється обробка тільки визначеної кількості  $M$  елементів зображення одного телевізійного рядка.

Формат фрагментів, які оброблюються, теоретично визначається діапазоном проявлення існуючих статистичних залежностей між елементами зображення, а практично – ступенем складності апаратних засобів.

Результат перетворення являє собою, як правило, спектральні коефіцієнти перетворення – трансформанти, які характеризуються амплітудою узагальненої просторової частоти – координатою в спектральній області.

В основу перетворень можуть бути закладені різні принципи, наприклад, методи лінійних ортогональних перетворень:

- перетворення Карунена-Лоева;
- дискретне перетворення Фур'є;
- перетворення Уолша-Адамара;
- $S$ -перетворення;
- дискретне косинусне перетворення.

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) ґрунтується на розкладенні в ряд Фур'є дискретного сигналу  $f(n\Delta T)$ ,  $n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ , на інтервалі  $T = NT$ , обмеженого за частотою так, що в ньому не містяться гармонічні складові з номерами за модулем, що перевищують  $N/2$ .

Для реалізації дискретного перетворення Фур'є застосовують швидкі алгоритми розрахунку, які знижують трудомісткість та загальну кількість операцій. Методи швидкого розрахунку ДПФ отримали назву швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

Найбільш відомим і важливим несинусоїдальним ортогональним перетворенням є перетворення Уолша-Адамара (рис. 3.25), відмінна особливість якого полягає в тому, що його розрахунок оснований лише на операціях додавання. В процесі перетворення використовується послідовно впорядкована квадратна матриця Адамара, елементи якої можуть приймати тільки значення  $+1$  або мінус  $1$ , а відповідні рядки та стовпці взаємно ортогональні.

Перетворення Уолша-Адамара (ПУА) початкового фрагмента містить  $N^2$  елементів зображення, здійснюється в матричному вигляді згідно із формулою:

$$[F(u, v)] = [H(u, v)] [f(x, y)] [H(u, v)], \quad (3.18)$$

де  $[f(x, y)]$  – відліки початкового сигналу  $f(x, y)$ ;  $[H(u, v)]$  – матриця Адамара порядку  $N$ ;  $[F(u, v)]$  – трансформанта ПУА сигналу  $f(x, y)$ ;  $(x, y)$  – координати, які визначають положення відліку в площині початкового фрагмента;  $(u, v)$  – узагальнені частоти в області трансформанти.

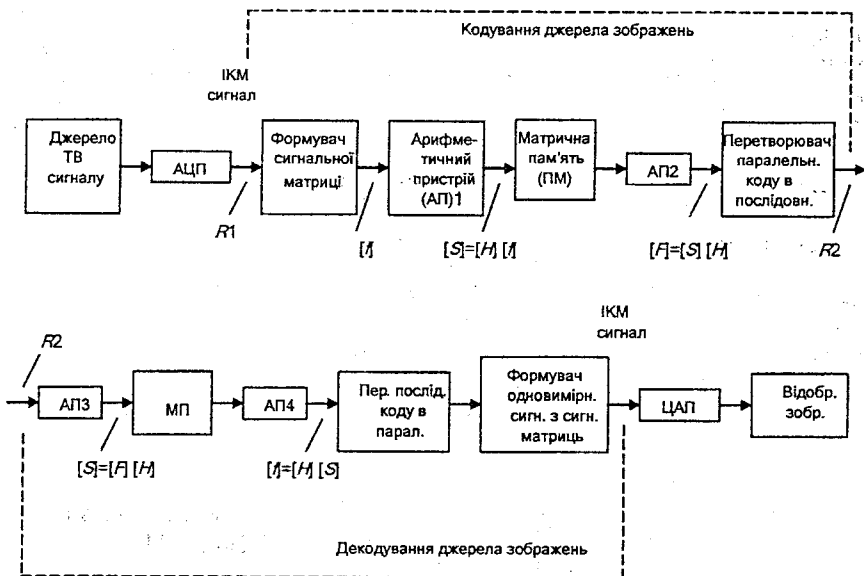


Рисунок 3.25 – Структурна схема ТВ тракту, що реалізує перетворення Уолша-Адамара

В зв'язку з тим, що для лінійних (похилих) часток графіка сигналу зображення ефективність ДПФ та ПУА знижується, використовується  $S$ -перетворення, яке в матриці перетворення має вектори зі ступінчастим характером.  $S$ -перетворення є подальшим розвитком ПУА.

Недолік ДПФ з точки зору кодування полягає в тому, що трансформанти мають комплексний характер. Доцільно здійснювати таке перетворення, в якому використовується тільки реальна або уявна частина ядра перетворення, тобто тільки члени  $\cos$  або  $\sin$ , тому часто використовується метод дискретного косинусного перетворення (ДКП), оснований на використанні ортогональної системи дискретних косинусних функцій зростаючої частоти.

Перетворення Карунена-Лоева (ПКЛ) є оптимальним ортогональним перетворенням, яке слугує для стискання (скорочення надлишковості) відеоінформації згідно з критерієм середньоквадратичної помилки (СКП), однак значно складнішим і обмеженим у використанні швидких алгоритмів розрахунку.

Загальний коефіцієнт стискання, для оцінювання ефективності передачі відеоінформації, можна визначити як відношення швидкості передачі  $R1$  на вході пристрою кодування до швидкості передачі  $R2$  на його виході:

$$\sigma = R1/R2 = F Q, \quad (3.19)$$

де  $F = f_{d1}/f_{d2}$  – відношення частоти дискретизації (швидкості) вхідного ІКМ сигналу до частоти (середньої) на виході буферної пам'яті;  $Q = S_1/S_2$  – коефіцієнт відповідний середньому значенню зменшення кількості бітів  $S_2$  (кодування трансформант) відносно початкової кількості бітів  $S_1$  (кодування вхідного ІКМ сигналу).

### 3.3 Цифрова обробка та відтворення зображень

#### 3.3.1 Стандарти цифрового телебачення

Кінець другого тисячоліття визначився початком переходу на цифрове телебачення DVB (Digital Video Broadcasting) з прийняттям сотень стандартів. В першу чергу це стосувалося цифрового супутникового мовлення – DVB-S (Satellite) і цифрового кабельного мовлення – DVB-C (Cable). Стандарт DVB-T (Terrestrial) для цифрового ефірного ТВ мовлення в діапазоні ДМВ для Європи і інших країн був прийнятий на два роки пізніше, в 1996 р. Ця затримка визначалася необхідністю застосування більш складних технічних методів передачі цифрової інформації при збереженні прийнятної ціни цифрового ефірного телевізора, а також через не дуже високу кон'юнктуру за відсутності вільних ТВ каналів в діапазоні ДМВ для більшості країн Європи [18].

DVB-T характеризується високою роздільною здатністю в 625 рядків, використовує черезрядкову розгортку, при цьому частота полів становить 50 Гц. DVB-T в змозі забезпечити подвійну (порівняно з базовою) роздільну здатність по горизонталі і вертикалі, а також може передавати зображення з відношенням сторін 16:9. DVB-T підтримує звук у форматі Dolby AC-3, використовує для передачі аудіосигналу стандарт MUSICAM.

Розробники стандарту DVB-T приділили особливу увагу стійкості прийому сигналу та його неприймання відбитих сигналів. Ще з шкільного курсу фізики відомо, що радіохвилі метрового і дециметрового діапазону здатні тільки відбиватися від перешкод, а не огинати останні. Тому телевізор починає приймати не тільки основний сигнал від телебашти, а і відбиті хвилі (рис. 3.26).

Для боротьби з цим ефектом в DVB-T застосували спеціальний алгоритм: інформація йде з передавача не неперервним потоком, а розбивається на невеликі пакети і передається з перервами. В цьому випадку ефект луни допомагає не тільки чітко передати основний сигнал, а й багаторазово підсилити його за рахунок повторення відбитими хвилями. Хто бував в горах або печерах знає: луну від слова «Гей» розібрати простіше, чим крик «синхрофазотрон». Крім того, стандарт DVB-T добре «ховається» від завад, створених аналоговим телебаченням, що робить його особливо цінним для країн з великою територією.

*Метод модуляції.* При цифровому ефірному ТВ мовленні основним руйнівальним фактором для цифрового каналу є завади від багатопроменевого прийому. При цьому в декодер надходить дві (або більше) однакові

за характером чергування символів, але зсунуті за часом цифрові послідовності. Оскільки аналіз переданого значення символу «0» або «1» в декодері звичайно відбувається в середині символу, то у випадку, якщо затримка радіосигналу другого променя стає близькою або більше половини тривалості символу, відбувається різке збільшення цифрових помилок, аж до повного руйнування цифрового каналу.

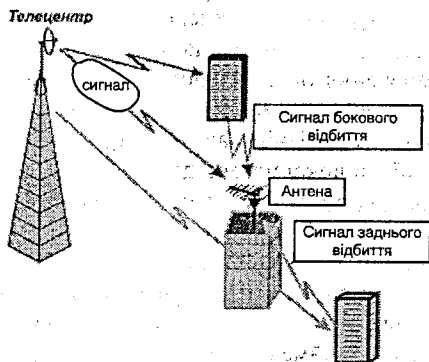


Рисунок 3.26 – Прийом радіохвиль метрового і дециметрового діапазону

При стаціонарному ефірному ТВ прийомі борються з багатьма променями можна шляхом застосування гостронаправлених багатоелементних ТВ антен, що звичайно і робиться в системах колективного ефірного прийому. Але це не вирішує проблеми повністю, неможливо гарантувати упевнений прийом цифрових ТВ програм на переносні телевізори з простими ТВ антенами. Радикальним рішенням цієї проблеми є застосування в ефірних каналах ТВ мовлення модуляції COFDM (Coded Orthogonal Division Multiplexing), яка спеціально розроблена для боротьби з завадами при багатопроменевому прийомі.

Сполучення каналного кодування (аббревіатура С) с ортогональним частотним мультиплексуванням (аббревіатура OFDM) позначається як COFDM.

При COFDM послідовний цифровий потік перетворюється у велике число паралельних потоків (субпотоків), кожний з яких передається на окремій несучій. Група несучих частот, яка в даний момент часу переносить біти паралельних цифрових потоків, називається «символом COFDM». Завдяки тому, що використовується велике число паралельних потоків (звичайно 1705 або 6817 субпотоків), тривалість символу в паралельних потоках отримується суттєво більшою, ніж в послідовному потоці даних (відповідно 280 або 1120 мкс). Це дозволяє в декодері затримати оцінювання значень прийнятих символів на час, протягом якого змінення па-

раметрів радіоканалу від дії луна-сигналів припиниться, і канал стане стабільним.

Таким чином, при COFDM часовий інтервал символу субпотуку  $T_s$  розділяється на дві частини – захисний інтервал  $D$ , за час якого оцінення значення символу в декодері не відбувається, і робочий інтервал символу  $T_u$ , за час якого приймається рішення про значення прийнятого символу (рис. 3.27). Відмітимо, що для правильної роботи системи луноприглушення необхідно, щоб захисні інтервали знаходились не на початку, а в кінці символів  $S_2, S_3 \dots$ , тобто в захисному інтервалі продовжується модуляція несучої попереднім символом (рис. 3.27, б, г).

Для забезпечення оптимального обміну між топологією (конфігурацією побудови) мережі ТВ мовлення і ефективністю використання радіоспектра застосовуються різні значення захисного інтервалу. Завдяки цьому система може бути використана для мовлення як в одночастотній мережі з великою зоною покриття, так і для малих зон з одним передавачем.

Для одночастотної радіомережі типовим видом луна-сигналів є сигнали від сусідніх за територіальним розміщенням радіопередавачів, передаючих однакові символи COFDM. Ці сигнали не відрізняються від класичних луна-сигналів, і їх можна оцінювати як луна-сигнали, якщо вони будуть надходити в приймач за час захисного інтервалу  $D$ . Таким чином, вибір тривалості захисного інтервалу буде безпосередньо впливати на вид одночастотної радіомережі, що проектується. Збільшення тривалості захисного інтервалу дозволяє зменшити відстань між сусідніми радіопередавачами. З іншого боку, тривалість захисного інтервалу бажано обрати невеликою, оскільки, з точки зору теорії інформації, захисний інтервал не використовується для передачі корисної інформації і його введення зменшує об'єм інформації, що передається.

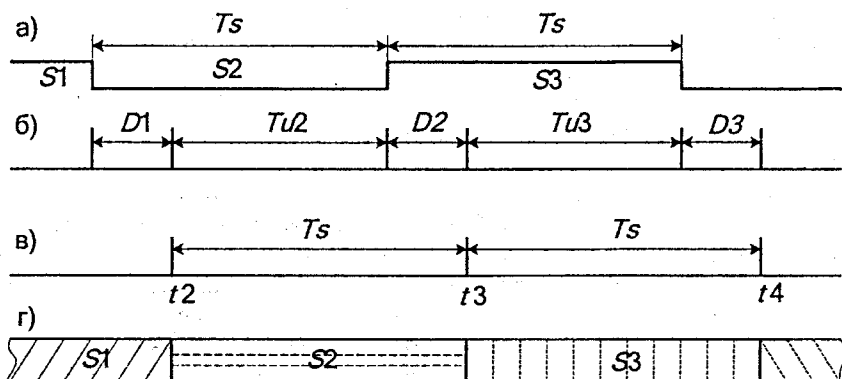


Рисунок 3.27 – Взаємне розташування часових інтервалів

На рис. 3.27 наведено: а) послідовність інформаційних символів  $S_1, S_2, S_3$  одного субпотуку; б) захисні  $D_1, D_2, D_3$  і робочі  $Tu_2, Tu_3$  інтервали; в) моменти початку і закінчення  $t_2, t_3, t_4$  модуляції несучої інформаційними символами  $S_1, S_2, S_3$ ; г) несуча, модульована символами  $S_1, S_2, S_3$ .

**Груповий спектр радіосигналу OFDM.** Такі параметри модему OFDM, як число несучих в груповому спектрі, величина їх частотного розносу, тривалість захисного і робочого інтервалу інформаційного символу, взаємопов'язані і обираються шляхом компромісних рішень.

При розробці стандарту DVB-T вибір даних параметрів виявився найбільш складним і дискусійним питанням.

Частотний рознос  $\Delta f$  між сусідніми несучими  $f_1, f_2, \dots, f_n$  в груповому радіоспектрі OFDM (рис. 3.28) обирається з умови можливості відокремлення в демодуляторі індивідуальних несучих, де  $n$  – номери несучих, а  $n_{min} = 0$ . При цьому можливо застосування двох методів частотного розділення (демультиплексування) несучих. По-перше, за допомогою смугових фільтрів і, по-друге, за допомогою ортогональних перетворень сигналів.

В першому випадку частотний рознос між модульованими несучими (рис. 3.28, а) обирається таким, щоб їх сусідні бокові смуги взаємно не перетинались. Ця умова буде виконана, якщо величину частотного розносу обрати рівною  $\Delta f = 2/Tu$ , де  $Tu$  – робочий інтервал інформаційного символу (див. рис. 3.27). Однак при цьому ефективність використання радіоспектра буде невисокою. Тому в стандарті OFDM обрано ортогональний метод розділення несучих, за якого значення частотного розносу може бути зменшено у два рази.

Дві модульовані несучі будуть ортогональними, якщо інтеграл від їх добутку за час тривалості робочого інтервалу  $Tu$  дорівнює нулю. За цієї причини при ортогональному методі демодуляції несучих групового спектра взаємні завади від сусідніх несучих будуть також дорівнювати нулю, незважаючи на перетин їх сусідніх бокових смуг.

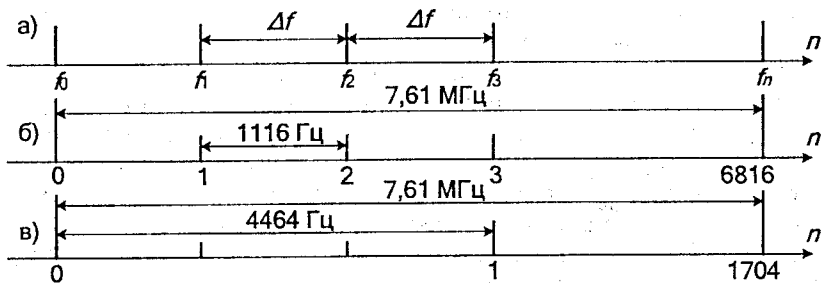


Рисунок 3.28 – Груповий спектр несучих OFDM

На рис. 3.28 наведено: а) частотний рознос несучих; б) груповий спектр при частотному розносі 1116 Гц; в) груповий спектр при частотному розносі 4464 Гц.

Для виконання умови ортогональності необхідно, щоб частотний рознос між несучими був сталим і точно дорівнював значенню  $1/T_u$ , тобто на інтервалі  $T_u$  повинно розміщатись ціле число періодів різниці суміжних частот, наприклад частот  $f_2$  та  $f_1$ . Виконання цього відношення досягається введенням в модемі OFDM двох видів сигналів синхронізації: сигналів для синхронізації несучих частот групового спектра і сигналів для синхронізації тактових частот функціональних блоків демодулятора.

*Параметри OFDM.* Основні параметри сигналів OFDM наведені в табл. 3.2. В стандарті ефірного мовлення DVB-T передбачено два режими модуляції OFDM, названі режимами 8К і 2К, для яких використовуються два значення робочих інтервалів інформаційних символів:  $T_{u1} = 896$  мкс – для режиму 8К і в 4 рази менше значення  $T_{u2} = 224$  мкс – для режиму 2К. Цим робочим інтервалам відповідають два значення частотного розносу несучих в груповому спектрі OFDM:  $D_{f1} = 1/896$  мкс = 1116 Гц і  $D_{f2} = 1/224$  мкс = 4464 Гц, при яких в груповому спектрі OFDM міститься  $n_1 = 6817$  для першого режиму і  $n_2 = 1705$  несучих – для другого режиму модуляції. Загальна ширина спектра групового сигналу в обох випадках дорівнює 7,61 МГц (рис. 3.28, б, в). Тактовий період  $T_0 = 7/64$  мкс.

Таким чином, видно, що спектр групового сигналу OFDM можна розташувати в ефірному радіоканалі аналогового телебачення зі смугою пропускання 8 МГц, забезпечивши між сусідніми радіоканалами захисні частотні інтервали по  $\sim 0,39$  МГц. Це важливий момент, оскільки узгодженість спектра групового сигналу OFDM з існуючими радіоканалами ефірної мережі ТВ мовлення спрощує впровадження цифрової системи телебачення.

Стандартом для кожного режиму модуляції передбачено 4 відносних значення захисних інтервалів, які дорівнюють 1/4; 1/8; 1/16 і 1/32 тривалості робочого інтервалу. Відповідні їм абсолютні значення тривалості захисних інтервалів і інформаційних символів (в мкс) в періодах тактової частоти  $T_0 = 7/64$  мкс наведено в табл. 3.2.

В табл. 3.2. також наведено максимальний територіальний рознос між ТВ передавачами одної ТВ програми в синхронній одночастотній мережі ефірного мовлення, який може обиратися при проектуванні її в межах від 67,2 до 8,4 км і від 16,8 до 2,1 км для режимів модуляції 8К і 2К.

Режим модуляції 8К дозволяє в одночастотній мережі ефірного мовлення використовувати територіальний рознос між передавачами однакових ТВ програм до 67 км. При цьому отримується велика зона покриття, прийнятні потужності ТВ передавачів і стандартні висоти антенобаштових споруджень. Економічні переваги такої мережі особливо помітні при організації ТВ мовлення в країнах з великими територіями, за рахунок скорочення загального числа передавальних ТВ станцій. З огляду на це до стандарту був введений режим модуляції 8К.

Таблиця 3.2 – Основні параметри сигналів OFDM

Режими модуляції	8К				2К			
Тривалість робочого інтервалу $T_u$ , мкс, в числі періодів $T_0$	896				224			
	8192				2048			
Частотний рознос несучих $D = 1/T_u$ , Гц	1116				4464			
Число несучих в спектрі групового сигналу, $n$	6817				1705			
Ширина радіоспектра групового сигналу несучих, МГц	7,61				7,61			
Відносна тривалість захисного інтервалу, $D/T_u$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Тривалість захисного інтервалу $D$ , мкс, в числі періодів $T_0$	224	112	56	28	56	28	14	7
	2048	1024	512	256	512	256	128	64
Тривалість символу повідомлення $T_s = D + T_u$ , мкс, в числі періодів $T_0$	1120	1008	952	924	280	252	238	231
	10240	9216	8704	8448	2560	2304	2176	2112
Максимальне віддалення передавачів в одночастотній мережі мовлення, км	67,2	33,4	16,8	8,4	16,8	8,4	4,2	2,1

Технічно режим 8К реалізується шляхом виконання в модуляторі інверсного дискретного перетворення Фур'є і прямого дискретного перетворення Фур'є – в демодуляторі телевізора, для чого необхідні процесори з двійковою ємністю  $2^{13}$ , тобто 8К. З цієї причини було прийнято рішення ввести в стандарт другий – технічно більш простий режим 2К, для якого необхідні процесори з двійковою ємністю 2К.

Отже, був прийнятий загальний стандарт з модуляцією 2К і 8К з різним числом несучих. Специфікація стандарту 2К дозволяла почати впровадження цифрового ефірного мовлення відразу, а специфікація стандарту 8К могла бути реалізована пізніше, після розробки відповідного процесора.

### 3.3.2 Цифрові методи подання сигналів

*Модуляція несучих в груповому сигналі OFDM.* Стандартом передбачено, що в режимі OFDM можуть бути використані такі види модуляції несучих групового сигналу: квадратурна фазова модуляція, яка позначається 4-ФМ, 16- та 64-рівнева квадратурна амплітудна модуляція (16-КАМ та

64-КАМ) з рівномірним або нерівномірним розташуванням вершин векторів сигналу в кодовому просторі сигналів [18].

Вибір конкретного виду модуляції із зазначених здійснюється залежно від необхідної швидкості передачі даних з урахуванням надмірності, необхідної для їх завадостійкого кодування. Цю надмірність легко оцінити, виходячи з того, що при завадостійкому кодуванні в модемі використовуються згорткові коди з відносними швидкостями:  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$ ,  $7/8$ , в результаті чого швидкість цифрового потоку після завадостійкого кодування збільшиться в число разів, що дорівнює одиниці, поділеній на відносну швидкість коду. Тобто, наприклад, при використанні згорткового коду  $3/4$ , швидкість цифрового потоку зростає у  $4/3=1,33$  раза.

Дані, необхідні для вибору виду модуляції залежно від необхідної швидкості цифрового потоку для різних значень відносної швидкості згорткового коду і відносної тривалості захисного інтервалу в інформаційному символі, наведені в табл. 3.3. Дані цієї таблиці не залежать від режиму модуляції 8К або 2К, тому що при переході від режиму 8К до режиму 2К зі зменшенням числа несучих у 4 рази одночасно у 4 рази збільшується швидкість передачі даних.

У табл. 3.3 також вказані необхідні значення відношення сигнал/шум в ефірному радіоканалі для двох випадків ефірного прийому: на стаціонарну багатоселементну ТВ антену і на просту антену переносного телевізора. Наведені значення відношення сигнал/шум забезпечують отримання коефіцієнта помилок  $2 \cdot 10^{-4}$  на виході декодера згорткового коду. Остаточний вибір перерахованих параметрів системи цифрового мовлення робиться шляхом аналізу декількох альтернативних варіантів.

Пояснимо порядок користування даними табл. 3.3 на прикладі. Припустимо, що необхідно передати в одному радіоканалі 4 програми телебачення з високою якістю зображення. У цьому випадку швидкість цифрового потоку для однієї програми може бути обрана в межах  $7 \dots 8$  Мбіт/с, і відповідно для 4-х програм необхідно передати цифровий потік  $28 \dots 32$  Мбіт/с. Виходячи з цих даних за табл. 3.3 знаходимо, що необхідну нам швидкість можна отримати, використовуючи 64-КАМ, тому що два інших види модуляції 16-КАМ і 4-ФМ не забезпечують необхідних значень швидкості.

Відзначимо, що при модуляції 64-КАМ для розглянутого випадку є кілька альтернативних варіантів з прийнятними значеннями швидкостей цифрових потоків: 29,27; 30,16; 29,03; 30,74; 31,67 Мбіт/с, які відрізняються значеннями відносної швидкості згорткових кодів  $C$ :  $5/6$  та  $7/8$  і відотною тривалістю захисних інтервалів ( $D/T_u$ ):  $1/8$ ;  $1/16$ ;  $1/32$ . При цьому, оскільки параметр  $D/T_u$  визначає максимальну відстань між ТВ передавачами в мережі мовлення (див. табл. 3.2), а параметр  $C$  залежить від вибору потужності ТВ передавачів, то їх значення обираються шляхом аналізу декількох варіантів побудови мережі, що проектується.

Таблиця 3.3 – Швидкість передачі

Вид модуляції	Швидкість коду	Відношення сигнал/шум, дБ (для антен)		Корисна швидкість, Мбіт/с (при $D/T_u$ )			
		Стационарна	Переносна	1/4	1/8	1/16	1/32
4-ФМ	1/2	3,6	5,4	4,98	5,53	5,85	6,03
4-ФМ	2/3	5,7	8,4	6,64	7,37	7,81	8,04
4-ФМ	3/4	6,8	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
4-ФМ	5/6	8,0	13,1	8,29	9,22	9,76	10,05
4-ФМ	7/8	8,7	16,3	8,71	9,68	10,25	10,56
16-КАМ	1/2	9,6	11,2	9,95	11,06	11,71	12,06
16-КАМ	2/3	11,6	14,2	13,27	14,75	15,61	16,09
16-КАМ	3/4	13,0	16,7	14,93	16,59	17,56	18,10
16-КАМ	5/6	14,4	19,3	16,59	18,43	19,52	20,11
16-КАМ	7/8	15,0	22,8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-КАМ	1/2	14,7	16,0	14,93	16,59	17,56	18,10
64-КАМ	2/3	17,1	19,3	19,91	22,12	23,42	24,13
64-КАМ	3/4	18,6	21,7	22,39	24,88	26,35	27,14
64-КАМ	5/6	20,0	25,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-КАМ	7/8	21,0	27,9	26,13	29,03	30,74	31,67

*Простір сигналів.* При квадратурній фазовій (4-ФМ) та амплітудній модуляції (16-КАМ і 64-КАМ) сигнал несучої виходить шляхом модуляції і підсумовування двох квадратурних сигналів:  $\cos U$  та  $\sin U$ . Ці сигнали при аналізі систем квадратурної модуляції зручно подавати у вигляді двох квадратурних векторів  $I$  і  $Q$ , вважаючи, що вектор  $I$  збігається з віссю абсцис і називається синфазним вектором, а вектор  $Q$  збігається з віссю ординат і називається квадратурним вектором. При цьому фаза вектора  $I$  приймається за нульову фазу і відносно неї здійснюється оцінювання фазових положень векторів модульованого сигналу (рис. 3.29).

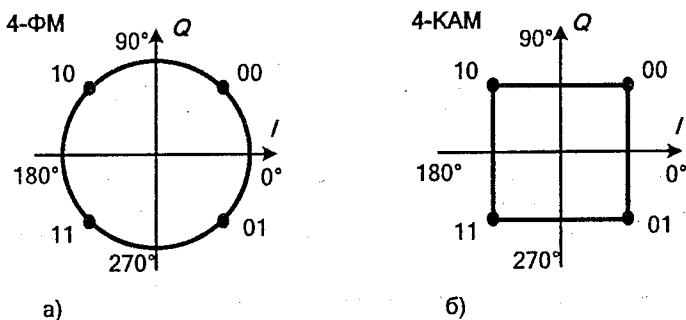


Рисунок 3.29 – Простір сигналів 4-ФМ (а) та 4-КАМ (б)

Оскільки при математичному аналізі квадратури модульованих сигналів використовуються комплексні функції, в яких сигнал  $\cos U$  є дійсною

частиною функції, а сигнал  $\sin U$  – уявною частиною функції  $i$ , крім того, загальноприйнятим вважається, що по осі абсцис відкладаються дійсні числа, а по осі ординат – уявні, то в системі координат  $I$  і  $Q$  вектору  $I$  відповідає сигнал  $\cos U$ , а вектору  $Q$  – сигнал  $\sin U$ . Простір сигналів модульованої несучої являє собою дискретні положення вершин сумарного вектора  $(I+Q)$  у системі координат  $I$  та  $Q$ .

У системі OFDM при використанні модуляції 4-ФМ вектори  $I$  та  $Q$  мають однакові і постійні амплітуди, дискретно змінюються лише фази, які можуть приймати значення  $0^\circ$  або  $180^\circ$  для вектора  $I$  та  $90^\circ$  або  $270^\circ$  для вектора  $Q$ . При цьому вершини сумарного вектора  $(I+Q)$  при переході від одного фазового сигналу до іншого описують коло (рис. 3.29, а).

Порівняно з 4-ФМ застосування КАМ дозволяє збільшити швидкість передачі даних в 2 рази для 16-КАМ та в 4 рази для 64-КАМ. При застосуванні КАМ вектори  $I$  та  $Q$  приймають зазначені вище фіксовані значення фази, та, крім того, дискретно модулюються по амплітуді (рис. 3.30). При цьому в стандарті передбачено два види дискретизації амплітуд векторів  $I$  та  $Q$  – з рівномірним та нерівномірним кроком дискретизації амплітуди.

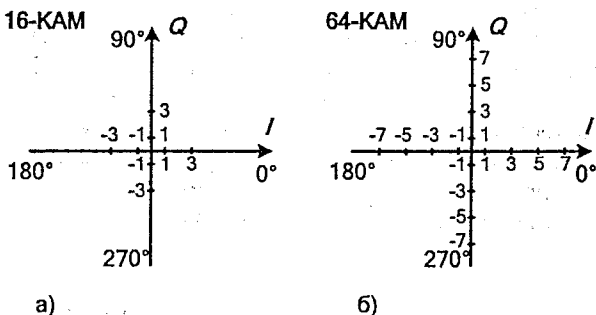


Рисунок 3.30 – Дискретні значення фази та амплітуд при неієрархічному виді модуляції 16-КАМ (а) і 64-КАМ (б)

Перший випадок називається неієрархічним режимом модуляції і забезпечує однакову завадостійкість для всіх переданих кодових комбінацій. У цьому режимі модуляції амплітуди векторів  $I$  та  $Q$  приймають по 4 фіксованих значення  $(-3; -1; +1; +3)$  кроків дискретизації амплітуди для 16-КАМ (рис. 3.30, а) і по 8 фіксованих значень  $(-7; -5; -3; -1; +1; +3; +5; +7)$  кроків дискретизації амплітуди для 64-КАМ (рис. 3.30, б).

Відзначимо схожість модуляції 4-ФМ із КАМ. При 4-КАМ вершини сумарного вектора  $(I+Q)$  лежать в вершинах квадрата (рис. 3.30, б), який вписується в коло 4-ФМ (див. рис. 3.29, а), тобто простори сигналів 4-ФМ та 4-КАМ збігаються. Таким чином, якщо вибрати однакові маніпуляційні коди, то сигнали 4-ФМ та 4-КАМ можна буде формувати і демодулювати

одними і тими ж пристроями, що корисно використовувати при створенні уніфікованого модему OFDM для декількох видів модуляції.

Застосування ієрархічного методу модуляції дозволяє підвищити живучість системи цифрового мовлення при несприятливих умовах ефірного прийому (наприклад, прийом при низькій напруженості радіополя, наявність перешкод від інших радіослужб, прийом на кімнатну антену і т. п.). У цьому випадку цифровий потік, що передається, розбивається на два потоки. Швидкість першого потоку вибирається такою:  $1/2$  при 16-КАМ і  $1/3$  при 64-КАМ від швидкості основного потоку. (При цьому швидкість 2-го потоку становитиме, відповідно,  $1/2$  або  $2/3$  від швидкості основного потоку).

Перший потік кодується з більш високою завадостійкістю, і в ньому передається найбільш значима частина інформації, наприклад, старші розряди відео- і звукоданих. Другий потік кодується з меншою завадостійкістю і використовується для передачі менш значущої частини інформації. При цьому різниця у відношенні сигнал/шум для порогових точок демодуляції першого і другого потоку вибирається в межах 10 ... 15 дБ.

При ієрархічній модуляції доцільно використовувати більш високі профілі стандарту MPEG-2, тобто замість основного профілю стандарту MPEG-2 застосовувати профіль з масштабованим відношенням сигнал/шум або спеціально масштабований профіль, при яких живучість системи за несприятливих умов прийому підвищується за рахунок зниження відношення сигнал/шум і чіткості зображення.

У результаті при несприятливих умовах, коли не вдається демодулювати другий цифровий потік, ТВ зображення на екрані телевізора зберігається, хоча і відтворюється з погіршеною якістю (підвищеним рівнем шумів і зниженою чіткістю). З поліпшенням умов прийому якість зображення повністю відновлюється.

Перехід до ієрархічної модуляції здійснюється за рахунок застосування двох значень кроку дискретизації при дискретизації амплітуд векторів  $I$  і  $Q$ . Менше значення кроку дискретизації  $d1$  залишається таким же, як і при неієрархічній модуляції, а більше значення кроку дискретизації  $d2$  вибирається в 2 або 4 рази більшим  $d1$ .

Простір сигналів 16- або 64-КАМ будується таким чином. Перші від початку координат точки з позитивним і негативним напрямками осей  $I$  і  $Q$  мають фіксовані амплітуди, які дорівнюють  $d2/2$ . Решта точок на зазначених осях мають фіксовані значення амплітуд з кроком дискретизації  $d1$ .

На рис. 3.31 показані дискретні значення амплітуд векторів  $I$  і  $Q$  при ієрархічній модуляції 64-КАМ.

Кожен вектор може мати 8 фіксованих амплітуд (-8, -6, -4, -2, +2, +4, +6, +8) кроків дискретизації  $d1$  при  $d2 = 2d1$  або (-10, -8, -6, -4, +4, +6, +8, +10) кроків дискретизації  $d1$  при  $d2 = 4d1$ .

У разі 16-рівневої КАМ число фіксованих амплітуд векторів  $I$  і  $Q$  зменшується до 4, і ці дискретні значення будуть збігатися з вищевказа-

ними на інтервалах від  $(-4, -2, +2, +4)$  при  $d_2 = 2d_1$  і від  $(-6, -4, +4, +6)$  при  $d_2 = 4d_1$ .

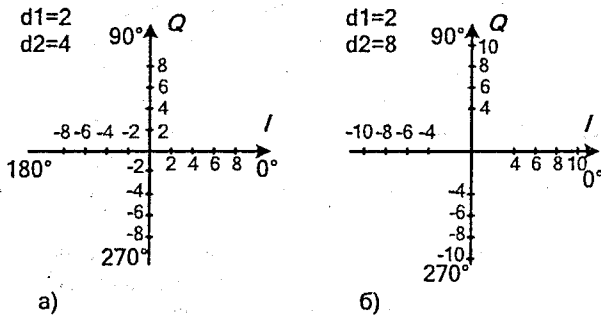


Рисунок 3.31 – Дискретні значення амплітуд за ієрархічного виду модуляції 64-КАМ при  $d_2 = 2d_1$ (а) та  $d_2 = 4d_1$ (б)

При модуляції амплітуди векторів  $I$  і  $Q$  можуть у довільному порядку приймати одне з 4 (при 16-КАМ) і одне з 8 (при 64-КАМ) зазначених фіксованих значень. Як результат в просторі сигналів 16/64-КАМ будуть присутні 16 чи 64 сумарних вектори  $(I+Q)$ , відстань між вершинами яких буде максимальною при значеннях амплітуд векторів  $(I, Q)$ :  $(2, 2)$ ;  $(2, -2)$ ;  $(-2, 2)$ ;  $(-2, -2)$  – для випадків  $d_2 = 2d_1$  і  $(4, 4)$ ;  $(4, -4)$ ;  $(-4, 4)$ ;  $(-4, -4)$  – для випадків  $d_2 = 4d_1$ . Ці кодові комбінації будуть мати максимальну завадостійкість, і їх необхідно використовувати при передачі найбільш значущої частини інформації.

*Маніпуляційні коди.* При зазначених видах квадратурної модуляції в просторі сигналів  $I$  і  $Q$  є відповідно 4, 16 і 64 фіксованих положення вектора  $(I+Q)$ . Кожному такому положенню вектора відповідає певна кодова комбінація, що складається з 2 біт при 4-ФМ і відповідно з 4 і 6 біт при 16/64-КАМ, і ці комбінації біт називаються маніпуляційним кодом.

При виборі маніпуляційного коду необхідно виходити з двох основних вимог: забезпечення максимальної завадостійкості модему OFDM і простоти технічної реалізації операцій кодування-декодування. При відношеннях сигнал/шум, які використовуються в мережі ефірного цифрового мовлення, найбільш ймовірним від дії завад буде збій справжнього стану вектора несучої (див. рис. 3.30) в одне з найближчих сусідніх положень по горизонталі або вертикалі.

Наприклад, несуча з положення  $(0,0)$  перейде в положення  $(0,1)$  або  $(1,0)$ , оскільки збій по діагональних напрямках, наприклад, перехід з положення  $(0,0)$  в положення  $(1,1)$ , потребує більш високого рівня завади. У цих умовах число цифрових помилок буде мінімальним, якщо сусідні по горизонтальних і вертикальних напрямках простору сигналів 4-ФМ і

16/64-КАМ комбінації маніпуляційного коду будуть відрізнятися один від одного тільки одним символом.

Наприклад, якщо передане значення кодової комбінації було (0,0), а після збою положення несучої через дії завад вона була прийнята і декодована як (0,1) або (1,0), то відбудеться тільки одна цифрова помилка, оскільки інший біт буде декодований без помилки.

Ясно, що помилки декодування при збої положення несучої будуть виникати тільки в тих бітах, за рахунок яких одна комбінація відрізняється від іншої. Відзначимо, що існує ряд оптимальних маніпуляційних кодів, у яких при русі по горизонтальних і вертикальних напрямках простору сигналів ФМ або КАМ сусідні кодові комбінації відрізняються одна від одної тільки в одному біті.

Тому для забезпечення сумісності модемів OFDM, що випускаються різними фірмами-виробниками, необхідно стандартизувати один з оптимальних маніпуляційних кодів, вибравши такий код, при якому виходить більш проста технічна реалізація модему. З цією метою доцільно уніфікувати окремі функціональні вузли апаратури ефірного, супутникового і кабельного ТВ мовлення і використовувати в цих системах однакові маніпуляційні коди, що й знайшло своє відображення в стандарті.

Відзначимо, що маніпуляційний код модему OFDM для варіанта модуляції 4-ФМ наведено на рис. 3.29, а. Він збігається з маніпуляційним кодом для супутникових каналів зв'язку. Принцип побудови маніпуляційних кодів при 16- і 64-КАМ і відповідні їм простори сигналів були розглянуті в [19] і маніпуляційні коди відповідають випадку неієрархічної модуляції 16- і 64-КАМ модему OFDM.

Простір сигналів модему OFDM при ієрархічній модуляції 64-КАМ для випадку  $d_2 = 2d_1$  показано на рис. 3.32. Відзначимо також, що в разі ієрархічної модуляції 64-КАМ для  $d_2 = 4d_1$  порядок розташування кодових груп по вертикальних і горизонтальних напрямках залишається таким самим, як на рис. 3.32, необхідно тільки змінити крок дискретизації амплітуд векторів  $I$  і  $Q$  згідно з даними кадру рис. 3.31, б.

*Структура кадру OFDM.* При виборі структури кадру необхідно забезпечити, по-перше, швидке входження в синхронізм демодулятора цифрового телевізора, щоб не викликати почуття роздратування у телеглядачів в моменти перемикання телевізора з однієї програми на іншу. По-друге, формат кадру OFDM повинен бути узгоджений з форматом транспортного пакета MPEG-2 (тривалість пакета 204 байти), щоб взаємні перетворення цих форматів в модемі могли бути виконані простими технічними засобами.

У результаті врахування цих вимог у стандарті OFDM була прийнята двоступенева структура передачі даних у вигляді супер-кадру, що складається з 4 кадрів OFDM. При цьому в одному супер-кадрі міститься ціле число транспортних пакетів MPEG-2, що дозволяє здійснювати взаємні перетворення форматів транспортних пакетів і супер-кадру OFDM без введення

в модем OFDM стафінг-синхронізації. У той же час наявність в суперкадрі 4 кадрів підвищує в 4 рази швидкість передачі сигналів синхронізації, за рахунок чого забезпечується прийнятний час входження в синхронізм демодулятора телевізора.

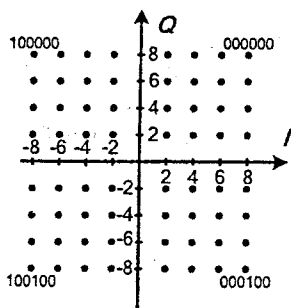


Рисунок 3.32 – Простір сигналів і маніпуляційні коди модему OFDM при ієрархічній модуляції 64-QAM для випадку  $d_2 = 2d_1$

Структура кадру OFDM показана на рис. 3.33. Кадр складається з 68 символів OFDM, яким присвоєно номери від 0 до 67. Тривалість кадру дорівнює  $TF = 68TS$ , а значення  $TS$  (тривалості інформаційних символів) для різних режимів роботи наведені в табл. 3.2. Кадр містить для режимів модуляції 8K і 2K відповідно 6817 і 1705 несучих. Для роботи приймального пристрою необхідно спільно з інформаційними символами передавати опорні сигнали, по-перше, сигнали для фазового автопідстроювання опорних частот демодулятора, по-друге, сигнали тактової синхронізації функціональних блоків демодулятора, по-третє, сигнали для оцінки стану ефірного радіоканалу, по-четверте, сигнали управління демодулятором, що містять інформацію про використовувані режими модуляції.

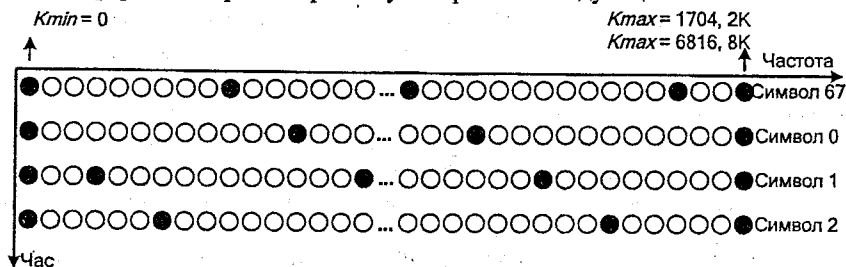


Рисунок 3.33 – Фрагмент структури кадру OFDM

Для цього у кожному символі OFDM для режимів модуляції 8K і 2K виділено відповідно 769 і 193 опорних несучих, які порівняно з інформаційними несучими передаються з підвищеною на 2,5 дБ потужністю.

Для фазового автопідстроювання опорної сітки когерентних частот демодулятора використовуються так звані фіксовані опорні несучі, частотні позиції яких у кожному символі OFDM постійні. Всього з цією метою в режимах 8K і 2K використовується відповідно 177 і 45 фіксованих несучих. Номери виділених для цього несучих задані у вигляді таблиці, в якій перший і останній номери збігаються зі значеннями  $K_{min}$  і  $K_{max}$  (рис. 3.33). Фіксовані несучі модулюються опорною псевдовипадковою послідовністю.

Для підвищення живучості системи OFDM і зниження числа цифрових помилок в демодуляторі ведеться оцінювання поточного стану амплітудно-частотної характеристики наскрізного радіоканалу модему, на підставі чого проводиться розрахунок поточної перехідної характеристики радіотракту і вибирається оптимальний часовий інтервал («тимчасове вікно») для декодування інформаційних сигналів. Для цього використовуються так звані розосереджені опорні несучі, частотні позиції яких зміщуються при переході від одного символу OFDM кадру до іншого символу OFDM (див. рис. 3.33).

Причому ці зміни номерів розосереджених несучих виробляються з періодом 4 символи OFDM, тобто, наприклад, частотні позиції розосереджених несучих у символі OFDM з номером 0 і номером 3 збігаються. У результаті такого періодичного зсуву частот розосереджених опорних несучих відбувається більш точне частотне сканування наскрізних АЧХ радіотракту модему. Для цієї мети використовуються в режимах 8K і 2K відповідно 524 і 131 розосереджені опорні несучі, які модулюються опорною псевдовипадковою послідовністю. Крім того, для передачі сигналів управління демодулятором в режимах 8K і 2K використовуються відповідно 68 і 17 розосереджені несучі, положення яких в кадрі OFDM задані у вигляді таблиці.

**Канальне кодування.** Канальне кодування використовується для підвищення завадостійкості системи цифрового ефірного мовлення та узгодження форматів передачі даних кадру OFDM і транспортних пакетів MPEG-2. Канальний кодек включає в себе систему зовнішнього та внутрішнього кодування модему. Така структура кодека дозволяє уніфікувати ряд його функціональних вузлів для ефірних, супутникових і кабельних систем цифрового мовлення за рахунок того, що загальні для цих систем мовлення операції з обробки даних виконуються у зовнішній системі кодування, а додаткова обробка даних, що залежить від виду модуляції і середовища передачі, виконується у складі внутрішньої системи кодування модему.

Така уніфікація дає економічний ефект і скорочує терміни впровадження, оскільки в цьому випадку для створення апаратури цифрового

ефірного мовлення можна використовувати нові технології та спеціалізовані інтегральні схеми, розроблені для систем супутникового і кабельного цифрового мовлення.

З цієї причини в стандарті ефірного цифрового мовлення було прийнято, що у зовнішній системі каналного кодування модему OFDM структура циклу обробки даних; методи скремблювання, завадостійкого кодування кодом Ріда-Соломона і згортального перемереження даних залишаються такими ж, як і в системах цифрового супутникового і кабельного мовлення. Крім того, у внутрішній системі каналного кодування модему OFDM використовується той самий метод згортального кодування, який прийнятий в системі цифрового супутникового мовлення. Коротко пояснимо виконуваними ними функції в модемі OFDM.

*Зовнішнє каналне кодування.* Цикл обробки даних у системі зовнішнього каналного кодування модему OFDM синхронний з частотою передачі транспортних пакетів MPEG-2 і включає в себе групу з 8 транспортних пакетів по 188 байтів кожний. Для введення сигналу циклової синхронізації в першому транспортному пакеті циклу проводиться інверсія символів startової синхрогрупи пакета. У решті семи транспортних пакетах циклу startові синхрогрупи не інвертуються.

Скремблювання вводиться для усунення довгих серій «0» або «1» у транспортних пакетах MPEG-2, за рахунок чого забезпечується стійка робота системи тактової синхронізації приймального пристрою. При цьому, щоб не порушити в демодуляторі циклову синхронізацію, startові синхрогрупи транспортних пакетів скремблюванню не піддаються.

Завадостійке кодування транспортних пакетів MPEG-2 виконується кодом Ріда-Соломона (204, 188, 8) спільно зі startовими синхрогрупами пакетів, що дозволяє скорегувати 8 пакетів цифрових помилок розміром по 1 байту. Після такого кодування тривалість транспортного пакета зростає з 188 до 204 байтів.

Перемереження даних вводиться для захисту від пакетів цифрових помилок розміром більше 1 байта. З цієї метою проводиться перестановка двох сусідніх байтів транспортного пакета на глибину перемереження 12 байтів. При цьому, щоб не порушити в демодуляторі циклову синхронізацію, startові синхрогрупи у транспортних пакетах перемереження не піддаються і залишаються на своїх часових позиціях.

*Внутрішнє каналне кодування модему OFDM* вводиться з метою захисту переданої інформації, по-перше, від селективних завмирань несучих у груповому сигналі OFDM при роботі в синхронній одночастотній мережі ТВ мовлення. По-друге, для захисту від перешкод при багатопроменевому прийомі в переносних ТВ приймачах, що працюють з простими домашніми дипольними антенами.

Крім того, ця система завадостійкого кодування має знизити коефіцієнт цифрових помилок на виході демодулятора з рівня  $10^{-1}$ ... $10^{-2}$  до рівня

$2 \times 10^4$ , що необхідно для нормальної роботи зазначеної вище уніфікованої зовнішньої системи кодозахисту модему OFDM.

Для підвищення завадостійкості цифрової потік з виходу зовнішньої системи кодозахисту модулятора проходить згорткове кодування. Необхідно відзначити, що запозичений із системи цифрового супутникового мовлення згортковий код не є повністю оптимальним для умов прийому демодулятора OFDM. З цієї причини при розробці стандарту пропонувалися й інші коди.

Проте порівняльні оцінки коригувальних здібностей різних кодів і такі ж оцінки вартості створення нових технологій і спеціалізованих інтегральних схем для реалізації нових методів кодування показали доцільність уніфікації і стандартизації згорткового кодування для ефірного та супутникового мовлення, що і було зроблено в стандарті. Подальша обробка даних при внутрішньому кодуванні вводиться для захисту від селективних замирань несучих групового спектра OFDM, для чого проводиться побітове і побайтове перемеження даних з тим, щоб сусідні біти і байти не передавалися на сусідніх несучих. Ці процедури описані в стандарті відповідними алгоритмами, на підставі яких апаратно-програмним способом вони можуть бути реалізовані.

### 3.3.3 Структура цифрового телевізійного приймача

Власне цифрова обробка ТВ сигналів здійснюється за допомогою таких блоків (рис. 3.34) [3]:

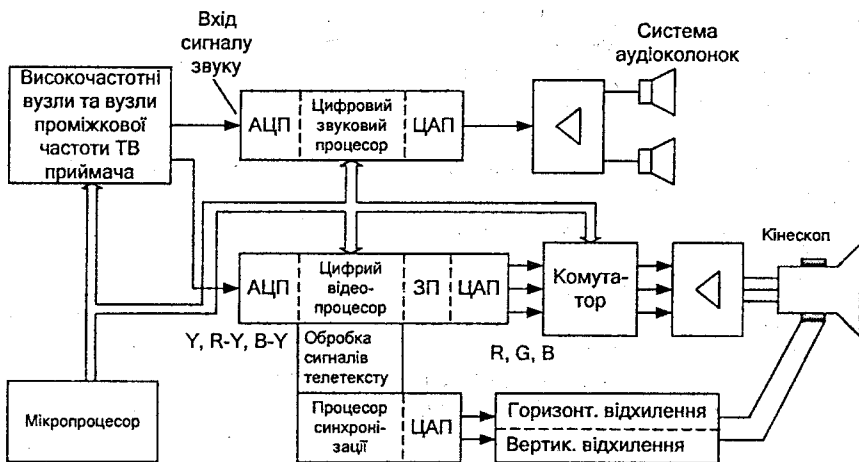


Рисунок 3.34 – Структурна схема цифрового телевізійного приймача

- 1) цифрового кодека (аналого-цифрове та цифро-аналогове 8-розрядне перетворення ТВ сигналів, отриманих з детектора приймача);
- 2) цифрового відеопроцесора, який слугує для обробки ТВ сигналу:
  - гребінчаста фільтрація;
  - частотна фільтрація;
  - декодування сигналів кольору SECAM, PAL, NTSC і т. п.;
- 3) ЗП великої ємності з довільним доступом, що дозволяє:
  - ефективно приглушати шуми при цифровій фільтрації;
  - реалізувати різні відео ефекти (зображення в зображенні, стоп-кадр, збільшення зображення і т. п.);
- 4) мікропроцесора:
  - автоматичне налаштування ТВ приймача;
  - автоматичне встановлення параметрів ТВ приймача і т. п.

### Контрольні запитання та завдання

1. Які параметри визначають цифрове кодування зображення?
2. Яка структура телевізійного растру при дискретизації дає найвищу якість зображення?
3. Яка теорема визначає величину мінімальної частоти дискретизації сигналу?
4. Яка частота дискретизації задовольняє вимоги телевізійних стандартів 525/60 і 625/50?
5. Який стандарт дискретизації відповідає 720 відлікам як сигналу яскравості, так і кольорорізнцевих сигналів?
6. Який з видів дискретизації протягом періоду дискретизації точно повторює сигнал, що перетворюється?
7. Як називається відстань між сусідніми рівнями квантування сигналу?
8. Який закон діє при сприйнятті різниці яскравості зображення відносно фону з рівномірною яскравістю?
9. Який з кодів не є надлишковим: натуральний двійковий код чи двійковий код Грея?
10. В якому методі цифрового кодування кожному закодованому в цифрову форму слову на виході відповідає квантований за часом та амплітудою відлік відеоінформації на вході?
11. В якому методі цифрового кодування відліки, які квантовані за часом та амплітудою з часової сигнальної області перетворюються в спектральну область?
12. Які з методів цифрового кодування можуть бути використані при обробці зображень?
13. Які з методів цифрового кодування можуть бути використані при передачі відеоінформації?

14. Який класичний і універсальний метод, що застосовується при обробці та передачі відеоінформації, розроблений у 1937 році?
15. Який з варіантів подання цифрового сигналу є спеціальним типом двополярного?
16. Який з цифрових сигналів має два види – з поверненням до нуля і без повернення до нуля?
17. Постійна складова присутня в якому з цифрових сигналів?
18. В якому з варіантів подання цифрового сигналу символу «0» відповідає відсутність імпульсу, а символу «1» – імпульс позитивної або негативної полярності залежно від парної чи непарної кількості попередніх символів «0»?
19. Що дозволяє сформувати на прийомі сигнал тактової синхронізації?
20. Які з методів цифрового кодування характеризуються кодуванням різниці між миттєвим значенням відліку сигналу і значенням, передбаченим за попередніми відліками?
21. Яким пристроєм формується передбачуване значення сигналу при ДПКМ?
22. Який цифровий сигнал формується за допомогою дискретизації, амплітудного квантування і двійкового кодування?
23. В якій системі автоматично зникають всі похибки квантування, крім останньої?
24. З яких складових може бути утворено кодер ІКМ зі зворотним зв'язком?
25. Яка кількість основних структурних схем кодека ДПКМ з петлею зворотного зв'язку?
26. В якому методі цифрового кодування застосовано однорозрядне кодування відеоінформації на основі дворівневого квантування?
27. Які методи цифрового кодування з перетворенням можуть бути використані для ЦТ?
28. В якому перетворенні трансформанти мають комплексний характер?
29. Що є основним руйнівним фактором для цифрового каналу?
30. Який стандарт діє для цифрового ефірного ТВ мовлення в діапазоні ДМВ?
31. Які режими модуляції передбачені в стандарті ефірного мовлення?
32. Які блоки застосовують в цифровому ТВ приймачі?

## Розділ 4 СИСТЕМИ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ

### 4.1 Теоретичні основи та алгоритмічне забезпечення

#### 4.1.1 Математичний опис та введення зображень

Незважаючи на те, що зображення в системах технічного зору мають різну фізичну природу і не завжди можуть бути сприйняті людиною, їх традиційно подають у вигляді розподілу рівнів яскравості в об'ємі або на площині. Зображення є функцією яскравості  $G(x, y, z, t)$ , де  $t$  – час;  $x, y, z$  – просторові координати, для скорочення запису  $G(g, t)$ , де  $g = (x, y, z)$ . За наявності чотирьох координат зображення є об'ємним динамічним. Плaskі зображення в просторовій області мають тільки дві координати. У статичного зображення функція яскравості не залежить від часу. Для опису кольорових зображень використовують окремі функції яскравості для кожної із складових кольору повного зображення.

Опис зображення з використанням функції яскравості зазвичай обмежують двовимірними статичними зображеннями, оскільки методи роботи з об'ємними та динамічними зображеннями зводять від три- або чотиривимірних задач до двовимірних.

Для оптичних зображень функція яскравості визначає просторово-часовий розподіл інтенсивності світла, який пропорційний квадрату амплітуди електромагнітного поля хвилі світла. Активного розвитку набувають методи формування зображень, в яких використовується інформація і амплітудної, і фазової структури електромагнітного поля, наприклад, голографічні методи.

*Математичний опис зображень на основі дельта-функції.* Найпростішим елементом зображення є ідеальна точка, математичний опис якої має вигляд [2]:

$$G(g, t) = \rho \delta(g - g_0) \delta(t - t_0), \quad (4.1)$$

де  $g_0 = (x_0, y_0, z_0)$  – декартові координати точки;  $t_0$  – початок відліку за координатою  $t$ ;  $\delta(g)$  – дельта-функція;  $\delta(g) = \delta(x) \delta(y) \delta(z)$ ;  $\rho$  – нормувальний множник, який визначається за умови:

$$\rho = \iint G(g, t) dg dt, \quad (4.2)$$

де  $dg = dx dy dz$ .

В різних задачах залежно від способу формування зображення нормувальний множник  $\rho$  має різний фізичний смисл. Наприклад, якщо зображення формується за рахунок власного випромінювання тіла, то  $\rho$  є повною потужністю випромінювання.

З використанням цього множника функцію (4.1) можна подати у вигляді:

$$G(g, t) = \rho G_0(g, t), \quad (4.3)$$

причому виконувється умова нормування:

$$\iint G_0(g, t) dg dt = 1. \quad (4.4)$$

Реальні точкові об'єкти мають кінцеві розміри за всіх координат. Великий клас двовимірних об'єктів, в тому числі квазіточкові, описується за допомогою двовимірної гаусоїди:

$$G_0(x, y) = \frac{1}{2\pi\delta_x\delta_y\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left\{\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left[\frac{(x-x_0)^2}{\delta_x^2} - 2\rho\frac{(x-x_0)(y-y_0)}{\delta_x\delta_y} - \frac{(y-y_0)^2}{\delta_y^2}\right]\right\}. \quad (4.5)$$

Зміною параметрів  $\delta_x$ ,  $\delta_y$ ,  $\rho$  можна змінювати форму від голкоподібної до простягнутої уздовж одної з координат або близької до рівномірної по всій площині.

Одним з розповсюджених елементів зображення є стрибок яскравості:

$$\delta(x, y) = \int_{-\infty}^x \int_{-\infty}^y \delta(u-x_0)\delta(v-y_0) dudv = \delta(x-x_0)\delta(y-y_0), \quad (4.6)$$

$$\text{де } \delta(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ 0 & \text{при } x < 0. \end{cases} \quad (4.7)$$

Різниця двох зміщених, відносно одна одної, ступінчастих функцій дозволяє зобразити прямокутну площадку розміром  $A \times B$  у вигляді:

$$\begin{aligned} G_0(x, y) &= \frac{1}{A} \left[ \delta\left(x-x_0 + \frac{A}{2}\right) - \delta\left(x-x_0 - \frac{A}{2}\right) \right] \frac{1}{B} \left[ \delta\left(y-y_0 + \frac{B}{2}\right) - \delta\left(y-y_0 - \frac{B}{2}\right) \right] = \\ &= \frac{1}{AB} \int_{x-\frac{A}{2}}^{x+\frac{A}{2}} \int_{y-\frac{B}{2}}^{y+\frac{B}{2}} \delta(u-x_0)\delta(v-y_0) dudv = \frac{1}{AB} \text{rect}\left(\frac{x-x_0}{A}\right) \text{rect}\left(\frac{y-y_0}{B}\right), \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\text{де } \text{rect}(g) = \begin{cases} 1 & \text{при } |g| \leq \frac{1}{2}; \\ 0 & \text{при } |g| > \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (4.9)$$

Наступним розповсюдженням найпростішого елемента зображення є площадка у вигляді поля:

$$G_0(x, y) = \frac{1}{\pi R^2} \iint \delta(u-x_0)\delta(v-y_0) dudv = \frac{1}{\pi R^2} \text{circ}\left[\frac{\sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}}{R}\right], \quad (4.10)$$

$$\text{де } \text{circ}(g) = \begin{cases} 1 & \text{при } g \leq 1; \\ 0 & \text{при } g > 1. \end{cases} \quad (4.11)$$

У складних зображеннях можна виділити регулярно повторювані фрагменти. В цьому випадку для опису подібних зображень корисно використати періодичні функції, обмежені у просторі:

$$G(x, y) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L G_{\phi}(x - kX, y - lY), \quad (4.12)$$

де  $X, Y$  – просторовий період;  $KX, LY$  – розмір зображення за координатами  $x, y$  відповідно;  $G_{\phi}(x, y)$  – періодично повторюваний фрагмент повного зображення.

*Дискретизація зображень.* Використання для обробки зображень обчислювальної техніки потребує перетворення неперервних функцій у дискретний масив чисел. Розглянемо зображення, тобто заміну неперервного у просторі зображення точковим, яке збігається з початковим тільки в деяких обраних певним чином точках.

Процес дискретизації можна описати як добуток початкової неперервної функції на так звану просторово-дискретизувальну функцію [20]. В ідеальному випадку даною функцією є просторова ґратка з розташованими в її вузлах дельта-функціями [2]:

$$f(x, y) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(x - k\Delta x; y - l\Delta y), \quad (4.13)$$

де  $\Delta x, \Delta y$  – крок ґратки за координатами  $x$  і  $y$ , відповідно. Змінні  $k$  та  $l$  під знаком  $\sum$  змінюються від  $-\infty$  до  $+\infty$ .

Дискретизовану функцію можна записати у вигляді:

$$S_D(x, y) = S(x, y)f(x, y) = \sum_k \sum_l S(x, y)\delta(x - k\Delta x)\delta(y - k\Delta y). \quad (4.14)$$

Використовуючи фільтрувальні властивості дельта-функції, отримаємо:

$$S_D(x, y) = \sum_k \sum_l S(k\Delta x, k\Delta y)\delta(x - k\Delta x)\delta(y - k\Delta y), \quad (4.15)$$

де  $S(k\Delta x, l\Delta y) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} c(\omega_x, \omega_y) e^{j\omega_x k\Delta x + j\omega_y l\Delta y} d\omega_x d\omega_y$ , – вибіркове значення початкової функції.

Перетворення Фур'є від дискретизованої функції є згортка спектрів початкової та дискретизувальної функцій:

$$c_d(\omega_x, \omega_y) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint S(\omega_x - \nu, \omega_y - \eta) f(\nu, \eta) d\nu d\eta, \quad (4.16)$$

де спектр дискретизованої функції, яка є періодичною ґраткою дельта-імпульсів, також періодична ґратка дельта-імпульсів:

$$f(\nu, \eta) = \Omega_x \Omega_y \sum_k \sum_l \delta(\nu - k\Omega_x) \delta(\eta - l\Omega_y), \quad (4.17)$$

$$\text{а } \Omega_x = \frac{2\pi}{\Delta x}; \quad \Omega_y = \frac{2\pi}{\Delta y}.$$

Таким чином, спектр дискретизованої функції:

$$c_d(\omega_x, \omega_y) = \frac{\Omega_x \Omega_y}{(2\pi)^2} \sum_k \sum_l S(\omega_x - k\Omega_x, \omega_y - l\Omega_y) \quad (4.18)$$

є накладання спектрів початкової функції із зсувом, який визначає частота дискретизації.

*Введення зображення.* Перед тим як перейти до алгоритмів введення (формування) зображень, дамо точне означення поняття «зображення» [1].

В загальному випадку зображенням робочої сцени є двовимірна функція  $Q(x, y)$ , що задає для кожної точки  $(x, y)$  вибраної картинної площини (вибраної плоскої проекції робочої сцени) значення  $Q$  яскравості (освітленості), що відповідає точці сцени. Будемо вважати ділянку картинної площини прямокутником  $X \times Y$  і помістимо початок системи координат в його лівий нижній кут. Тоді  $x \in [0, X]$ ,  $y \in [0, Y]$ . Зазвичай замість вхідного зображення  $Q(x, y)$  в пам'ять СТЗ (комп'ютера) вводиться масив значень  $G(i, j)$ , що задається на цілочисловій ґратці  $i = 0, N_x$ ,  $j = 0, N_y$ , що покриває область  $X \times Y$  або її деяку підобласть.

Значення  $G$  в вузловій точці – це усереднена яскравість  $Q$  елемента зображення в околі цієї точки. Зазвичай вважають, що елементи зображення (пікселі) мають прямокутну форму.

Максимальний крок  $h$  просторової ґратки при оцифруванні [введенні зображення у вигляді функції  $G(i, j)$ ] повинен вибиратися з умови  $h < 1/(2f_m)$ , де  $f_m$  – максимальна просторова частота зображення.

Крім просторової дискретизації, оцифрування зображення передбачає квантування рівнів яскравості. Після квантування функція  $G(i, j)$  приймає цілочислові значення:  $G(i, j) = k$  при  $g_{k-1} \leq G(i, j) < g_k$ ;  $k \in [0, k_{\max}]$ , де  $g_k$  – значення  $k$ -го порогового рівня.

У випадку  $k_{\max} = 1$  цифроване зображення називається *бінарним* (двоґрадаційним) при  $k_{\max} > 1$  – *напівтоновим* (багатоґрадаційним).

#### 4.1.2 Принципи алгоритмічного забезпечення

*Засоби надання зорових відчуттів роботам.* Перед розробниками СТЗ завжди постають проблеми, пов'язані з неоднозначністю вибору можливих варіантів побудови багатьох функціональних блоків, які можуть бути реалізовані *апаратними, програмними або апаратно-програмними* засобами.

Програмні засоби принципово відрізняються від апаратних здатністю швидкої перебудови алгоритму їх функціонування аж до повної зміни операції, що виконується. Вони зазвичай реалізуються за допомогою математичного забезпечення універсальних обчислювальних засобів (комп'ютерів) або шляхом програмування спецобчислювачів.

В сучасних СТЗ широке застосування знаходять різноманітні комбінації апаратних і програмних способів реалізації. Формування зображень робототехнічної системи з технічним зором (РСТЗ) містить такі етапи [1]:

- настроювання системи, в тому числі підбір освітлення робочої сцени;
- аналогові перетворення відеосигналу;
- саме введення зображення в комп'ютер або в інший пристрій, що вирішує;
- попередня обробка цифрованого зображення згідно з алгоритмами його покращення, стиснення.

*Настройки.* Алгоритми автоматизованої настройки системи значно залежать від використовуваної апаратури – датчиків, джерел світла устаткування робочої сцени, обчислювальних засобів, а також від конкретного виду сцени. Зазвичай алгоритми освітлення сцени зводяться до раніше заданих жорстких програм управління моментами включення і виключення освітлювальних пристроїв.

Автоматизація настроювання передбачає також наведення відеосенсора на потрібний об'єкт – вибір поля зору, фокусування і діафрагмування об'єктива. В робототехнічній практиці отримали поширення алгоритми грубо-точного наведення, коли спочатку поле зору вибирають приблизно на основі найбільш різких відмінностей об'єкта від фону (за яскравістю, кольором, текстурою і т. д.), а потім ітеративно уточнюють зі збільшенням роздільної здатності і заходженням більш тонких характеристик.

*Аналогові перетворення.* Алгоритми аналогових перетворень відеосигналу на стадії формування зображення в СТЗ, як правило, реалізуються апаратними засобами і служать для забезпечення необхідних електричних характеристик сигналу, для цього використовуються схеми смугастих, загорджувальних і комбінованих фільтрів, лінійні і нелінійні підсилювачі, пікові детектори і т. д. аж до операційних вирішувальних приладів.

*Алгоритми формування зображень.* Введення зображень розглянуто в 4.1.1. Найбільш часто в РСТЗ маємо випадок, коли для всього поля зору використовується єдине постійне значення порогу бінаризації  $g_p$ . Для автоматичного вибору цього порогу в робототехнічних доповненнях будують *гістограму яскравості*, що показує, яке число  $N$  пікселів картинної площини має дану яскравість. Далі шукають таке значення яскравості, яке

відповідає мінімуму гистограми на впадині між двома основними її піками, які відповідають яскравостям фону і об'єктів (рис. 4.1, а) [1].

Цей простий алгоритм дасть цілком задовільні результати при достатній контрастності зображень об'єктів і фону, коли вони дають два чітко відмінних один від одного піки, що відповідають приблизно постійним рівням яскравості, які після оцифрування перетворяться на нулі і одиниці. Для визначеності будемо вважати, що фон описується нульовою яскравістю, об'єкти – одиничною.

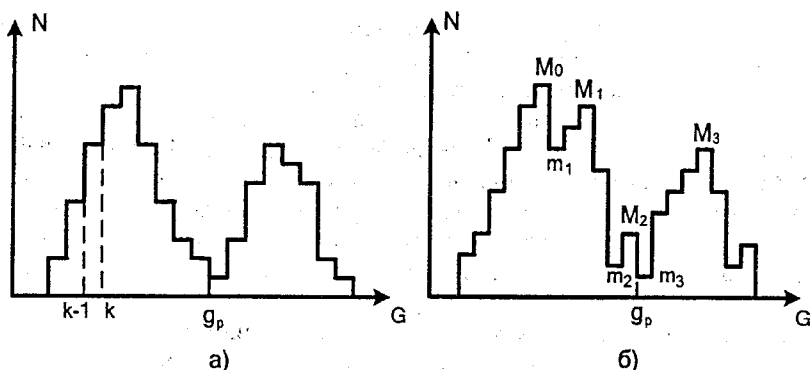


Рисунок 4.1 – Гістограми яскравості фону та об'єктів: бімодальна (а) і реальна (б)

Однак внаслідок неідеальної контрастності реальна гістограма рідко буває бімодальною: поряд з двома основними піками вона має множину додаткових, відбиваючих наявність тіней і мерехтінь в неоднорідній чутливості відеосенсора (рис. 4.1, б).

На практиці доводиться «покрашувати» гістограму [1] шляхом її попереднього згладжування або підрахунку вкладу різних пікселів в гістограму з вагою, що залежить від амплітуди градієнта яскравості  $\Delta G(i, j)$  в кожній точці. Пікселі з великими значеннями  $|\Delta G(i, j)|$ , дійсно лежать в околі границі між фоном і об'єктом, тому в ряді алгоритмів середнє значення їх яскравості одразу вибирають як поріг бінаризації  $g_p$ . В інших алгоритмах передбачається, що пікселі з малим градієнтом яскравості лежать всередині або об'єкта, або фону, а не на їх границі і тому вага їх вкладу в гістограму повинна бути обернено пропорційна  $|\Delta G(i, j)|$ .

Наприклад, можна ввести додатковий поріг  $\epsilon$  за градієнтом, а бінаризацію зображення здійснювати за формулою:

$$G(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } G(i, j) \geq g_p \wedge |G(i, j)| \leq \varepsilon \\ 0, & \text{в іншому випадку} \end{cases} \quad (4.19)$$

Однак методи такого ряду призводять до зміщення фактичного положення піків на гістограмі яскравості, а отже, на жаль, до викривлення силуетів об'єктів при бінаризації.

Відомий алгоритм вибору порогу, оснований на знаходженні основних її піків шляхом порівняння всіх локальних максимумів. Цей алгоритм був успішно використаний в РСТЗ і складається з такого: після знаходження глобального максимуму  $M_0$  (рис. 4.6, б) для всіх локальних максимумів розраховується відношення  $\alpha_z = M_z/(m_z+1)$ , де  $M_z$  – значення  $z$ -го локального максимуму,  $m_z$  – значення глобального мінімуму в діапазоні між глобальним максимумом і локальним, що розглядається. Той із локальних максимумів, для якого значення  $\alpha_z$  буде найбільшим, відбирається як другий основний пік гістограми (на рис. 4.6, б пік зі значенням  $M_3$ ), після чого не важко знайти поріг бінаризації (наприклад, рівень яскравості, що відповідає значенню  $m_z$ ). Алгоритм працює, навіть якщо висоти побічних піків порівнянні з висотами основних, і визначає положення останніх без зміщення.

Розглянуті алгоритми використовують так званий *глобальний* поріг бінаризації, який визначений для всього зображення в цілому і не залежить ні від його локальних властивостей, ні від координат цифрованої точки, тобто постійний для всього поля зображення.

При більш загальному підході вводять *локальний* поріг, що змінюється при переході від одної частини зображення до другої залежно від локальних властивостей зображення у даному місці, або *динамічний* поріг, який, крім того, залежить від координат  $(i, j)$ .

Локальний поріг зазвичай обчислюють за допомогою деяких операторів, які працюють в порівняно невеликому вікні, яке накладається в околі пікселя, що розглядається. Наприклад, усереднюється яскравість по вікню розміром  $4 \times 4$  і порівнюється середня яскравість в даній точці  $(i, j)$  з середньою яскравістю елементів, що знаходяться від  $(i, j)$  на відстані 4-х пікселів: якщо середня яскравість в даній точці буде більшою, ніж в двох діаметрально протилежних відносно неї точках (по лівому із напрямів, що розглядаються), то піксель  $(i, j)$  відносять до об'єкта; в іншому випадку – до фону. Може бути використаний алгоритм бінаризації з локальним порогом за формулою:

$$G(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } G(i, j) > \bar{G}(i, j) - D(i, j) \\ 0, & \text{в іншому випадку} \end{cases}, \quad (4.20)$$

де  $D(i, j) = 0,5[2G(i, j) - G(i-1, j) - G(i+1, j)]$ ,  $\bar{G}(i, j)$  – середнє значення яскравості на вибраному вікні.

Фактично локальний поріг використовується і в простому алгоритмі, широко розповсюдженому в СТЗ роботах, коли яскравість фону і об'єктів суттєво перебиваються. При цьому вводять два глобальних значення  $g_+$  і  $g_-$ :

- пікселі, для яких  $G(i, j) > g_+$  заздалегідь зараховують до об'єкта;
- пікселі, для яких  $G(i, j) < g_-$  – до фону;
- «сумнівні» точки, де  $g_- \leq G(i, j) \leq g_+$ , класифікують за допомогою логічних процедур, наприклад, відносять до того класу, куди потрапила більшість сусідніх точок, що вже пройшли бінаризацію.

Якщо розбити все поле зору на області, в яких легко вибрати локальні пороги (наприклад, на ділянки з двома чітко вираженими піками гістограми яскравості), то далі можна провести просторову інтерполяцію через центри таких областей. Це дає змінний (динамічний) поріг для всього поля зору в цілому, що використовується для корекції нерівномірної освітленості робочої сцени, неоднорідної чутливості відеосенсора і т. д.

*Попередня обробка зображень* (ПОЗ). Перед тим, як докладніше розглянути цю операцію, уточнимо термінологію.

Деякий блок здійснює обробку зображень, якщо як на його вході, так і на його виході мають місце зображення (дворовірні функції яскравості), причому зображення на виході являє собою в якомусь сенсі «покращення», перетворення вхідного. Якщо ж на вхід блока надходить зображення, а на його виході отримується відповідна сукупність кількісних і/або якісних характеристик цього зображення, то має місце просто операція опису зображення [1].

ПОЗ направлена на полегшення подальших етапів технічного зору і проводиться з метою корекції різних спотворень, покращення контрастності, видалення шумів і т. д.

Часто стадія ПОЗ практично поєднується з введенням зображення, при цьому в пам'ять комп'ютера одразу заноситься «покращене» зображення.

В СТЗ робіт найбільш універсальними є алгоритмічні методи попередньої обробки цифрованого зображення.

Відомо багато алгоритмів корекції геометричних спотворень (відхилення оптичної осі від перпендикуляра, аберації оптичної системи), що базуються на двовимірних геометричних перетвореннях зображення.

Припустимо, що функція  $G(i, j)$  подана у вигляді  $F(i, j)E(i, j)$ , де  $F(i, j)$  – «істинне» зображення, а  $E(i, j)$  визначає спотворення в вузлах ґратки (сітки).

Функцію  $E(i, j)$  отримують експериментально, вводючи каліброване зображення суворо однотонного фону. Після цього можна розрахувати  $F(i, j)$ , поступово усуваючи вклад спотворень  $E(i, j)$  в функцію  $G(i, j)$ .

Шляхом необхідного додаткового підбору шкали яскравості вигляду  $G' = \phi(G)$  вдається добитися підвищення контрастності зображення у бажаному діапазоні значень яскравості. Так, якщо виявлено, що рівні яскравості пікселів робочої області найчастіше попадають в діапазон  $\Delta$ , а за ме-

жами цього діапазону виявляються рідко, то можна розширити діапазон  $\Delta$ , тобто задати інші діапазони і тим самим збільшити контрастність.

Відомо багато алгоритмів, які усувають «розмитість» зображення шляхом загострення границь однорідних областей, що базуються на підсиленні вкладу високочастотних компонентів просторового спектра.

Нехай  $\bar{G}(i, j)$  – функція, отримана шляхом локального усереднення яскравості за деяким вікном (саме ця операція і веде до розмитості зображень). Вплив даної розмитості можна послабити, якщо до вихідної яскравості  $G(i, j)$  додати різницю  $G(i, j) - \bar{G}(i, j)$ . Оскільки у функції  $\bar{G}$  низькі просторові частоти вихідного зображення зберігаються, а високочастотні компоненти приглушені, то в різниці  $G - \bar{G}$  навпаки, виявляються знищені низькі просторові частоти. Тому у виразі  $G + (G - \bar{G})$  низькочастотні складові залишаються без спотворення, а роль високочастотних підсилюється.

Традиційним методом фільтрації зображення з метою виділення корисної інформації із «зашумленої» картини є використання Фур'є-перетворення, яке ґрунтується на добре дослідженому теоретичному апараті і дозволяє застосовувати засоби як цифрової, так і аналогової (оптико-електронної) реалізації. Програмна реалізація алгоритмів, що базуються на Фур'є-перетвореннях, потребує великих обчислювальних затрат.

Більш прості методи відсіювання шумових компонент ґрунтуються на згладжуванні шляхом усереднення зображень.

Наприклад, локальне усереднення яскравості кожного пікселя з урахуванням яскравостей його сусідів у вибраному вікні

$$\bar{G}(i, j) = \sum_{m=-M}^M \sum_{l=-L}^L G(i+l, j+m), \quad (4.21)$$

де розмір вікна  $(2L+1) \times (2M+1)$ .

Або алгоритм, який здійснює згортку зображень в вікні зі спеціально підбраною матрицею, що згладжує за формулами

$$\bar{G}(i, j) = \sum_{m=-M}^M \sum_{l=-L}^L G(i+l, j+m) A(l, m). \quad (4.22)$$

Таким чином реалізується зважене усереднення, наприклад з матрицями  $A(l, m)$  вигляду

$$A = \frac{1}{10} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \text{ або } A = \frac{1}{16} \begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \end{pmatrix}.$$

Необхідно відмітити, що перераховані алгоритми фільтрації і згладжування усувають високочастотні шуми, одночасно призводять до втрати дрібних деталей зображення і до розмивання границь об'єктів, що нагадує ефект розфокусування.

Тому застосовують вибіркові усереднення, користуючись методами:

1) проводять усереднення не за всіма елементам вибраного вікна, а лише за тими, які лежать близько до границі між фоном і об'єктом;

2) при усередненні враховують тільки ті пікселі вибраного вікна, яскравість яких відрізняється від яскравості елемента, що розглядається не більше, ніж на раніше задане значення;

3) у вибраному вікні виділяють підмножину елементів, які лежать по різні сторони від пікселя, що розглядається, і які дають мінімальний розкид значень яскравості і усереднення проводять тільки по цій підмножині;

4) при згладжуванні яскравості пікселя, що розглядається, замінюють її не середнім, а медіанним значенням яскравості елементів вибраного вікна, тобто ці елементи впорядковують згідно з рівнями їх яскравості в послідовність, що не зменшується  $G_1, G_2, \dots, G_{LM-1}, G_{LM}$  ( $L \times M$  – розмір вікна), і медіанне значення відповідає номеру  $m = [(LM+1)/2]$ .

В результаті реалізації такого алгоритму із зображень видаляють всі деталі, площа яких всередині вікна не перевищує  $\lceil (\sqrt{LM} - 1)/2 \rceil$  пікселів, при чому розмивання границь при цьому не відбувається.

Відмітимо, що в методах 1)...3) ті з елементів вікна, які не задовольняють наведеним умовам, можна не відкидати, а при усередненні враховують їх з меншою вагою.

Детальніше сполучення розрахунків за простими формулами з достатньо розгалуженими логічними алгоритмами характерно для РСТЗ, оскільки використання багатьох традиційних методів, що потребують великих об'ємів обчислення, не вкладається в реальний час.

Так в РСТЗ широко використовуються *методи логічного згладжування* («клітинної логіки»). При фільтрації бінарних зображень втілюють почергове «стиснення» і «розширення» областей, замінюючи кожен «1» на «0», якщо піксель, що розглядається, має хоча б одного сусіда з яскравістю «0», а потім повторюють цей процес.

Такий алгоритм дозволяє відсіяти шумові образи з невеликими розмірами або малою товщиною.

Логічні оператори для видалення шуму різноманітні. Наприклад, можна замінити «0» на «1», коли всі сусіди мають одиничну яскравість, а «1» на «0», якщо всі сусідні елементи «0», або якщо серед восьми сусідів лише один елемент з яскравістю «1», до того ж розміщений по діагоналі. Оператори такого типу дуже просто і швидко реалізуються на цифрових засобах.

При фільтрації бінарних зображень за допомогою оператора Лапласа, точніше його дискретної модифікації:

$$L(i, j) = G(i-1, j) + G(i, j-1) + G(i, j+1) + G(i+1, j) - 4G(i, j) \quad (4.23)$$

вводять два пороги – позитивний  $g_p$  і негативний  $g_n$  та користуються такою логікою:

- при  $g_n \leq L(i, j) \leq g_p$  яскравість  $G(i, j)$  не змінюється;
- якщо  $L(i, j) > g_p$ , то в точці  $G(i, j)$  «0» змінюється на «1»;
- якщо  $L(i, j) < g_n$ , то в точці  $G(i, j)$  «1» змінюється на «0».

Логічні процедури знаходять використання при попередній обробці не тільки бінарних, але й напівтонових зображень. Узагальнення даного методу «стиснення - розширення» на випадок кількох градацій яскравості носить назву *мінімально-максимальної фільтрації*. При цьому по чергово втілюють присвоєння значення локального мінімуму і локального максимуму яскравості по даному вікню його центральному елементу.

### 4.1.3 Методи сегментації зображень

*Сегментація зображення сцени* – процес його розбиття на складові частини, які мають змістове навантаження: об'єкти, їх межі або інші інформативні фрагменти, характерні геометричні особливості та ін.

Алгоритмів сегментації сотні, однак, узагальнюючи їх, можна виділити два основних підходи до сегментації в РСТЗ [1]:

- метод знаходження однорідних областей;
- метод виділення контурних ліній.

*Знаходження однорідних областей.* Сегментацію зображення на ряд однорідних областей (ОО) можна проводити за будь-якою властивістю  $S$ , яка характеризує схожість елементів кожної області один з одним, – за яскравістю, кольором, текстурою тощо. Найчастіше як таку властивість  $S$  обирають рівень яскравості. Найбільш простим за концепцією є спосіб нарощування областей, коли сусідні елементи з однаковими або близькими рівнями яскравості групують, об'єднуючи їх в ОО. При цьому, однак, необхідно уникати помилок через неправильне визначення сусідніх елементів.

Розглянемо більш точно поняття *зв'язності* елементів дискретизованого зображення. Формально можна вважати, що кожен піксель  $(i, j)$  пов'язаний з чотирма елементами, що прилягають до нього в рядку та стовпці  $(i-1, j)$ ,  $(i+1, j)$ ,  $(i, j-1)$  та  $(i, j+1)$ . Не менш обґрунтовано можна вважати його пов'язаним з усіма вісьмома найближчими елементами, включаючи діагональні. В першому випадку говорять про 4-окольні пікселі, у другому про 8-окольні. Множину пікселів  $P$  назвемо восьмизв'язними, якщо між будь-якими двома елементами  $a$  та  $b$  існує послідовність  $\{e_k \in P\}$ ,  $k = \overline{0, K}$ , така, що  $e_0 = a$ ;  $e_K = b$  та при будь-якому  $k$ ,  $1 \leq k \leq K$  елемент  $e_k$  містить в своєму 8-околі елемент  $e_{k-1}$ . Аналогічно визначається чотирив'язність.

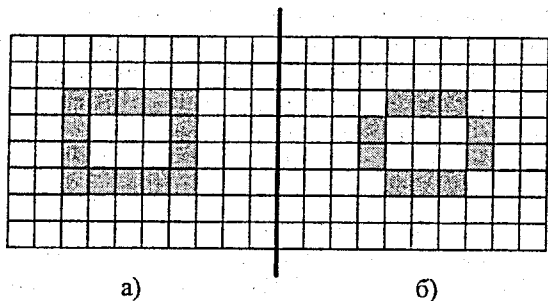


Рисунок 4.2 – Приклади бінарних зображень

Важливість точного визначення зв'язності ілюструє рис. 4.2. В зображенні рис. 4.2, а легко виділити три області: чорний контур та дві білі зони (всередині та зовні контуру), які відповідають обом означенням зв'язності. Але вже для зображення рис. 4.2, б виникає неоднозначність – якщо прийняти концепцію чотиририв'язності – контур розіб'ється на чотири окремих прямокутника, які дотикаються один до одного, а якщо восьмирив'язності, то «біла зона» всередині контуру зв'язана з «білою зоною» зовні контуру.

Щоб усунути подібні протиріччя, користуються принципом восьмирив'язності, групуючи пікселі в області, однорідні за деякою властивістю  $S$ , та принципом чотиририв'язності для областей, з протилежною властивістю  $\bar{S}$ .

Зазвичай алгоритми нарощування областей, які застосовуються, мають два етапи. *Перший етап*: на вихідному зображенні шукають елементарні області, де пікселі групуються попарно, якщо вони мають однаковий рівень яскравості і є сусідами в сенсі чотиририв'язності. *Другий етап*: елементарні області, які мають спільні межі, об'єднують в одну відповідно до різних евристичних правил [1].

Приклад. Нехай область  $R_1$  з периметром  $P_1$  межує з областю  $R_2$  з периметром  $P_2$ , причому їх спільна межа має довжину  $C$ . Знайдемо довжину  $D$  частини цієї межі, для якої перепад яскравості елементів, що межують, виявиться меншим, ніж заздалегідь заданий поріг  $\sigma > 0$ . При виконанні нерівності  $D > 0,5 \min \{P_1, P_2\}$  відбувається злиття суміжних областей  $R_1$  та  $R_2$ .

За такої евристики відбувається поглинання малих областей великими, а області більш близьких розмірів залишаються окремими.

Можна застосовувати евристику, при якій злиття суміжних областей  $R_1$  та  $R_2$  виконується при  $D > 0,75 C$ , однак це може призвести до надмірного злиття областей у випадку складних сцен.

*Виділення контурних ліній.* В РСТЗ набагато частіше застосовують методи сегментації, засновані на виділенні контурів [1].

Контурні лінії на зображенні утворюються з видимих ділянок границь об'єктів, причому можуть слугувати межами не лише між предметами робочої сцени та фоном, але і між зображеннями різних предметів та навіть між зображеннями суміжних поверхонь одного і того ж предмета.

Формально будемо вважати *контурною точкою* для області  $R$ , однорідної за властивістю  $S$ , елемент  $r \in R$ , такий, що в його 4-околі міститься принаймні один піксель, який не має властивості  $S$ . Дві контурні точки назовемо сусідніми, якщо одна з них міститься у 8-околі іншої. Контурне зображення визначається як множина всіх контурних точок, які виділені згідно з однією і тією ж властивістю  $S$ . Цікавими є також контурні зображення, кожна точка яких має рівно двох сусідів.

Назвемо *замкненим контуром* будь-яку повну зв'язну компоненту контурного зображення. Визначимо контурну послідовність  $\Gamma$  як впорядковану послідовність його точок  $\{b_k \in P\}$ ,  $k = \overline{0, K}$ , таку, що кожна точка контуру  $\Gamma$  входить в неї рівно один раз, причому точки  $b_{k-1}$  та  $b_k$  ( $0 \leq k \leq K$ ), а також точки  $b_k$  та  $b_0$  є сусідніми.

Найбільш простий спосіб знаходження контурних послідовностей (РСТЗ з достатньо контрастним зображенням) полягає в безпосередньому відслідковуванні виявлених при бінарізації зображення точок переходу від «0» до «1» (або навпаки). Більш загальний шлях виділення контурних зображень базується на розрахунку міри зміни яскравості з наступним її порівнянням з порогом. В принципі, можуть бути використані відомі методи чисельного диференціювання функцій двох змінних на дискретній ґратці.

Модуль вектора градієнта вхідної функції яскравості можна оцінити за трьома значеннями дискретизованого зображення

$$|\Delta G(i, j)| \sim \sqrt{[G(i, j) - G(i+1, j)]^2 + [G(i, j) - G(i, j+1)]^2} \quad (4.24)$$

або більш точно, за чотирма значеннями за допомогою *оператора Робертса*:

$$|\Delta G(i, j)| \sim \sqrt{[G(i, j) - G(i+1, j+1)]^2 + [G(i+1, j) - G(i, j+1)]^2}. \quad (4.25)$$

Обидві ці обчислювальні схеми суттєво спрощуються, якщо замість квадратних коренів використовувати абсолютні величини (ціною деякого збільшення похибки):

$$|\Delta G(i, j)| \sim |G(i, j) - G(i+1, j)| + |G(i, j) - G(i, j+1)|$$

та

$$|\Delta G(i, j)| \sim |G(i, j) - G(i+1, j+1)| + |G(i+1, j) - G(i, j+1)|.$$

На практиці методи чисельного диференціювання дають добрі результати лише за умови попередньої обробки (видалення шумів, підвищення контрастності тощо). В РСТЗ ефективні нескладні алгоритми знаходження контурних точок на основі спрощених розрахунків та логічних процедур. Для підвищення завадостійкості при оцінюванні поля градієнтів прагнуть згладжувати відліки яскравості вздовж шуканої межі та підсилувати різницю яскравості поперек межі.

З цією метою можна брати різниці не між яскравістю самих пікселів, а між їх середніми значеннями в обраному вікні розміром  $(2L+1) \times (2M+1)$  або користуватися такими величинами, як

$$\max |\Delta G(i+l, j+m)|,$$

де  $-L \leq l \leq L$ ;  $-M \leq m \leq M$  або

$$\frac{1}{(2L+1)(2M+1)} \sum_{m=-M}^M \sum_{l=-L}^L |\Delta G(i+l, j+m)|$$

та іншими.

Використовуються також алгоритми «спрямованого» диференціювання, в яких  $|\Delta G|$  розраховується шляхом згортки  $G * h$  зі спеціально підібраними матрицями  $h$  для різних напрямків. Наприклад,  $3 \times 3$  матриці  $h$ , які «оточують» піксель  $(i, j)$  з восьми боків, можуть мати вигляд:

$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$	
"Пн-З"	"Пн"	"Пн-С"	
$\begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$	$(i, j)$	$\begin{pmatrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$	Пн - північ
"З"		"С"	З - захід
$\begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	С - схід
"Пд-З"	"Пд"	"Пд-С"	Пд - південь

Гарні результати дають нелінійні детектори краю. Для опису нелінійних локальних операторів можна ввести випадкове позначення рівнів яскравості восьми сусідів пікселя  $(i, j)$ :

$$\begin{array}{ccc}
 A_0 & A_1 & A_2 \\
 A_7 & G(i, j) & A_3 \\
 A_6 & A_5 & A_4
 \end{array} \quad (4.26)$$

Формули, що задають ряд операторів з врахуванням (4.26), мають такий вигляд.

*Оператор Собела:*  $|\Delta G| \sim \max \sqrt{U^2 + V^2}$  або  $|\Delta G| \sim |U| + |V|$ ,

де  $U = A_2 + 2A_3 + A_4 - A_0 - 2A_7 - A_6$ ,  $V = A_0 + 2A_1 + A_{12} - A_6 - 2A_5 - A_4$ .

*Оператор Кірша:*  $|\Delta G| \sim \max \{1, \max |5U_k - 3V_k|\}$ ,  $k = \overline{0, 7}$ .

де  $U_k = A_k + A_{k\oplus 1} + A_{k\oplus 2}$ ;  $V_k = A_{k\oplus 3} + A_{k\oplus 4} + A_{k\oplus 5} + A_{k\oplus 6} + A_{k\oplus 7}$  (символ  $\oplus$  – підсумовування за модулем 8).

*Оператор Уолліса:*  $|\Delta G(i, j)| \sim \log [G(i, j) / A_1 A_3 A_5 A_7]$ .

*Оператор Розенфельда:*  $|\Delta G(i, j)| \sim D_1 D_2 \dots D_M$ ,

де  $D_k(i, j) = (1/k)[G(i+k-1, j) + G(i+k-2, j) + \dots + G(i, j) - G(i-1, j) - G(i-2, j) - \dots - G(i-k, j)]$ ,  
 $k = 1, 2, \dots, M$ ;  $M = 2^m$  ( $m$  – ціле число).

З наведених операторів Уолліса малочутливий до мультиплікативних шумів, логарифми яскравості необов'язково обчислювати дуже точно; оператор Розенфельда малочутливий до шумів і достатньо точно локалізує контурні лінії.

Після того, як оператори виконують підкреслювання перепадів яскравості в околі шуканих контурів, виділення контурних точок проводиться шляхом порівняння з порогом.

#### 4.1.4 Принцип око-процесорної обробки зображень

Сучасний розвиток суспільства пов'язаний з необхідністю збирання та оброблення великих об'ємів інформації. Однією з найважливіших науково-технічних проблем є створення систем розпізнавання зображень на рівні людського сприйняття та мислення.

Розпізнавання зображення відбувається на якісно новому рівні шляхом генерації неявно виражених ознак з організацією еволюціонуючої бази знань та врахуванням впливу цих ознак одна на одну і на вихідну функцію. Як таку функцію використано логіко-часову функцію (ЛЧФ) [21], яка є подальшим розвитком векторно-перемикальних функцій, досліджених в працях З. Л. Рабіновича. Оскільки за носія інформації ЛЧФ використовує час, то з'являється можливість перетворення будь-якого набору вхідних сигналів на часові інтервали і отримання шляхом певної обробки на виході пристрою деякого інтегрального показника, за допомогою якого можна ідентифікувати як стаціонарні зображення, так і об'єкти в динаміці.

У способі око-процесорного розпізнавання зображень з виділенням ознак паралельно перетворюють всі параметри об'єкта у ЛЧФ. Оброблення отриманої системи ЛЧФ відбувається одночасно по кількісних та якісних

каналах. При цьому в каналах якісної обробки з ЛЧФ синтезують відповідні ознаки об'єкта, а в каналах кількісної обробки з ЛЧФ формують комутаційні коди ознак. За результатами обробки ЛЧФ формують цільовий кодер. На основі синтезованих ознак та цільового кодера формують ключову характеристику ЛЧФ. Розпізнають зображення шляхом порівняння отриманої ключової ЛЧФ з еталонними зразками бази знань. За умови неповного розпізнавання зображення здійснюється розширення бази знань шляхом записування отриманого результату порівняння в пам'ять бази знань як новий еталонний зразок та визначення найбільш близького до отриманого еталонного зразка.

Ключову характеристику функцію описує формула [22]:

$$F_n = \int_m F_i w_i = \int_m \left( a_i \prod_{j=1}^m p_j \right) w_i, \quad (4.27)$$

де  $a_i$  – інформація, що міститься в  $i$ -му визначнику;

$\prod_{j=1}^m$  – оператор впливу визначників;

$m$  – кількість отриманих функцій;

$p_j$  – змінна, що характеризує фізичний зміст функції, яка несе в собі кількісно-якісну інформацію;

$w_i$  – вагові коефіцієнти функцій систем визначників;

$\int_m$  – оператор узагальненого інтегрування кількісного результату паралельних

вхідних змінних з визначенням фізичних розмірностей та неявно виражених визначників.

При формуванні результативної функції  $F_n$  використовується принцип інтегрування ЛЧФ, детально досліджений в [23].

Математичний апарат ЛЧФ оперує із величинами, які неперервні, але змінюються в часі. ЛЧФ з континуальним часовим аргументом приймають значення або аргументу на відрізьку його існування, або нуля [24]:

$$f(t, t_1, T_1) = \begin{cases} t - t_1, & \text{якщо } t_1 < t \leq t_1 + T_1 \\ 0, & \text{якщо } t_1 + T_1 < t \leq t_1 \end{cases}, \quad (4.28)$$

де  $t$ ,  $t_1$  – відповідно поточне та початкове значення часового аргументу;  $T_1$  – період існування.

Останній визначається як сума дискретних значень  $\tau_j$  – елементів дискретизації відрізьку існування часового аргументу  $\tau_i$ .

Тобто  $T_i = \sum_{j=1}^n \tau_j$ , і якщо  $\tau_j = \tau_{j+1} = \tau$ , то  $j=1, 2, 3, \dots, T_i/\tau$ . Надалі припускається, що  $0 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots \leq t_n$ , і тоді як на відношення періоду існування  $T_i$  та  $T_{i+1}$ , де  $i = \overline{1, n}$ , ніяких обмежень не накладається, то  $T_i \geq 0$ .

## 4.2 Структура та особливості систем технічного зору

### 4.2.1 Основні функціональні задачі технічного зору

Роботи, оснащені СТЗ, широко застосовуються для [1]:

- контролю та відбраковування деталей та виробів за їх зовнішнім виглядом;

- завантаження станків деталями з конвеєрів чи бункерів;
- сортування та орієнтованого вкладання деталей та заготовок;
- зварювання, фарбування, упакування виробів;
- монтажу електронних схем тощо.

Роль адаптивних роботів з СТЗ та елементами штучного інтелекту постійно зростає в таких галузях, як гірничовидобувна промисловість, будівництво, космічні дослідження, при гасінні пожеж та при інших стихійних лихах.

Функціональне призначення СТЗ дуже різнобічне. Найбільш типові функції:

- підрахунок кількості об'єктів, що знаходяться в полі зору датчиків зовнішньої відеоінформації (відеосенсора);
- зчитування та розшифрування міток;
- виявлення перепон, що заважають руху робота;
- вимірювання геометричних та фізичних параметрів об'єктів;
- контролювання виробів на наявність видимих дефектів, повноту комплектації, відповідність еталонам;
- класифікація (розпізнавання) об'єктів;
- визначення місця розташування та орієнтації об'єктів в робочій зоні робота;
- пошук необхідних об'єктів;
- стеження за переміщенням та швидкістю об'єктів;
- візуальний контроль правильності виконання операцій роботом та інші.

Функціональні задачі СТЗ можна розподілити за рівнем їх відносної складності, який характеризується цілим рядом ознак [1].

*Розмірність сцени, що розглядається.* Просторові задачі, що потребують аналізу тривимірних сцен, набагато складніші «плоских» задач, в яких достатньо обробки однієї двовимірної проекції сцени на картинну площину. Проміжне положення займають квазіплоскі задачі, де розглядається картинна площина з додаванням інформації щодо «глибини» (віддалення) видимих об'єктів (розмірність 2,5).

*Ступінь ізольованості об'єктів* поділяється на задачі з одиничним об'єктом, з декількома об'єктами, що не дотикаються, з об'єктами, що дотикаються, з об'єктами, що перекривають один одного.

*Однорідність об'єктів.* Якщо всі об'єкти ідентичні, ця проблема не виникає. При наявності ряду неоднакових об'єктів задача їх класифікації тим складніша, чим більш «схожі» одне на одне їх зображення, тобто чим більше ознак класифікації необхідно для однозначного опису відмінностей кожного об'єкта від усіх інших.

*Стаціонарність робочої сцени.* Зображення нерухомих об'єктів обробляти простіше, ніж тих, що переміщуються.

*Число елементів зображення.* Чим більші розміри поля зору та чим вища роздільна здатність СТЗ, що потребується, тим складніша задача.

*Число градацій яскравості.* Задачі з бінарними зображеннями, як правило, простіші за задачі з напівтоновими зображеннями.

*Спектральний склад відеосигналу.* Сприйняття кольорового зображення складніше, ніж монохроматичного.

Для виконання функціонального призначення СТЗ повинна забезпечувати:

- сприйняття оптичного сигналу та формування зображення;
  - попередню обробку зображення (фільтрацію завад, корекцію спотворень тощо);
  - сегментацію зображення сцени на складові частини – виділення потрібних об'єктів;
  - аналіз зображення з розпізнаванням образів;
  - передавання отриманих результатів в систему керування.
- Створення СТЗ складається із таких етапів [1]:
- постановка задачі на змістовному рівні та складання технічного завдання на СТЗ;
  - вибір структурної і функціональної схем СТЗ;
  - математичне формулювання задач функціональних блоків СТЗ;
  - розробка алгоритмів розв'язування функціональних задач;
  - вибір засобів реалізації алгоритмів та конкретизації технічних характеристик апаратних та програмних блоків СТЗ;
  - розробка апаратного та програмного забезпечення СТЗ.

*Основні характеристики систем технічного зору.* Оцінювання можливостей вирішення задач сприйняття зображень повинно здійснюватись на основі аналізу не тільки системних характеристик відеопристроїв, але й власних характеристик фотоприймачів, оскільки останні часто виявляють гранично досяжні результати. До основних системних характеристик відносяться частотно-контрастна характеристика, область віддалення можливої ідентифікації об'єкта, роздільна здатність, спектральний розподіл освітленості фотоприймача, швидкість приймання даних. Необхідно враховувати такі власні характеристики фотоприймачів: поріг чутливості, пошуко-

ву здатність, квантову ефективність, динамічний діапазон, кількість інформації, робочу полосу частот та інерційність [2].

Традиційний підхід до оцінювання якості відеосистеми в цілому полягає у визначенні її можливості розділяти зображення штрихових мір з різними просторовими частотами (при ідентичних умовах за контрастом і рівнем освітленості приймача). Відповідно до критеріїв Джонсона [25] задач виявлення, визначення орієнтації, розрізнення і розпізнавання об'єктів ставляться у відповідність чотири рівні бачення, а останнім в свою чергу – число півперіодів штрихової міри, яке повинно бути дозволено в межах мінімального розміру об'єкта (табл. 4.1).

Іншими словами, формулюється певна еквівалентність задач сприйняття зображення об'єкта і зображення штрихових мір. Наприклад, відповідно до цього підходу задачу розпізнавання об'єкта можливо вирішити за умови, якщо відеосистема спроможна відтворювати зображення штрихової міри з числом роздільних елементів від 13 до 26, що вміщуються в найменший розмір об'єкта (вважається, що контраст і рівень освітленості такі ж самі, як і для об'єкта з врахуванням можливого поглинання і розсіювання опромінення на шляху об'єкт – фотоприймач). Правомірність використання такого підходу при проектуванні відеосистем перевірялась експериментально. Порівнювали між собою порогові відношення сигнал/шум, при яких ймовірності розрізнення (розпізнавання) об'єктів і штрихових мір, вибраних відповідно до критеріїв Джонсона, стають рівними 0,5. Близькість значень порогів, отриманих для об'єктів (фактично в експерименті використовувались їх фотографії і макети) та еквівалентних мір, свідчить про використання останніх під час оцінювання можливостей відеосистем.

Таблиця 4.1 – Склад основних задач СТЗ

Рівень бачення	Завдання	Число півперіодів штрихової міри
Виявлення	Спостерігач фіксує появу об'єкта в полі зору	$2^{+1}_{-0,5}$
Визначення	Спостерігач розрізняє форму об'єкта і визначає його орієнтацію	$2,8^{+0,8}_{-0,4}$
Розрізнення	Спостерігач класифікує об'єкт	$8^{+1,6}_{-0,4}$
Розпізнавання	Спостерігач в межах своїх знань визначає тип об'єкта	$12,8^{+3,2}_{-2,8}$

Число елементів зображення, яке необхідно розділяти, визначає область відстаней можливої ідентифікації об'єкта. Наприклад, при використанні телескопа з фокусною відстанню лінзи  $f = 54,4$  м, кутом поля зору в горизонтальному напрямку  $6^\circ$  і довжиною 13 елементів розкладання мат-

риці фотоприймача 0,234 мм розмір області, в якій можлива ідентифікація об'єкта висотою 2,3 м, обмежується відстанню  $R = (54,4/0,234)2,3 = 535$  м при будь-якому рівні освітленості картини, що передається. Шуми і неоднорідності приймача додатково зменшують геометричну область ідентифікації об'єкта, що особливо виявляється при малих рівнях освітленості. При великих відстанях від фотоприймача до об'єкта, вказана область обмежується також за рахунок зменшення контрастності зображення, що зумовлено розсіюванням світла у атмосфері. Методики врахування даних факторів на відстань від приймача до межі робочої області при низькому рівні освітленості наведені в роботі [25].

В процесі передачі зображення від об'єкта до спостерігача вихідна інформація зазнає змін, які залежать від характеристик як самого приймача, так і від каналу передачі зображення [2].

Нехай  $H(x)$  – розподіл випромінювання. Тоді вибірки випромінювання багатоелементним приймачем (із просторовим періодом повтору елементарних комірок  $d$ ) в  $X$ -просторі можна описати рівняннями:

$$Q(x) = [H(x) * R(x)]S(x), \quad (4.29)$$

$$S(x) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(x - id), \quad (4.30)$$

де  $R(x)$  – просторовий розподіл фоточутливості детектора;  $S(x)$  – періодичне коло дельта-функцій з періодом  $d$ .

Відповідно у поданні просторової частоти ( $f$  – просторі) для опису процесу вибірки випромінювання багатоелементним приймачем маємо рівняння:

$$Q(f) = [H(f)R(f)] * S(f), \quad (4.31)$$

$$S(f) = f_{\Pi} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(f - lf_{\Pi}), \quad (4.32)$$

де  $H(f)$ ,  $R(f)$  і  $S(f)$  – Фур'є-образи функцій  $H(x)$ ,  $R(x)$  і  $S(x)$ .

Найбільш інформаційною характеристикою, на основі якої можна порівнювати можливості відеосистем із різними типами приймачів і оцінювати вплив різних складових кола передачі зображення, являється частотно-контрастна характеристика (ЧКХ). Вона визначається знаходженням перетворенням Фур'є функції  $R(x)$ , що характеризує просторовий розподіл фоточутливості детектора:

$$\text{ЧКХ} = \frac{|R(f_{\Pi})|}{|R(0)|}, \quad (4.33)$$

$$R(f_{\Pi}) = \int_{-\infty}^{\infty} R(x) e^{j2\pi f_{\Pi} x} dx. \quad (4.34)$$

Існує також спосіб визначення ЧКХ як реакції системи на вхідний сигнал із певною просторовою частотою і синусоїдальним розподілом освітленості, нормалізованою до реакції на сигнал з нульовою просторовою частотою.

Для матричних фотоприймачів смуга вхідного сигналу обмежується (зверху) кроком  $p$  спостереження чутливих елементів (відстанню між їх центрами). Відповідно до теореми Найквіста максимальна просторова частота зображення  $f_{\Pi max}$ , яку може передати матриця, дорівнює  $f_{\Pi max} = 1/(2p)$ .

На частоті Найквіста  $f_{\Pi max}$  відношення сигнал/шум на виході матричного приймача зазвичай мінімальне, тоді як кількість інформації в зображенні найчастіше максимальна.

Суттєве значення для системного проектування має можливість використання ЧКХ для опису різниці між інформацією, зареєстрованою у відеосистемі, і початковою інформацією, яку несе сам об'єкт. Під час аналізування систем зображення канал передачі інформації розглядається поелементно, а повний вплив всіх елементів визначається відтворенням їх частотно-контрастних характеристик. Оскільки будь-яке зображення можливо подати у вигляді синусоїдальних просторових хвиль інтенсивності (кожна із певною просторовою частотою, амплітудою і фазою), в основу аналізу можна покласти розгляд відгуку приймача на одну синусоїду з будь-якою просторовою частотою. Крім можливості поелементного розгляду, друга не менш важлива перевага використання ЧКХ визначається тісним зв'язком між просторовою частотою і роздільною здатністю. Роздільна здатність системи (її можливість сприймати найменші деталі об'єкта) характеризується просторовим розділенням (в парах ліній на 1 мм або просто в лініях на 1 мм) при заданому рівні контрасту або підсилення системи.

Контраст визначається як:

$$K = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}}, \quad (4.35)$$

де  $I_{max}$  і  $I_{min}$  – амплітуди просторової хвилі інтенсивності в максимумі і мінімумі.

В процесі реєстрації амплітуда просторової хвилі зазнає зміни, яка оцінюється коефіцієнтом передачі контрасту  $Q = K_{вих}/K_{вх}$ , де  $K_{вих}$  і  $K_{вх}$  – значення контрасту на виході і вході. Порівняно з роздільною здатністю, яка визначає можливості оптичної системи на гранично допустимій просторовій частоті, залежність коефіцієнта передачі контрасту  $Q$  від просторової частоти  $f_{\Pi}$ , зазначена залежність характеризує ЧКХ, дає більш повну інформацію про властивості системи, тобто її спроможності адекватно сприймати деталі об'єкта будь-яких розмірів, а не тільки найменші [26].

Для матричного приймача з розмірами дискретних елементів  $\Delta X$  і  $\Delta Y$  у горизонтальному і вертикальному напрямках, коли зображення переміщу-

ється в напрямку осі  $y$ , а зчитування сигналу здійснюється в горизонтальному напрямку, ЧКХ має вигляд [2]:  
у горизонтальному напрямку

$$(ЧКХ)_x = \frac{\sin(\pi f_{\Pi} \Delta x)}{\pi f_{\Pi} \Delta x}, \quad (4.36)$$

у вертикальному напрямку

$$(ЧКХ)_y = \frac{\sin(\pi f_{\Pi} \nu \tau)}{\pi f_{\Pi} \nu \tau} \cdot \frac{\sin(\pi f_{\Pi} \Delta y)}{\pi f_{\Pi} \Delta y}, \quad (4.37)$$

де  $\nu$  – швидкість переміщення зображення відносно чутливої поверхні;  
 $\tau$  – час експозиції.

Для просторової частоти, рівної частоті Найквіста, і при 100%-му використанні площі приймача ( $\Delta X = p$ ) отримуємо теоретично можливе значення

$$(ЧКХ)_{f_{\Pi \max}} = \frac{\sin \pi/2}{\pi/2} = 0,637.$$

Зображення об'єкта вважається добре розпізнаним, коли для основної просторової частоти амплітуда дорівнює одиниці. Із збільшенням просторової частоти швидко починає зменшуватись амплітуда відеосигналу і відповідно відношення сигнал/шум ( $S/N$ ), яке в телевізійній техніці визначається як відношення розмаху сигналу до середньоквадратичного значення шуму. У типовій ситуації, коли сигнал береться відносно рівня фону, відношення ( $S/N$ ) являє собою функцію контрасту і середньої освітленості приймача.

Для відеосистем з виведенням зображення на екран дисплея додатково використовується також поняття «сприймальне відношення сигнал/шум» ( $S/N$ )<sub>B</sub>, яке враховує характеристики спостерігача – властивість ока інтегрувати інформацію як в просторі, так і в часі. Значення ( $S/N$ )<sub>B</sub> визначається рівнянням:

$$(S/N)_B = \left[ 2t_I \Delta f \frac{a}{A} \right]^{1/2} S/N, \quad (4.38)$$

де ( $S/N$ ) – відношення відеосигнал/шум;  $t_I = 0,1 \dots 0,2$  с – час інтегрування ока;  $\Delta f$  – смуга пропускання відеоканалу;  $A$  – повна площа сканування;  $a$  – площа малої деталі зображення, яка ще розрізняється спостерігачем і сприймається ним як одиничний елемент об'єкта.

Спектральний розподіл освітленості приймача  $H(\lambda)$  [Вт/(м<sup>2</sup>·нм) або фотон/(м<sup>2</sup>·нм·с)], якщо знехтувати втратами випромінювання в атмосфері, описується виразом:

$$H(\lambda) = \frac{R_0(\lambda)T_a(\lambda)T_n(\lambda)}{4f^2(1+m)^2} H_0(\lambda), \quad (4.39)$$

де  $R_0(\lambda)$  – спектральний коефіцієнт відбиття об'єкта зображення (припускається, що об'єкт відбиває дифузно);  $T_a(\lambda)$  – коефіцієнт проходження атмосфери;  $T_n(\lambda)$  – коефіцієнт проходження лінзи;  $f$  – фокусна відстань лінзи;  $m$  – коефіцієнт збільшення оптичної системи;  $H_0(\lambda)$  – спектральний розподіл освітленості об'єкта зображення.

Відгук кожного чутливого елемента можна відзначити за допомогою виразу:

$$Q = K \int_0^{\infty} H(\lambda)R(\lambda)d\lambda, \quad (4.40)$$

де  $R(\lambda)$  – спектральний відгук приймача [А/Вт або Кл/Дж], віднесений до площі комірки приймача;  $K$  – коефіцієнт, пов'язаний з площею комірки приймача і часом накопичення інформації в кадрі.

Чутливість приймача описується шумовим еквівалентним сигналом (ШЕС), який дорівнює щільності вхідної енергії (в мікроджоулях на квадратний метр), що забезпечує на виході системи відношення сигнал/шум, рівне одиниці. Паралельно використовують подібне з ШЕС поняття порогової чутливості  $P_{\text{пор}}$  або еквівалентної потужності шуму, яка оцінюється потужністю оптичного сигналу на вході приймача, при якій на його виході відношення сигнал/шум в полосі, перераховане до  $\Delta f = 1$  Гц, дорівнює одиниці.

При визначенні порогової чутливості необхідно мати на увазі залежність від частоти як потужності шуму, так і коефіцієнта передачі приймача. Порогова чутливість приймачів  $P_{\text{пор}}$  залежить також від площі приймача  $A_{\text{пр}}$  і приблизно пропорційна  $\sqrt{A_{\text{пр}}}$ .

Для порівняння властивостей приймачів різних розмірів зручно використовувати питому визначальну спроможність  $D$  (Гц<sup>1/2</sup>·см·Вт<sup>-1</sup>), що не залежить від площі

$$D = \sqrt{A_{\text{пр}}} / P_{\text{пор}}. \quad (4.41)$$

Крім визначальної спроможності при зіставленні властивостей приймача оцінюється також ступінь погіршення відношення сигнал/шум у вимірювальному просторі від світлочутливої поверхні до реєстраційної частини – квантова ефективність

$$\eta = (P/P_{\text{ш}})_{\text{вих}} / (P/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}, \quad (4.42)$$

де  $(P/P_{ш})_{вих}$  і  $(P/P_{ш})_{вх}$  – відношення сигнал/шум на виході і вході пристрою.

В тих випадках, коли від відеосистем вимагається реєструвати найменші зміни рівня освітленості на яскравому фоні і розділяти дрібні деталі в умовах обмеження за часом прийняття рішення, стають суттєвими такі характеристики фотоприймача, як динамічний діапазон (максимальне число накопичених в елементі електронів, віднесене до середньоквадратичного шуму системи), кількість інформації, що сприймається при кожній експозиції (визначається числом майже незалежних елементів зображення в полі фотоприймача) і інерційність.

Часові характеристики відгуку приймача визначаються фізичними процесами, що відбуваються у ньому при освітленні. Зазвичай використовують спрощене припущення про експоненціальний характер зростання і спадання вихідного сигналу приймача, а інерційність приймача, його стала часу  $\tau$  оцінюється інтервалом часу, протягом якого сигнал зростає до рівня  $1/e \approx 0,63$  від стаціонарного значення. Інерційність приймача призводить до спаду чутливості для високочастотних компонентів оптичного сигналу. Робочою смугою частот приймача називають область від  $f = 0$  до  $f_{\max} = 1/(2\pi\tau)$ .

#### 4.2.2 Відеоінформування в робототехнічних системах

Узагальнена функціональна схема надання штучних «відчуттів» роботу, що має СТЗ, зображена на рис. 4.3 [1].

В сучасних робототехнічних системах перевага надається багаторівневим ієрархічним структурам управління, наприклад:

- дані про положення перепон необхідні на *найвищому рівні* для моделювання робочого середовища з метою планування дій робота;
- результати класифікації об'єктів можуть знадобитися на *стратегічному рівні* для розподілення загального плану дій на конкретні маніпуляційні операції;
- відомості про місцезнаходження та орієнтацію об'єктів необхідні на *тактичному рівні* для формування рухів робочого органа робота;
- інформація про відхилення фактичної траєкторії використовується безпосередньо на *виконавчому рівні*.

Загальна функціональна схема відповідає випадку підключення СТЗ до існуючих пристроїв програмного забезпечення робіт, які зазвичай прийнято поділяти на пристрої циклового, позиційного, контурного та позиційно-контурного управління.

Роботи з *цикловим* програмним управлінням – це найпростіші роботи, програма управління якими містить відомості щодо циклу дій, а геометрична інформація для команд програми задається налаштуванням упорів, вимикачів, реле часу та ін.

В позиційних системах програмується кінцеве положення робочого «органа» (точка позиціонування) для кожного робочого кроку (кадру) та, можливо, швидкість переходу в нього.

При контурному управлінні стан робочого «органа» визначений в будь-який момент часу, тобто програма управління повністю задає траєкторію руху робота.

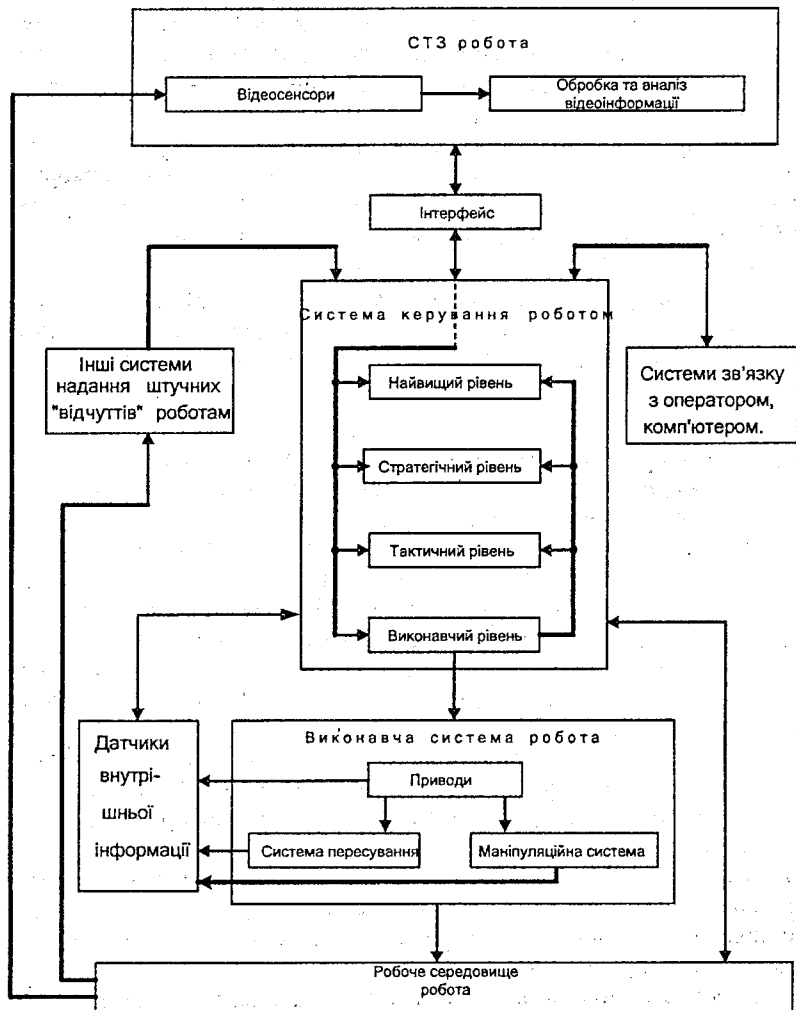


Рисунок 4.3 – Функціональна схема надання штучних «відчуттів» роботу

*Позиційно-контурні* (комбіновані) пристрої поєднують два попередні способи.

В більшій частині промислових робототехнічних систем з СТЗ відеосенсори встановлюються ізольовано від маніпулятора (зазвичай їх розміщують нерухомо згори або збоку від робочої стени). Незалежно від маніпуляторів робота встановлення відеосенсорів має ту перевагу, що геометричні співвідношення систем координат не змінюються в процесі роботи.

З іншого боку, при захопленні об'єктів деяку перевагу мають СТЗ типу «око на руці».

Незалежно від способу розміщення відеосенсорів отримана інформація використовується для керування роботом на основі двох принципів.

Перший принцип базується на неперервному (або квазінеперервному) надходженні відеосигналу зворотного зв'язку для корекції руху робочого органа робота.

Другий принцип оснований на введенні інформації від СТЗ у пристрій управління робота дискретними порціями.

Можна виділити два принципово різних класи роботів з СТЗ. Один клас складають роботи, в яких у процесі роботи змінюється лише послідовність виконання команд заздалегідь заданої програми управління залежно від наявності чи відсутності сигналів СТЗ. Це роботи з *програмним* управлінням. Роботи з *адаптивним* управлінням відрізняються здатністю автоматичної зміни (формування) програм управління безпосередньо в процесі роботи на основі інформації (в тому числі і відеоінформації) про контрольовані параметри.

#### 4.2.3 Структура робототехнічних систем з технічним зором

Загальна функціональна схема РСТЗ наведена на рис. 4.4 [2].

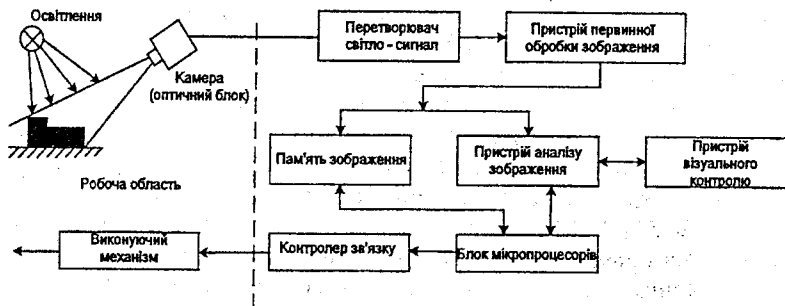


Рисунок 4.4 – Загальна функціональна схема РСТЗ

Зображення об'єкта через оптичний блок передається на перетворювач (зазвичай матричний), електричний сигнал з якого в пристрої первинної

обробки зображення підсилюється та запам'ятовується. Пристрій аналізу зображення (вторинної обробки) служить для виділення і розпізнавання об'єкта, визначення його координат і положення. При необхідності оброблена інформація про об'єкт відображається на пристрої візуального контролю. На основі отриманої інформації контролер зв'язку виробляє сигнали управління для виконуючих механізмів, які здійснюють цілеспрямований вплив на об'єкт.

Чутливим елементом у розглянутій схемі є оптичний блок із перетворювачем світла в електричний сигнал. Зазвичай він реалізовується з допомогою телекамери. Існують різні варіанти РСТЗ з різною роздільною здатністю і рівнями квантування відеосигналу.

РСТЗ першого покоління, забезпечені мікроЕОМ і телекамерою, працювали за бінарним принципом. Таке подання накладало жорсткі вимоги на умови освітлення об'єкта, оскільки зображення повинно бути контрастним. Системи другого покоління були здатні аналізувати рівні освітленості, правильно визначати границі деталей і деякі суттєві особливості. Однак за рахунок розвитку і здешевлення технологічної бази вже є промислові РСТЗ з кількістю рівнів квантування відеосигналу 256 і роздільною здатністю більше  $1024 \times 1024$  елементів. Раніше в РСТЗ використовували телекамери з чорно-білим зображенням. Здешевлення кольорових камер дозволило використовувати і їх, що привело до підвищення інформативності зображення і в ряді випадків спростило обробку і зменшило її тривалість.

Призначення пристрою первинної обробки полягає у зменшенні загального часу обробки зображення. При цьому у більшості випадків здійснюється фіксація і подання зображення у вигляді характерних точок (визначення центра об'єкта, знаходження його важливих характерних особливостей: кутів, відстаней від центра до краю і т. д.). Таким чином на першому етапі здійснюється неопосередкована обробка і подання інформації у вигляді, зручному для подальших стандартних перетворень, які зазвичай виконують на універсальній ЕОМ. Попередня обробка враховує специфіку об'єкта, тому пристрій первинної обробки, як правило, є спеціалізованим і реалізовує необхідні алгоритми. Наявність у сучасних РСТЗ пристрою первинної обробки, зумовлено вимогами високої швидкості обробки даних (не більше 150 мс на зображення), технологічної гнучкості і високої роздільної здатності. Відсутність цього пристрою в системі збільшує загальний час обробки. Наприклад, в системі, що побудована фірмою «General Motors» на базі ЕОМ ІВМ 370/688, аналіз ситуації тривав 31 с при використанні матриці  $512 \times 512$  і 16 рівнів квантування яскравості.

Пристрій вторинної обробки здійснює розпізнавання зображення і за його характерними ознаками визначає, до якого класу належить даний об'єкт. На вхід пристрою надходить код зображення, отриманий на етапі первинної обробки. На виході створюються команди управління, що в подальшому перетворюються контролером зв'язку у сигнали, які визначають переміщення і дії маніпулятора. Процес здешевлення апаратури дозволив

для вторинної обробки використовувати мікропроцесори, а також міні- і мікроЕОМ. Для навчання роботів і спостереження за робочою ситуацією інколи в РСТЗ вводять пристрій візуального контролю.

Завдання, що вирішуються в СТЗ, суттєво залежить від ступеня складності робочого середовища. Із врахуванням цього важливого фактора СТЗ можна поділяти на 3 класи складності:

1) найпростіші СТЗ, що працюють у повністю детермінованій сфері і використовуються для перевірки наявності деталей, визначення інших об'єктів, найпростіших вимірювань, вони дозволяють оперативно визначити відхилення, що виводять технічну систему із нормального режиму роботи;

2) СТЗ, що працюють в умовах, коли положення або зовнішній вигляд об'єктів не є повністю визначеними; ситуації характерні для СТЗ, що управляють сортуванням і розпізнаванням деталей;

3) СТЗ, що працюють в умовах невизначеності форми і положення об'єктів (найбільш складні) і вирішують завдання діставання деталей із бункерів, контролю деталей, установлення інтегральних схем і т. д.

Методи отримання зображення в СТЗ перш за все визначаються типом освітленості і поділяються на тіньові і відбиті [27]. Більш детально методи освітленості подані на рис. 4.5.

Різні прийоми освітленості застосовуються в стаціонарному і імпульсному режимах (світлові спалахи). Імпульсний режим використовують для аналізування зображення рухомого об'єкта, стаціонарне спостереження в цьому випадку дає розпливчасте зображення. Освітлення за допомогою заднього світла дозволяє отримати лиш образ об'єкта, придатний тільки для аналізування бінарних зображень. Верхнє освітлення може бути розсіяним або спрямованим. Джерело розсіяного світла забезпечує однорідне відбивання і, таким чином, більше підходить для вирішення задач сегментації (розподіл зображення на однорідні області). Для задач перевірки (таких, як вимірювання чистоти поверхні деталі) слід використовувати спрямоване освітлення.

В цьому випадку яскраве поле спостереження відповідає прямо відбитому світлу. Якщо ж на поверхні існують неоднорідності (наприклад, пошкодження), то частина світлового потоку відбивається в іншу сторону, утворивши темне поле спостереження. Техніка світлового перерізу призначена для аналізу тривимірного зображення.

Відбиті методи припускають, що на чутливий елемент надходить відбите від візуального об'єкта світло. Очевидно, для групи методів, що використовують заднє світло, значно менше значення має якість освітлення, в той час як використання відбитих методів призводить до появи відблисків на зображенні. На рис. 4.6 зображена залежність порогових рівнів  $N$  якісного зображення від освітленості  $E$  для обох методів.

Як видно із попереднього, проблема освітленості має велике значення при розробці СТЗ. Всі основні задачі, пов'язані із цією проблемою, можна

розділити на два класи: оптичні проблеми і проблеми взаємодії із зовнішнім середовищем.

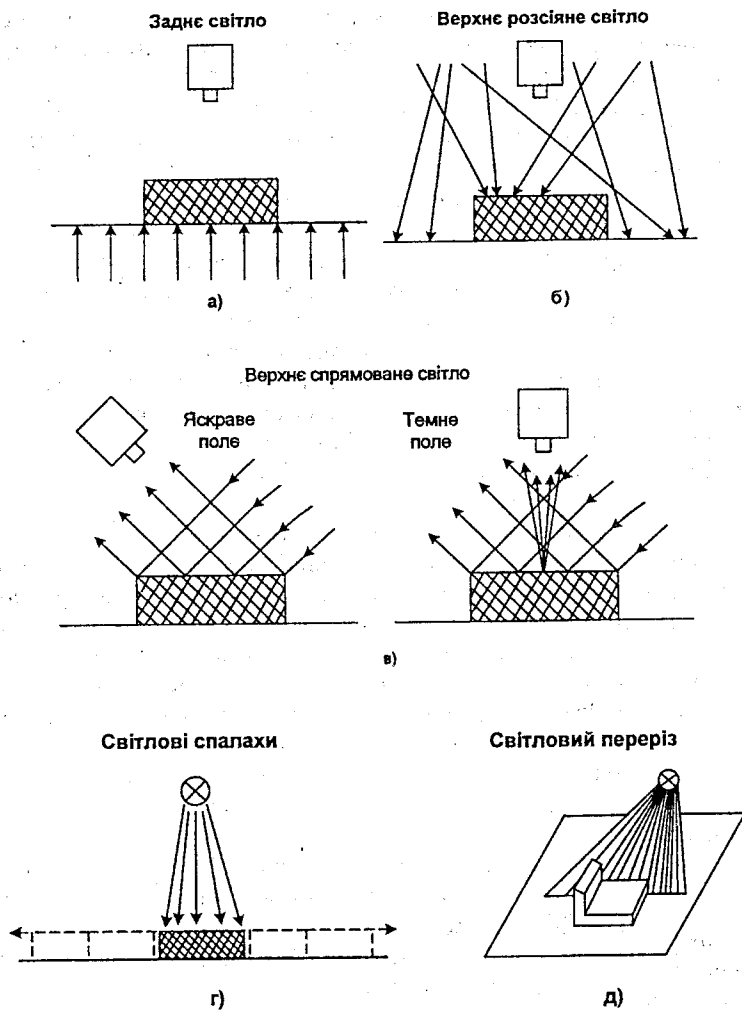


Рисунок 4.5 – Методи освітленості об'єктів: а) заднє світло; б) верхнє розсіяне світло; в) верхнє спрямоване світло; г) світлові спалахи; д) світловий переріз

Оптичні проблеми пов'язані із взаємодією джерела світла і чутливого елемента. СТЗ працюють із різними об'єктами, серед яких є прозорі і не-

прозорі. Тому, з однієї сторони, рівень освітленості повинен бути достатньо високим, а з іншої сторони, при великій освітленості може виникати ефект насичення чутливого елемента. Дуже важливим елементом є боротьба із невірними відтвореннями (відблисками) від поверхонь об'єктів. Слід врахувати, що форма об'єктів також породжує деякі проблеми. Скривлені поверхні можуть відбивати світло, так само як і випукле або ввігнуте дзеркало. Ці «квазідзеркала» збільшують похибки оптичної системи.

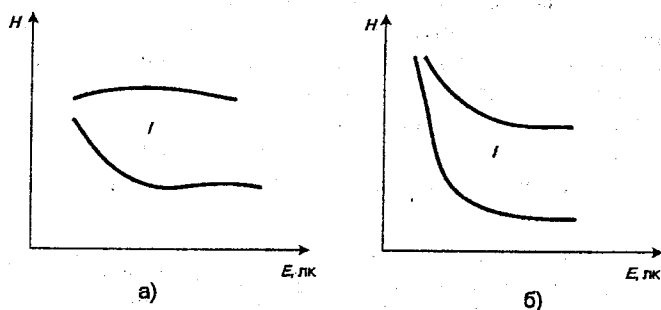


Рисунок 4.6 – Залежність порогових рівнів  $H$  тіньового (а) і відбитого (б) методів від освітленості  $E$  ( $I$  – зона якісного зображення).

До проблем взаємодії СТЗ із зовнішнім середовищем відноситься вибір фонових поверхонь, виключення впливу вібрації обладнання, що викликає флуктуацію рівнів і напрямку освітлення, а також проблема переміщення об'єктів, що припускає використання швидкого сканування і врахування обумовлених ним похибок. Однозначного вирішення цих проблем не існує. Кожне рішення потребує оцінення реальних умов функціонування системи.

Призначення СТЗ здебільшого визначає характер оптичної інформації, що вводиться у ЕОМ. В систематизованому вигляді можна виділити три основні групи оптичної інформації: 1) двійкову оптичну інформацію; 2) інформацію, що характеризує просторові і кутові координати зображень; 3) напівтонові оптичні зображення.

Системи технічного зору, що здійснюють введення двійкової інформації у ЕОМ, практично повністю замінили низькошвидкісні механічні пристрої зчитування інформації з перфокарт, перфострічок, робочих рисунків і т. д. При цьому вирішується задача підвищення сумарної швидкодії ЕОМ за рахунок використання паралельної обробки великих масивів даних, попередньо перетворених за допомогою управляючих оптичних транспарантів в оптичні зображення. Реєстрація зображень здійснюється на фототермопластичному носії з характерною щільністю інформації  $10^5$  біт/см<sup>2</sup> при поточному методі і  $10^7$  біт/см<sup>2</sup> при голографічному методі. Ці значення значно перевищують щільність запису інформації в накопичувачі на маг-

нітній стрічці  $10^3$  біт/см<sup>2</sup>. Сучасні лінійні і матричні фотоприймачі на ПЗЗ дозволяють зчитувати інформацію з носія при щільності запису  $10^5$  біт/см<sup>2</sup>. Розглянутий підхід дозволяє успішно вирішувати задачі автоматичного перекладу друкованої інформації на мову ЕОМ.

Оптична інформація, що характеризує просторові і кутову координати зображень, при обробці потребує вимірювання положення елемента в площині багатоеlementного фотоприймального пристрою. Залежно від роду подання зображення в ЕОМ (в бінарному коді або із збереженням інформації про розподілення інтенсивності освітленості зображення від точки до точки) вимірювання положення елемента зображення може здійснюватись шляхом вибору адреси фотоприймальної комірки або інформаційним методом. Якщо об'єкт поданий у вигляді плями, вибір адреси фотоприймальної комірки зводиться до визначення координат границь плями  $[(x_1, x_2), (y_1, y_2)]$  і знаходження координат центра плями:  $x_0 = (x_1 + x_2)/2$ ,  $y_0 = (y_1 + y_2)/2$ .

За допомогою стереоскопічної системи з двома розкинутими в просторі координатними датчиками можна знайти відстань від головної точки до освітленого об'єкта. Побудовані таким чином стереоскопічні системи можуть мати допустиму дальність від декількох сантиметрів до декількох кілометрів. Можливість стереоскопічних датчиків фіксувати просторову конфігурацію об'єктів дозволяє використовувати їх для автоматизації операцій складання виробів електронної техніки, читання робочих креслень, логічних і монтажних схем, сортування виробів за їх формою і просторовою орієнтацією, виявлення дефектних за зовнішнім виглядом виробів.

Введення напівтонових зображень в ЕОМ має специфічні особливості при статистичній і динамічній проекції оптичного зображення на світлочутливу поверхню багатоеlementного фотоприймального пристрою. В першому випадку періодичне повторення відеосигналу дозволяє реалізувати стробоскопічний метод вимірювання вибіркового значення сигналу і неопосередковане введення кодів вимірюваних величин в ЕОМ для наступної обробки. При реалізації другого режиму зазвичай використовують швидкодійний буферний ОЗП, який дозволяє записувати кодовану інформацію в дійсному масштабі часу. Для запам'ятовування одного кадру інформації матричного фотоприймача з числом елементів  $10^5$  при восьмирозрядному квантуванні вибіркового значення відеосигналу потрібен буферний ОЗП з ємністю близько  $10^6$  біт. Суттєво відмітити також необхідність використання між фотоприймачем і буферним ОЗП швидкодійного аналогово-цифрового перетворювача (АЦП) з часом перетворення однієї вибірки менше 1 мкс. Основні методи сканування зображення об'єкта наведені на рис. 4.7 [2].

При паралельному скануванні (рис. 4.7, а) за допомогою оберտальної оптичної призми (або дзеркала) забезпечується паралельне сканування зображення об'єкта поперек стрічки чутливих елементів фотоприймача. Ці-

лий ряд суттєвих переваг лінійної організації фотоприймачів (висока щільність розташування елементів при їх досить великій кількості, відносно невелика активна площа) дозволяє досягти високого просторового розширення вздовж осі фоточутливої комірки і отримувати зображення, що містять декілька мільйонів точок зображення.

В найбільш досконалому вигляді послідовне сканування реалізовано у вигляді режиму часової затримки і накопичення (рис. 4.7, б). За допомогою оптичної розгортки забезпечується растрове сканування поля зору – рух зображення об'єкта вздовж лінійки чутливих елементів. Синхронно з рухом відповідної точки зображення здійснюється перенесення зарядового пакета із одної фотокомірки в іншу, в результаті чого ефективний сумарний заряд на виході фоточутливого кола з числом елементів  $M$  буде в  $M$  разів більшим, ніж сигнал одного елемента. Оскільки в процесі перенесення заряду шум накопичується пропорційно  $\sqrt{M}$ , результувальне відношення сигнал/шум збільшується в  $\sqrt{M}$  разів.

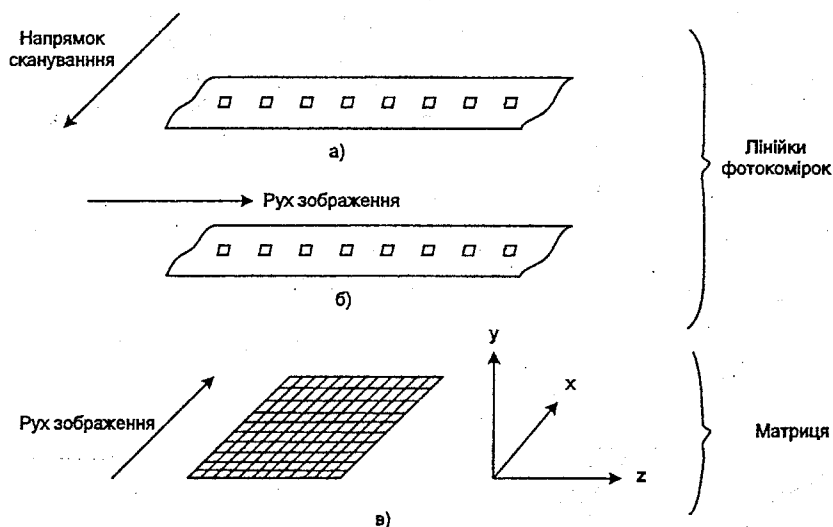


Рисунок 4.7 – Основні методи сканування зображення об'єктів: паралельний (а), послідовний (б), послідовно-паралельний (в)

Аналогічний результат і для іншої організації лінійки фотоприймача, коли заряди не переносяться від комірки до комірки, а послідовно зчитуються в накопичувальний пристрій і потім підсумовуються. Таким чином, порівняно із паралельним послідовним скануванням зображення, доповнене часовою затримкою і накопиченням сигналу, збільшує час експозиції в  $M$  разів без втрат роздільної здатності і зменшення швидкості надходження інформації. При послідовно-паралельному скануванні (рис. 4.7, в) зобра-

ження об'єкта використовується матриця фоточутливих елементів розміром  $N \times M$ , що дозволяє одночасно фіксувати  $N$  точок зображення об'єкта. Отже, при послідовно-паралельному скануванні об'єднуються переваги перших двох методів сканування.

### 4.3 Основи розрахунку систем технічного зору

#### 4.3.1 Вибір структури системи технічного зору

Ключові етапи вибору структури СТЗ робота [1]:

1. Аналіз поставленої задачі з метою вибору:

- а) типу відеосенсора (одиначний, багатоелементний, телевізійний і т. п.) і характеру відеосигналу (аналоговий або цифровий);
- б) схеми дискретизації зображення;
- в) типу освітлювальної системи (пасивна або активна);
- г) оптико-механічних вузлів і способу фокусування;
- д) схеми розміщення відеосенсора.

2. Визначення обсягу відеоінформації, що надходить на вхід СТЗ.

3. Визначення вимог до вузлів обробки відеоінформації і вибір способу їхньої реалізації (апаратний, мікропроцесорний або змішаний).

Вибір типу відеосенсора проводиться шляхом порівняння функціональних можливостей відеосенсорів різних типів (табл. 4.2).

Таблиця 4.2 – Порівняння можливостей відеосенсорів

Функція, що виконується	Фото-реле	Спектро-аналізатори	МЕРПВ	ТВ системи	Інтерфе-рометри
Реєстрація наявності об'єкта в полі зору	+	-	+	+	-
Реєстрація зсуву об'єкта:					
груба	+	+	+	+	-
точна	-	+ -	+ -	+ -	+
Вимір розмірів об'єкта	-	+ -	+ -	+ -	+
Вимір відстані до об'єкта	-	-	+	+	+
Контроль оптичних властивостей об'єкта:					
грубий	+ -	+	+ -	+ -	-
точний	-	+	+ -	+ -	-
колір	-	+	-	+ -	-
текстура	-	-	-	+	-
Контроль форми	-	-	+ -	+	-
Класифікація форми	-	-	+ -	+	-
Аналіз зображень (напів-тон., кольорових)	-	-	-	+	-

Задача вибору типу відеосенсора пов'язана з вибором схеми дискретизації зображення. В ідеальному випадку для кожного зображення, що ана-

лізується, існує оптимальна схема дискретизації (регулярна або нерегулярна).

Для регулярних схем дискретизації зображення використовують такі змінні параметри:

- крок дискретизації (загальне число елементів дискретизації);
- розрядність аналого-цифрового перетворення (число градацій яскравості).

Нерегулярні схеми дискретизації вибирають, виходячи з евристичних принципів, наприклад:

- задається число  $m$  ситуацій, що класифікуються (розрізняються);
- вибирається  $n$  елементарних відеосенсорів (граничних елементів), кожному з яких відповідає один елемент дискретизації, тобто  $n$  граничних елементів здатні класифікувати  $2^n$  ситуацій;
- складається матриця з  $n$  рядків і  $m$  стовпців, для кожної з  $m$  ситуацій заповнюються рядки матриці «0» або «1» залежно від відеосигналу, що знімається з  $n$  граничних елементів;
- виділяються збіжні рядки матриці й один зі збіжних рядків викреслюють, що відповідає видаленню надлишкового елемента відеосенсора.

Вибір типу освітлювальної системи безпосередньо пов'язаний з вибором способу реалізації функцій, виконуваних СТЗ (табл. 4.3).

Таблиця 4.3 – Типи освітлювальної системи

Освітлювальна система	Реєстрація		Вимір		Контроль		Виключення впливу	
	НО	ЗО	РО	ВО	ФО	ОВ	ЗРО	СЗ
<i>Пасивна</i>								
Одне джерело випромінюван.: поза полем зору; в полі зору	*	*	*	*	*	+ -	-	-
Склад джерел випромінюван.: поза полем зору; в полі зору	*	*	*	*	*	+ -	-	-
Структуроване освітлення: "світлова смуга" "система світлових смуг" "шахматне поле" "кільцеві зони"	+	+	+	+	+	-	-	-
Когерентна	-	+	-	+	-	+ -	+ -	+ -
Модульована (імпульсна)	*	*	*	*	*	*	+ -	+ -
Фотометрична	-	-	-	-	-	+	+ -	+ -
<i>Активна</i>								
З регулюванням освітлення	* -	* -	* -	* -	* -	* -	+	+ -
Зі скачуванням поля зору	+	+	+	+	+	+ -	-	-

\* - функція, що виконується, визначається типом відеосенсора, НО - наявність об'єкта, ЗО - зміщення об'єкта, РО - розміри об'єкта, ВО - відстані до об'єкта, ФО - форми (орієнтації) об'єкта, ОВ - оптичні властивості, ЗРО - зміни рівня освітленості, СЗ - світлові завади.

У ряді випадків ціною ускладнення освітлювальної системи вдається істотно спростити оптико-електронний тракт СТЗ.

*Вибір схеми розміщення відеосенсорів:*

- для спрощення процедури обробки відеосигналів фокальну площину відеосенсора варто розташовувати паралельно одній з осей системи координат робота;

- необхідно мінімізувати зміну розмірів об'єктів у полі зору СТЗ при їхньому переміщенні;

- бажано, щоб об'єкти контрастно виділялися на фоні;

- вхідна зіниця оптичної системи повинна розміщатися поза зоною впливу бризок, стружки і т. п.

- при необхідності формується кілька полів зору.

### 4.3.2 Світлотехнічні (енергетичні) розрахунки

Узагальнена методика даних розрахунків складається з етапів [1]:

1. Визначення значень корисного сигналу і перешкод на виході відеосенсора;

2. Складання алгоритму роботи системи, тобто складання основного енергетичного рівняння, що пов'язує корисний сигнал, сигнал перешкоди і параметр, що характеризує якість роботи СТЗ;

3. Розв'язування рівняння відносно певного параметра.

На першому етапі користуються формулами для розрахунку потоків  $\Phi$  та освітленості  $E$  на вході оптичної системи СТЗ.

Випромінювачі поділяються на *точкові* (займають малу частину кутового поля прийомної системи), *площинні* (займають частину кутового поля) і *протяжні* (перекривають усе кутове поле).

Фотометрична характеристика точкових випромінювачів – сила світла  $I$ , а площинних і протяжних – яскравість поверхні  $L$ .

Для віддалених випромінювачів потоки  $\Phi$  і освітленості  $E$  на вхідній зіниці приймальної системи дорівнюють:

(точковий випромінювач)

$$\Phi_{ex} = x_c \cdot I \cdot A_{ex} / l^2; \quad E_{ex} = x_c \cdot I / l^2, \quad (4.43)$$

(площинний випромінювач і оптична система з невеликим кутовим полем)

$$\Phi_{ex} = x_c \cdot L \cdot A_n \cdot A_{ex} / l^2; \quad E_{ex} = x_c \cdot L \cdot A_n / l^2, \quad (4.44)$$

(протяжний випромінювач і оптична система з невеликим кутовим полем)

$$\Phi_{ex} = x_c \cdot L \cdot q \cdot A_{ex} / f'^2; \quad E_{ex} = x_c \cdot L \cdot q / f'^2, \quad (4.45)$$

(або з зіницею круглої форми діаметром  $D$ )

$$\Phi_{ex} = (\pi/4) \cdot x_c \cdot L \cdot q \cdot (D/f')^2. \quad (4.46)$$

У цих формулах:

$x_c$  – коефіцієнт пропущення середовища від випромінювача до вхідної зіниці;

$A_{ex}$  – площа вхідної зіниці;

$l$  – відстань між випромінювачем і вхідною зіницею;

$A_n$  – видима з центра зіниці площа випромінювача;

$q$  – площа польової діафрагми, що обмежує видиму площу випромінювача;

$f'$  – фокусна відстань об'єктива.

Для випромінювачів, розташованих на невеликій відстані (порівняно з його розмірами) від вхідної круглої зіниці:

$$\Phi_{ex} = x_c \cdot \pi \cdot L \cdot A_n \sin^2 y_A \cos \gamma, \quad (4.47)$$

де  $y_A$  – апертурний кут (кут між оптичною віссю і променем, що виходить з осьової точки предмета);

$\gamma$  – кут між напрямком з центра зіниці, у яку-небудь точку предмета, і оптичною віссю.

Формула (4.47) придатна для розрахунків у межах  $2y \leq 120^\circ$  з похибкою не більше 10%.

Для переходу до виходу оптичної системи значення  $\Phi_{ex}$  і  $E_{ex}$  потрібно помножити на коефіцієнт пропускання оптичної системи  $x_0$ .

У формулах (4.43 – 4.46) не враховується спектральний характер випромінювання джерела, тобто той факт, що  $L = L(\lambda)$ ,  $x_c = x_c(\lambda)$  і  $x_0 = x_0(\lambda)$ . Знаючи вид цих функцій і діапазон  $\lambda_1 \dots \lambda_k$ , можна переписати будь-яку формулу.

Наприклад, замість (4.43) одержимо:

$$\Phi_{\lambda_1 \dots \lambda_k} \approx \pi \cdot A_n \sin^2 y_A \cos \gamma \int_{\lambda_1}^{\lambda_k} x_c(\lambda) \cdot L(\lambda) \cdot d\lambda. \quad (4.48)$$

Наведені формули придатні для розрахунку як корисного сигналу, так і сигналу перешкод і фону, тобто на їхній основі можна скласти основні енергетичні рівняння СТЗ.

На практиці параметром, що характеризує якість роботи відеосенсора СТЗ, часто є відношення сигнал-шум  $\mu$  на виході відеосенсора.

При розрахунку  $\mu$  розглядаються три випадки:

- переважають внутрішні шуми;
- переважають зовнішні шуми;

- необхідно враховувати і внутрішні, і зовнішні шуми.

Формули для цих трьох випадків такі:

$$\mu_1 = k_2 \cdot k_f \int_{\lambda_1}^{\lambda_k} \Phi_c(\lambda) \cdot x_0(\lambda) \cdot D(\lambda) \cdot d\lambda / \sqrt{A \cdot \Delta f}, \quad (4.49)$$

$$\mu_2 = k_2 \int_{\lambda_1}^{\lambda_k} \Phi_c(\lambda) \cdot x_0(\lambda) \cdot S_U(\lambda) \cdot d\lambda / A_{\text{ax}} \cdot \Delta\Omega \int_{\lambda_1}^{\lambda_k} \overline{L_\Phi}(\lambda) \cdot x_c(\lambda) \cdot S_U(\lambda) \cdot d\lambda, \quad (4.50)$$

$$\mu_3 = k_2 \cdot K_E \int_{\lambda_1}^{\lambda_k} \Phi_c(\lambda) \cdot x_0(\lambda) \cdot S_U(\lambda) \cdot d\lambda / \sqrt{U'_{\text{шшх}}^2 + U''_{\text{шшх}}^2}, \quad (4.51)$$

де  $U'_{\text{шшх}} = K_E U_{\text{ш.М.}}$  – шум приймача випромінювання, зведений до виходу відеосенсора;

$U''_{\text{шшх}} = A_{\text{ax}} \cdot \Delta\Omega \cdot K_E \int_{\lambda_1}^{\lambda_k} \overline{L_\Phi}(\lambda) \cdot x_c(\lambda) \cdot S_U(\lambda) \cdot d\lambda$  – середнє квадратичне значення шуму, створюваного «строкатим» випромінювальним фоном;

$k_2$  – коефіцієнт, що враховує втрати енергії сигналу в електронному тракті відеосенсора;

$k_f = U_{\text{ш.Т.}} / U_{\text{ш.М.}} \leq 1$  – коефіцієнт, що враховує зміну рівня шуму приймача  $U_{\text{ш.М.}}$  на робочій частоті модуляції  $f_m$  відносно рівня шуму  $U_{\text{ш.Т.}}$  на частоті тарування  $f_T$ ;

$\lambda_1 \dots \lambda_k$  – робочий спектральний діапазон СТЗ;

$\Phi_c(\lambda)$  – спектральна щільність потоку випромінювання, що надходить на вхідну зіницю;

$D(\lambda)$  – спектральна виявлявальна здатність приймача випромінювання;

$x_0(\lambda)$  – спектральний коефіцієнт пропускання всієї оптичної системи;

$A$  – площа чутливого шару приймача випромінювання;

$A_{\text{ax}}$  – площа вхідної зіниці системи;

$\Delta\Omega$  – тілесне кутове поле зору системи;

$\overline{L_\Phi}(\lambda)$  – середнє квадратичне значення спектральної щільності яскравості «строкатого» фону;

$x_c(\lambda)$  – спектральний коефіцієнт пропускання середовища від випромінювача до оптичної системи СТЗ;

$K_E$  – коефіцієнт перетворення сигналу електронним трактом відеосенсора (коефіцієнт підсилення);

$S_U(\lambda)$  – спектральна характеристика вольтової чутливості приймача випромінювання на частоті модуляції  $f_T$ ;

Рівняння (4.49 – 4.51) можуть використовуватися як основні енергетичні рівняння СТЗ за умови

$$\mu_1, \mu_2, \mu_3 \geq \mu_{\Pi},$$

де  $\mu_{\Pi}$  – граничне, тобто мінімально необхідне для надійної роботи СТЗ відношення сигнал-шум.

#### 4.3.3 Розрахунок типових оптичних вузлів

*Призначення та основні функції оптичної системи.* В загальному випадку, як і в переважній більшості сучасних оптоелектронних приладів, оптична система СТЗ робота призначена для [1]:

- забезпечення потрібних енергетичних (світлотехнічних) відношень, тобто для забезпечення заданого рівня сигналу або відношення сигнал-шум на приймачі випромінювання шляхом збирання необхідної кількості енергії випромінювання; формування структури світлового пучка, його спектрального складу та інше;

- отримання зображення об'єктів, що спостерігаються або робочого простору потрібної якості, що потребує забезпечення достатньої просторової, часової, спектральної та енергетичної роздільної здатності;

- відокремлення потрібних об'єктів на фоні можливих завад і визначення їх характерних ознак, що потребує забезпечення необхідної роздільної здатності за одним або декількома параметрами оптичного сигналу.

Останнє виконується всією СТЗ, однак перша обробка інформації відбувається в оптичних вузлах, що висуває до них досить специфічні вимоги в багатьох випадках.

СТЗ можуть функціонувати за пасивним, напівактивним або активним методом. В першому випадку використовується власне або відбите природне випромінювання, в другому – штучне підсвічування всього поля огляду, а в третьому – зона підсвічування займає невелику частку поля, де знаходиться об'єкт або його елемент. Структура та конструктивні особливості оптичних систем докладно наведені в літературі [28, 29], тому наведемо деякі загальні відомості з прикладної оптики.

Простішими елементами оптичних систем є одиночна лінза та сферичне дзеркало. Фокусна відстань лінзи (у повітрі) визначається через радіуси її поверхонь  $r_1$  і  $r_2$ , товщину  $d$  і показник заломлення  $n$  матеріалу лінзи за відомою формулою [1]:

$$f' = \left[ (n-1) \left( \frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2} \right) + \frac{d(n-1)^2}{nr_1 r_2} \right]^{-1} \approx \left[ (n-1) \left( \frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2} \right) \right]^{-1}. \quad (4.52)$$

Фокусна відстань одиночного сферичного дзеркала радіуса  $r$

$$f' = r/2. \quad (4.53)$$

Фокусна відстань системи з двох лінз:

$$f' = f_1' f_2' / (f_1' + f_2' - d), \quad (4.54)$$

де  $d$  – відстань між задньою головною площиною першої лінзи та передньою головною площиною другої лінзи.

За більшої кількості лінз після розрахунку еквівалентної системи з двох лінз за формулою (4.54) розраховують фокусну відстань системи з трьох лінз і т. д.

Продиференціювавши (4.54) отримаємо формулу приросту фокусної відстані:

$$\Delta f' = \left( \frac{f'}{f_1'} - K_1 \right) \Delta f_1' + \left( \frac{f'}{f_2'} - K_1 \right) \Delta f_2' + K_1 \Delta d, \quad (4.55)$$

де  $K_1 = f' / (f_1' + f_2' - d)$ .

Формули для розрахунків зміщень об'єкта докладно наведені в літературі [1].

#### 4.3.4 Визначення об'єму відеоінформації

В електронному тракті СТЗ робота відеоінформація може бути надана в аналоговій або цифровій формі [1].

Об'єм аналогової відеоінформації визначають такі параметри відеосигналів:

- діапазон зміни відеосигналу від  $U_{min}$  до  $U_{max}$ ;
- середньоквадратична (стандартна) похибка вимірювання  $\sigma_U$ ;
- смуга частот  $\Delta f$ ;
- кількість аналогових каналів відеоінформації.

Об'єм оцифрованої вхідної відеоінформації залежить від:

- кількості елементів дискретизації зображення – пікселів;
- кількості градацій інтенсивності випромінювання (розрядності перетворення аналогового відеосигналу в цифровий).

Кількість пікселів і розрядність аналого-цифрового перетворення визначають, виходячи з метрологічних вимог до СТЗ, до яких входять діапазони змін значень величин, що вимірюються, або набори ситуацій, що аналізуються, а також середньоквадратичні похибки вимірювань або імовірності помилок знаходження або класифікації.

Одна з важливих проблем оптимізації структури СТЗ – виключення надлишковості відеоінформації вирішується, наприклад, таким алгоритмом вибору кроку  $h$  дискретизації:

- визначають декілька типових ситуацій (зображень) і деякий початковий крок  $h_0$ ;

- виконують віднімання (поелементне) кадрів ситуацій і визначають їх розрізнення;

- якщо ситуації не розрізнені або розрізнені на рівні можливого шуму, то зменшують значення  $h$  і повторюють процедуру.

Мірою розрізнення в даному випадку є сумарна різниця відліків:

$$\delta = \sum_{i,j=1}^{N,M} (q_{i,j} - p_{i,j}), \quad (4.56)$$

де  $q_{i,j}$  і  $p_{i,j}$  – відліки різних ситуацій.

Об'єм відеоінформації СТЗ робітв, виконуючих метрологічні функції, можливо розрахувати за значень допустимих похибок виміру лінійних розмірів  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  і їх значень  $x_{max}$ ,  $y_{max}$ . Для цифрового зображення в пам'яті потрібен об'єм  $Q = NMq$ , де  $N = x_{max}/\Delta x$ ;  $M = y_{max}/\Delta y$  – кількість точок відліків (пікселів);  $q$  – кількість двійкових розрядів на один відлік.

Сучасні параметри технічних засобів дискретизації і квантування такі, що об'єм початкового цифрового подання зображень дуже великий. Дійсно, якщо  $\Delta x = \Delta y = 0,2$  і  $q = 8$  біт, то для зображення розміром  $200 \times 200$  мм<sup>2</sup> значення  $Q$  досягає  $8 \cdot 10^6$  біт. Тому створення РСТЗ, що виконують метрологічні функції, потребує пам'яті великого обсягу.

Об'єм відеоінформації і вимоги до темпу обробки є визначними факторами для вибору типу і структури обчислювальної системи електронного тракту СТЗ, основні параметри якої – ємність пам'яті, швидкодія і розрядність.

### 4.3.5 Розрахунок ємності обчислювальних засобів

Вихідними даними для оцінювання ємності обчислювальних засобів, що вимірюються числом слів, є: обсяг вхідної відеоінформації –  $Q$  слів; обсяг вихідної відеоінформації –  $P$  слів; число одночасно збережених на  $i$ -му етапі обробки відеоінформації проміжних величин  $q_{ik}$  для кожного  $k$ -го алгоритму; число рівнів переривання  $m$ .

Розрахунок обсягу пам'яті обчислювальної системи РСТЗ можна провести за такою методикою [1].

1. Задають обсяги вхідної відеоінформації  $Q$  і вихідної відеоінформації  $P$  (в машинних словах).

2. Обирають число алгоритмів обробки відеоінформації  $K$  і матрицю  $q_{ik}$ , що містить число одночасно збережених на  $i$ -му етапі (кроці) для кожного  $k$ -го алгоритму.

3. Задають число рівнів переривання  $m$ .

4. Визначають обсяг  $Q_1$  констант, що є додатковими даними, наприклад, зображення еталона.

5. Розраховують обсяг пам'яті  $N_1$  (слів) для зберігання вхідних  $Q$ , перетворених  $P$ , додаткових  $Q_1$  даних:

$$N_1 = Q + Q_1 + P.$$

6. Визначають обсяг пам'яті  $N_2$  для зберігання проміжних величин при роботі за  $K$  алгоритмами:

при одночасному використанні проміжних даних  $q_{ik}$ :

$$N_2 = \sum_{k=1}^K (\max\{q_{ik}\}) + mR;$$

при послідовному виконанні  $K$  алгоритмів або одного ( $k = 1$ ) алгоритму:

$$N_2 = \max_{i,k} \{q_{ik}\} + mR,$$

де  $R$  – число робочих регістрів, що використовуються для зберігання даних в процесі переривання.

7. Розраховують обсяг пам'яті без врахування засобів програмного забезпечення:

$$N_0 = \gamma \left( \eta Q + P + Q_1 + \sum_{k=1}^K (\max_i \{q_{ik}\} + mR) \right),$$

де  $\gamma = 1 \dots 1,4$  – коефіцієнт, що враховує засоби захисту від завад;

$\eta = 1 \dots 2$  – поправковий множник.

8. Розраховують обсяг пам'яті для розміщення засобів програмного забезпечення:

$$N_{ПО} = \sum_{k=1}^K N_{pk} + N_{oc} + N_{П} + N_T + N_{cp} + N_K,$$

де  $N_{pk}$  – обсяг  $k$ -ї робочої програми;  $N_{oc}$  – обсяг, що займає операційна система (диспетчер);  $N_{П}$  – обсяг програми забезпечення переривань;  $N_T$  – обсяг тестових програм;  $N_{cp}$  – обсяг стандартних підпрограм;  $N_K$  – обсяг констант.

Алгоритми обробки відеоінформації в РСТЗ необхідно будувати таким чином, щоб відновлення робочого стану системи в момент часу  $t_i$  після збою починалося з опитування відеодатчиків і набору втраченої інформації.

## 4.4 Типове застосування технічного зору в робототехніці

### 4.4.1 Використання технічного зору при допоміжних виробничих операціях і контролю якості продукції

У науково-технічній літературі, в працях різних конференцій, в експозиції промислових виставок, в звітах фірм і підприємств різко зросла частка матеріалів, що містять інформацію про успішні застосування роботів з технічним зором як в промисловій, так і в непромисловій сфері. Засоби візуального відчуття роботів і методи їх використання в різних прикладних областях розвиваються дуже швидкими темпами. Системи, що ще вчора здавалися унікальними за своїми технічними характеристиками і що демонструвалися лише в наукових лабораторіях і на виставках, сьогодні вже можна бачити в реальних виробничих умовах. Неухильно знижується вартість промислових СТЗ, зростають їх функціональні можливості, технологічність і надійність, у міру набуття практичного досвіду розширюється круг адекватного і ефективного застосування технічного зору для роботизації різних операцій [1].

Оскільки рівень передових досягнень в цій області підвищується надзвичайно різко, мета даного розділу полягає не в тому, щоб дати будь-який вичерпний огляд вельми різноманітних і численних випадків використання технічного зору в робототехніці, а в тому, щоб проілюструвати застосування основних з розглянутих вище принципів структурно-функціональної організації і апаратно-програмних засобів СТЗ в конкретних робототехнічних завданнях.

Буде розглянутий ряд прикладів зорового відчуття роботів, використовуваних на допоміжних операціях в промисловому виробництві. Допоміжні операції, такі як обслуговування оброблювальних верстатів, конвеєрів і іншого устаткування, транспортно-складські роботи, підготовка виробництва, а також контроль якості деталей і виробів піддалися масовій роботизації значно раніше, ніж основні технологічні процеси (складання, зварювання, забарвлення, абразивна зачистка і т. п.). На сьогоднішній день зорове відчуття допоміжних роботів застосовується значно ширше, ніж зорове відчуття технологічних роботів, а використовувані при цьому СТЗ відрізняються великою різноманітністю.

Однією з достатньо давно розроблених і з успіхом вживаних в робототехніці [1] є СТЗ (рис. 4.8) «Autoview» фірми «British Robotic Systems» (Великобританія).

Ядром системи є пристрій обробки зображень на базі процесора «LSI 11-13», здатний в реальному часі аналізувати зображення розміром 256×256. Програмна частина системи містить близько 200 командних операторів, різноманітність і гнучкість яких забезпечують швидке пристосування до потреб користувача. При вирішенні конкретних робототехнічних завдань безпосередньо використовується лише частина (5...20) цих операторів.

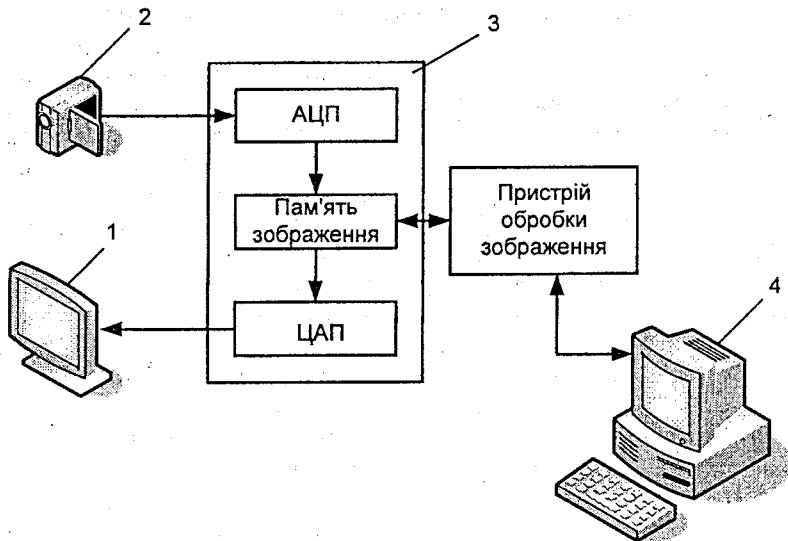


Рисунок 4.8 – Структурна схема системи «Autoview»: відеомонітор (1); телевізійна камера (2); модуль запам'ятовування кадру (3); пульт управління (4)

Дана СТЗ застосовується, зокрема, для роботизації допоміжних технологічних операцій у складі гнучких виробничих систем (ГВС) з вісьмома ділянками механічної обробки. Вона автоматично ідентифікує деталі, розташовані на піддоні у випадковому порядку, після чого робот відповідним чином орієнтує чергову деталь з похибкою не більше  $\pm 0,5^\circ$  і подає її в токарний верстат. Весь цикл займає менше 30 секунд, причому основна частка цього часу йде на маніпуляції з деталлю. Процес навчання СТЗ ідентифікації навіть схожих одну на одну деталей також не перевищує наведеного часу, що дуже важливе для ГВС, що працюють з дрібними серіями виробів.

Описана вище СТЗ «Autoview» забезпечувала на підприємствах фармацевтичного виробництва прочитання і розпізнавання шестизначних буквено-цифрових кодів за 1...2 с, причому шрифти могли змінюватися від виробу до виробу. У всіх випадках термін окупності СТЗ «Autoview» не перевищував одного року.

Швидкодійна СТЗ фірми «Optical Recognition Systems» (США) [1], призначена для роботи з кольоровими зображеннями, наведена на рис. 4.9.

Одне із її застосувань – сортування пачок сигарет, що проходять по конвеєру, за графічним зображенням. Продуктивність складала 330 пачок на хвилину, надійність розпізнавання  $\sim 98\%$ .

Адаптивні роботи із СТЗ знаходять застосування на ділянках підготовки ГВС, де вони служать для касетування або комплектації деталей, що надходять неврегульованим чином в тарі або по конвеєру. Виконавши операції початкового впорядкування деталей (наприклад, встановлюючи їх в строго певні місця з потрібною орієнтацією в касеті), адаптивний робот створює умови для подальшої роботи жорсткопрограмованих роботів і автоматів.

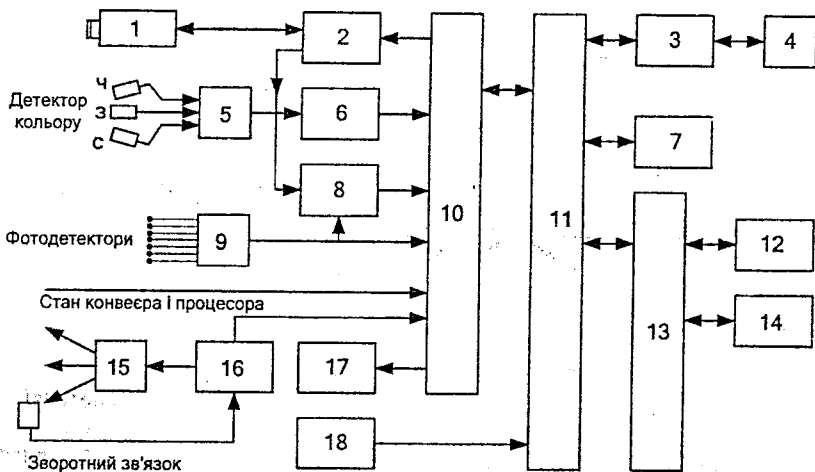


Рисунок 4.9 – Структурна схема СТЗ фірми «Optical Recognition Systems»

На рис. 4.9 позначені: сканувальна камера (1); процесор переробки відеоінформації (2); ЕОМ SBC80/10 (3); дисплейний термінал оператора (4); підсилювачі (5); блок вимірювання відношення трьох сигналів (6); пам'ять з аварійним акумулятором (7); блок визначення пріоритету переривань (8); блок кондиціонування сигналів (9); панельний інтерфейс (10); багатоканальна шина (11); касетний накопичувач (12); послідовний інтерфейс (13); друкувальний пристрій (14); джерело освітлення (15); регулятор освітлення з джерелом живлення (16); реле приводів (17); джерело живлення (18); детектори кольору червоного, зеленого, синього (Ч, З, С)

Аналогічні функції виконує СТЗ у роботизованій комірці впорядкованого укладання в тару деталей різного типу, довільним чином розташованих на стрічці конвеєра. Функціонування цієї системи, розробленої в Науково-дослідницькому центрі металообробної промисловості Бельгії [1], ілюструється на рис. 4.10.

Відеосенсор, розташований над конвеєром, постачає роботу інформацію тільки для захоплення ще нерозпізнаних деталей. Захопивши деталь

робот кладе її на одну із двох позицій розпізнавання і локалізації, в той час як на іншій такій же позиції СТЗ ідентифікує попередню деталь і точно визначає її координати і орієнтацію з метою укладання роботом в тару. Робота СТЗ на позиції розпізнавання йде паралельно з роботою на позиції захоплення з конвеєра. Через безліч проміжних маніпуляцій продуктивність такої системи невелика, хоча гнучкість, точність і надійність високі.

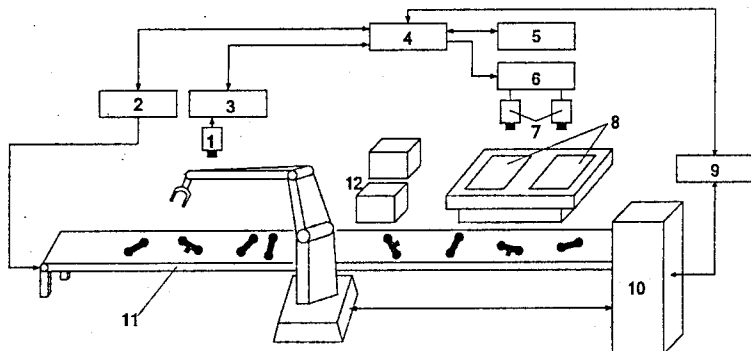


Рисунок 4.10 – РСТЗ з конвеєром для укладання деталей в тару

На рис. 4.9 позначені: телекамера загального огляду для грубої локалізації деталей (1); пристрій управління конвеєром (2); блок управління захоплювальним пристроєм робота (3); пристрій управління системний (супервізор) (4); блок розпізнавання і локалізації деталей (5); перемикач телекамер (6); телекамери системи розпізнавання і точної локалізації деталей (7); позиції розпізнавання (8); блок формування завдань роботу (9); пристрій управління роботом (10); ділянка захоплення (11); тара (12).

Порівняно проста, але достатньо ефективна РСТЗ, призначена для роботи з неорієнтованими деталями і заготовками широкої номенклатури, зображена на рис. 4.11 [1].

Система ТЕЗА (технічного зору і адаптації) реалізується на базі мікроЕОМ і дозволяє використання будь-якого датчика відеосигналу, що працює в телевізійному стандарті. Завдяки розробленій методиці узгодженості і обміну інформацією між процесорами пристрою управління і системи ТЕЗА останню можна розглядати як «приставку», підключення якої до існуючого робота надає йому адаптивні можливості. Робота комплексу будується так, що система ТЕЗА не тільки видає результати зорового аналізу робочої сцени, але й формує рух робота, що забезпечує захоплення неорієнтованої деталі і її виведення в деяке стандартне положення. Далі можна максимально використовувати ті ж жорсткі програми, які були занесені в пам'ять при навчанні робота в номінальних умовах, одночасно оброблюючи відеоінформацію для наступної деталі. Таким чином розпарале-

люються операції між процесорами системи ТЕЗА і пристроями управління при позмінній роботі в адаптивному режимі і в режимі реалізації жорстких програм.

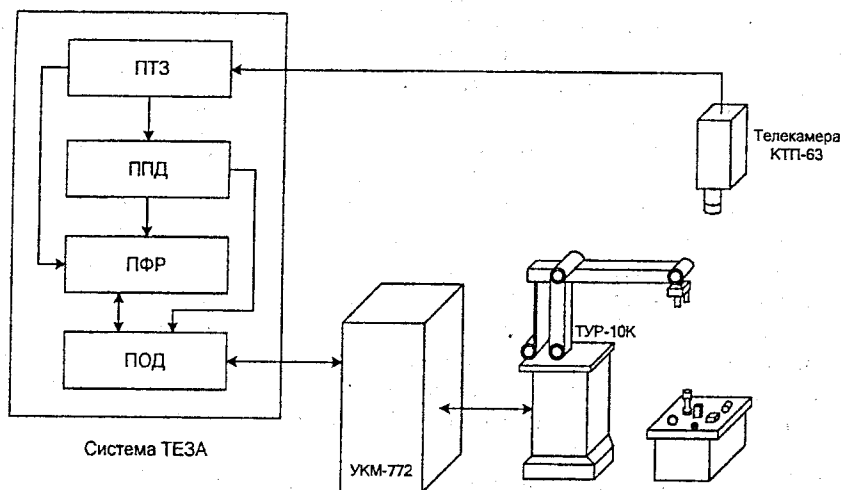


Рисунок 4.11 – Структура адаптивного робототехнічного комплексу: підсистема технічного зору (ПТЗ); підсистема планування дій (ППД); підсистема формування руху (ПФР); підсистема обміну даними (ПОД)

Система ТЕЗА містить підсистему технічного зору, реалізовану апаратно-програмними засобами, до якої входять такі модулі:

- *введення зображення*: передбачена можливість введення фрагментів зображення з програмним завданням зміщення і розмірів вікна, кроку відліку відеосигналу по горизонталі і вертикалі, розрядності подання яскравості; забезпечений автоматичний вибір порогу бінаризації за гістограмою рівнів яскравості згідно з методом, описаним в п. 4.1.2;

- *попередньої обробки*: здійснює маскування фрагментів, грубу локалізацію об'єктів на матриці зображення малої розмірності, цілеспрямоване наведення на об'єкт з підвищеною роздільною здатністю, фільтрацію бінарного зображення за допомогою методів клітинної логіки, виділення контурних точок на зображенні (20 мкс на точку), простежування контурів і подання їх у вигляді послідовності координат, відсіювання малоінформативних контурних точок;

- *опису і аналізу зображення*: за контурними точками розраховується набір формальних ознак (ця операція при чисто програмній реалізації займає 300...600 мс); на етапі навчання СТЗ відбираються найбільш інформативні із цих ознак – на практиці для класифікації типових машинобудівних деталей достатньо 2...3 ознак; на етапі класифікації вектор ознак зіставляється з еталонними за методом найближчого сусіда менше, ніж за

10 мс; на визначення координат центра форми силуету об'єкта витрачається 3...6 мс, на знаходження орієнтації і сторони об'єкта (шляхом розрахунку коефіцієнтів Фур'є в полярних координатах) – 100...300 мс;

- *сервісний*: координує роботу всієї СТЗ, підтримує діалог з оператором, візуалізацію результатів на дисплеї при налагодженні функцій управління, діагностування, допоміжних функцій.

Крім СТЗ, до складу системи ТЕЗА входять такі підсистеми:

*планування дій*, при якому обирається цілеспрямована послідовність маніпуляції робота (наприклад, при касетуванні приймається рішення про те, чи потрібно взагалі класти розпізнану деталь до касети і т. д.);

*формування руху* робота, що генерує масиви посилань в пристрій управління, які задають режим роботи (адаптивний або відтворення жорстких програм), відповідно повідомляючи або чергові значення шарнірних кутів маніпулятора (вони розраховуються шляхом розв'язання оберненої кінематичної задачі з урахуванням прив'язки систем координат телекамер і робота), або номери підпрограм завчасно навчених дій робота з деталлю із стандартного стану, що забезпечується адаптивним режимом (вони визначаються підсистемою планування);

*обміну даними* з пристроєм управління промислового робота, що забезпечує асинхронну передачу масивів посилань по перериваннях, що надходять із відпрацюванням сформованих рухів роботом.

Окрім вирішення завдань надання зорових відчуттів роботам, з метою адаптивного виконання маніпуляційних операцій СТЗ знаходять широке застосування в роботизованих установках контролю якості продукції [7, 30]. Розглянемо декілька прикладів виконання операцій контролю шляхом поєднання можливостей СТЗ і промислових роботів.

Так, в роботизованому центрі контролю якості паяння друкарських плат фірми «Honeywell» (США) [1] робот «PUMA-560» послідовно переміщає плату розміром 275×140 мм перед об'єктивом твердотільної телекамери «Panasonic BS-170» так, щоб в її поле зору (30×20 мм) по черзі потрапляли прямокутні зони огляду, отримувані при розбитті плати на 11 рядків і 8 стовпців. При цьому роздільна здатність СТЗ дозволяє виявляти особливості сцени розмірів, що оглядається, 0,1 мм. Команди про моменти часу, значення і напрям переміщень плати подаються пристрою управління робота від процесора обробки зображень СТЗ «Auto-vision-2».

Після перегляду всієї плати дані про можливі дефекти паяння передаються в центральний мікропроцесор «Apple II» через послідовний канал RS-232. Поки робот і процесор обробки зображень зайняті контролем наступної плати, центральний мікропроцесор допомагає операторові швидко знайти точки паяння, що викликають підозру і потребують безпосередньої перевірки, а також веде облік виробничої статистики. Ділянки, що оглядаються, можуть містити до 40 точок паяння. Щоб СТЗ краще відрізняла їх від провідників і фону, покритих темно-зеленим лаком, застосовують жовто-оранжеве освітлення і оранжево-червоний світлофільтр перед телекаме-

рою. Це істотно полегшує перехід від однієї світлої точки паяння до іншої, вимірювання характеристик зображення кожного вузла і порівняння їх з еталонними значеннями і допусками.

Дана система виявляє понад 99,8% всіх дефектів, причому частка «помилкових тривоги» не перевищує 1% всіх місць паяння. Термін окупності робота із СТЗ складає 2...3 роки за рахунок скорочення праці людини на контролі і підвищення надійності продукції.

Фірма «Остек» (США) [1] розробила роботизовану систему контролю і сортування клавіш дисплеїв і пультів. Кожна клавіша перед завантаженням в магазин складального автомата оглядається СТЗ. Результати інспекції, а також інформація про тип клавіші і її положення передаються роботу, який або завантажує клавішу у відповідний магазин, або кидає в бункер для браку. До складу СТЗ входять: твердотільна відеокамера з об'єктивом з фокусною відстанню 50 мм, що має розділення 320×240 пікселів; відеопроцесор «TASK 20/20» на базі процесора «LSI-11/23»; система освітлення з ВОЛЗ світлопроводами, що дає вузькі світлові промені з двох сторін робочого столу; телемонітор.

#### 4.4.2 Технічний зір зварювальних, фарбувальних та складальних роботів

Сучасний етап розвитку робототехніки характеризується стійкою тенденцією до підвищення ролі технологічних роботів, безпосередньо виконуючих основні виробничі операції (зварювання, фарбування, механічну обробку, складання, монтаж електронних схем і т. п.), порівняно з допоміжними роботами, обслуговуючими основне технологічне устаткування. Відповідно зростає значення ефективного застосування СТЗ в комплексі з технологічними роботами, що додає останнім якісно нові можливості, особливо в ГВС.

*Зварювання.* Зварювальне виробництво є одним з головних споживачів роботів, які вже давно стали масовим і звичним устаткуванням точкового зварювання і все ширше упродовжуються на операціях дугового зварювання. При всій перспективності роботизації дугового зварювання її розмах поки стримується рядом об'єктивних причин, пов'язаних, перш за все, з розкидом розмірів і кривизни зварюваних деталей, неідеальністю оброблення кромки під стик, неоднорідністю і температурними деформаціями матеріалів, прогинанням важких конструкцій, а також з неточністю установлення зварюваних елементів у фіксаторах. Все це істотно утруднює застосування жорсткопрограмованих зварювальних роботів і потребує створення адаптивних роботів, здатних підстроювати рухи зварювальної головки під реальну траєкторію стику (і, крім того, автоматично регулювати такі параметри процесу, як зварювальний струм, напруга дуги, швидкість зварювання).

Для відчуття зварювальних роботів використовують різні датчики контактного і безконтактного типу (механічні щупи, тактильні, електромагні-

тні і струменеві датчики), а також результати вимірювання положення стику за параметрами самої зварювальної дуги. Природно, що важливе місце в системах адаптації зварювальних роботів відводиться і технічному зору [7, 30, 31]. При створенні СТЗ для роботизації зварювання доводиться долати специфічні труднощі, обумовлені сильними перешкодами від яскравого світла дуги, необхідністю захисту відеосенсора від бризок розігнаного металу, забруднення, дії теплоти і агресивного газового середовища, великою нерівномірністю віддзеркалення світла від поверхні зварюваних елементів. Тому разом із спробами використання стандартних промислових телевізійних установок активно розробляються спеціальні СТЗ, орієнтовані на вирішення зварювальних задач. Ці СТЗ включають освітлювачі з направленим монохроматичним випромінюванням або модульованим світловим потоком, вибірні фільтри, світлодіоди, пристрої охолодження і захисти, різні відеосенсори, які встановлюються як в безпосередній близькості від точки зварювання (часто вмонтовуються разом із зварювальною голівкою), так і на деякому віддаленні від неї для виявлення шва («з випередженням») та забезпечуються системами дзеркал, двигунами для сканування зони, а також апаратні і програмні засоби оброблення відеоінформації для швидкого пошуку центральної лінії зварюваного з'єднання. Наведемо декілька прикладів.

Система «ARTIST» (Adaptive Real-Time Intelligent Seam Tracker) – адаптивна «інтелектуальна система» простежування шва (рис. 4.12) в реальному часі призначена для роботизації зварювання без необхідності попереднього програмування зварювального робота шляхом його проведення по необхідній траєкторії [32]. Це досягається завдяки тому, що дана система здатна управляти рухом зварювальної голівки в реальному часі на підставі відеоінформації про спотворення лазерного променя на стику зварюваних деталей.

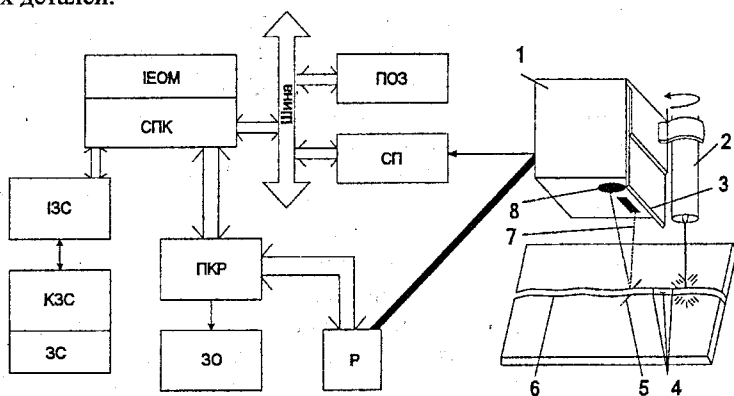


Рисунок 4.12 – Схема системи дугового зварювання роботом «ARTIST»

На рис. 4.12 позначені: відеосенсор (1); зварювальна головка (2); щиток (3); позиції корекції (4); лінія сканування (5); стик (6); лазерний промінь (7); телекамера (8); інтерфейс мікроЕОМ (ІЕОМ); супервізорний пристрій керування (СПК); інтерфейс зварювального стола (ІЗС); контролер зварювального стола (КЗС); зварювальний стіл (ЗС); пристрій керування роботом (ПКР); зварювальне обладнання (ЗО); процесор оброблення зображення (ПОЗ); спеціалізований препроцесор (СП); робот (Р).

Відеосенсор з лазерним випромінювачем фірми «Chesapeake Laser Systems» (США) вимірює профіль стику методом триангуляції. Максимальне число точок вимірювання на скані – 1000; похибка не більше  $\pm 0,125$  мм на лінії шириною 32 мм.

Відеосенсор захищений щитком від бризок розплавленого металу, світлофільтром від задимленого середовища і спеціалізованим препроцесором, що перетворює початкову відеоінформацію на послідовність значень відхилень осі об'єктива від середньої лінії стику. Ці сигнали надходять в мікроЕОМ типу «Intel-80286», де разом з поточними координатами відеосенсора використовуються для розрахунку просторового положення стику в системі координат робочого органу робота.

Програмне забезпечення має модульну структуру і реалізує такі алгоритми: збирання даних про профіль стику (з управлінням частотою знімання і часом затримок); фільтрації помилкових відліків, викликаних, наприклад, віддзеркаленням променя від блискучих ділянок зварювальної ванни; обробки відеоінформації з сегментацією зображень, що дозволяє достатньо точно визначати V-подібне оброблення, вали захоплювального шва, середню лінію і кромки стику; перетворення геометрії стику на систему координат зварювальної головки.

Система «ARTIST» орієнтована на використання разом з порталним роботом «Unimate 6000» (шість ступенів рухливості) і розрахована багатопрохідне зварювання швів зі швидкістю до 25,4 мм/с.

Компанія «Norfolk & Western Railway» (США) [1] застосувала технічний стереозір для формування просторової траєкторії руху робота, що приварює вкладиші розміром 190×230 мм у важкі (500 кг) рами колісних візків бункерних вагонів під час їх ремонту. Довжина кожного шва близько 90 см, швидкість зварювання 25 см/хв. Оскільки точна просторова фіксація вкладишів вкрай утруднена, фахівці компанії використали зварювальний робот «AID-800» в адаптивному режимі, забезпечивши його СТЗ з парову твердотільних телекамер, закріплених на відстані 76,2 см один від одного (рис. 4.13).

Бінокулярна СТЗ фірми «Automatix Robotic Systems» (США) за двома зображеннями методом триангуляції знаходить тривимірні координати крайніх точок прорізу в середині вкладиша і за відомими його розмірами визначає траєкторію майбутнього зварного шва. Цей процес, від початку руху робота до робочої позиції і початку зварювання, займає менше 6 секунд. Обчислювальна частина системи будується на базі мікропроцесора

«Motorolla 6800». Для програмування як СТЗ, так і робота використовується мова «RAIL». Вся процедура калібрування і навчання системи новому класу деталей займає не більше години.

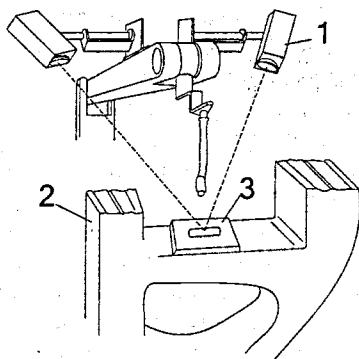


Рисунок 4.13 – Стереосистема просторового коректування траєкторії зварки: телекамера (1); рама (2); вкладиш (3)

Декілька цікавих прикладів зорового відчуття роботів для прецизійного мікрозварювання при виготовленні електронних приладів описано в [30] ще в 90 роки минулого сторіччя.

**Фарбування.** Застосування роботів із СТЗ на операціях фарбування забезпечує гнучкість виробництва за рахунок обробки на одному конвеєрі виробів різних і часто змінних типорозмірів, дозволяє підвищити продуктивність і якість фарбування та істотно зменшити витрату фарбників.

Особливості реалізації технічного зору на операціях фарбування пов'язані з великою різноманітністю варіантів підвішування офарбованих деталей, які, крім того, при транспортуванні можуть розгойдуватися і повертатися в просторі; з проблемою захисту оптики відеосенсорів і джерел освітлення від забруднення фарбою, що розпилюється; необхідністю обліку вибухо-пожежонебезпеки робочого середовища. У промисловості знаходять застосування різні класи СТЗ роботів-фарбувальників, починаючи від простих фотоелементів, що вмикають фарбопульт при появі об'єкта і вимикають його при виході об'єкта із зони фарбування, і кінчаючи системами з розвиненими функціональними можливостями, здатними ідентифікувати тип об'єкта, що надійшов, і вибирати відповідний варіант фарбування, визначати положення фарбованої деталі в просторі, належним чином коректуючи рухи робота, що несе фарбопульт, аж до автоматичної підтримки потрібної відстані від фарбованої поверхні уздовж всієї формованої траєкторії руху, контролювати якість фарбування, подаючи роботу команди на усунення дефектів, що виявляються.

Наприклад, СТЗ фірми «Integrated Photomatrix» (Великобританія) [1],

крім ідентифікації типу автомобільних кузовів, що проходять мимо відеокамери 1 перед потраплянням в робочу зону робота фарбування (рис. 4.14), забезпечує деяку додаткову інформацію (відкриті або закриті двері, підняті або опущені кришки багажника та капота і т. п.), яка запобігає випадковому пошкодженню автомобіля роботом, а також гарантує правильне фарбування в будь-якому з цих випадків.

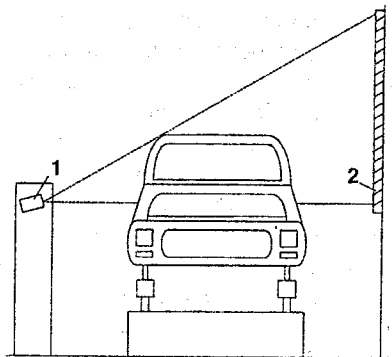


Рис 4.14 – Використання РСТЗ для фарбування автокузовів

У системі використовується твердотільна лінійна камера «IPL C2246», поле зору якої для даної установки складає 800 мм. Джерелом освітлення служить флуоресцентний екран 2. Блок аналізу зображень базується на мікропроцесорі «Z 80», до якого надходять також сигнали від позиційного кодового датчика поточного положення конвеєра. Тип кузова ідентифікується за його профілем, визначуваним послідовністю бінарних вертикальних зображень, які прочитуються камерою через інтервали часу, відповідні кроку в 100 мм. Отриманий профіль порівнюється з еталонними образами, які формуються на стадії навчання при пред'явленні кузовів різних моделей автомобілів з вказанням їх типів. Можлива конфігурація СТЗ не з однією, а з двома і більше камерами.

На Міжнародній робототехнічній виставці в Японії експонувався робот для шпаклювання швів перед фарбуванням із СТЗ «EPR-4000» на базі двох мікропроцесорів, один з яких (16-розрядний) виконує функції центрального процесора, а інший (32-розрядний) служить для швидкої попередньої обробки зображень. Відеоінформація надходить по 10-канальному ВОЛЗ. Пам'ять СТЗ дозволяє одночасно зберігати до 64 кадрів зображення розміром 248×192 пікселів. При навчанні можна задати моделі 31 об'єкта. Допускається редагування і модифікація класифікувальних ознак оператором; ознаками служать площа, координати центра форми, напрям головної осі інерції, розміри півосей еліпсоїда інерції, які будуються для кожної ділянки шва. Погрішність вимірювання позиції не перевищує 0,1 мм при діапа-

зоні вимірювань 0,1...10000 мм. СТЗ розпізнає типові ділянки шва, що підлягають шпаклюванню тим або іншим способом, і розраховує необхідні точки траєкторії робота. Робот «8604-АК» виконує в автоматичному режимі шпаклювання швів завдовжки до 400 мм з похибкою до 1 мм. Повний час підготовки шва до фарбування не перевищує 4 с. Приклади інших СТЗ роботів фарбування в [1, 7].

*Складання.* Операції складання, займаючи одне з перших місць в сучасному промисловому виробництві за трудомісткістю і за часткою робіт, що виконуються вручну, дуже нелегко піддаються автоматизації. Складальні промислові роботи почали широко упроваджуватися пізніше за більшість інших технологічних роботів, причому до недавнього часу їх ефективне застосування обмежувалося складанням виробів при масовому і великосерійному випуску (наприклад, в годинниковій або радіоелектронній промисловості), коли вдається створити високоорганізоване робоче середовище шляхом подачі компонентів на позицію складання в строгому порядку з незмінною орієнтацією. Якщо ж важко або невигідно забезпечувати впорядкування в робочому середовищі за рахунок виготовлення спеціалізованого допоміжного устаткування і оснащення для кожного нового виду виробу і технології, то використання для складання важкопрограмованих роботів пов'язане з серйозними проблемами, хоча саме широка роботизація складальних процесів в дрібносерійному і одиничному виробництві дозволить, на думку фахівців, створювати по-справжньому гнучкі виробничі системи.

У зв'язку з цим очікується посилення уваги до роботизації складання (прогноз, що частка складальних роботів в загальному парку промислових роботів США зросте з 16 % у 1985 р. до 35 % у 2000 р. [33] практично відбувся) і чітко виявляється необхідність переходу до адаптивних складальних роботів.

Передбачається, що вже найближчими роками промислові роботи, що серійно випускаються, зможуть гнучко переключатися на складання різних виробів протягом однієї зміни, маючи засоби аналітичного програмування і зв'язок з розвиненими системами відчуття. Очікується також зростання частки тих застосувань роботизованих комплексів, в яких роботи виконуватимуть не окремі складальні операції, а весь багатоопераційний процес складання виробу. Цей процес включає не тільки власне операції з'єднання елементів вузла, що складається, але і підготовчі операції (розконсервування компонентів, виймання їх з тари, вхідний контроль, комплектація деталей для складання конкретних виробів), допоміжні і супутні операції (транспортування, зачистка, згинання, лудіння відгалужень і т. п.), післяскладальні операції (налагодження, вихідний контроль, маркування, упакування і ін.). При виконанні більшості вказаних операцій роботами може бути ефективно використаний технічний зір.

Вище вже були розглянуті застосування СТЗ роботів, що здійснюють впорядкування і контроль об'єктів. Фактично ці ж вимоги і стоять, в першу

чергу, перед СТЗ роботів на даному етапі: забезпечити можливість узяття потрібної деталі (у перспективі – відразу з тари); її вхідного огляду; перенесення з необхідною орієнтацією в зону складання; інспекційного контролю правильності виконання кожної з ланцюга операцій власне складання; перевірки і впорядкованого укладання складених вузлів. Посадження всіх цих функцій в єдиному роботизованому комплексі, а також реалізація систем візуального сервоуправління, які разом з розвиненими засобами тактильного і силомоментного відчуття дозволять адаптивним роботам здійснювати самі операції з'єднання і фіксації компонентів за поточною сенсорною інформацією, і повинні привести до якісного стрибка в розвитку роботизації складання. В даний час ці завдання часто ще вирішуються не в комплексі, але навіть такі застосування СТЗ підвищують можливості складальних роботів, підтвердженням чого служать наведені нижче приклади з області механоскладання і монтажу електронних компонентів.

Ще на виставці «Роботокомплекси-84» в Москві [1] демонструвався робот «Smart» фірми «Cotau» (Італія), виконуючий установа коліс легкових автомобілів за поточною інформацією від системи стереобачення. В результаті обробки в мікропроцесорі зображень ступиці колеса від пари телекамер визначаються просторові координати центрів отворів під болти кріплення, що дозволяє роботу правильно підігнати колесо до ступиці, наживити і затягнути болти. Система надійно виконує складання, навіть якщо ступиця автомобіля, що надходить по конвеєру, відхиляється від номінального положення на  $\pm 2$  см по трьох лінійних координатах, на  $\pm 10^\circ$  по орієнтації і довільно повернена навколо своєї осі. Схожі задачі вирішує СТЗ SAM фірм «Bosch» (ФРН) при установленні коліс на ступиці роботами IR601/60CP.

Ще одним прикладом застосування СТЗ спільно з роботами в автомобілебудуванні служить роботизація установки стекол автомобілів на підприємствах фірми «Cowley» (Великобританія), де чотири лінійні камери визначають положення віконних отворів з похибкою не більше 1 мм, тоді як похибка позиціонування кузова перевищує 10 мм.

Складання виробів електронної промисловості має ряд специфічних особливостей: широка різноманітність видів елементів (резистори, конденсатори, транзистори, мікросхеми, реле, радіатори, трансформатори та ін.), багато з яких має велике число виводів, що легко деформуються; необхідність дуже щільного розміщення компонентів на друкованій платі з високою точністю (типові допуски характеризуються частками міліметра); часта зміна типів виробів і швидкий розвиток технологій, що приводить до випуску продукції невеликими партіями; підвищені вимоги до якості і надійності складання, обумовлені високою вартістю (або навіть неможливістю) виправлення дефектів; у багатьох випадках обов'язковість забезпечення надчистої атмосфери в робочій зоні. Все це визначає специфіку засобів робототехніки в електронній промисловості для складання мікросхем, завантаження-розвантаження складальних автоматів, монтажу компонентів

(як стандартної, так і неправильної форми) на друкарській платі, механозбірки (наприклад, загвинчування гвинтів), паяння (у тих випадках, коли хвильове паяння непридатне) і зварювання, настройки електронної апаратури, тестового контролю якості виробів. Оскільки трудомісткість операцій складання досягає 50... 60% трудомісткості виготовлення мікроелектронного приладу, багато підприємств і фірм спеціалізуються на створенні і впровадженні складальних роботів для електронної промисловості. Важливе місце в їх розробках займають методи і засоби зорового відчуття цих роботів.

Технічний зір в цих засобах служить для точної локалізації кристалів ВІС, пошуку контактних доріжок на кристалах, визначення фактичного місцеположення і орієнтації друкованої плати і отворів на ній, а також вмонтованих компонентів, для візуального контролю допустимості проміжків між выводами і їх вигину, управління рухами робота при поєднанні выводів з отворами, виявлення можливих порушень при монтажі компонентів і т. д.

Наприклад, СТЗ CRS1000, розроблена у Великобританії, використовується при виробництві інтегральних схем. У полі зору телекамери (512×512 пікселів, 256 градацій яскравості) послідовно підводяться кристали інтегральних схем, встановлені в комірках піддона розміром 5×5 мм. В результаті оброблення відеоінформації центр кристала визначається з похибкою не більше 10 мкм; похибка орієнтації – не більше 0,2°. Далі кристал захоплюється роботом і поміщається на кристалотримач з правильною орієнтацією, після чого автоматично прикріплюється до підкладки. Весь цикл не перевищує 1 секунди. СТЗ здатна також ідентифікувати тип кристала за такими ознаками, як розміри, загальне число і картина розташування контактних доріжок, передаючи цю інформацію пристрою управління робота.

#### 4.4.3 Технічний зір мобільних роботів

Мобільні роботи відрізняються здатністю самостійно переміщатися в робочому середовищі і призначені:

- для транспортування вантажів (транспортні роботи);
- проведення досліджень і спостережень в навколишньому просторі (дослідницькі роботи – підводні, космічні, вулканологічні і т. п.);
- виконання різних робіт (автоматичні сільськогосподарські, дорожньо-будівні, пожежні, гірничодобувні і інші машини, пересувні платформи з маніпуляційними механізмами).

Разом з класифікацією за застосуванням мобільні роботи розрізняють:

- за типом пересування (колісні, гусеничні, крокуючі, плаваючі і ін.);
- за здатністю перебудовувати свої дії (жорсткопрограмовані, з умовними переходами від однієї жорсткої програми до іншої, адаптивні);
- за ступенем автономності (що переміщуються по наперед прокладених маршрутопроводах; що переміщуються в довільному напрямі при супервізорному дистанційному керуванні; що вільно переміщуються з автоматичним прокладенням маршруту).

Більшість сучасних мобільних роботів забезпечена тими або іншими засобами зорового відчуття, починаючи від простих оптичних датчиків безпеки і кінчаючи складними системами стереобачення і вимірювання дальності. Природно, що для перерахованих класів роботів функціональні задачі технічного зору можуть істотно відрізнятися. Розглянемо основні з цих задач і деякі конкретні приклади їх вирішення в СТЗ мобільних роботів.

Мобільні роботи знайшли досить широке застосування в промисловості як внутрішньоцеховий і міжцеховий транспорт для перевезення заготовок, виробів і інших вантажів. В багатьох випадках ці роботи є жорсткопрограмовані автомати (транспортні візки) з маршрутопроводним управлінням. Маршрутопроводами можуть служити механічні напрямні, електричні кабелі, що прокладаються під підлогою цеху, ланцюжки фіксованих радіомаяків, а також світловідбивальні або контрастні смуги, що наносяться на підлозі. Зорове відстежування маршрутопровідної смуги в простому випадку може здійснюватися, наприклад, парою розташованих на днищі робота справа і зліва від його осьової лінії відеосенсорів [1].

Більш складна СТЗ для розпізнавання смуги використана в японському роботі, спеціально створеному для роботи в цехах виготовлення напівпровідників з врахуванням високих вимог до чистоти атмосфери [34]. Автоматичний візок з чотирма незалежно керованими колесами здатен пересуватись в будь-якому напрямку без зміни орієнтації корпусу. Він має вантажопідйомність 60 кг і несе на собі маніпуляційний робот MELFA-RH для завантаження – розвантаження деталей, розпізнавання котрих виконується СТЗ з телекамерою. Ця ж СТЗ в процесі руху слугує для відслідковування яскравої смуги, нанесеної на підлогу цеху. Схема системи керування мобільним роботом наведена на рис. 4.15, де позначені: процесор системи зв'язку з оператором (ПСЗО); процесор центрального пристрою керування (ПЦПК); процесор системи розпізнавання (ПСР); процесор приладу керування рухом (ППКР); термінал дистанційної системи зв'язку (Т); пульт керування (ПК); пульт ручного керування (ПРК); телевізійна камера (К); прилади освітлення (О); пристрій попередньої обробки (ППО); блок розпізнавання (БР); блок керування направленим рухом (БКНР); процесор сервоприводу (ПС); підсилювач (П); двигун (Д); кодовий датчик положення (КД); кінцевий вимикач (КВ).

Вона функціонально поділяється на центральний пристрій керування, пристрій розпізнавання і пристрій керування рухом візка, кожен з яких містить вбудований 8-розрядний мікропроцесор, які з'єднані в мультимікропроцесорну розподілену систему. Крім того, мобільний робот має дистанційний зв'язок з оператором, котрий в складних ситуаціях чи при небезпечній аварії може взяти керування на себе.

Маршрут транспортного робота можна задавати не тільки неперервною лінією, але й ланцюжком дискретних зорових орієнтирів, що однозначно визначають потрібний шлях. Ще в кінці 70-х років в Японії була створена

СТЗ [1], що виявляла і розпізнавала штучні орієнтири, які встановлювались в фіксованих точках по маршруту руху робота. Ними слугували контрастні вертикальні смуги, число яких було кодом орієнтира. Транспортний візок масою 54 кг і розміром 68×48 см мав два бокових ведучих колеса з незалежними сервоприводами. На ньому була встановлена телекамера з перископом, що дозволяв отримувати круговий огляд робочої зони. При обробці в міні-ЕОМ зображення телекамери для виділення орієнтирів і підрахунку числа смуг використовувався метод порівняння з еталонними масками.

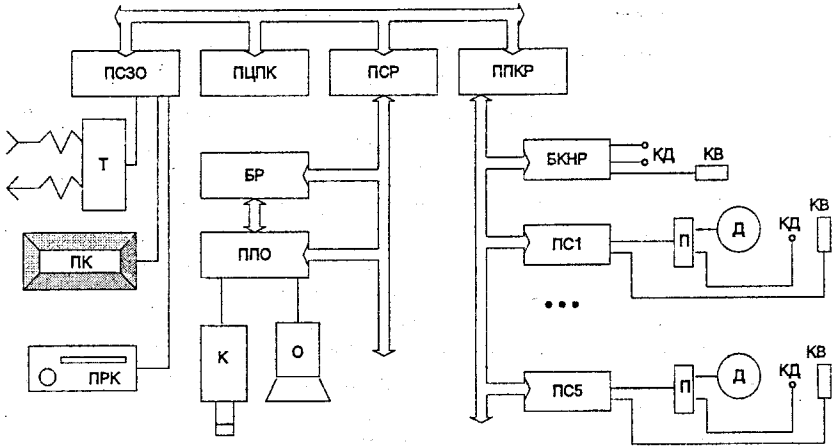


Рисунок 4.15 – Система керування мобільним транспортним роботом

Оскільки мережі маршрутопроводів можуть бути достатньо розгалуженими і рух по них допускає диспетчерування від ЕОМ, то транспортні роботи описаного вище типу підвищують варіабельність доставки вантажів порівняно з конвеєрним транспортом, що і зумовило їх впровадження в перші ГВС.

Незрівнянно більшу гнучкість забезпечують мобільні роботи, що вільно переміщуються і не потребують наперед прокладених маршрутопроводів та здатні рухатися до оперативно заданих цілей з обминанням зустрічних перешкод. Слід відмітити, що жорстко запрограмовані транспортні роботи, як правило, забезпечуються датчиками (в тому числі оптичними), що дозволяють завчасно виявляти перешкоди, однак при цьому в більшості випадків передбачається не обхід останніх, а припинення виконання завдання з видачею відповідного сигналу. Роботи, що вільно рухаються в реальних виробничих умовах, повинні при русі до цілі уникати зіткнення не тільки зі стаціонарними перешкодами (станками, трубопроводами, стінами), а й з непередбачуваними перешкодами (заново монттованими приладами, тимча-

сово складеними на підлозі цеха штабелями деталей, тарою, відходами) і навіть з рухомими об'єктами (людьми, автокарами, вантажівками, іншими транспортними засобами).

Важливість вміння розпізнавати і обходити апріорно невідомі перешкоди суттєво зростає з переходом від заводських умов в непромислово зону, де очікується широке застосування мобільних роботів для таких задач, як видобування корисних копалин, збір врожаю, рятувальні роботи в небезпечних зонах, дослідження планет, океану і т. д. Мобільні роботи можуть переміщуватись не тільки по двовимірній опорній поверхні, але й в тривимірному просторі: під водою, в повітрі, в космосі, коли виникає задача планування просторових траєкторій руху за поточною зоровою інформацією.

Повністю автономні мобільні роботи з адаптивним формуванням ціленаправлених рухів вже створюються. Для виконання робіт, досліджень і спостережень в складних, важкодоступних і екстремальних середовищах використовується супервізорний режим дистанційного керування вільним переміщенням роботів. Зокрема, активно ведуться роботи з роботизації обслуговування атомних електростанцій: профілактичного огляду, очищення і мілкого ремонту реакторів, контролю температури, рівня радіації та інших параметрів, видалення радіоактивних відходів. В США створені мобільні роботи Surveyor з супервізорним керуванням для роботи в радіоактивних зонах компанії «Automation Technology», Kluge компанії «Cybermation» та ін. [35, 36], котрі, окрім високоманеврених двигунів, радіотелеметричної апаратури і спеціальних датчиків, оснащені різними засобами отримання відеоінформації. Мобільний робот корпорації «Toshiba» (Японія), також призначений для спостереження і огляду обладнання реакторів АЕС, здатний переміщуватись не тільки по рівній поверхні, але й долати круті підйоми і спуски (з нахилом  $30^\circ$ ) і навіть сходи (з висотою сходинок до 20 см). На роботі встановлена кольорова телекамера, що передає зображення крупним планом для знімання показів з обладнання, виявлення видимих дефектів, огляду самого рухомого візка. Однак функції цієї відеоапаратури в подібних роботах з супервізорним керуванням майже повністю зводяться до передачі зорової інформації людині-оператору.

Набагато більш активна роль відведена технічному зору автономних мобільних роботів з адаптивною поведінкою, котрі будуть самостійно формувати свої дії в складних незнайомих середовищах, ціленаправлено виконуючи завдання. Можна вказати дві основні задачі, що стоять перед СТЗ таких роботів: а) виявлення допустимих для руху робота ділянок робочого простору і необхідних з тих чи інших причин ділянок (завад), а також небезпечних зон, де переміщення робота хоча і можливо, але пов'язано з певним ризиком; б) розпізнавання і локалізація цілей, орієнтирів та інших об'єктів навколишнього середовища для визначення власного місцезнаходження робота (абсолютно чи відносно цих об'єктів) з метою його навігації. Для інформаційно-керувальних систем роботів з елементами штучного

інтелекту обидві ці задачі об'єднуються в загальну проблему отримання даних для побудови моделі робочого середовища, котра дає можливість роботу планувати і корегувати свою поведінку, самонавчатися, отримуючи «досвід».

Для практично прийняттого рішення вказаних задач створюються надійні, компактні і легкі відеосенсори та інша апаратура СТЗ автономних мобільних роботів. В [37] описані одні з перших американських розробок експериментальних мобільних роботів, що здатні адаптивно діяти відповідно до зорової інформації від бортових телекамер. Дослідницький візок Стенфордського університету і робот-всюдихід (ровер) Університету Карнегі-Меллона працюють в неструктурованому природному середовищі, автоматично будуючи маршрути з оминанням перешкод. При цьому СТЗ стенфордського візка для забезпечення навігації і розпізнавання перешкод вводить під час зупинок робота при огляді місцевості послідовність стереозображень і виділяє на них близько 30 характерних ознак (типу кутів, яскравих плям і інших фрагментів зображень, розташування яких однозначно встановлюється на різних видах сцени). В СТЗ ровера закладено аналогічні принципи аналізу зображень, що отримуються при переміщенні телекамери.

В Університеті бундесверу (ФРН) створено діючий прототип робота-автофургона, здатний без водія й без телекерування їздити по шосейних дорогах [1]. Інформація для керування роботом у контурі зорового зворотного зв'язку надходить від СТЗ, що відслідковує край дороги. У СТЗ використовуються дві телевізійні камери, установлені на керованій платформі із двома ступенями волі (поворот і нахил) безпосередньо за вітровим склом автомобіля. Одна камера із ширококутовим об'єктивом одержує зображення всієї видимої ділянки дороги, а друга, із довгофокусним об'єктивом, – укрупнене зображення в обраному «вікні». Оцифровані зображення розміром  $256 \times 256 \times 8$  біт надходять у бортову мультимікропроцесорну систему обробки зображень *BVV2*. Порівнюючи результати аналізу зображень із динамічними моделями змін геометрії країв дороги при поворотах, підйомах і спусках, бортова керувальна обчислювальна система розраховує відповідні впливи на рульове керування, акселератор і гальмо.

В автономних мобільних роботах, призначених для роботи на пересіченій місцевості, складність завдань спільного аналізу послідовності зображень, що надходять з однієї або декількох камер, необхідних для визначення просторових координат об'єктів зовнішнього середовища, різко зростає. Це робить актуальними також дослідження, у яких для зорового сприйняття мобільних роботів використовують сканувальні далекоміри. Хоча інформація з них надходить повільніше, ніж з телекамер, обробка цієї інформації з метою локалізації характерних точок робочого простору в багатьох випадках виявляється значно простішою. Цей підхід протягом багатьох років розроблявся в АН СРСР.

В оглядово-інформаційній системі мобільного робота за дальністю й кутовим положенням променя лазерного далекоміра вимірюються геометричні характеристики середовища в сферичній системі координат. Відстані вимірюються в діапазоні 0,3...4 м з похибкою не більше  $\pm 3$  см; сектор сканування становить  $\pm 30^\circ$ , його положенням, а також дискретністю за кутом сканування ( $1^\circ$ ,  $2^\circ$ ,  $4^\circ$ ) можна управляти за допомогою ЕОМ [38].

Велика увага приділена алгоритмічному й програмному забезпеченню розглянутої системи. За дальнометричною інформацією будуються локальні двовимірні моделі середовища (типу карт), що містять координати обмірюваних точок, висоту поверхні в них, похибку і число проведених вимірів, а також спеціальні ознаки. За локальною моделлю визначаються параметри чергового відрізка руху робота, наприклад, вибирається найбільш широкий вільний прохід або шлях з найменшим відхиленням від заданого напрямку, і розраховуються лінійна й кутова швидкості руху, які забезпечують безпечне проходження цієї ділянки.

Розроблені методи й засоби показали роботоздатність в експериментах з адаптивним крокуючим роботом з дальнометричною СТЗ. Видаються перспективними і пропозиції поєднувати телевізійні та дальнометричні системи зорового сприйняття мобільних роботів.

#### 4.4.4 Тенденції і перспективи розвитку систем технічного зору

Аналіз сучасного стану та стійких тенденцій, спостережуваних у процесах роботизації в різних сферах, дозволяє із упевненістю прогнозувати наближення якісних стрибків у розвитку робототехніки, що стосуються як технічного рівня і функціональних можливостей робототехнічних систем, так і масштабів та областей їхнього ефективного застосування. Експерти Суспільства інженерів промислового виробництва (США) ще в 1982 р. пророкували, що в 1990 р. половину всього парку промислових роботів у світі становитимуть адаптивні роботи, причому кожен другий з них буде мати технічний зір; в 1995 р. 50% роботів будуть мати системи сприйняття безпосередньо в контурах зворотного зв'язку, керуючих рухами, десята частина роботів буде здатна за інформацією від сенсорів працювати в неупорядкованому середовищі з деталями, розташованими насипом, і лише 4% всіх роботів будуть виконувати тільки жорстко запрограмовані операції типу «взяти і перенести» [1].

Правильність зроблених тоді прогнозів у цілому підтверджується: в 1987 р. понад 20% парку промислових роботів становили роботи з технічним зором. Відповідно до новішого прогнозу провідних експертів [33], 70% промислових роботів, випущених у США в 2000 р., мають технічний зір. В Японії темпи росту випуску відеосенсорів перевищують 50% у рік. Програми роботизації в країнах СНД також передбачають істотний розвиток і серійний випуск СТЗ для роботів.

Хоча робот з СТЗ коштує дорожче простого нечутливого робота, ви-  
граш за рахунок гнучкості та прискорення випуску на ринок нової продук-  
ції роблять адаптивні роботи з технічним зором в остаточному підсумку  
більше вигідними. В зв'язку з цим цікаві такі оцінки. Якщо прийняти уза-  
гальнену вартість типового промислового робота за  $R$  одиниць, то вартість  
чорно-білої телекамери, що забезпечує після оцифрування зображення роз-  
дільну здатність  $256 \times 256$  пікселів при 256 градаціях яскравості, складе  
всього  $0,003 R$ . Ціна кольорових телекамер з роздільною здатністю  
 $512 \times 512$  пікселів доходить до  $0,01 R$ . Розроблені твердотільні камери на  
ПЗЗ із більшою швидкістю коштують приблизно  $0,03 \dots 0,05 R$ . Вартість  
випуску серійно СТЗ із процесором, здатним за  $1 \dots 5$  с класифікувати із-  
ольовані об'єкти за зображеннями їхніх двовимірних проєкцій на основі  
стандартних ознак, коливається від  $0,3 R$  до  $1 R$ .

Розповсюджені раніше СТЗ на базі одиночних або декількох фотоеле-  
ментів, фотодіодних лінійок і матриць, передавальних телевізійних трубок  
в робототехнічних системах витісняються твердотільними перетворювача-  
ми. Вже впроваджені у практику високоякісні відеосенсори, що мають роз-  
дільну здатність  $1024 \times 1024$  пікселів, малу інертність, високу лінійність,  
рівномірність і стабільність відеосигналу, велику чутливість в розшире-  
ному спектральному діапазоні. З'явилися нові моделі малогабаритних і лег-  
ких (мініатюрних) відеосенсорів з поліпшеною оптикою, що забезпечує  
малі перекручування і астигматизм, підвищеною швидкістю сканування,  
автоматичним та адаптивним виконанням процесів фокусування і діафраг-  
мування об'єктива, переміщення і наведення камери, вибору світлофільт-  
ра. В освітлювальних приладах для РСТЗ роботів, у тому числі з можли-  
востями керованого і структурованого освітлення, варіювання довжини  
хвилі світла (і не тільки у видимому діапазоні) все частіше використовую-  
ються світлодіодні джерела. Одержала розвиток волоконна оптика: підви-  
щилася гнучкість світловодів, зменшилось загасання світлового сигналу.  
Прогрес мікроелектроніки і обчислювальної техніки привів, з одного бо-  
ку, до здешевлення, мініатюризації і розширення функціональних можли-  
востей універсальних ЕОМ і мікропроцесорів, а з іншого боку – до розроб-  
ки ефективних спецобчислювачів, що забезпечують високу швидкість як  
на етапах введення і запам'ятовування відеоінформації (у тому числі з ада-  
птивним вибором положення і розмірів вікна, кроку дискретизації, порогів  
і числа рівнів квантування), так і на подальших стадіях обробки, сегмента-  
ції, опису і аналізу зображень. Все це підтверджують наведені раніше оці-  
нки і прогнози розвитку СТЗ роботів (див., наприклад, [33, 36, 38]).

Новітнім етапом розвитку систем технічного зору є системи машинно-  
го зору. Це новий клас систем, до завдань яких входить одержання зобра-  
ження, його математичний аналіз і, після цього, одержання висновків, на  
основі яких виробляється рух. Технічно такі системи складаються з відео-  
камери, блока ведення зображення і блока керування рухом. Системи ма-  
шинного зору здатні повністю замінити око людини у виробничих опера-

ціях [39]. Для введення в комп'ютер зображення використовується блок введення зображення і відеокамера. Ця частина системи вирішує завдання технічного зору. Виходячи із завдання, можуть використовуватися як дуже потужні (можливе підключення декількох камер), так і найпростіші блоки. Це дозволяє створити системи під конкретне завдання з оптимальною вартістю. Для переміщення камери використовується блок керування рухом. Можливості цього блока дуже широкі. Якщо необхідний рух у площині, то використовується блок на дві осі руху. Якщо необхідно управляти рухом по складній просторовій траєкторії – на три осі руху. Для дій із зображенням використовується бібліотека функцій, що дозволяє одержувати необхідну інформацію із зображень, що надходять. За допомогою цієї бібліотеки можна проводити покращення, згладжування границь, пороговий поділ, сегментацію і кількісний аналіз образів, що надходять. Великий набір функцій дозволяє одержувати зображення гарної якості без використання камер високої роздільної здатності.

Системи машинного зору застосовуються в таких областях промисловості: автомобілебудування; електроніка; медицина і фармацевтика; машинобудування; робототехніка; лабораторні випробування. За рахунок своєї гнучкості і універсальності системи машинного зору дозволять знизити навантаження на людину практично у всіх областях промисловості.

### Контрольні запитання та завдання

1. Яким чином обмежується опис зображення з використанням функції яскравості?
2. Які розміри за всіх координат мають реальні точкові об'єкти?
3. Як можна описати процес дискретизації зображень?
4. Дайте означення поняття «зображення».
5. Що передбачає процес дискретизації зображень?
6. Яке зображення називається бінарним?
7. Яке зображення називається напівтоновим?
8. Як можуть бути реалізовані функціональні блоки СТЗ?
9. Що таке гістограма?
10. Що входить в поняття попередня обробка зображень?
11. Який метод є традиційним методом фільтрації зображення?
12. Яким чином застосовують вибіркові усереднення?
13. Який алгоритм дозволяє відсіяти шумові образи з невеликими розмірами?
14. Яку назву має метод «стиснення – розширення» на випадок кількох градацій яскравості?
15. Що таке сегментація зображення?
16. Які два основних підходи до сегментації в РСТЗ?
17. За якою властивістю можна провести сегментацію зображення?
18. Які є зв'язності елементів дискретизованого зображення?

19. Які етапи мають алгоритми методу нарощування областей?
20. Що вважається контурною точкою?
21. Які оператори використовують для попередньої обробки?
22. В чому суть способу око-процесорного розпізнавання зображень?
23. Для яких операцій застосовуються роботи, оснащені СТЗ?
24. Яким рядом ознак характеризуються функціональні задачі СТЗ?
25. Чим визначається традиційний підхід до оцінювання якості відео-системи?
26. Що є найбільш інформаційною характеристикою, на основі якої можна порівнювати можливості відеосистем із різними типами приймачів?
27. Чим описується чутливість приймача?
28. За яких структур йде побудова сучасних РСТЗ?
29. Які типи РСТЗ мають перевагу при захопленні об'єктів?
30. Які типи освітленості застосовують в РСТЗ?
31. Назвіть основні методи сканування зображення об'єкта.
32. Які ключові етапи вибору структури РСТЗ?
33. Як обирається схема розміщення відеосенсорів?
34. З яких етапів складається узагальнена методика енергетичних розрахунків РСТЗ?
35. Як враховується спектральний характер випромінювання оптичного джерела сигналу?
36. Що є новітнім етапом розвитку систем технічного зору?

## Розділ 5 АПАРАТНІ ЗАСОБИ І ТИПОВІ ЕЛЕМЕНТИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ ТА СИСТЕМ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ

Апаратна реалізація багатьох функцій систем телебачення та технічного зору має багато спільних пристроїв.

Реалізація основних функцій СТЗ здійснюється спеціалізованими засобами, тому що універсальні обчислювальні засоби не забезпечують оптимальні способи збереження й обробки інформації, а також необхідної швидкодії. Нижче в табл. 5.1 наведено основні функції СТЗ і апаратні засоби їхньої реалізації [1].

Таблиця 5.1 – Основні функції СТЗ і апаратні засоби їх реалізації

Функція	Апаратні засоби
Ресстрація зображення	Фотоприймачі, лінійки і матриці фотоприймачів, телевізійні відеодатчики
Кодування	Фотореле, фотометричні перетворювачі, аналого-цифрові перетворювачі
Збереження	Пристрої пам'яті з послідовною, паралельною вибіркою
Перетворення форми подання, обробка зображення	Відеопроцесори, спеціалізовані та універсальні мікропроцесори і мікроЕОМ

В апаратні засоби СТЗ відеосигнали, що несуть інформацію про зображення, надходять послідовно, паралельно або паралельно-послідовно вчасі. Послідовне введення відеосигналу здійснюється, наприклад, при ресстрації зображення датчиками телевізійного типу. Паралельно-послідовне введення характерне для пристроїв із твердотільними приймачами зображення. Паралельне введення здійснюється в мозаїчних та матричних пристроях.

Наведені в табл. 5.1 апаратні засоби частково використовуються в системах телебачення. Датчики телевізійного сигналу застосовують в пристроях перетворення вхідного оптичного зображення у відеосигнал для подальшої передачі по каналу зв'язку в пристрої відтворення зображень; аналогово-цифрові перетворювачі – в системах цифрового телебачення; пристрої пам'яті, відеопроцесори, спеціалізовані та універсальні мікропроцесори і мікроЕОМ – в системах аналогового і цифрового телебачення.

### 5.1 Елементарні джерела і приймачі оптичного випромінювання

#### 5.1.1 Джерела оптичного випромінювання

Основними типами джерел випромінювання, що використовуються в СТЗ, є лампи розжарювання, газорозрядні лампи, світлодіоди та лазери. Крім цього, в ряді практичних застосувань використовується випроміню-

вання природних джерел, найчастіше пряме, відбите та розсіяне сонячне випромінювання.

Джерела оптичного випромінювання описуються системою енергетичних (фотометричних) та інших параметрів та характеристик. Основні енергетичні та фотометричні (світлові) характеристики оптичного випромінювання розглянуті в розділі 1. За спектральним характером випромінювання джерела поділяються на чорні, сірі та селективні випромінювачі, випромінювачі з суцільним та з неперервним спектрами. Абсолютний випромінювач (чорне тіло) характеризується рядом добре вивчених законів. Зведення характеристик реальних джерел до характеристик чорного тіла зручне для порівняльного оцінювання випромінювання.

Лампи розжарювання знайшли широке застосування як джерела випромінювання для СТЗ, що працюють у видимій та ближній областях спектра. Спектр випромінювання нитки розжарювання лампи неперервний та залежить від її температури. Спектр випромінювання характеризує колірна температура  $T_k$ , що відповідає температурі чорного тіла, при якій його випромінювання має таку ж колірність [13], що й розглядуване випромінювання. Колірна температура більшості даних ламп близька до 2000...2500 К. Основними перевагами ламп розжарювання з точки зору їх застосування в СТЗ є: достатньо широкий спектр випромінювання, простота та надійність схем вмикання, добра конструктивна сумісність з іншими елементами. До недоліків ламп розжарювання слід віднести відносно великі розміри та масу, недостатній для ряду застосувань строк служби, складність модуляції потоку.

Широке застосування в робототехніці знайшли газорозрядні люмінесцентні лампи. Поява галогенних ламп з їх високою світловіддачею (відношення світлового потоку до споживаної або випромінюваної потужності) та підвищеним строком служби дозволила суттєво покращити характеристики ряду СТЗ. Люмінесцентні лампи виготовляють таких типів: ЛД – денного світла з колірною температурою  $T_k = 6000$  К; ЛБ – білого світла з  $T_k = 34500$  К; ЛХБ – холодного білого світла з  $T_k = 4300$  К; ЛТБ – теплового білого світла з  $T_k = 2800$  К; ЛЕ з  $T_k = 4000$  К і ЛХЕ з  $T_k = 5200$  К. Основними перевагами люмінесцентних ламп порівняно з лампами розжарювання є їх висока світлова віддача – приблизно 35...80 лм/Вт, що перевищує в 5...6 разів світлову віддачу ламп розжарювання.

Напівпровідникові світлодіоди та інфрачервоні випромінювальні діоди характеризуються малими розмірами та масою, високою стійкістю до механічних навантажень, мають значний строк служби ( $10^4$ ... $10^5$  год), високу швидкодію (час наростання та спаду імпульсу випромінювання для різних типів пристроїв складає від 5 нс до 1,0 мкс). Прямий спад напруги для таких пристроїв дорівнює 1,5...4 В при прямих струмах 10...100 мА.

Малі розміри та низькі рівні розсіяної потужності дозволяють використовувати світлодіоди як джерела випромінювання, що монтується в елементах захоплювальних пристроїв робота, для світловодних схем освіт-

лення поля зору СТЗ. Приклади транзисторних схем вмикання світлодіодів неважко знайти в схемотехнічних джерелах [1, 8, 23]. Відзначимо, що ці ж схеми можуть бути використані для вмикання малопотужних напівпровідникових лазерів.

Як джерела напрямленого, монохроматичного, когерентного випромінювання в СТЗ використовують твердотільні (кристалічні та аморфні) та напівпровідникові, рідкіше – газові лазери. Номенклатура лазерів, що випускаються промисловістю, з кожним роком зростає. Основні параметри деяких лазерів, що застосовуються в РСТЗ, наведені в табл. 5.2 [1].

Таблиця 5.2 – Основні параметри лазерів

Розбіжність ходу променів	Потужність, мВт	Тривалість імпульсу, мкс	Частота повторення, кГц	Температура, К
Газові гелій-неонові ( $\lambda=0,6328; 1,15; 1,118; 1,206; 3,39$ мкм)				
1,8...40*	0,1...80	–	–	293
10...40*	(1...5)·10 <sup>4</sup>	0,5...1,0	0,2...5	293
Твердотільні ( $\lambda=0,6943; 1,06$ мкм)				
2...75	10 <sup>6</sup> ...10 <sup>11</sup>	0,001...1000	(0,001...15)·10 <sup>-3</sup>	293
Напівпровідникові ( $\lambda=0,85$ мкм)				
1,2...30	(0,2...200)·10 <sup>3</sup>	0,03...1	0,1...10	4; 77; 293
* Діаметр пучка 1...15 мм				

Таблиця 5.3 – Порівняльні характеристики джерел випромінювання

Критерій порівняння	Лампи		Світлодіоди	Лазери
	розжарювання	газо-розрядні		
Можливість змінювати або підбирати спектральний діапазон випромінювання	+	+ –	–	–
Енергетичний або світловий ККД	–	+	+	–
Стабільність параметрів в процесі роботи	+	–	+	+
Габаритні розміри та маса	– +	+ –	+	– +
Простота кола включення або блока живлення	+	–	+	–
Простота узгодження параметрів джерела з параметрами оптичної системи	+	–	+	–
Строк служби, надійність	+	–	+	+ –
Вартість	+	+	+	–
Стійкість до зовнішніх механічних, кліматичних, радіаційних та інших впливів	+ –	+ –	+	–
Можливість керування параметрами в процесі роботи СТЗ	+	–	+	–
Можливість здійснення модуляції в схемі ввімкнення джерела	–	+ –	+	+

Табл. 5.3 наведена на завершення порівняльних характеристик ряду джерел випромінювання, в основу якої покладено дані про їх використання в робототехніці.

### 5.1.2 Приймачі оптичного випромінювання

Розглянемо деякі особливості найпростіших приймачів випромінювання, що слугують для перетворення оптичного сигналу в електричний. Приймачі випромінювання, в яких нарівні з цим перетворенням здійснюється й первинний аналіз зображення, будуть розглянуті окремо.

В РСТЗ використовуються переважно селективні фотоелектричні приймачі й набагато рідше неселективні приймачі (болометри, термоелементи та інші).

Розглянемо основні параметри, котрі, перш за все, потрібно враховувати при розробці РСТЗ.

Чутливість фотоприймача – це відношення зміни вихідного сигналу, що викликаний падаючим випромінюванням, до кількісної характеристики цього випромінювання. Розрізняють інтегральну, монохроматичну, струмову, вольтову, статичну та диференціальну чутливості [2].

Найчастіше необхідно знати інтегральну чутливість до немонохроматичного випромінювання певного спектрального складу, струмову  $S_I$  та вольтову  $S_U$  чутливості:

$$S_I = \Delta I_c / \Delta \Phi_e, \quad S_U = \Delta U_c / \Delta \Phi_e, \quad (5.1)$$

де  $\Delta I_c$ ,  $\Delta U_c$  – приріст вихідного сигналу (струму, напруги), які віднесені до простору потоку, що падає на приймач випромінювання.

Поріг чутливості (порогова чутливість) фотоприймача визначається середнім квадратичним значенням першої гармоніки падаючого на фотоприймач модульованого потоку випромінювання з заданим спектральним розподіленням, при якому середнє квадратичне значення першої гармоніки вихідної напруги (струму) дорівнює середньому квадратичному значенню напруги ( $\sqrt{\bar{U}_m^2}$  (струму  $\sqrt{\bar{I}_m^2}$ ) шуму в заданій смузі на частоті модуляції потоку випромінювання:

$$\Phi_{II} = \sqrt{\bar{U}_m^2} / S_U \quad \text{або} \quad \Phi_{II} = \sqrt{\bar{I}_m^2} / S_I. \quad (5.2)$$

Це значення зазвичай наводиться в смузі пропускання частот в 1 Гц.

Для порівняння приймачів, що різняться площею  $A$  чутливого елемента та смугою пропускання частот  $\Delta f$ , використовується питомий поріг чутливості  $\Phi_{II}^*$  та питома виявлювальна спроможність  $D^*$ :

$$\Phi_{II}^* = \sqrt{\bar{U}_m^2} / (S_U \sqrt{A \Delta f}), \quad (5.3)$$

$$D^* = 1 / \Phi_{II}^*. \quad (5.4)$$

З інших параметрів, котрі будуть необхідні для подальшого викладення, відзначимо сталу часу приймача  $\tau_n$ , котра визначає його швидкість до рівності часу від початку раптового опромінення приймача до того моменту, коли сигнал на виході досягне рівня 0,63 від значення, встановленого при тривалому опроміненні.

На завершення в таблиці 5.4 наведена порівняльна характеристика найбільш розповсюджених в РСТЗ приймачів випромінювання.

Таблиця 5.4 – Найбільш розповсюджені приймачі випромінювання

Критерій порівняння	1	2	3	4	5
Ширина можливого спектрального робочого діапазону	–	+	–	–	+
Чутливість	++	+	+	++	+
Виявлювальна здатність (порогова чутливість)	++	+	+	–	+
Швидкість	++	+–	+	+–	+–
Простота схеми включення та живлення	–	+	+	+	+–
Можливість отримання великих чутливих площадок	+	+	+–	–	+–
Стабільність параметрів за часом та при зміні зовнішніх умов	+	–	+	+–	+
Стійкість до шкідливих зовнішніх впливів (механічних, кліматичних та інш.)	+–	+–	+	+	+
Габаритні розміри	–	+	+	+	+
Вартість	–	++	+	+–	+–
Можливість створення багатоелементних та інших конструкцій, що дозволяють проводити попередній аналіз та обробку зображень	–	+–	++	++	+–

Фотоелементи та фотопомножувачі (1); фоторезистори (2); фотодіоди (3); фототранзистори (4); болометри (5).

## 5.2 Пристрої введення зображення та формування відеосигналу

### 5.2.1 Датчики телевізійного сигналу

Датчики телевізійного сигналу призначені для перетворення зображення в електричний сигнал, тобто відеосигнал. Використовуються в системах телебачення і технічного зору.

Дані пристрої поділяють на три групи: передавальні телевізійні трубки; пристрої з біжучим променем; твердотільні фотоелектричні перетворювачі [10].

*Передавальні телевізійні трубки* – найбільш розповсюджена група фотоелектричних перетворювачів. Вони являють собою електровакуумні пристрої, в яких застосована розгортка зображення електронним променем.

нем. Більшість з них працює за принципом накопичення світлової енергії в вигляді електричних зарядів на мішені трубки.

Найбільш характерними для цієї групи пристроїв є трубки з накопичувачем: *вторинним фотоемісійним, фотопровідним і фотодіодним*.

Типовим прикладом трубок з вторинним фотоемісійним накопичувачем є суперіконоскоп, суперортикон і суперізокон. Суперортикон і суперіконоскоп вже не використовуються.

Суперізокон все ще становить інтерес для наукових застосувань і систем спостереження завдяки великому рівню вихідного сигналу і широкому динамічному діапазону, але в кольорових телевізійних камерах через складність і громіздкість не застосовується.

Раніше у мовних і прикладних телевізійних пристроях найбільш широко застосовуються датчики з фотопровідним накопичувачем (різні варіанти відіконів) і фотодіодним накопичувачем (плумбікон, кремнікон). Трубки з накопичувачем мають високу чутливість і універсальність, що забезпечує роботу при різних умовах освітлення як в межах світлового діапазону, так і за його межами.

Передавальні телевізійні трубки миттєвої дії – *дисектори*, характеризуються високою лінійністю світлової характеристики, але мають низьку чутливість.

*Пристрої з біжучим променем* використовуються, головним чином, в спеціалізованих і телепроекційних системах.

*Твердотільні фотоелектричні перетворювачі* (ТФЕП) на основі пристроїв з зарядовим зв'язком, які почали впроваджуватись з 70-х років двадцятого сторіччя, знаменують важливий етап в розвитку телевізійної техніки та систем технічного зору. В передавальних телевізійних камерах вони приходять на зміну вакуумним приладам, тобто передавальним телевізійним трубкам і пристроям з біжучим променем. ТФЕП – це не тільки малі габаритні розміри і високі технічні показники. Це ще і жорсткий дискретний растр, що забезпечує легкість суміщення зображення з кількох датчиків, допускає простоту регулювання параметрів розкладання і багатоканальне зчитування, а в сукупності з пам'яттю, що побудована на базі тих же пристроїв, забезпечує багато видів обробки телевізійних зображень.

Для кольорового телебачення використовують датчики, які складаються з декількох монохромних трубок, спеціальні кольорові трубки, пристрої з біжучим променем та твердотільні датчики.

### 5.2.2 Принцип накопичення світлової енергії

Електричну схему, що пояснює принцип накопичення світлової енергії в вигляді електричних зарядів, зображено на рис. 5.1 [10].

При освітленні мозаїки з фотоелементів струм, що проходить в колі фотоелемента  $I_{\phi}$ , заряджає послідовно ввімкнений конденсатор  $C$  до деякого потенціалу, який визначається величиною світлового потоку  $\Phi$ , що падає на фотоелемент, і часом заряджання конденсатора.

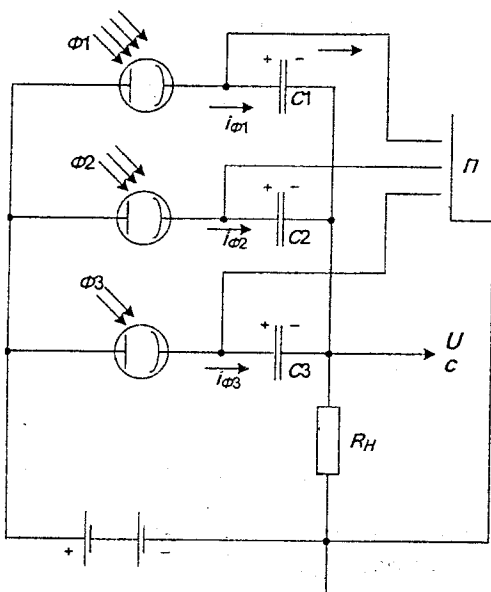


Рисунок 5.1 – Схема пояснення принципу накопичення світлової енергії

Якщо заряджання конденсатора проводиться протягом часу тривалості кадру  $T_K$ , а фотоелемент працює в режимі насичення, на  $U_{\phi 1} \dots U_{\phi 2}$  ділянці вольт-амперної характеристики (рис. 5.2), то заряд конденсатор становитиме:

$$Q_3 = i_{\phi} T_K. \quad (5.5)$$

Напруга, до якої заряджається конденсатор дорівнює:

$$U_3 = \frac{Q_3}{C} = i_{\phi} T_K / C = \epsilon \Phi T_K / C, \quad (5.6)$$

де  $\epsilon$  – інтегральна чутливість фотоелемента.

Елементарні конденсатори розряджаються через електронний перемикач  $\Pi$  на навантажувальний резистор  $R_H$ , з якого знімається напруга сигналу  $U_C$ .

Якщо конденсатор (наприклад  $C_1$ ) повністю розряджається протягом інтервалу часу  $\tau_E$  – передачі одного елемента зображення, то втрачений ним заряд  $Q_P$  дорівнює:

$$Q_P = i_P \tau_E = Q_3, \quad (5.7)$$

де  $i_P$  – середній струм розряду. Прирівнявши (5.5) і (5.7) отримаємо:

$$i_p / i_\phi = T_K / \tau_E = N, \quad (5.8)$$

де  $N$  – число елементів розкладання зображення.

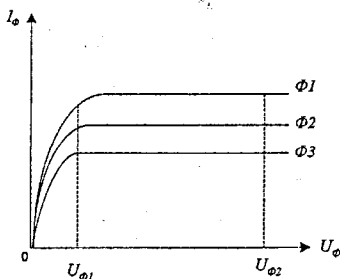


Рисунок 5.2 – Вольт-амперна характеристика фотоелементів

В системах миттєвої дії (рис. 5.3), де накопичення світлової енергії не виникає, струм через навантаження дорівнює  $i_\phi$ .

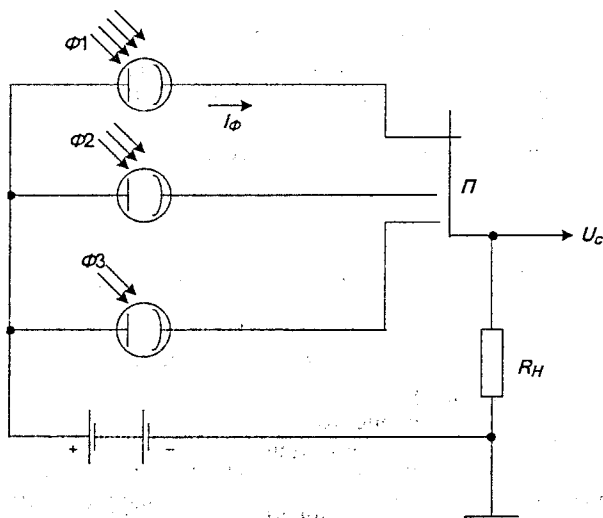


Рисунок 5.3 – Електрична схема пристрою миттєвої дії

Виграш в чутливості, який дає ідеальна система з накопиченням, порівняно з системою миттєвої дії становить  $N$  разів.

Виграш величезний, якщо врахувати, що для сучасних систем телебачення  $N \approx 500000$ , але він не повністю реалізується через недосконалість

перемикача, роль якого в передавальних трубках виконує електронний промінь, який має необхідну швидкодію, але не забезпечує ідеального переключення.

При бомбардуванні електронним променем ізольованої мішені на ній встановлюються певні потенціали, що мають велике значення в роботі передавальної трубки. Величина цих потенціалів визначається коефіцієнтом вторинної емісії мішені, що бомбардується

$$\sigma = n_2/n_1,$$

де  $n_1$  – число електронів, які влучили в мішень,  $n_2$  – число електронів, які вибиті з мішені.

На рис. 5.4, а зображена крива залежності коефіцієнта вторинної емісії  $\sigma$  від енергії електронів, що бомбардують мішень. Характерні дві критичні точки  $U_{кр1}$  і  $U_{кр2}$ , в яких коефіцієнт вторинної емісії  $\sigma = 1$ . Хід кривої пояснюється таким чином. При низьких швидкостях електрони мають малу енергію, тому при влученні в мішень вони не здатні вибити багато вторинних електронів, внаслідок цього  $\sigma < 1$ . Із збільшенням напруги на аноді  $U_a$ , енергія електронів зростає і при  $U_a = U_{кр1}$  коефіцієнт вторинної емісії  $\sigma$  стає рівним одиниці.

З подальшим зростанням напруги на аноді коефіцієнт вторинної емісії спочатку зростає, а потім починає спадати через те, що первинні електрони, маючи великі швидкості, занурюються в глибші шари мішені і там віддають свою енергію вторинним електронам, а ті, витративши свою енергію при зіткненнях, не в змозі вибитись на поверхню. При  $U_a = U_{кр2}$  коефіцієнт вторинної емісії знову стає рівним одиниці, а з подальшим збільшенням напруги на аноді – менше одиниці. При рівності потенціалів мішені і катода електрони не будуть осідати на мішені, тому коефіцієнт вторинної емісії (потенціал мішені дорівнює потенціалу катода) умовно вважають рівним одиниці.

Таким чином, криву залежності коефіцієнта вторинної емісії і потенціалу ізольованої мішені (рис. 5.4, б) від напруги на аноді  $U_a$  можна поділити на три області: першу ( $0 < U_a \leq U_{кр1}$ ) називають областю повільних електронів; другу – областю швидких електронів ( $U_{кр1} < U_a < U_{кр2}$ ) і третю – областю граничного потенціалу ( $U_a > U_{кр2}$ ).

В області повільних електронів  $\sigma < 1$ , тому число  $n_2$  вибитих вторинних електронів менше числа  $n_1$  первинних. При роботі в цій області випадковий потенціал ізольованої мішені  $U_{м1}$  буде зменшуватися. Стаціонарний потенціал  $U_{м1}$  встановиться трохи нижчим потенціалу катода внаслідок того, що електрони, маючи початкові швидкості, здатні подолати невелике гальмівне поле.

В області швидких електронів  $\sigma > 1$ , відповідно  $n_2 > n_1$ , тому завжди є надлишок вибитих електронів. В цьому випадку потенціал мішені буде визначатися потенціалом того електрода, на який йдуть електрони. Зокрема,

це може бути анод. Поки потенціал мішені  $U_{M2}$  менший потенціалу анода  $U_{a2}$ , вибиті вторинні електрони будуть потрапляти в прискорювальне поле і йти на анод. Але якщо потенціал мішені  $U_{M2}$  виявиться вищим потенціалу анода, то вибиті вторинні електрони будуть потрапляти в гальмівне поле і повертатися на мішень, зменшуючи її потенціал.

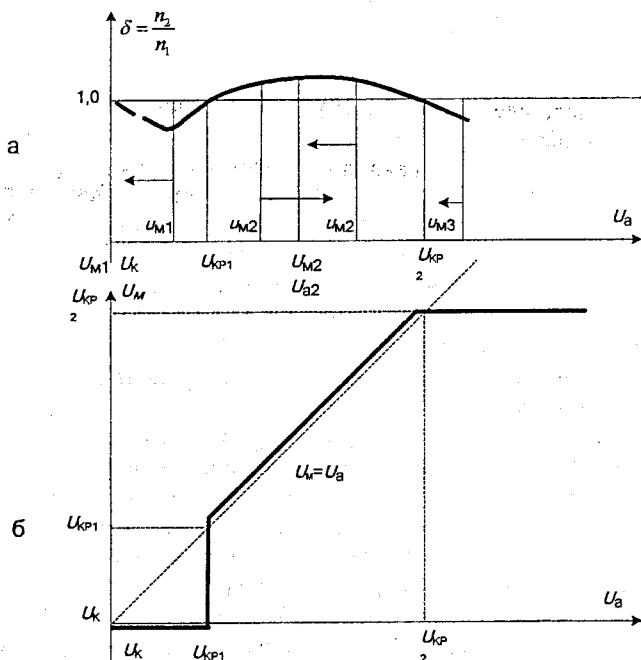


Рисунок 5.4 – Залежності коефіцієнта вторинної емісії (а) і потенціалу ізолюваної мішені (б) від напруги на аноді

Таким чином, рівноваговий потенціал  $U_{M2}$  приблизно дорівнює потенціалу анода, а точніше на 2...3 В вище, оскільки вторинні електрони, маючи початкову швидкість злету, здатні подолати деяке гальмівне поле.

В третій області  $\sigma < 1$  і відповідно, якщо потенціал мішені  $U_{M3}$  знаходиться в цій області, то він буде спадати, але тільки до тих пір, поки не стане  $\sigma = 1$ . Таким чином, рівноваговим для цієї області є потенціал  $U_{xp2}$ . Цей же потенціал є граничним, оскільки в стаціонарному режимі не може бути перевищений.

### 5.2.3 Передавальні телевізійні трубки

Найбільш характерними і поширеними для цієї групи приладів є відикони [10]. Відикон – передавальна трубка з мішенню з фотоопору. Матері-

алами для фотомішені служать: амфорний селен, трисіркова сурма (стибніт), з'єднання свинцю, селена кадмія і т. п.

Конструкція трубки проста (рис. 5.5). На торцеву внутрішню поверхню колби 3 нанесена напівпрозора сигнальна пластина 1, покрита шаром фотоопору 2, – це мішень. Перед мішенню встановлена сітка 4, що з'єднана з другим анодом 5 і служить для створення однорідного електричного поля в області мішені. Електронний комутувальний промінь формується прожектором (11 – катод, 10 – прискорювальний електрод, 9 – перший анод) звичайним способом.

Поздовжнє однорідне магнітне поле для фокусування комутаційного променя утворюється довгою фокусувальною котушкою 8. Котушки 7 (що відхиляють промінь), створюють поперечні магнітні поля в напрямку рядкової і кадрової розгорток. Котушки 6 (що коректують промінь) призначені для компенсації радіальної складової швидкості електронів, що викликано незбігом осі електронного прожектора з напрямком магнітних силових ліній довгої фокусувальної котушки 8. Анод іноді виконується розрізним, і складається з двох частин. Це дозволяє проводити динамічне фокусування електронного променя для забезпечення більшої чіткості на краях зображення. Трубка може працювати як в режимі повільних, так і в режимі швидких електронів. В першому випадку на сигнальну пластину (мішень) подається напруга  $U_{c.п.}$  біля +20 В відносно катода. При цьому коефіцієнт вторинної емісії фотоопору менше одиниці.

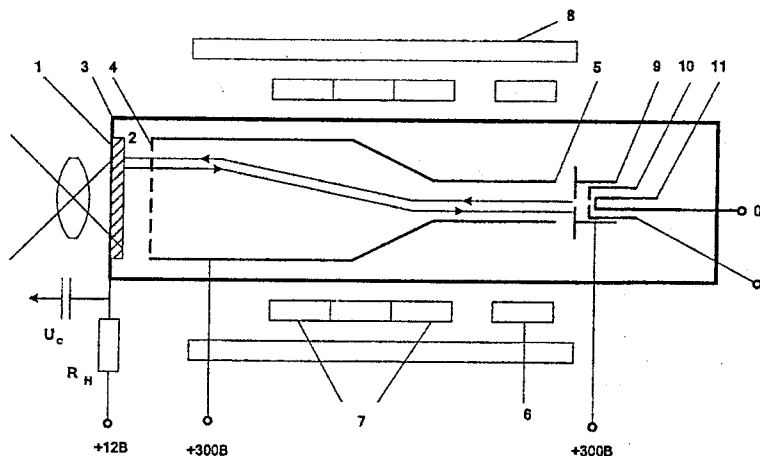


Рисунок 5.5 – Конструкція відикона

Розглянемо схему утворення сигналу у відиконі (рис. 5.6). Під дією електронного променя потенціал правої обкладинки кожної елементарної

ємності мішені  $C_0$  доводиться до потенціалу катода (розглядається ідеальний випадок повної комутації). Після відходу променя ємність починає розряджатись через опір  $R_c$ . Через це на освітлених елементах мозаїки конденсатор буде розряджатися швидше, а на затемнених — повільніше. Тому до моменту наступного циклу комутації для вирівнювання потенціалу мішені на світлих місцях потрібен буде більший струм, ніж на темних. В сигналі відикона міститься інформація про середню складову.

В режимі швидких електронів на сигнальну пластину подається потенціал в кілька сотень вольт відносно катода. При цьому коефіцієнт вторинної емісії мішені більший одиниці і під дією електронного бомбардування її потенціал зі сторони комутувального променя встановлюється приблизно рівним потенціалу другого анода, а не катода. В усьому іншому процес утворення сигналу такий самий, як і при комутації мішені променем повільних електронів.

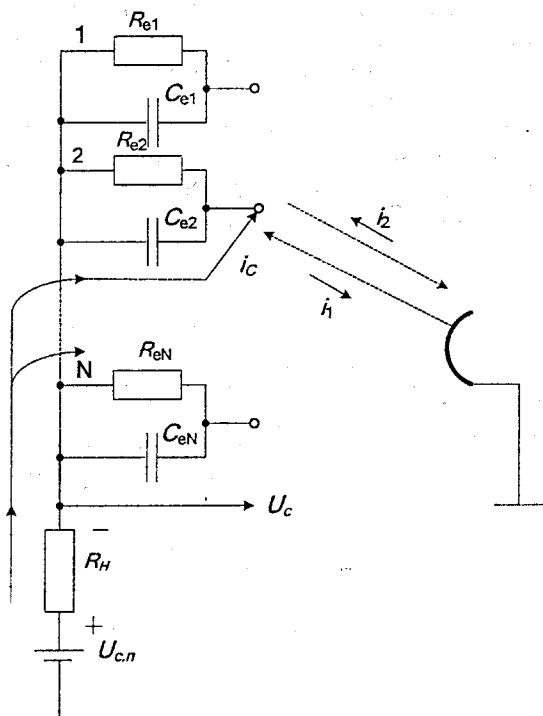


Рисунок 5.6 – Електрична схема утворення сигналу у відиконі

Відикон має відносно велику інерційність. Розрізняють два види інерційності – фотоелектричну і комутаційну. Перша пов'язана з тим, що явище фотопровідності інерційне, тому при зміні освітленості мішені відпові-

дна зміна провідності здійснюється за кінцевий проміжок часу. Комутаційна інерційність пов'язана з недостатньою величиною струму електронного променя. Внаслідок цього за один цикл зчитування потенціальний рельєф знімається не повністю. Залишковий сигнал від кількох попередніх кадрів при передачі рухомих об'єктів створює нечіткість зображення. Особливо помітна інерційність при малому освітленні.

Світлові характеристики відикона наведені на рис. 5.7. Відикон, що працює в режимі швидких електронів, дозволяє значно більші зміни напруги на сигнальній пластині і тому може працювати в більшому діапазоні освітленості, але в режимі повільних електронів відикон має більшу чутливість.

Спектральні характеристики відиконів залежать від матеріалу фотопровідного шару і охоплюють дуже широку область – від інфрачервоного до рентгенівського випромінювання.

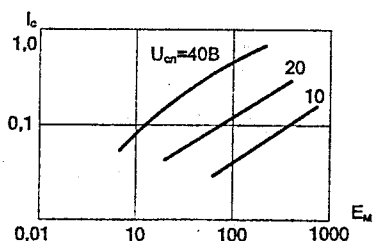


Рисунок 5.7 – Світлові характеристики відикона

Апертурні характеристики відиконів залежать від розмірів мішені. Для дюймового відикона (діаметр колби 26 мм) вони гірші, ніж у суперортикона. Півторадюймові відикони мають кращі характеристики. Відомі відикони з більшим діаметром колби 61 і 76 мм, що забезпечують роздільну здатність до 6000 ліній. Розроблені також мініатюрні відикони з діаметром колби 13...15 мм з роздільною здатністю 300...500 ліній, що становлять інтерес для різних телевізійних зондів, які повинні пройти через малі отвори.

Простота конструкції, невисока вартість, малі габаритні розміри і маса в поєднанні з високою чутливістю обумовлюють широке застосування цих трубок в спеціалізованих телевізійних системах. В мовному телебаченні ці трубки застосовуються в основному для передачі кінофільмів, оскільки там легко створюються високі освітленості, при яких інерційність мішені спадає до прийнятної величини. Розроблені відикони з електростатичним фокусуванням і відхиленням, що дозволяє зменшити масу приладу приблизно в 10 разів, правда за рахунок деякого погіршення роздільної здатності.

Різноманітність структур мішеней передавальних трубок з внутрішнім фотоефектом обумовило появу в літературі великої кількості різних на-

йменувань. Зокрема, трубки з гетероструктурними мішенями, що мають високі технічні показники, називають *халнікон* (*кадмікон*, *гетерокон*), *сатикон*, *ньювікон*.

*Сатикон*, назва якого отримана з перших букв назв елементів (Se-As-Te), що входять до складу мішені, отримав велике розповсюдження як в побутовій, так і в високоякісній студійній апаратурі. Ці трубки випускаються діаметром 25, 18, 12, і 8 мм.

*Бівікон* – подвійний відікон. Містить дві електронні гармати і дві сприймальні зображення мішені. Фокусувальна і відхилювальна системи загальні для обох променів. Бівікон забезпечує високу (~0,5%) точність геометричного суміщення зображення обох датчиків без застосування компенсації.

Апертурні характеристики приладів з діаметром колби 18 мм наведені на рис. 5.8.

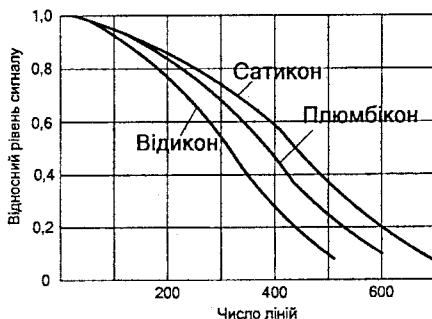


Рисунок 5.8 – Апертурні характеристики передавальних трубок

*Передавальні трубки з фотодіодним шаром. Плюмбікон (глетікон).* Відрізняється від відікона тим, що в ньому застосована фотодіодна мішень з *p-i-n* структурою, яка малоінерційна і має лінійну світлову характеристику. Мішень трубки тришарова: поверх прозорої сигнальної пластини 2 (рис. 5.9), напленої на внутрішню передню поверхню скляного балона 1 трубки, нанесено прозорий шар напівпровідника 3 з провідністю типу *n*, потім товстий (10...15 мкм) шар 4 *i*-типу, а поверх нього шар 5 типу *p*, надзвичайно тонкий, щоб виключити розтікання зарядів по поверхні.

Шар *i* виготовлений з оксиду свинцю ( $PbO$ ) і має дуже високий темновий опір. При комутації електронним променем шар *p* зводиться до потенціалу катода, *p-n* перехід зміщується в зазірному напрямку, що додатково збільшує темновий опір мішені. При освітленні мішені основна частина падаючого випромінювання поглинається в шарі *i*, викликаючи там генерацію носіїв заряду. Завдяки великій напруженості електричного поля в зоні *i* пари носіїв легко розділяються, не рекомбінуючи, і швидко прохо-

дять всю зону. Це дозволяє зробити шар  $i$  в 3...5 разів товстішим, ніж мішень у звичайному відиконі, без ризику збільшити розтікання зарядів на мішені і тим самим зменшити  $C_e$  (рис. 5.6), а в результаті і комутаційну інерційність.

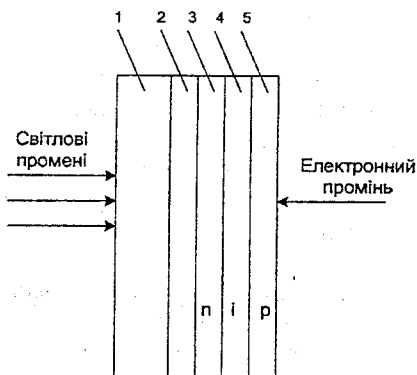


Рисунок 5.9 – Мішень пломбікона

Пломбікон має ряд переваг: велику чутливість (може працювати при освітленості на фотокатоді 1...2 лк); високу роздільну здатність; малий (5% проти 25...30% у звичайних відиконів) залишковий сигнал після зчитування потенційного рельєфу; малий темновий струм (в сто раз менший струму сигналу) і внаслідок цього високу (не нижче 0,93) рівномірність сигналу по всьому полю зображення; високу стабільність світлової характеристики. Ці властивості пломбікона дозволяють використовувати його не тільки в монохромних, але і високоякісних кольорових камерах.

**Кремнікон.** В цієї трубки мішень являє собою впорядковану фотодіодну матрицю з кількох сотень тисяч кремнієвих фотодіодів, що виконана на пластині з монокристалічного кремнію. Порівняно з пломбіконом має більш високу чутливість (при освітленості на мішені  $10^{-4}$  лк вихідний струм складає  $10^{-4}$  мкА), більший світловий динамічний діапазон, підвищену температуру стійкість мішені.

**Телевізійні передавальні камери.** Телевізійна передавальна камера (ТПК) РСТЗ або системи телебачення являє собою оптико-електронний функціональний перетворювач, який містить: датчик відеосигналу; оптичну систему, об'єктив; блок формування сигналів розгортки; блок підсилення і перетворення відеосигналу; пристрій фокусування і наведення.

В спеціалізованих ТПК знаходять застосування дисектори, форма траєкторії розгортки в яких суттєво відрізняється від загальноприйнятої телеві-

зійної. В перших ТПК загального призначення застосовували суперортикони і відикони. Суперортикони мають високу чутливість, але складні за будовою і мають порівняно великі розміри; відикони мають значно менші розміри, більш прості в експлуатації, але менш чутливі і мають достатньо високу інерційність. Спектральні характеристики передавальних телевізійних трубок охоплюють всю видиму і інфрачервону частини спектра.

Основні характеристики передавальних телевізійних трубок наведені в табл. 5.5 [1], де  $E_{\min}$ ,  $E_{\max}$  – мінімальне і максимальне значення робочої освітленості;  $n$  – роздільна здатність;  $I_c/I_{\text{ш}}$  – відношення сигнал – шум;  $\sigma_c$  – нерівномірність сигналу по полю мішені;  $U_c$  – післязображення, яке визначає значення сигналу, що знімають з трубки після закінчення проектування зображення;  $M$  – глибина модуляції при роздільній здатності 400 ліній;  $\Gamma$  – геометричні спотворення.

Таблиця 5.5 – Основні характеристики передавальних трубок

	$E_{\min}/E_{\max}$ , лк/лк	$n$ , ліній	$I_c/I_{\text{ш}}$ , %	$\sigma_c$ , %	$U_c$ , %	$M$ , %	$\Gamma$ , %
Дисектори*	0,2/100	125-3500	18-50	5-15	-	-	4
Суперортикони	0,0005/5	500-1000	3-80	10-25	10-50	30-80	2-5
Відикони	0,5/1000	400-600	2-50	10-30	20-60	20-80	1-3

\*Діаметр діафрагми від 0,2×0,2 мм до 12×0,04 мм.

В ТПК залежно від призначення можуть використовуються фотографічні, кінознімальні і другі об'єктиви.

Основні характеристики ряду об'єктивів, що знайшли широке застосування, наведені в табл. 5.6 [1], де  $f'$  – фокусна відстань;  $m$  – кратність виміру фокусної відстані;  $m = f'_{\max}/f'_{\min}$ ;  $K$  – діафрагмове число;  $2\omega$  – кутове поле;  $n$  – роздільна здатність;  $\tau_0$  – коефіцієнт пропускання.

Фокусну відстань об'єктива ТПК можна вибрати, використовуючи номограму, яка показана на рис. 5.10. Вихідними даними для вибору значення  $f'$  є формат кадру  $k$  або горизонтальне кутове поле  $2\omega_{\Gamma}$ , вертикальне кутове поле  $2\omega_{\text{В}}$  і діаметр фоточутливої поверхні мішені передавальної телевізійної трубки.

До основних вузлів будь-якої ТПК відносять електронні схеми формування сигналів розгортки, підсилення і перетворення відеосигналу. Для зчитування зарядового рельєфу і формування відеосигналу необхідно подати відповідні електричні сигнали розгортки на електричну або електромагнітну фокусувально-відхилювальну систему передавальної телевізійної трубки. Розрізняють цифрову і аналогову розгортки. При цифровій розгортці електричний промінь зчитує зарядовий рельєф з фіксованих ділянок – пікселів фоточутливої мішені. Сукупність пікселів складає растр розміром  $N \times N$  пікселів. Схеми цифрової розгортки виконують на основі генераторів ступінчастих напруг, які містять перелічені схеми і цифро-аналоговий перетворювач.

Таблиця 5.6 – Основні характеристики об'єктивів

Об'єктив	$f$ , мм	$m$	$K$	$2\omega$	$n$ , ліній/мм	$\tau_0$
Телевізійні						
«Мір»	27..37	-	3,5..2,8	70..57	23..55	-
«Геліос»	50	-	2,0	44	-	0,8
«Ера»	52..100	-	1,8..2,0	27..23	21..48	0,8
«Гаір»	135..1000	-	2,8..8,0	17..2,3	28..52	0,8..0,65
Кінознімальні						
ОКС	10..150	-	2,0..2,8	64..10	35..65	0,82..0,65
Варіооб'єктиви *						
«Варіооір»	11,8..	2,2..	1,7..2,5	72..10	-	-
«Варіограма»	120,0	10,0				

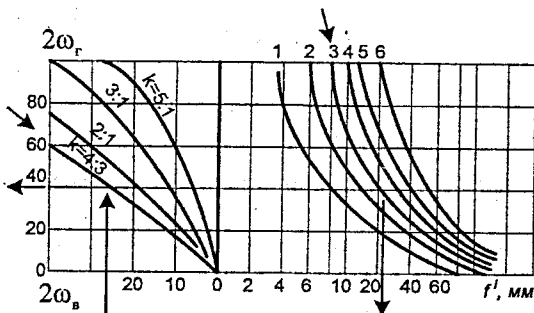


Рисунок 5.10 – Номограма для вибору фокусної відстані об'єктива ТПК  $D = 7,5$  мм (1); 12 мм (2); 16 мм (3); 21 мм (4); 25 мм (5); 40 мм (6)

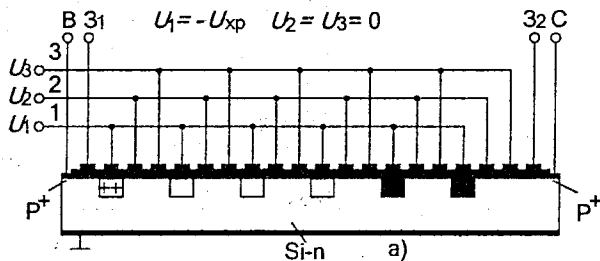
При аналоговій розгортці відеосигнал відповідає зарядовому рельєфу, що зчитується електричним променем при його русі по певній траєкторії. Найбільше використання в телевізійних пристроях РСТЗ знайшли прогресивна і черезрядкова розгортки.

До складу ТПК входить ряд допоміжних електричних вузлів – схем автоматики. До числа найбільш важливих відносяться схеми автоматичного регулювання освітленості фоточутливої мішені; схеми автоматичного фокусування; схеми автоматичного наведення.

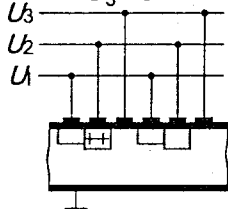
#### 5.2.4 Формування сигналу в приладах із зарядовим зв'язком

Твердотільні датчики телевізійного сигналу або твердотільні фотоелектричні перетворювачі розроблені на базі приладів із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) [10, 40, 41]. Розглянемо структуру даних приладів та фізичні основи їх функціонування. Уявимо собі структуру МДН-транзистора, наприклад на  $n$ -підкладці, в якому затвор розділений на велике число секцій (рис. 5.11, а). Виділимо першу секцію затвора  $Z_1$  та останню  $Z_2$ , а інші

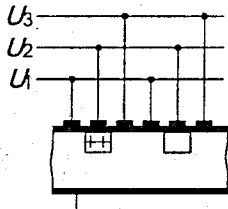
з'єднаємо між собою через дві секції так, щоб створилися паралельні триади. Подамо на шину 1, що з'єднує перші елементи триад, негативний потенціал  $U_1 = -U_{xp}$ , а на дві інші шини – нульовий потенціал відносно заземленої підкладки.



$$U_1 = -U_{xp} \quad U_2 = -1,5 U_{xp} \quad U_3 = 0$$



$$U_1 = U_3 = 0 \quad U_2 = -U_{xp}$$



$$U_2 = -U_{xp} \quad U_1 = 0 \quad U_3 = -1,5 U_{xp}$$

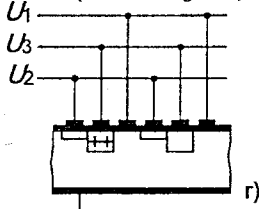


Рисунок 5.11 – Структура ПЗЗ (а) та напруги на шинах управління (б, в, г)

В цьому випадку під всіма електродами 1 створюються потенціальні ями, в яких можуть зберігатися позитивні заряди, якщо їх якимось чином туди ввести. Це можна зробити по-різному, наприклад, можна подати імпульсну напругу  $U_{из1}$  між витокон В та затвором  $3_1$ . Заряд, створений під дією цієї напруги, зосереджений в потенційній ямі під електродом 1, найближчим до  $3_1$ . Змінимо потенціал на шині 2 до значення  $U_2 = -1,5U_{xp}$ . Тоді під електродами 2 створяться більш глибокі потенційні ями, в які заряди перетечуть з-під сусідніх електродів 1 (рис. 5.11, б).

Після цього встановимо  $U_1 = 0$ , а  $U_2 = -U_{xp}$ . Тепер заряд зберігається під електродом 2 першої триади (рис. 5.11, в). Встановимо потенціал шини 3 рівним  $U_3 = -1,5U_{xp}$ . При цьому заряди з-під електрода 2 перетечуть під електрод 3 в більш глибоку потенційну яму (рис. 5.11, г). Цей процес можна повторювати до тих пір, поки заряд не з'явиться під електродом, сусіднім із затвором  $3_2$ .

Якщо в коло стоку С входить навантаження, то при відмиканні затвору  $3_2$  заряд потече через навантаження, створивши на ньому спад напруги, пропорційний величині заряду. Таким чином, розглянута структура є зсувним регістром з вихідним узгодженим приладом, який може бути використаний для різних цілей: почергового виведення інформації, лінії затримки

та ін. Розглянута структура працює в тритактовому режимі. Технологічно вона найбільш проста.

При ускладненні структури, наприклад за рахунок використання діелектрика ступінчастої форми (рис. 5.12), вдається за допомогою одного електрода створити на сусідніх ділянках потенційні ями різної глибини, що дозволяє перейти до двотактової схеми переміщення зарядів.

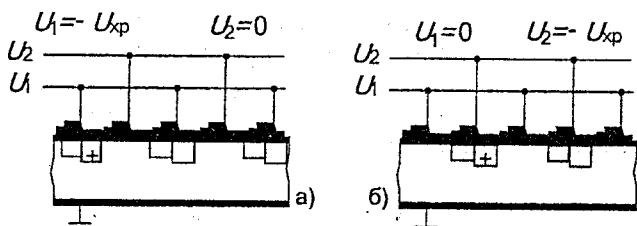


Рисунок 5.12 – Двотактова схема переміщення зарядів

Якщо  $Z_1$  замкнути, а заряди під електродами генерувати за рахунок дії світла, то створюється лінійно-рядковий ТФЕП, придатний для використання в системах однорядкової розгортки. Щоб забезпечити ефективне накопичення зарядів, необхідно розділити процеси накопичення та зчитування. Це забезпечується побудовою ТФЕП рядкової структури (рис. 5.13).

ТФЕП складається з двох секцій: секції 1, призначеної для накопичення зарядів під дією світла, та секції 2 – для їх перенесення. Секція накопичення складається з трьох повздовжніх ізольованих між собою металевих напівпрозорих електродів, нанесених на підкладку кремнію, наприклад  $n$ -типу, зверху шару окисла (діелектрика). В середині підкладки, перпендикулярно до електродів, на відстанях, відповідних розмірам елемента розкладання, утворені дифузійні смужки з високого опору, які перешкоджають розтіканню зарядів вздовж електродів. Секцією перенесення 2 є зсувний регістр, аналогічний наведеному на рис. 5.11, а.

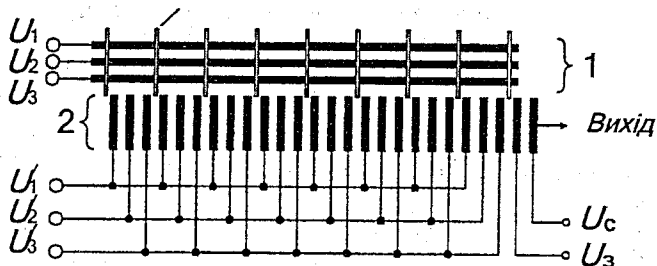


Рисунок 5.13 – ТФЕП рядкової структури

Розглянемо роботу приладу. Під час прямого ходу рядкової розгортки здійснюється накопичення зарядів в світлочутливих комірках. Під час зворотного ходу рядкової розгортки, за допомогою керувальних імпульсних напруг  $U_1, U_2, U_3$ , заряди з fotocутливих комірок переносяться в зсувний регістр. В наступному циклі прямого ходу рядкової розгортки, за допомогою керувальних тактових напруг  $U_1, U_2, U_3$ , заряди з комірок зсувного регістру переносяться вздовж регістра до вихідного приладу, який забезпечує узгодження регістра з підсилювачем. Перевагами структури є висока роздільна здатність, яка сягає 2000 елементів на рядок. Основним недоліком – неприпустимість дефектів структури: виникнення дефекту хоча б одній комірці ПЗЗ зсувного регістра призводить до втрати сигналів від комірок, розташованих лівіше дефектної.

### 5.2.5 Оптико-електронні функціональні перетворювачі

*Координатні аналогові приймачі випромінювання.* Координатними приймачами називаються приймачі, в яких вихідний сигнал залежить від місця розташування опромінюваної частини світлочутливої ділянки. Типові параметри координатних аналогових фотоприймачів випромінювання наведені в табл. 5.7 [1].

Координатні фоторезистори (фотопотенціометри) являють собою тонкоплівкові багат шарові структури, які для отримання необхідного функціонального перетворення мають профільований резистивний шар. Координатний фотоприймач з повздовжнім фото ефектом складається з  $p$ - $n$ -переходу, утвореного низькоомною підкладкою  $p$ -типу провідності і високоомним шаром  $n$ -типу провідності.

Координатні фотоприймачі, що працюють на поперечному фото ефекті, називаються диференціальними. Вихідний сигнал такого фотоприймача пропорційний зміщенню зображення відносно «нульового» положення.

Координатний фотоприймач з радіальним електричним полем – принцип роботи оснований на використанні дрейфу носіїв заряду.

Таблиця 5.7 – Параметри координатних аналогових фотоприймачів

Тип фотоприймача	Фоточувлива площа, мм	Чутливість, В/(км·мВт)	Нелінійність координатної характеристики, %
Фоторезистор (фотопотенціометр)	1×1..10×10	0,5..1,0	1..5
Розрізний (квадратний) фотодіод	1×1..10×10	0,1..0,5	0,5..5
Фотоприймач з радіальним полем	2×2..10×10	0,5..1,0	2..10
Фотоприймач з повздовжнім фото ефектом	2×2..10×10	1..2	2..8
Сканістор	2×20..10×10	10..50 ліп/хв	5..15

Сканістор – це координатний розгортувальний фоточутливий пристрій. Схема сканістора являє собою набір комірок «фотодіод – діод», які увімкнені зустрічно. При подачі пилоподібної напруги здійснюється послідовне в часі зчитування потенціального рельєфу.

*Багатоелементні твердотільні приймачі випромінювання.* Першим технологічно освоєним фотоприймачем, що виконаний на основі плівкової або твердотільної технології, був фоторезистивний багатоелементний приймач випромінювання (ФР БЕПВ), який містить матрицю фоторезисторів. Як матеріали використовують PbS, PbSe, CdSe, спектральний діапазон довжини хвиль 0,4 ... 30 мкм.

Більш перспективні фотодіодні БЕПВ, які мають високу швидкість і порівняно високу чутливість. Такі прилади виготовляють на основі технології кремнієвих інтегральних схем.

В матричних ФД БЕПВ як ключові елементи, що роз'єднують між собою фотодіоди, використовують польовий транзистор (рис. 5.14, а) або впрямий діод (рис. 5.14, б) [1].

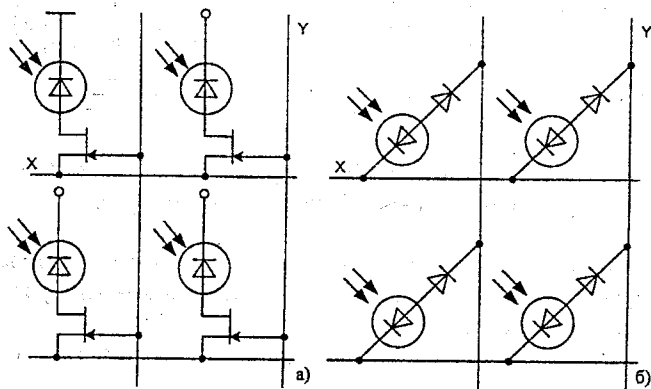


Рисунок 5.14 – Структура фотодіодних матриць з ключами: а) на польових транзисторах; б) на діодах

Фототранзисторні багатоелементні фотоприймачі залежно від типу фототранзистора поділяють на біполярні та польові. Перевагою фототранзистора як елемента для побудови БЕПВ є те, що він одночасно виконує функції фотоприймача, підсилювача і роз'єднувального елемента.

До числа найбільш сучасних БЕПВ відносяться прилади з зарядовим зв'язком [1, 41]. Зчитування сигналу здійснюється шляхом послідовного або паралельного перенесення зарядового рельєфу від одних МДН-структур до інших. Даний процес розглянуто в п. 5.2.4. БЕПВ ПЗЗ (інша назва ТФЕП) використовуються в системах телебачення як твердотільні датчики телевізійного сигналу.

За способом організації структури ТФЕП розрізняють пристрої з кадровим (або паралельно-кадровим) і рядково-кадровим перенесенням заряду. В пристроях з кадровим перенесенням (рис. 5.15, а) є секція 1 накопичення (фоточутлива секція), секція 2 збереження, вихідний зсувний регістр 3 і підсилювач 4.

Секції накопичення і збереження у ТФЕП з рядково-кадровим перенесенням заряду (рис. 5.15, б) з'єднані в одну секцію 1, чутливі комірки прилягають до вертикальних регістрів зсуву 2, в які надходять заряди після накопичення і по яких вони переходять до горизонтального вихідного регістру 3, а потім до підсилювача 4.

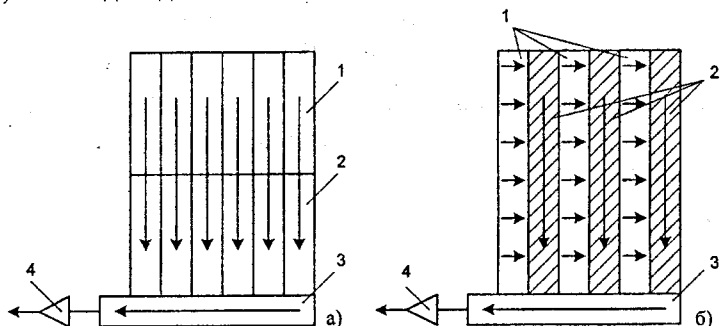


Рисунок 5.15 – Матриці ПЗЗ з паралельно-кадровим (а) і рядково-кадровим (б) перенесенням заряду

При побудові ТФЕП на ПЗЗ – аналогів передавальних телевізійних трубок – практичне поширення набула паралельно-кадрова будова, більш докладна схема якої наведена на рис. 5.16 [10].

Структура містить три секції: накопичення 1, зберігання 2 та перенесення зарядів 3.

Секція 1 являє собою багаторазове (за кількістю рядків розкладення) повторення ТФЕП рядкової структури (рис. 5.13). На неї проектується зображення. Горизонтальний розмір елементів розкладення визначається відстанню між дифузними смугами 4, що мають великий опір, а вертикальний охоплює триаду смуг. В реальних конструкціях лінійний розмір елемента розкладення складає 15...30 мкм. Секція 2 аналогічна секції 1, але захищена від світла. В секції 3 зсувний регістр такий же, як і в ТФЕП рядкової структури.

Під час прямого ходу кадрової розгортки зображення проектується на секцію 1, в результаті чого утворюються в комірках ПЗЗ заряди, пропорційні освітленості цих комірок. В цей же час керувальні імпульси  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  рядок за рядком на інтервалі зворотного ходу рядкової розгортки переносять заряди в секцію 3, з якої вони виводяться керувальними напругами  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  під час прямого ходу рядкової розгортки та в її ритмі.

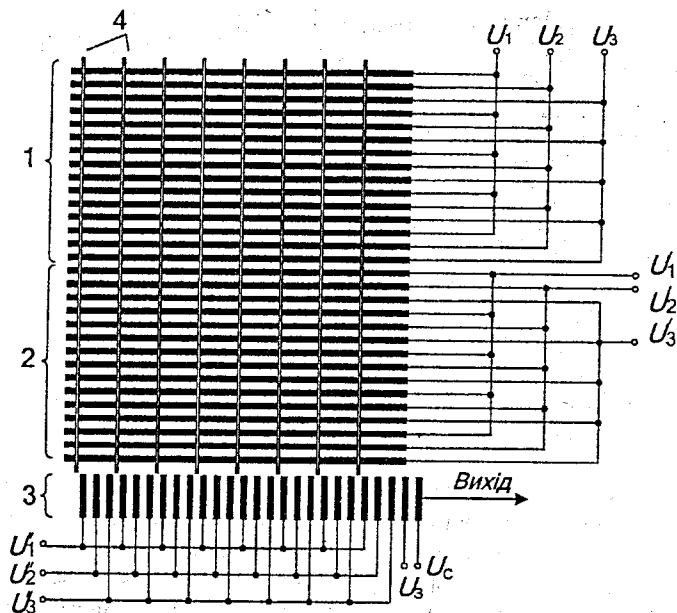


Рисунок 5.16 – Паралельно-кадрова будова ТФЕП

Таким чином на виході зсувного регістра утворюється телевізійний сигнал. Після закінчення прямого ходу кадрової розгортки всі заряди з секції 2 є виведеними. Під час зворотного ходу кадрової розгортки керувальними імпульсами  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  з секції 1 в секцію 2 переносяться рядок за рядком всі заряди. Таким чином інформація про попередній кадр опиняється записаною в секції 2, а секція 1 вивільнена для накопичення зарядів від чергового кадру.

Перевагами структури є простота та можливість отримання високої роздільної здатності (40...60 рядків на 1 мм). Основним недоліком – неприпустимість дефектів в структурі: дефект хоча б в одній комірці ПЗЗ секції 1 або 2 призводить до втрати інформації в стовпці елементів, а в секції 3 – до втрати частини кадру, розташованого лівише пошкодженого елемента.

За роздільною здатністю ТФЕП на ПЗЗ не поступаються вакуумним передавальним телевізійним трубкам, а за багатьма параметрами значно їх переважають (табл. 5.8).

Рівень темнових струмів в ПЗЗ суттєво залежить від температури. При охолодженні до 3...5 °С зменшуються характерні спалахи темнового струму, а при мінус 30 °С повністю усувається неоднорідність темнового струму. Для охолодження ПЗЗ застосовують напівпровідникові мікрохолодильники.

Таблиця 5.8 – Порівняння параметрів ТФЕП і відикона [10]

Характеристика	Відикон	ТФЕП на ПЗЗ
Чутливість	Середня	Висока
Растр	Плаваючий	Жорсткий
Довільна вибірка	Неможлива	Можлива
Обробка інформації всередині приладу	Неможлива	Можлива
Інерційність	Велика	Незначна
Споживана потужність, Вт	5	0.5
Напруга живлення, В	200-400	5-25
Маса, г	50	5
Об'єм приладу, см <sup>3</sup>	50	0.5
Строк служби, год	800	15000
Механічна міцність	1000	20000
Мікрофонний ефект	Існує	Відсутній
Стійкість до радіації	Висока	Низька

Велика вразливість ТФЕП з розділенням процесів накопичення та перенесення зарядів обумовили пошук інших способів формування сигналів. Зокрема, є матричні прилади на ПЗЗ, що використовують принцип координатної адресації зарядового зв'язку між електродами. В такому датчику, який є матрицею з інжекцією заряду, в межах кожного елемента зображення розташовується два МДН-конденсатори 1 та 2, розмежовані областю 3 р-типу (рис. 5.17) та об'єднані шинами в стовпці та рядки.

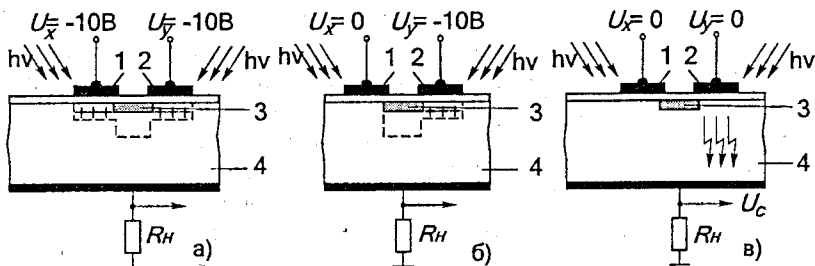


Рисунок 5.17 – Матричний прилад на ПЗЗ з координатною адресацією

В режимі накопичення два конденсатори знаходяться під негативним потенціалом відносно підкладки 4 та під обома електродами накопичується фотогенерований заряд неосновних носіїв (дірок) (рис. 5.17, а). При виборі рядка потенціал на ньому встановлюється рівним нулю. Це викликає перетікання заряду з-під всіх електродів цього рядка під електроди поряд розташованих стовпців (рис. 5.17, б). Для опитування елементів цього рядка проводиться черговий скид на нуль напруг на всіх шинах стовпців (рис. 5.17, в), який супроводжується інжекцією в підкладку заряду, нако-

пиченого в опитуваному елементі. Струм інжекції створює на навантажувальному резисторі  $R_n$  напругу зображення.

Порогова чутливість в матрицях з інжекцією зарядів складає 1 лк, а відношення  $U_c/U_{in} \approx 100$ . Існують способи підвищення порогової чутливості до 0,1 лк при відношенні  $U_c/U_{in} \approx 1000$ . Частотно-контрастні (апертурні) характеристики твердотільних датчиків набагато кращі за характеристики відиконів через дискретність елементів матриці та відсутність комутувального електронного променя.

Для порівняння можливостей характеристики БЕПВ різного типу наведено в табл. 5.9 [1].

Таблиця 5.9 – Порівняльні характеристики БЕПВ

Параметри	Тип фотоприймача			
	ФР	ФД	ФТ	ПЗЗ
Область спектральної фоточутливості, мкм	0,4..30	0,4..1,1	0,4..1,1	0,4..1,1
Інтегральна чутливість	50..1000В/Вт	0,1..25 мА/лм	10..1000 мА/лм	0,02..0,1 А/Вт
Мінімальний крок, мкм	50..200	16..250	25..100	8..25
Мінімальний розмір чутливого елемента, мкм	30×120	8×64	16×64	6×12
Мінімальна відстань між елементами, мкм	20..100	8..150	8..100	2..16
Число елементів матриці (лінійки)	32×32..	16×16..	4×4..	16×16..
	64×64	128×144	128×144	512×625
	(2..64)	(2..2048)	(2..256)	(16..4096)
Частота зчитування, кГц	0,1..10	100..1000	1..100	1..1000
Розкид інтегральної чутливості між елементами, %	10..50	4..25	30..75	10..25

*Мозаїчні перетворювачі.* Мозаїчні перетворювачі містять мозаїку оптико-електронних вузлів, які виконують функції реєстрації і обробки відеосигналів. Один оптико-електронний вузол мозаїки може обробляти сигнали з одного (рис. 5.18, а) або декількох (рис. 5.18, б, в) найближчих приймачів випромінювання [1].

Вихідний сигнал після обробки знімається з кожного вузла за допомогою схем словникової чи матричної вибірки або передається периферійними вузлами мозаїки. В останньому випадку кожний вузол мозаїки виконує

також функції зберігання і передачі інформації. Розрізняють аналогові і цифрові мозаїчні перетворювачі.

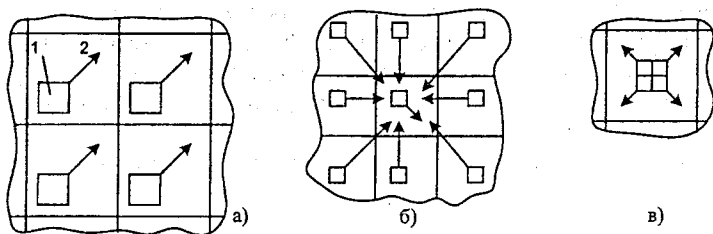


Рисунок 5.18 – Структурні схеми мозаїчних перетворювачів з обробкою сигналів з одного (а) і декількох (б, в) приймачів

В аналогових перетворювачах результатом переробки аналогових відеосигналів є також аналогові величини (струм, напруга або заряд). В цифрових мозаїчних перетворювачах аналогові відеосигнали перетворюються в цифрові коди, найчастіше в однорозрядні бінарні коди, які потім оброблюються цифровими пристроями.

Принципи побудови аналогових мозаїчних перетворювачів розглянемо на прикладі електричної схеми лінійки вузлів виділення різницевого відеосигналу (рис. 5.19) [1].

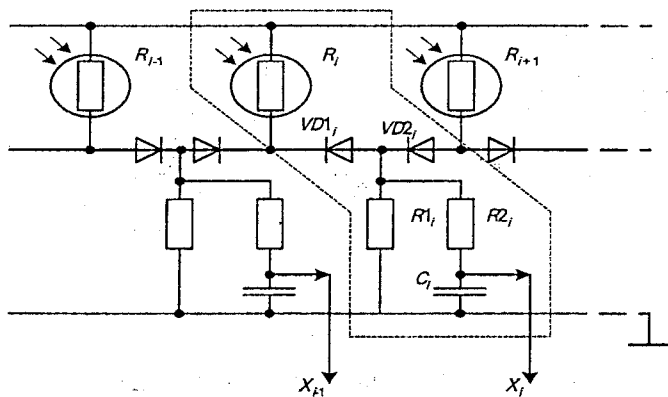


Рисунок 5.19 – Схема виділення різницевого сигналу суміжних елементів рядка мозаїки

Кожний вузол мозаїки містить фоторезистор  $R_i$ , резистор навантаження  $R1_i$ , інтегратор (коло  $R2_i, C_i$ ), розв'язувальні діоди  $VD1_i, VD2_i$ . Суміжні вузли з'єднані через розв'язувальні діоди. Між шиною живлення і загальною

шиною на лінійку подаються різнополярні імпульси або синусоїдальна змінна напруга з періодом  $T$ . Якщо  $R_2 C_1 > T$ , то напруга фотосигналів на вихідних шинах  $X_i$ :

$$U_i \approx \frac{1}{R_2 C_1} \int_0^T R_1 [I_i(t) - I_{i+1}(t)] dt.$$

При однакових рівнях потоків випромінювання  $\Phi_{ei}$ ,  $\Phi_{ei+1}$ , падаючих на фоторезистори  $R_i$ ,  $R_{i+1}$  різницевий сигнал приблизно дорівнює нулю. Коли сусідні фоторезистори розміщені на границі світло – тінь  $U_i < 0$ , для границі тінь – світло  $U_i > 0$ . Таким чином здійснюється операція диференціювання зображення.

Аналогові мозаїчні перетворювачі знайшли обмежене застосування, оскільки характеризуються високою чутливістю до розкиду параметрів елементів електричних схем. Перспективний напрямок – побудова мозаїчних перетворювачів на базі ПЗЗ-структур (рис. 5.20).

Перенесення зарядових пакетів між елементами ПЗЗ-матриць в різних напрямках, яке керується (рис. 5.20, б) потенціалами на електродах перенесення  $\Phi 1$ ,  $\Phi 2$ ,  $\Phi 3$ , їхньою конфігурацією і конструктивними напрямними елементами, дозволяє здійснювати операції зсуву зарядового рельєфу і поелементного додавання зарядових пакетів.

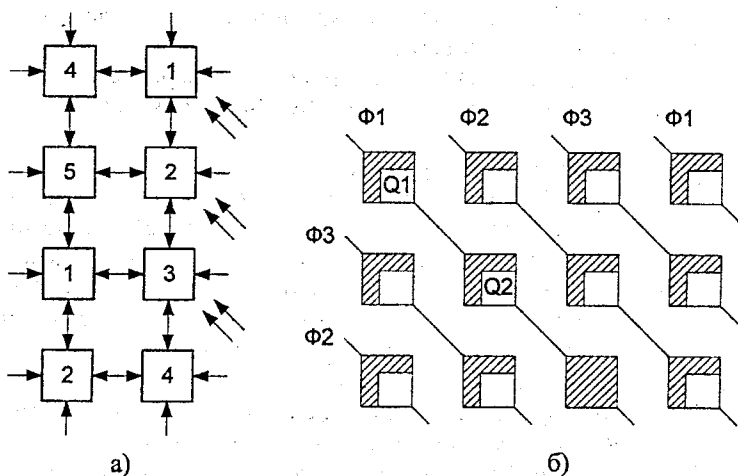


Рисунок 5.20 – Структурні схеми ПЗЗ-мозаїки з ненаправленим (а) і направленим (б) перенесенням інформації

Зсув зарядових пакетів в чотирьох можливих напрямках здійснюється в ПЗЗ-матриці з п'ятьма групами ненаправлених електродів 1...5, перене-

сення при відповідній послідовності тактових сигналів (рис. 5.20, а). Роль приймачів випромінювання виконують або всі елементи ПЗЗ-матриці, або окремі елементи, що не покриті світлозахисним шаром.

### 5.3 Пристрої для відтворення зображень

Пристрої відтворення зображень призначені для перетворення електричного сигналу в світлове зображення. Їх можна поділити на пристрої безпосереднього спостереження, в яких зображення створюється на екрані самого приладу, та проєкційні, в яких зображення проєктується на окремий екран.

Пристрої безпосереднього спостереження виконуються на базі кінескопів або вакуумних електронно-променеви́х трубок (ЕПТ) та матричних (мозаїчних) плоскопанельних відеоекранів (ППВ). Останні реалізуються на основі рідких кристалів, газорозрядних комірок (плазмових панелей) та світлодіодів. Ще в 1977 році Ю. Р. Носов в першому виданні монографії [42] визначив три найбільш перспективні напрямки розвитку матричних відеоекранів, «три кити» індикаторної техніки – напівпровідникові, газорозрядні та рідкокристалічні індикатори.

Проєкційні пристрої – це проєкційні кінескопи, світлоклапанні пристрої, лазерні проєктори та інші. Їх призначення – створення зображень великих розмірів. Крім проєкційних екранів для створення зображень великих розмірів використовують мозаїчні екрани на основі світлодіодів та інших світловипромінювальних комірок.

Найбільш поширені в телебаченні пристрої відтворення зображень на базі ЕПТ, але останнім часом з ними конкурують ППВ [43, 44].

#### 5.3.1 Електронно-променеві трубки

За кількістю вироблених у світі виробів і за багатьма ергонометричними параметрами ЕПТ поки перевершують інші пристрої відтворення зображень або відеоекрани і раніше провідне місце на ринку відеоекранів для телебачення та комп'ютерів займали саме ЕПТ, (або CRT – cathode ray tubes), у яких використовується ефект високовольтної катодоліюмінісценції. Ще зараз виконуються ЕПТ із розміром відеоекрана 0,2...1 м. Зображення на екрані ЕПТ вважається еталонним [10, 45, 46] з погляду передачі кольорів. Дотепер зображення, сформоване ЕПТ, є економічним. Так, для ЕПТ-телевізорів «ціна» 1 см<sup>2</sup> зображення складає 10 центів.

*Кінескоп з дельтаподібним розташуванням електронних гармат.* Такий кінескоп не тільки вирішує складну задачу перетворення телевізійного сигналу в зображення, але й правильно відтворює всі кольори (наскільки це можливо при сучасному рівні розвитку техніки). Екран кінескопа з внутрішньої сторони покритий шаром мозаїки точкової структури із люмінофорів червоного, зеленого і синього кольорів випромінювання. Точки люмінофорів трьох кольорів розташовані трикутниками (тріадами), якщо роз-

глядати два сусідніх рядки. Чергування люмінофорів в кожному із горизонтальних рядків відбувається в послідовності: червоний, зелений, синій; червоний, зелений, синій і т. п. В наступному рядку послідовність така ж, але він має необхідний зсув відносно попереднього рядка таким чином, щоб між точками люмінофорів червоного і зеленого кольорів знаходився люмінофор синього кольору, між точками люмінофорів зеленого і синього кольорів знаходився люмінофор червоного кольору, а між точками люмінофорів синього і червоного кольорів знаходився люмінофор зеленого кольору. В кінескопі число триад складає приблизно 550000, а загальна кількість люмінофорних точок втричі більша. Для відтворення кольорового зображення необхідно сумістити три кольори зображення (червоне, синє, зелене) на одному екрані. Телевізійне зображення складається із елементів, кожен із яких має точки трьох кольорів. При огляді елементів на деякій відстані всі точки елемента спостерігаються як одна [47].

Для збудження люмінофорів в кінескопі застосовуються три електронні гармати. До складу кожної з них входять катод, керувальний електрод (модулятор), анод, який фокусує електрони, і другий анод. Кожна гармата призначена для збудження люмінофора тільки одного кольору: одна з гармат забезпечує електронами червоні люмінофорні точки, друга – зелені, третя – сині.

Три електронні гармати розташовані в основі горловини кінескопа по кутах рівностороннього трикутника. Кут нахилу гармат відносно осі кінескопа враховує невеликі відхилення осей електронних гармат від необхідних положень, які виникають в процесі виготовлення і комплектації кінескопів. Щоб електронний промінь кожної гармати влучав на люмінофор тільки одного кольору і не збуджував інші точки, доступ до люмінофорів перекривається тіньювою маскою. Вона встановлюється на відстані 15 мм від екрана. Маска – тонкий сталевий лист сферичної форми товщиною 0,15 мм з числом отворів, рівним числу триад. Форма отворів – конічна з невеликим розміром на стороні, оберненій до екрана. Кожний отвір так розташований відносно своєї триади, що один із трьох електронних променів може попадати тільки на одну точку триади. Останні дві точки цієї ж триади даного променя закриті маскою, тобто знаходяться в тіні. Від якості отворів і поверхні маски залежить точність зображення і чистота його кольорів.

Електронні гармати, тіньюва маска і точки люмінофорів розташовані таким чином, що електронний промінь одної з гармат, пройшовши через будь-який отвір в масці, влучає тільки в свій люмінофор. При одночасному бомбардуванні люмінофорів однієї триади електронними променями трьох гармат (червоної, зеленої, синьої) відбувається просторове змішування кольорів. В результаті отримуємо пляму, колір якої залежить від струмів електронних гармат.

Якщо три різних сигнали (за кольором) надходять на керувальні електроди трьох електронних гармат кінескопа, а на три з'єднані між собою катоди – загальний сигнал яскравості, то електронний промінь кожної гарма-

ти (незалежно від інших) відтворить зображення в первинному кольорі. Первинні зображення зміщуються залежно від співвідношення червоного, зеленого і синього кольорів, і на екрані утворюється кольорове зображення або чорно-біле. Так, якщо енергія електронного променя, яка збуджує синій люмінофор, менше енергії променів, які збуджують червоний і зелений люмінофори, то в результаті змішування кольорів колір екрана в цій частині буде жовтим.

При збільшенні інтенсивності електронного променя червоної гармати (шляхом зменшення напруги зміщення на керувальному електроді) колір зміниться в бік червоного, тобто від жовтого до помаранчевого. В свою чергу збільшення струму променя зеленої гармати приведе до зміни кольору в бік зеленого. Таким чином, змінюючи інтенсивність електронних променів, які бомбардують різні люмінофорні точки, можна перекрити повністю діапазон кольорів, який забезпечують три основних кольори. Це відноситься і до білого кольору, оскільки його можна отримати змішуючи (у певних пропорціях) червоний, зелений і синій кольори.

*Кінескопи з планарним розташуванням електронних гармат.* Кінескопи з дельтаподібним розташуванням електронних гармат мають суттєві недоліки. Сильний вплив на колір передачі дають зовнішні магнітні поля і магнітне поле Землі. Цей недолік не дозволяє використовувати вказані кінескопи в переносних телевізорах без громіздких пристроїв екранування. Для формування кольорового зображення на екрані такого кінескопа потрібні також великогабаритні пристрої розгортки, динамічної і статичної довідки, які потребують великої кількості енергії. Крім того, внаслідок великого числа регулювальних елементів в блоці довідки операція із настроювання телевізора є одною із найбільш трудомістких при його виготовленні та експлуатації.

Кінескопи з планарно розташованими електронними гарматами по прямій лінії не мають в основному недоліків, характерних для кінескопів з дельтаподібним розташуванням гармат. Ці кінескопи не потребують додаткового суміщення променів зовнішніми органами довідки. Звідси і виникла їх друга назва – кінескопи з самозведенням, хоча зі збільшенням розмірів екрана і кута відхилу потрібна невелика корекція [47].

Розглянемо основні відмінності конструкції кінескопа з дельтаподібно розташованими електронними гарматами від конструкції кінескопа з планарно розташованими електронними гарматами. Три електронні гармати кінескопа з самозведенням розташовані по горизонтальній прямій лінії строго паралельно одна одній. Відстань між осями електронних гармат близько 5 мм. Безпосередньо на осі кінескопа знаходиться «зелена» гармата, а симетрично по обидві сторони від неї – «червона» і «синя». При такому розташуванні гармат розшарування променів відбувається менш помітно. Це пояснюється тим, що між зеленим, до якого око найбільш чутливе, розшарування червоних і синіх променів будуть завжди меншими, як між крайніми променями.

В кінескопах з планарним розташуванням електронних гармат застосовуються щілинні маски, а люмінофори червоного, зеленого і синього кольорів наносяться на екран в вигляді почергових смуг. Кожному щілинному отвору відповідає тріада вертикальних люмінофорних смуг. Використання вертикальних смуг люмінофорів значною мірою послаблює вплив магнітного поля Землі на кольори передачі при переміщенні телевізора.

Ця властивість особливо важлива для переносних телевізорів. Крім того, нанесення люмінофорів у вигляді вертикальних смуг виключає попадання кожного з променів на люмінофори інших кольорів по вертикалі, що полегшує регулювання чистоти кольору (в цьому випадку промені зміщуються тільки по горизонталі).

Застосування кінескопів з самозведенням електронних променів дозволило значно підвищити яскравість екрана кінескопа. Підвищення яскравості досягається, з одного боку, збільшенням його флуоресцентної поверхні (вертикальні смуги люмінофорів розташовують ближче одна до одної, ніж в тріадах), з другого – більшою прозорістю щілинної маски, ніж маски з круглими отворами.

Кінескопи з самозведенням не можна використовувати як матрицю для додавання різнокольорових сигналів і сигналу яскравості, оскільки їх модулятори зазвичай з'єднані між собою. Для модуляції струмів променів на катоди подають сигнали основних кольорів, а модульовальні електроди застосовуються для встановлення режиму кінескопа на постійний струм і гасіння зворотного ходу променів.

Кінескопи з самозведенням мають внутрішній магнітний екран. В зв'язку з тим, що зсув променя по вертикалі не викликає порушення кольору, котушки розмагнічування, з'єднані послідовно, розташовуються знизу і зверху балона кінескопа. Необхідне для розмагнічування число ампер-витків котушок менше, ніж в кінескопі з дельтаподібно розташованими електронними гарматами.

### 5.3.2 Дискретно-матричні пристрої

*Рідкокристалічні індикатори.* Основою найбільш поширених у виробництві ППВ для телебачення та комп'ютерів є рідкокристалічні (РК) індикатори.

Перші патенти на РК ППВ були отримані ще в 60-х роках минулого сторіччя. Електричні сигнали, що подавалися на рядки і стовпці, змінювали деформацію і відповідно оптичний стан шару рідкого кристалу, тобто РК були пасивно керованими. Перші РК з активним керуванням, у яких електричні сигнали змінювали заряд тонкоплівкового транзистора (ТІТ), інтегрованого в матричний піксель за допомогою вакуумних технологій, з'явилися у 1975 році. Відеоекрани пасивно керованих РК часто називають STN за назвою використовуваного електрооптичного ефекту (Super-Twist-Nematic), а активно керовані – TFT. Масовий випуск моніторів з активно-матричними РК почався з 1995 року, а телевізорів – з 2001 року. В даний

час запропоновано безліч розробок, у яких робляться спроби перебороти основні недоліки РК ППВ: погане пропускання, що робить неефективним використання підсвічування; низький контраст і його кутову залежність. Незважаючи на дані недоліки серед ППВ частка продажів найбільш висока саме у РК (85%) [43].

Рідкокристалічний стан речовини характеризується одночасним поєднанням властивостей рідини – текучість і кристалу – оптична анізотропія. Такий стан може виявлятися в деякому температурному діапазоні між точкою кристалізації і точкою перетворення речовини в однорідну прозору рідину. Розрізняють три основних типи рідких кристалів: смектичні, нематичні, холестеричні. В смектичних РК сильно витягнуті молекули розташовані паралельно своїм довгим осям і створюють шар однакової товщини, близької до довжини молекули. Ці шари лежать один над одним на рівних відстанях. У нематичних РК осі молекул теж паралельні, однак не утворюють окремих шарів. Довгі осі молекул лежать уздовж переважного напрямку, а їх центри розміщені хаотично. В холестеричних РК молекули розташовані в шарах, як і у смектичних, однак довгі осі молекул паралельні площинам шарів, а напрямок їх переважної орієнтації монотонно змінюється від шару до шару, повертаючись на деякий кут. Принцип дії РК ґрунтується на використанні різних електрооптичних ефектів. Найбільш поширеними є: динамічне розсіювання світла; «твіст-ефект»; ефект «гість-господар» [44, 48].

Історично першим електрооптичним ефектом, який був використаний в індикаторній техніці, став ефект динамічного розсіювання, який полягає в тому, що під впливом електричного струму (10...30 В) порушується упорядкованість структури слабопровідної РК плівки. Внаслідок виникаючої хаотичності молекул плівка втрачає прозорість і викликає розсіювання падаючого світлового потоку.

Суть «твіст-ефекту» полягає у такому: в зазорі між двома пластинами тим чи іншим способом досягають «скручування» нематичної структури РК, тобто такого розташування молекул, коли великі осі паралельні обмежувальним поверхням, а напрямки цих осей поблизу однієї та іншої пластини взаємно перпендикулярні. Шар скрученого нематичного РК обертає площину поляризації світла, яке проходить, на 90 або на 270 градусів. Якщо до комірки прикласти електричне поле, то всі молекули орієнтуються уздовж поля і ефект скручування пропадає (при умові використання матеріалів з позитивною діелектричною анізотропією). Тепер шар рідини не змінює поляризації світла, яке проходить через нього. «Твіст-ефект» на відміну від ефекту динамічного розсіювання є чисто польовим: для його реалізації пропускання струму через структуру не потрібно. Це дає вигоду в енергоспоживанні.

Ефект взаємодії «гість-господар» полягає в тому, що шар РК речовини («господар»), попередньо пофарбований молекулами барвника («гостя»), під впливом електричного поля (2...10 В) «обезбарвлюється», тому що мо-

лекули барвника при цьому переорієнтовуються і захоплюються молекулами «господаря», займають положення перпендикулярне до площини поляризації світла, яке проходить, тобто шар стає безколірним або набуває кольору «господаря».

Конструкція елементарної комірки РКІ дуже проста і містить дві скляних пластини, на які нанесено напівпрозорі електроди. При роботі РКІ на відбиття, другий електрод повинен бути дзеркальним. Між пластинами залито РК, товщина шару яких задається прокладками (10...50 мкм), що герметизують. Типові параметри РКІ: контрастність – від 20:1 до 100:1; напруга живлення від 1 до 100 В; споживча потужність – 0,1...1 Вт/см (ефект динамічного розсіювання), біля 1 мкВт/см («твіст-ефект»); швидкодія – від сотень нс до десятків мкс.

*Газорозрядні індикатори.* Високі темпи приросту (до 50% у рік) спостерігаються зараз для газорозрядних (ГР) індикаторів, або, як їх частіше називають у закордонній літературі, плазменно-дисплейних панелей (PDP – plasma display panels). Перевагами ГР ППВ є висока яскравість, дуже широкий кут зору (до 160°), можливістю значного збільшення розмірів (до 1,5 м і більше по діагоналі), висока інформаційна ємність (до 2048×2048 пікселів), яскравість від 350 кд/м<sup>2</sup>. Гранична відстань між бар'єрами у випромінювальній комірці (мінімальна 0,2 мм, зазвичай 0,6 мм) і високе енергоспоживання не дозволяє використовувати ГР ППВ для малого і середнього розміру моніторів комп'ютерів, але вони є ідеальними відеоекранами для домашніх приміщень і офісів. Ряд фірм – NHK, NEC, Fujitsu, Plasmaco та інші пішли по цьому шляху розробки ГР ППВ великого розміру з діагоналлю не менше 1 м і роздільною здатністю, що відповідає SXGA-стандарту і вище [43].

ГР індикатори являють собою широкий клас приборів – від індикаторних тиратронів (одиночні елементи відображення) до матричних газорозрядних індикаторних панелей (ГПП) з повним набором кольорів (R, G, B), достатнім для відтворення кольорового телевізійного зображення. ГПП поділяються на дві групи: постійного та змінного струму.

Принцип дії ГР індикаторів оснований на випромінюванні газового розряду. Залежно від величини струму розрізняють такі основні види газового розряду [44]: темний (до 0,000001 А), тліючий (0,000001...0,1 А) і дуговий (вище 0,1 А). Усі ГПП постійного струму працюють в режимі тліючого розряду з холодним катодом. Такий розряд встановлюється при газовому тиску в декілька сотень Па та напрузі 100...200 В залежно від відстані між електродами, матеріалу катода і роду газу. В тліючому розряді з поверхні катода емітують електрони, які при своєму русі до анода іонізують та збуджують атоми газу. При переході збудженого атома в нормальний стан випромінюється квант світла. Видиме випромінювання тліючого розряду лежить, як правило, в червоній області спектра. Крім цього, існують дуже інтенсивні інфрачервоне та ультрафіолетове випромінювання. Останнє використовується в кольорових ГПП для збудження фотолюмінофорів. Таким

чином ГПП поділяються на прилади з прямим і двоступінчастим перетворенням електричної енергії в світлову.

Практично всі типи ГПП постійного струму є комбінацією діодних проміжків [42]. Звичайно струм в такому проміжку обмежується резистивним навантаженням. В цьому випадку робоча точка приладу визначається перехрещенням навантажувальної прямої з вольт-амперною характеристикою діодного проміжку. Якщо це перехрещення припадає на горизонтальну ділянку характеристики, в приладі встановлюється нормальний тліючий розряд, якщо на зростаючу – аномальний. Для виникнення розряду необхідно, щоб напруга на аноді  $U_a > U_b$ , де  $U_b$  – напруга виникнення розряду. Струм через прилад  $I_a = (U_a - U_b)/R_a$ , де  $U_b$  – напруга підтримання розряду. Як газове наповнення, як правило, використовують інертний газ, який слабо реагує з деталями внутрішньої структури і мало поглинається, що тим самим забезпечує високий термін служби та малу швидкість деградації характеристик. Достатньо високу яскравість свічення у видимій області спектра дають неон та його суміші з іншими інертними газами. Оскільки основні лінії випромінювання неону лежать в оранжевій частині спектра, то нею і обмежуються кольори свічення ГПП з прямим перетворенням електричної енергії в світлову.

ГПП постійного струму має недолік – великий час запізнення запалювання розряду комірок і, як наслідок, нестабільність спрацювання. Максимальна роздільна здатність ГПП постійного струму досягає 16 ел./см, яскравість – 200 нт. У ГПП змінного струму максимальна роздільна здатність вища і досягає 32 ел./см, тому в сучасних ГР ППВ використовують даний вид індикаторів.

*Напівпровідникові індикатори.* Фактично індикатори даної групи є електролюмінісцентними. Відомо два принципово різних види електролюмінісценції: передпробойна (ефект Дестріо, 1936 р.), яка виникає у мікроділянках порошкових або плівкових електролюмінофорів при напруженості поля, близькій або рівній пробивній, та інжекційна (ефект Лосева, 1922 р.), яка виникає при рекомбінації електронів та дірок на *p-n* переході напівпровідникового кристала, який ввімкнений в прямому напрямку. Відповідно з цим виділяють два типи індикаторів – власно електролюмінісцентні індикатори та напівпровідникові або *світлодіодні* індикатори. Довжина хвилі випромінювання світлодіода в мкм визначається співвідношенням  $\lambda = 1,24/\Delta\theta$ , де  $\Delta\theta$  – ширина забороненої зони у еВ. Оскільки спектр видимого випромінювання лежить в діапазоні хвиль 0,4...0,7 мкм, то ширина забороненої зони напівпровідника повинна знаходитись у межах  $1,75 < \Delta\theta < 3,15$  еВ. Ефективність перетворення електричної енергії у світлову складає 0,5...5%. Для індикаторної техніки застосовують подвійні та потрійні напівпровідникові з'єднання, випромінювання яких виникає на різних ділянках видимого спектра: червоних (GaP, GaAsP, GaAlAs, InGaP); жовто-зелених (InAlP, GaAlP, Cd<sub>3</sub>SiC); синьо-блакитних (CoN, SiC) кольорів [42, 44].

В даний час найбільш популярними напівпровідниковими індикаторами є органічні світлодіоди та світлодіоди на основі неорганічних люмінофорів [43]. Надзвичайно швидко розвиваються розробки органічних світлодіодів (OLED – organic light emission diodes). Так, з 1995 по 2001 роки світлова ефективність пристроїв на основі похідних піразолхіноліну й алуміній-гідроксихіноліну з антраценовими добавками зростає з 1,85 до 20 лм/Вт, а пікова яскравість з 10000 до 200000 кд/м<sup>2</sup>. Відеоекрани з органічними матеріалами мають ряд переваг: технологічність, низька робоча напруга (до 4 В), мала споживана потужність, висока яскравість. Найбільшим досягненням даної технології можна вважати OLED-відеоекран компанії Kodak на органічних світлодіодах. Параметри OLED-панелі компанії Kodak: розмір по діагоналі – 19,3 см; кут огляду – 180°; роздільна здатність – 800×480; кількість кольорових відтінків – 16 млн; контрастність – 30000:1; товщина панелі – 5,3 мм.

## 5.4 Специфічні засоби СТЗ

### 5.4.1 Фотореле і фотолічильники

Фотореле виконують функції граничних елементів РСТЗ і характеризуються: релейною залежністю вихідного сигналу  $U$  від освітленості  $E$ ; граничним рівнем освітленості  $E_{\text{п}}$  і похибкою його задання  $\Delta E_{\text{п}}$  при певному центральному складі випромінювання; часом переключення  $t_{\text{ввім}}$  і  $t_{\text{вим}}$ . У загальному випадку фотореле (рис. 5.21, б) містить: джерело випромінювання 1; оптичну систему джерела 2; об'єкт 3; фотоприймальний пристрій 4; приймальну оптичну систему 5; приймач випромінювання 6; підсилювач 7; компаратор 8; тригер-защібку 9.

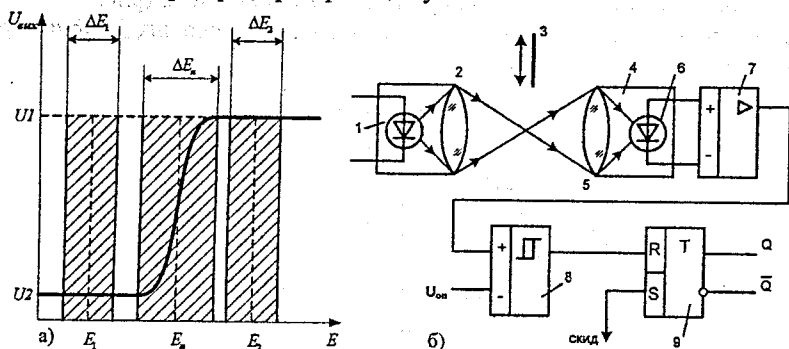


Рисунок 5.21 – Релейна характеристика (а) фотореле і його узагальнена структурна схема (б)

Залежно від конструювання можна виділити такі чотири групи схем фотореле:

- 1) фотоприймач безпосередньо сприймає випромінювання об'єкта;
- 2) фіксуючі різку зміну прозорості навколишнього середовища або об'єкта;
- 3) фіксуючі переривання світлового потоку об'єктом;
- 4) фіксуючі граничну зміну світлового потоку, відбитого об'єктом.

Проектування фотореле (при обраній схемі його компонування) починають з енергетичних розрахунків для визначення рівнів освітленості  $E_1$  і  $E_2$  (відповідних потоків випромінювання  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$ ) за відсутності і за наявності об'єкта (рис. 5.21, а). Методика енергетичних розрахунків наведена в п. 4.4.1.

На практиці широко застосовують фотореле, що реєструє переривання світлового потоку об'єктом.

Схеми компонування лінзових фотореле, що реєструють перекриття потоку випромінювання об'єктом, виконуються з використанням збиральної лінзи, лінзової системи з фокусуванням на нескінченність. Знаходять застосування і дзеркальні системи. Для підвищення чутливості фотореле до зсуву об'єкта використовують схему з фокусувальними лінзами. Для побудови фотореле, що реєструють відбите від об'єкта випромінювання, застосовують як лінзові, так і дзеркальні системи.

Після знаходження значень освітленості  $E_1$  і  $E_2$  (або потоків випромінювання  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$ ), а також відповідних зон  $\Delta E_1$  і  $\Delta E_2$ , що визначають похибки завдань  $E_1$  і  $E_2$ , вибирають граничну освітленість  $E_{\text{п}}$  і відповідну їй зону  $\Delta E_{\text{п}}$  (рис. 5.21, а). Для сталої роботи фотореле необхідно виключити перекриття зон  $\Delta E_1$  і  $\Delta E_2$  з  $\Delta E_{\text{п}}$ ; у іншому випадку можливі «помилкові» переключення фотореле.

Типова узагальнена схема апаратного фотолічильника (рис. 5.22) містить фотореле 1, логічний пристрій 2,  $n$ -розрядний лічильник 3 і кола керування 4.

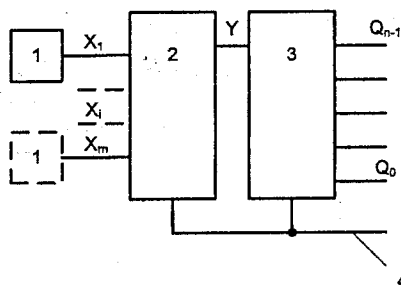


Рисунок 5.22 – Узагальнена структурна схема апаратного фото лічильника

Фотолічильник виконує такі операції: реєстрації релейних логічних сигналів  $X_1, \dots, X_m$ ; логічного перетворення сукупності сигналів, що реєстру-

ються; підрахунку сигналу  $Y$  – результату перетворення; передачі результату підрахунку  $Q_0, \dots, Q_{n-1}$  іншим вузлам СТЗ або виконавчим пристроям.

Фотолічильник є підсумовуючим, якщо виконує операцію  $C:=C+1$ , де  $C$  – слово його стану ( $Q_0, \dots, Q_{n-1}$ ). Віднімаючий лічильник здійснює операцію  $C:=C-1$ . У випадку реалізації обох операцій фотолічильник є реверсивним.

#### 5.4.2 Фотометричні перетворювачі і спектроаналізатори

Значення відбитого і розсіяного потоку або випромінювання, що просто проходить, є носієм інформації в РСТЗ, оснащених фотометричними перетворювачами (ФМП). Узагальнена структурна схема ФМП (рис. 5.23) містить блок 1 формування потоку випромінювання, до складу якого входить джерело випромінювання 4 з оптичною системою 5, а також слідкувальний пристрій стабілізації потоку випромінювання, об'єкт 7, приймач випромінювання 9 з оптичною системою 8 і блок 10 перетворення фотосигналу. Стабілізатор потоку випромінювання зазвичай виконують на базі операційних підсилювачів 2, підключених до додаткового приймача випромінювання 3, на який падає частина потоку випромінювання, що розщеплюється напівпрозорим дзеркалом 6.

Розрізняють ФМП, що реагують на миттєві значення потоку випромінювання  $\Phi$  (освітленості  $E$ ), і інтегрувальні ФМП, що реєструють енергію випромінювання  $Q$ , що падає на приймач протягом заданого проміжку часу  $t$ .

Основними параметрами ФМП є: поріг чутливості  $\Phi_{п}$  ( $E_{п}$  або  $Q_{п}$ ); робочий діапазон  $\Phi_{\min} \dots \Phi_{\max}$ ; амплітудна  $\Delta\Phi$  і фазова  $\Delta\phi$  похибки реєстрації  $\Phi$ . Швидкодію ФМП описує амплітудно-частотна і фазово-частотна характеристики.

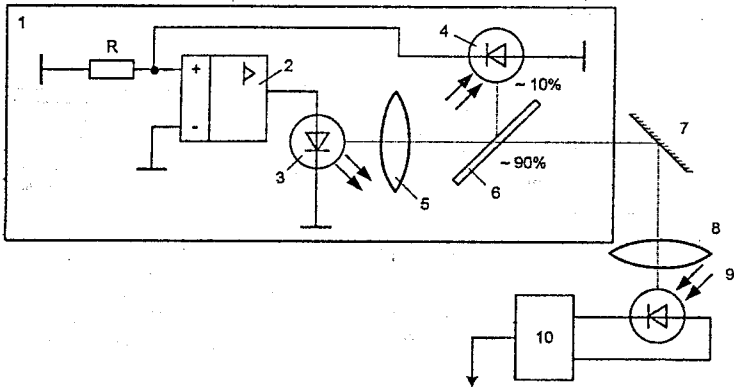


Рисунок 5.23 – Узагальнена структурна схема ФМП

Як приймачі випромінювання у ФМП часто використовують фотодіоди, що забезпечують максимальну довжину динамічного діапазону  $\Phi_{\min} \dots \Phi_{\max}$  (до 100 дБ з перекручуваннями передатної характеристики не більше 1%) і малі значення граничних потоків  $\Phi_{п.}$

Типові схеми увімкнення фотодіодів наведені на рис. 5.24.

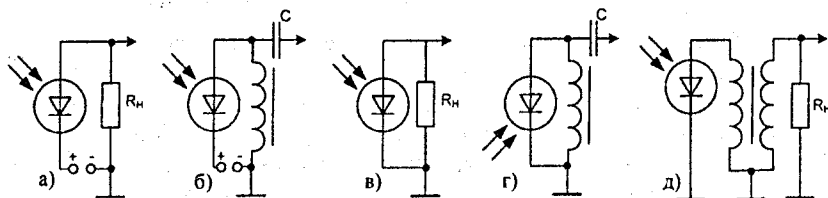


Рисунок 5.24 – Типові схеми увімкнення фотодіодів

Недоліком схем зі зсувом напруги живлення фотодіода (рис. 5.24, а) є сильна температурна залежність темного струму. При ресстрації модульованих оптичних сигналів як навантаження вмикають частотно-залежний елемент – дросель (рис. 5.24, б), що дозволяє істотно зменшити внесок шумової складової у вихідний сигнал. Найбільшу температурну стабільність і виключення надлишкового шуму забезпечує схема «короткого замикання», коли сигнал знімається з низькоомного навантаження  $R_H$ , підключеного до фотодіода без зсуву (рис. 5.24, в). Аналогічні схеми виконуються з дросельним (рис. 5.24, г) або трансформаторним (рис. 5.24, д) навантаженням.

Типова схема увімкнення фотодіода до операційного підсилювача показана на рис. 5.25, а.

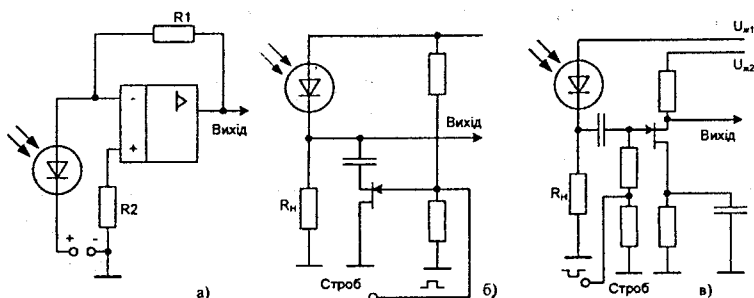


Рисунок 5.25 – Схеми увімкнення фотодіода до операційного підсилювача (а) і до схем зі стробуванням (б, в)

Для виключення впливу сильних фонових засвічень на вхідні кола ФМП використовують схеми зі стробуванням вхідного кола (рис. 5.25, б, в) або аналогові ключі.

### 5.4.3 Спеціалізовані відеопроцесори

Універсальні мікропроцесори і мікроЕОМ в основному призначені для оброблення інформації, що подається у вигляді слів – бінарних кодів з довжиною в 1; 2; 3, ...  $n$  байт (1 байт дорівнює 8 біт), що створює незручності при обробці відеоінформації. Через це створено спеціальні апаратні й апаратно-програмні засоби – відеопроцесори. Відеопроцесор матричної (клітинної) структури (рис. 5.26) містить двовимірний масив процесорних елементів (ПЕ) розмірністю  $4 \times 4$ ;  $8 \times 8$ ;  $16 \times 16$ ; ...;  $256 \times 256$  і т. д. залежно від використовуваної технічної бази. Пірамідальна структура відеопроцесора (рис. 5.27) містить декілька «шарів» процесорних матриць з міжшаровими зв'язками.

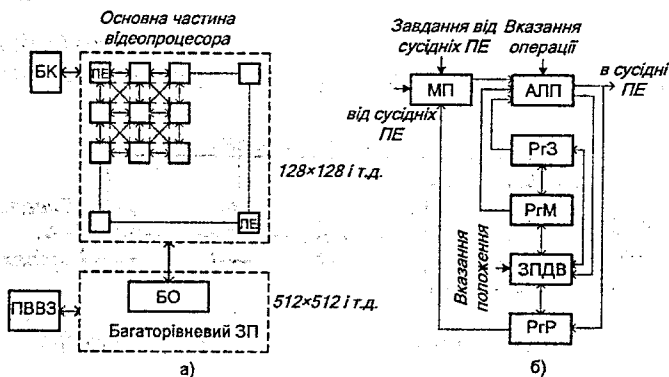


Рисунок 5.26 – Структури матричного відеопроцесора (а) і одного процесорного елемента (б)

На рис. 5.26 позначені: блок керування (БК); пристрій введення-виведення зображення (ПВВЗ); блок обробки (БО); регістр зображення (R3), регістр маски (RМ), регістр результату (RР); арифметично-логічний пристрій (АЛП); процесорний елемент (ПЕ); запам'ятовувальний пристрій з довільною вибіркою (ЗГДВ); мультиплексор (МП).

В конвексних відеопроцесорах (рис. 5.28) процесорні елементи становлять послідовний ряд, тому вони є оптимальними для обробки зображень, що подаються растровою розгорткою.

Відеопроцесори із систолічною структурою містять регулярну мережу процесорних елементів, кожен з яких працює циклічно, чергуючи прийом і передачу відеоінформації подібно елементам конвексних відеопроцесо-

рів. На рис. 5.29 наведено структуру, що реалізує, наприклад, матричну операцію  $D=A \times B+C$  за число тактів, що відповідає розмірності матриць.

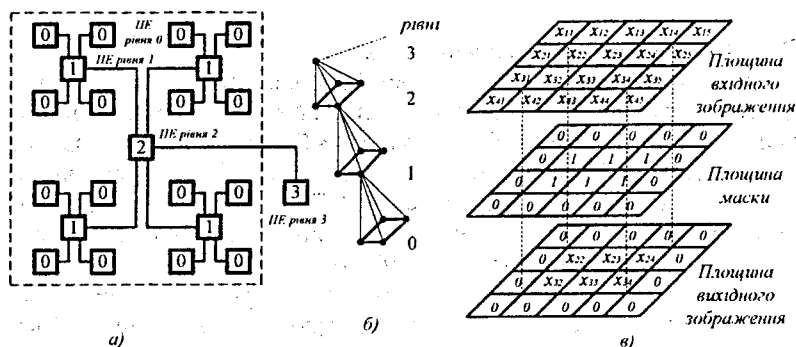


Рисунок 5.27 – Пірамідална структура відеопроцесора (а, б) і схема (в) принципу виконання найпростіших операцій над зображеннями

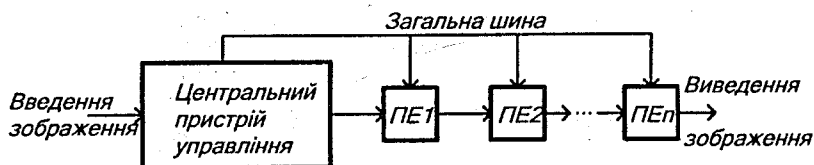


Рисунок 5.28 – Структура конверсного відеопроцесора

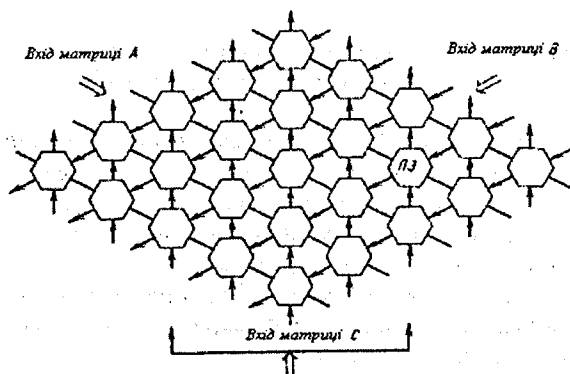


Рисунок 5.29 – Систолічна структура відеопроцесора

Відеопроектори з паралельною (рис. 5.30, а) структурою містять ряд апаратних спеціалізованих процесорів для вирішення приватних задач, зв'язаних загальною швидкодією шиною передавання відеоінформації.

Відеопроектори з мультимікропроцесорною структурою (рис. 5.30, б) дозволяють реалізувати необхідну швидкодію шляхом об'єднання ряду універсальних мікропроцесорів загальною шиною, кільцевою шиною або комутувальною мережею.

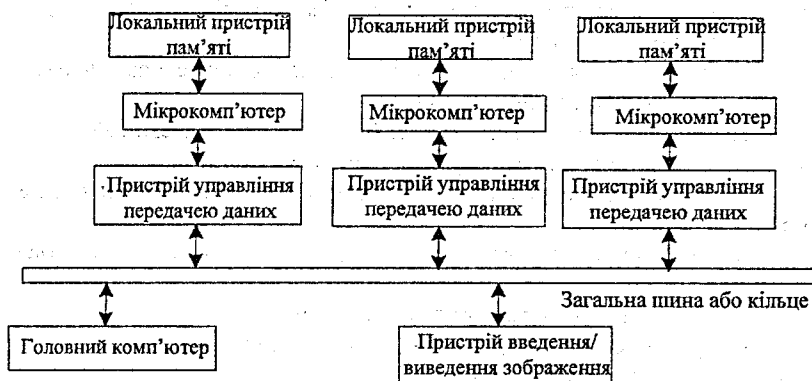
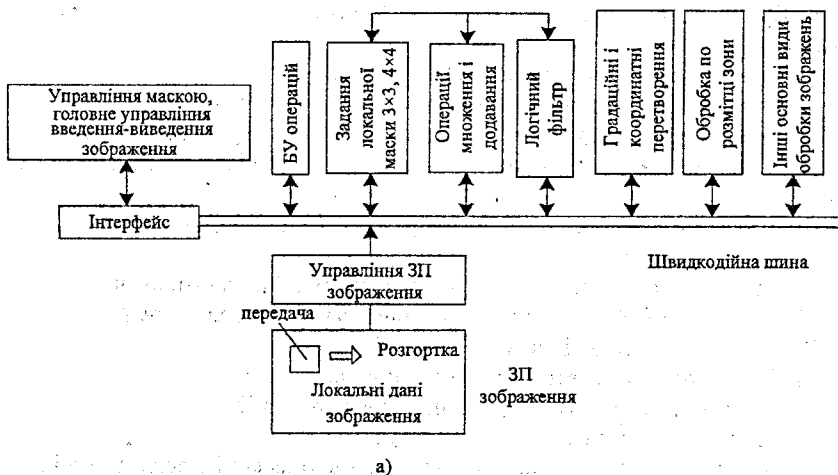


Рисунок 5.30 – Відеопроектори з паралельною (а) і мультимікропроцесорною (б) структурами

## Контрольні запитання та завдання

1. Які є спільні основні функції систем телебачення та технічного зору і апаратні засоби їх реалізації?
2. Які основні типи найпростіших джерел випромінювання застосовують в СТЗ?
3. Які найбільш розповсюджені найпростіші приймачі випромінювання застосовують в СТЗ?
4. Які датчики телевізійного сигналу використовуються в системах телебачення і технічного зору?
5. Як працюють передавальні телевізійні трубки?
6. Що таке суперізокон, відікон, плюмбікон, дисектор?
7. Що є основою твердотільних фотоелектричних перетворювачів?
8. У структурі яких датчиків відеосигналу не потрібен електронний перемикач?
9. Які фотоприймачі називають координатними приймачами?
10. Що таке сканістор?
11. Які є багатоелементні твердотільні приймачі випромінювання?
12. До яких БЕПВ відносяться прилади з зарядовим зв'язком?
13. Які є методи побудови ТФЕП на ПЗЗ?
14. Порівняйте параметри ТФЕП і відікона.
15. Які функції виконують мозаїчні перетворювачі?
16. Які є структурні схеми ПЗЗ-мозаїки?
17. Яку форму отворів має тіньова маска в кінескопі з дельтаподібним розташуванням електронних гармат?
18. Яку форму отворів має тіньова маска в кінескопі з планарним розташуванням електронних гармат?
19. Яка гармата розташована безпосередньо на осі кінескопа з планарним розташуванням електронних гармат?
20. Кінескопи з самозведенням – це друга назва яких кінескопів?
21. На базі яких приладів виконуються кінескопи?
22. Які три найбільш перспективні напрямки розвитку матричних відеоекранів?
23. За якими характеристиками зображення на екрані ЕПТ вважається еталонним?
24. В якого типу ППВ частка продажів найбільш висока?
25. Чим характеризується рідкокристалічний стан речовини?
26. На чому ґрунтується принцип дії РКІ?
27. В чому суть «твіст-ефекту»?
28. Яка інша назва газорозрядних індикаторів?
29. На чому оснований принцип дії ГР індикаторів?
30. Які недоліки ГПІ постійного струму?
31. Чим визначається довжина хвилі випромінювання світлодіода?
32. Які найбільш розвинені напівпровідникові індикатори?

33. Які функції виконують фотореле?
34. Як виконується проектування фотореле?
35. Наведіть структурну схему апаратного фотолічильника.
36. Які блоки містить узагальнена структурна схема фотометричного перетворювача?
37. Які приймачі випромінювання застосовують у ФМП?
38. Які є спеціалізовані відеопроцесори для РСТЗ?

## Літэратура

1. Техническое зрение роботов / [Мошкин В. И., Петров А. А., Титов В. С., Якушенков Ю. Г.]; под общ. ред. Ю. Г. Якушенкова. – М. : Машиностроение, 1990. – 272 с.
2. Системы технического зрения (принципиальные основы, аппаратное и математическое обеспечение) / [Писаревский А. Н., Чернявский А. Ф., Афанасьев Г. К. и др.]; под ред. А. Н. Писаревского и А. Ф. Чернявского. – Л. : Машиностроение, 1988. – 424 с.
3. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и практика / Милан Птачек; пер. с чешск. под ред. Л. С. Виленчика. – М. : Радио и связь, 1990. – 528 с.
4. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис; [2-е издание.] : пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
5. Ким Н. В. Обработка и анализ изображений в системах технического зрения / Ким Н. В. – М. : МАИ, 2001. – 164 с.
6. Хорн Б. К. П. Зрение роботов / Хорн Б. К. П.; пер. с англ. – М. : Мир, 1989. – 487 с.
7. Техническое зрение роботов / Под ред. А. Пью; пер с англ. под ред. Г. П. Катыса. – М. : Машиностроение, 1987. – 319 с.
8. Шерр С. Электронные дисплеи / Сол Шерр; пер. с англ. – М. : Мир, 1982. – 624 с.
9. ГОСТ 7601-78 Физическая оптика. Термины, буквенные обозначения и определения основных величин.
10. Домбругов Р. М. Телевидение / Домбругов Р. М. – К. : Выща школа, 1988. – 398 с.
11. Луизов А. В. Глаз и свет / Луизов А. В. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 144 с.
12. Смоляров А. М. Системы отображения информации и инженерная психология / Смоляров А. М. – М. : Высшая школа, 1982. – 272 с.
13. ГОСТ 13088-67 Колориметрия. Термины, буквенные обозначения.
14. Ашкенази Г. И. Цвет в природе и технике / Ашкенази Г. И. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 96 с.
15. Мешков В. В. Основы светотехники : учебное пособие для вузов : в 2-х ч. – Ч. 2. Физиологическая оптика и колориметрия / В. В. Мешков, А. Б. Матвеев. – М. : Энергоатомиздат, 1989. – 432 с.
16. Колин К. Т. Основы телевидения / К. Т. Колин, Ю. В. Аксентов, Е. Ю. Колпенская. – М. : Связь, 1967. – 448 с.
17. Седов С. А. Индивидуальные видеосредства: телеантенны, телевизоры, видеоманитофоны, видеокамеры, видеопроекторы, видеодиски / Седов С. А. – К. : Наукова думка, 1990. – 752 с.
18. Смирнов В. В. Основы цифрового телевидения / Смирнов В. В. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 224 с.

19. Мамчев Г. В. Основы цифрового телевидения / Мамчев Г. В. – Новосибирск : Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2003. – 248 с.
20. Прэтт У. Цифровая обработка изображений / Прэтт У.; пер. с англ. – М.: Мир, 1981.  
Т. 1 – 1981 – 310 с.  
Т. 2 – 1981 – 290 с.
21. Сачанюк-Кавецька Н. В. Елементи око-процесорної обробки зображень в логіко-часовому середовищі / Н. В. Сачанюк-Кавецька, В. П. Кожем'яко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 135 с.
22. Пат. 2178915 РФ, МПК G 06 K 9/66, G 06 F 15/18. Способ глаз-процессорной обработки изображений и оптико-электрическое устройство для его реализации / Кожем'яко В. П., Павлов С. В. и др.; заявителем и патентообладателем являются авторы патента. – № 98113270/09; заявл. 03.07.98; опубл. 27.01.02, Бюл. № 3.
23. Кожем'яко В. П. Обробка, передача і відтворення зображень в управлінських геоінформаційно-енергетичних системах на базі логіко-часових перетворень / Кожем'яко В. П., Волонтир Л. О., Дорошенко Г. Д. – Вінниця : ВНТУ, 2011. – 184 с.
24. Квантові перетворювачі на оптикоелектронних логіко-часових середовищах для око-процесорної обробки зображень / [Кожем'яко В. П., Мартинюк Т. Б., Суприган О. І., Клімкіна Д. І.]. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 130 с.
25. Лебедев В. В. Техника оптической спектроскопии / Лебедев В. В. – М. : Изд-во МГУ, 1986. – 352 с.
26. Полупроводниковые формирователи сигналов изображения / под ред. П. Йесперса, Ф. Ван де Виле и М. Уайта. – М. : Мир, 1977. – 573 с.
27. Жаботинский Ю. Д. Системы технического зрения для промышленных роботов / Ю. Д. Жаботинский, А. А. Сердцев // Зарубежная радио-электроника. – 1985. – № 12. – С. 23-33.
28. Заказнов Н. П. Прикладная геометрическая оптика / Заказнов Н. П. – М. : Машиностроение, 1984. – 184 с.
29. Якушенков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов / Якушенков Ю. Г. – М. : Машиностроение, 1989. – 360 с.
30. Жаботинский Ю. Д. Адаптивные промышленные роботы и их применение в микроэлектронике / Ю. Д. Жаботинский, Ю. В. Исаев. – М. : Радио и связь, 1985. – 104 с.
31. Sicard P. An approach to an expert robot welding system / P. Sicard, M. Levine // IEEE Trans: on systems, man and cybernetics. – 1988. – V. 18, № 2. – P. 204 – 222.
32. Conceptual development of an adaptive real-time seam tracker for welding automation / N. Nayak // Proc. IEEE Intern. Conf. on Robotics and Automation. Washington. – 1987. – V. 2. – P. 1019 – 1024.

33. Robotics in the year 2000 / A. L. Porter, F. A. Rossini. // Robotics Today. – 1987. – V. 9, № 3. – P. 27 – 28.
34. Мобильный робот для выполнения транспортных операций в автоматических производствах с высокими требованиями к чистоте окружающей среды // Мицубиси денко гихо. 1985, Т. 59, № 10. – с. 700-704.
35. Robots do the dirty work / M. A. Fischetti // IEEE Spectrum. – 1985. – V. 22, № 4. – P. 65 – 72.
36. Robots find their place / M. Rogers // Newsweek. – 1988. – V. 111, № 13. – P. 44 – 45.
37. Моравец Х. П. Тележка Станфордского университета и ровер Университета Карнеги-Меллона / Х. П. Моравец // ТИИЭР, 1983, Т. 71, № 7. – с. 112-128.
38. Брагин В. Б. Системы оцувствлення и адаптивные промышленные роботы / Брагин В. Б., Войлов Ю. Г., Жаботинский Ю. Д. и др.; под ред. Попова Е. П. и Ключева В. В. – М. : Машиностроение, 1985. – 256 с.
39. Новейшие тенденции и перспективы развития систем машинного зрения / Г. Соколов. – <http://www.asutp.ru/?p=600003>
40. Твердотельное телевидение: Телевизионные системы с переменными параметрами на ПЗС и микропроцессорах / [Хромов Л. И., Лебедев Н. В., Цыцулин А. К., Куликов А. Н.]; под ред. И. А. Росселевича. – М. : Радио и связь, 1986. – 184 с.
41. Пресс Ф. П. Фоточувствительные приборы с зарядовой связью / Пресс Ф. П. – М. : Радио и связь, 1991. – 264 с.
42. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника / Носов Ю. Р. – М. : Радио и связь, 1989. – 360 с.
43. Беляев В. Современные электронные дисплеи / В. Беляев // Электронные компоненты. – 2002. – № 1. – С. 24–27.
44. Кожем'яко В. П. Сучасні методи та засоби відображення інформації. Ч.1. Дискретні системи відображення інформації / Кожем'яко В. П., Васюра А. С., Дорошенко Г. Д. – Вінниця : ВДТУ, 2002. – 106 с.
45. Виноградов В. А. Зарубежные цветные телевизоры с цифровой обработкой и управлением AIWA / Виноградов В. А. – СПб. : Корона, 1998. – 160 с.
46. Яблонский Ф. М. Исследования и разработки плоских телевизионных экранов / Ф. М. Яблонский // Зарубежная радиоэлектроника. – 1982. – № 1. – С. 63–79.
47. Телевидение : учебник для вузов / [В. Е. Джакония, А. А. Гоголь, Я. В. Друзин и др.]; под ред. В. Е. Джаконии. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 616 с.
48. Рідкокристалічна електроніка / [Готра З. Ю., Зелінський Р. Я., Микитюк З. М. та ін.]; за ред. З. Готри. – Львів : Апріорі, 2010. – 532 с.

*Навчальне видання*

**Дорощенко Геннадій Дмитрович  
Кожем'яко Володимир Прокопович  
Павлов Сергій Володимирович**

## **СИСТЕМИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ ТА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ**

**Навчальний посібник**

Редактор Т. Старічек

Оригінал-макет підготовлено Г. Дорощенковим

Підписано до друку 01.12.2014 р.  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 13,7.  
Наклад 300 (1-й запуск 1-100) пр. Зам. № 2014-083.

Вінницький національний технічний університет,  
навчально-методичний відділ ВНТУ.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95.  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-85-32.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК №3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті  
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95.  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-87-38.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.