

Вступ

Для людини природнішим є зорове сприйняття інформації. Тому індикаторні телевізійні пристрої, що відображають чисельно - буквену, графічну і відео інформацію широко впроваджуються практично в усі галузі діяльності людини. Це і обумовлює швидкі темпи розвитку пристроїв даного типу. На сьогодні розроблено і використовується велика кількість стандартів роботи телевізійних моніторів.

Чим вище роздільна здатність екрану монітора, тим більше точок відображається на тій же площі і тим менш зернистим і якіснішим буде відтворне на екрані зображення. При великій кількості точок, розміщених на маленькій площі, око не помічає мозаїчності зображення. Справедливо і зворотне: мала роздільна здатність екрану дозволить оку помітити растр зображення («сходи»). Висока роздільна здатність зображення при малому розмірі площини екрану телевізійного монітору не дозволить вивести на нього усе зображення і воно буде обрізано. Тому для коректного і якісного відображення відеоінформації на екрані телевізійного монітора необхідно узгоджувати параметри відеосигналу, що формується джерелом інформації,

з

параметрами пристрою відображення відео інформації. Крім того, бурхливий розвиток обчислювальної техніки обумовлює широке впровадження комп'ютерних технологій обробки зображень в телевізійні системи промислового, медичного та іншого призначення. У цих випадках, окрім усього вищесказаного, необхідно ще перетворити черезрядкову розгортку телевізійної системи в прогресивну розгортку, з якою працюють сучасні індикаторні пристрої. Це завдання вирішується відеоадаптером, головна функція якого - перетворення отриманої від центрального процесора інформації у формат, який сприймається електронікою монітора, для створення зображення на екрані.

Актуальність розробки обумовлена великою кількістю технологічного обладнання з числовим програмним управлінням (ЧПУ), в яких чисельно-буквенна та графічна інформація виводиться на екран CRT-дисплея в EGA- та

CGA- форматах. В таких системах доволі часто виходить з ладу телевізійний монітор, який потребує заміни. Привабливим є використання для цього сучасні комп'ютерні TFT- монітори , але для цього необхідно перетворити EGA-формат телевізійного зображення в SVGA-формат, що використовують сучасні комп'ютерні індикаторні пристрої.

1. ОГЛЯД НАУКОВО ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1.1. Телевізійні стандарти

Під поняттям телевізійних стандартів розуміють документи, які містять детальний опис сигналу, що сумісний зі стандартним телевізійним приймачем. Ще у часи чорно – білого телебачення виникло декілька різних стандартів розкладення зображення, які відрізнялися між собою числом рядків, частотою кадрів та іншими параметрами. З переходом до кольорового телебачення збільшилась кількість числа систем, так як на різні стандарти розкладання накладалися стандарти кодування кольору[1]. Найбільш поширені аналогові стандарти телебачення - це північно-американський стандарт (NTSC - 720x480, 29,97 fps), європейський стандарт (PAL - 720x576, 25 fps) та франко - радянський (SECAM). Серед цифрових стандартів найбільш поширеними є DVB-T (європейський стандарт наземного цифрового мовлення)[3], DVB-C (стандарт організації DVB Project на передачу цифрового телебачення кабелем)[4], DVB-S2 (друге покоління цифрового супутникового телебачення)[5], ATSC (міжнародна, некомерційна організація, яка розробляє стандарти для передових телевізійних систем)[6], ISDB (сімейство японських стандартів цифрового телебачення (DTV) та цифрового радіо (DAB), що використовується телевізійними і радіомережами)[7], DMB-T/H (китайське цифрове мовлення)[1].

1.1.1. Аналогові стандарти

NTSC – (National Television Standards Committee) це найперший широкоформатний кольоровий стандарт. Він був прийнятий у багатьох країнах Американського континенту, а також Азії та Японії. Розроблений у США в 1953 році [1].

Система	NTSC M
Рядки	525
Кадри	60
Частота рядкової розгортки	15,734кГц

Частота кадрової розгортки	60Гц
Частота несної колірної компоненти	3,58МГц
Смуга пропускання відео	4,2МГц
Частота несучої звуку	4,5МГц

Табл. 1. Параметри NTSC стандарту.

PAL – (Phase Alternating Line) був розроблений на початку 60-х років 20 століття і використовується у більшості країн Європи. PAL використовує ширшу смугу пропускання і, як наслідок, забезпечує ліпшу якість зображення і звуку [1].

Система	PAL B,G,H	PAL I	PAL D	PAL N	PAL M
Рядки	625	625	625	625	525
Кадри	50	50	50	50	60
Частота рядкової розгортки	15,625кГц	15,625кГц	15,625кГц	15,625кГц	15,625кГц
Частота кадрової розгортки	50Гц	50Гц	50Гц	50Гц	60Гц
Частота несної колірної компоненти	4,43МГц	4,43МГц	4,43МГц	3,58МГц	3,57МГц
Смуга пропускання відео	5МГц	5,5МГц	6МГц	4,2МГц	4,2МГц

Частота несучої звуку	5,5МГц	6МГц	6,5МГц	4,5МГц	4,5МГц
--------------------------	--------	------	--------	--------	--------

Табл. 2. Параметри PAL стандартів

SECAM – (Sequential Couleur Avec Memoire or Sequential Colour with Memory) був розроблений на початку 60-х років 20 століття і використовується, в основному, у Франції та країнах СНД. SECAM використовує таку саму смугу пропускання, що й PAL, але передає колірну інформацію окремо[1].

Система	SECAM B,G,H	SECAM D,K,K1,L
Рядки/Розгортка	625/50	625/50
Частота рядків	15,625кГц	15,625кГц
Частота кадрів	50Гц	50Гц
Смуга пропускання відео	5МГц	5МГц
Частота несучої звуку	5,5МГц	5,5МГц

Табл. 3. Параметри SECAM стандартів

1.1.2. Цифрові стандарти

DVB-T – (Digital Video Broadcasting — Terrestrial) це європейський стандарт наземного цифрового мовлення, належить до сімейства стандартів DVB. Використовується, перш за все, в різних європейських, азіатських та африканських державах, а також в Австралії як стандарт для передачі цифрового телебачення і радіо. Стандарт дозволяє передавати стиснене відео, звук і дані в транспортному потоці MPEG, що використовує COFDM-модуляцію[3].

Використовувана в DVB-T модуляція OFDM розбиває цифровий потік даних на велику кількість повільніших цифрових потоків, кожен з яких у цифровій формі модулюється рядом близько розташованих суміжних частот-носіїв. Мікросхеми пристроїв, що здійснюють модуляцію, можуть працювати

з кількістю частот-носіїв, що дорівнює будь-якому ступеню двійки, тому було

обрано найближче число — $8192 = 2^{13}$, цей режим отримав назву «8k». Для прискорення прийняття стандарту вимоги до одночастотної мережі знизили, обмежившись числом носійних $2048 = 2^{11}$, режим «2k». Зрештою, було прийнято єдину специфікацію «2k/8k». Стандартом використовуються два значення тривалості активної частини символів (T) 224 мкс для режиму «2k» і 896 мкс для режиму «8k». Частотне рознесення становить 4464 Гц і 1116 Гц,

число частот-носіїв (N) 1705 і 6817 відповідно[3].

DVB-C – (Digital Video Broadcasting - Cable) стандарт організації DVB Project на передачу цифрового телебачення кабелем. Ця система передає цифровий аудіо-/відеопотік у форматі MPEG-2 або MPEG-4, використовуючи

QAM модуляцію з канальним кодуванням.

Перехід на цифровий формат пред'являє нові вимоги до апаратури обробки і формування сигналів. З'являється можливість формувати багатопрограмні цифрові потоки, що не декодують прийняті MPEG-2 сигнали, а виділяють з них потрібні компоненти на рівні транспортного потоку і ремультимплексують ці компоненти в новий транспортний потік. Також на рівні транспортного потоку при цьому можуть вирішуватися питання скремблювання, зміни системи умовного доступу. Прийнятий в стандартах DVB єдиний підхід до канального кодування істотно полегшує обробку і перетворення сигналів DVB, оскільки число додаткових операцій при перетвореннях виявляється мінімальним. У цьому сенсі стандарт DVB-C досить близький до супутникового стандарту DVB-S, але як тип модуляції в ній використовується не QPSK, а M-QAM з числом позицій M від 16 до 256 (тобто від 16-QAM до 256-QAM)[4].

DVB-S2 – (Digital Video Broadcasting - Satellite) друге покоління цифрового супутникового телебачення, стандарт на трансляцію цифрового

телебачення, який стане наступником DVB-S. Він був розроблений в 2003 році групою DVB Project, міжнародним промисловим консорціумом, і ратифікований ETSI (EN 302 307) в березні 2005 року. Стандарт передбачає удосконалення DVB-

S і введення електронного збору новин (або Digital Satellite News Gathering), використовуваного мобільними пристроями для посилки звуків і зображень з будь-якої точки світу додому на телевізійну станцію.

DVB-S2 призначений для мовлення, включаючи стандартне і HDTV. Впроваджені інтерактивні сервіси, такі як Internet access і (професійна) передача контенту. Розробка DVB-S2 збіглася з появою відеокодеків HDTV і H.264 (MPEG-4 AVC).

Дві нові ключові властивості були додані в порівнянні зі старим DVB-S:

- Потужна схема кодування, заснована на сучасному LDPC. Для спрощення LDPC коди мають спеціальну структуру, відому як Irregular Repeat - Accumulate.
- Режими VCM (Variable Coding and Modulation, змінне кодування і модуляція) і ACM (Adaptive Coding and Modulation, адаптивне кодування і модуляція), які дозволяють оптимізувати смугу частот з динамічно змінними параметрами.

Ще однією відмінністю є поліпшена модуляція 32APSK (амплітудна і фазова маніпуляція), збільшені швидкості трафіку і спеціальний транспортний механізм для передачі IP-пакетів даних, включаючи потоки відео і аудіо MPEG-4, при цьому зберігається зворотна сумісність з базовим MPEG-2 TS.

DVB-S2 досягає набагато кращого використання смуги частот, ніж попередники. Підвищується максимальний бітрейт на тій же смузі частот супутника. Виміряна продуктивність DVB-S2 перевищує DVB-S на 30% за інших рівних смуги частот і потужності переданого сигналу. Оскільки тепер введена нова технологія стиснення, то якість (MPEG-4 AVC) HDTV тепер може транслюватися в тій же смузі, яка раніше займалася під DVB-S, заснованому на MPEG- SDTV десятиліттям раніше[5].

ATSC – (Advanced Television Systems Committee) міжнародна, некомерційна організація, яка розробляє стандарти для передових телевізійних систем, була заснована в 1982 році. Зокрема ATSC працює для координації телевізійних стандартів в середовищі цифрового телебачення, інтерактивних систем і широкосмугового мультимедіа. Стандарти ATSC зосередилися на транспортному рівні, а саме передачі аудіо, відео і даних. Організація також розробляє і подає стратегії для впровадження цифрового телебачення.

Назва ATSC також відноситься до цифрового телевізійного стандарту організації, ефективного, зокрема, в Сполучених Штатах. Він еквівалентний Європейському DVB-T стандарту. Стандарти DVB-T і ATSC не сумісні один з одним - ATSC декодери не в змозі отримати переданий сигнал в DVB-T, або навпаки. Комісія встановлює стандарти для роздільної здатності дисплея: SDTV, EDTV і HDTV.

Канада, Південна Корея, Тайвань і Аргентина (аналогове мовлення в стандарті PAL) також адаптували і затвердили стандарт ATSC як національний стандарт цифрового наземного ТБ.

Основними виробниками ATSC-обладнання є найбільші фірми: Zenith, Harris, Ktech, Itelco, Toshiba, Thomson, Sony, Lucent, Mitsubishi, Motorola, Sarnoff, LG, Samsung, NDS, Hewlett Packard і ін Завдяки їх зусиллям одночасно з початком наземного цифрового мовлення в США з'явилися приставки (STB, Set-Top Boxes) вартістю від \$ 600 до звичайних телевізорів стандартної чіткості (SDTV, Standart Definition Television) для прийому цифрових програм і комп'ютерні плати (вартістю близько \$ 800) для перегляду цифрових програм на екрані комп'ютерного монітора при числі активних рядків 720 (режим XGA). Водночас головним напрямком повного переходу до цифрового мовлення в США є перехід до телебачення високої чіткості (HDTV, High Definition Television) з новою якістю картинки на екрані цифрового широкоформатного телевізора і відношенням ширини екрану до висоти 16:9 і числом активних рядків 1080. При цьому HDTV-

програми супроводжуються високоякісною звуковою системою Dolby AC-3 з 5-ма основними каналами передачі звуку і одним допоміжним каналом[6].

ISDB - (Integrated Services Digital Broadcasting) - сімейство японських стандартів цифрового телебачення (DTV) та цифрового радіо (DAB), що використовується телевізійними і радіомережами. ISDB замінив раніше існуючі стандарти аналогового телебачення. Цифрове супутникове мовлення ISDB-S було запущено телекомпанією NHK і згодом приєдналися іншими телекомпаніями 1 грудня 2000 року.

Всі права на ISDB належать японській організації ARIB. Стандарти можна завантажити з веб-сайту японської організації DiBEG і у ARIB.

Основу стандартів ISDB - ISDB-S (супутникового телебачення), ISDB-T (ефірного телебачення), ISDB-C (кабельного телебачення) і супутникового мовлення в діапазоні 2.6 ГГц для мобільних пристроїв - становить мультиплексування в транспортний потік на базі MPEG-2 або MPEG -4, а також аудіокодеки і відеокодеки на базі MPEG (MPEG-2 або AVC для відео, AAC для аудіо) і здатність відтворювати як телебачення високої чіткості, так і телебачення нормальної чіткості. Стандарт ISDB-T, а також ISDB-Tsb, використовується і при ефірній трансляції на ТБ-частотах для мобільних пристроїв. Крім того, для портативних і мобільних пристроїв, на кшталт смартфонів, ноутбуків і КПК, є служба ISDB-T під назвою 1seg.

Назва сімейства стандартів було підібрано з таким розрахунком, щоб бути схожим на аббревіатуру ISDN, так як обидва сімейства використовують об'єднання безлічі потоків в один транспортний потік даних (процес, названий мультиплексированием). Стандарт ISDB також за принципом дії подібний до більш раннього стандарту цифрового радіо, Eureka 147, згідно з яким передавач посилає цілу групу сигналів з різних станцій; той же принцип використовує стандарт DVB-T для багатоканального цифрового телебачення. ISDB бере під контроль всі невикористовувані канали, що в інших країнах постійно робиться в разі цифрового телебачення, але в разі цифрового радіо ніколи раніше не застосовувалося [7].

1.2. Монітори

Монітор - пристрій, за допомогою якого відбувається відтворення відеосигналу для візуального відображення інформації, яка була отримана від комп'ютера. Принципова відмінність від телевізора полягає у відсутності вбудованого тюнера, призначеного для прийому високочастотних сигналів ефірного (наземного) телемовлення. Крім того, в більшості моніторів відсутній звуко-супроводжуючий тракт і гучномовці.

Сучасний монітор складається з екрану (дисплея), блоку живлення, плат управління та корпусу. Інформація для відображення на моніторі надходить з електронного пристрою, що формує відеосигнал (в комп'ютері - відеокарта або графічне ядро процесора). В якості монітора може застосовуватися також телевізор[1].

Є кілька типів матриць: IPS, LED, TN + Film, OLED, LCD. Є ще ЕПТ, але вони застаріли. Такі пристрої нагадують старі телевізори. Усередині захована електронно-променева трубка, вмонтована в кінескоп. Вона дозволяє екрану показувати картинку.

Види моніторів:

- IPS монітори
- LED монітори
- TN монітори
- ТВ-монітори
- Монітори 144 Гц
- Монітори з DVI виходом
- Монітори з HDMI

1.2.1. IPS монітори

В відмінності від TN, в IPS молекули кристалів розташовані не спіралевидно, а паралельно. Таке розташування кристалів дозволяє досягти широких кутів огляду та відмінної кольорової передачі. Все виглядає яскраво, насичено та реалістично. До того ж, контрастність зображення на належному рівні.



Рис.1.1. IPS монітор

Однак при такому розташуванні кристалів в матриці збільшується час відгуку пікселів. А це не дуже добре. Діло в тому, що чим менше часу відгуку, тим краще дисплей справляється з динамічними картинками.

Виходячи з цього, IPS монітори ніколи не підходять для відтворення відео. Про професійну роботу з відео-файлами краще промовчати. На рухливих об'єктах з'являються шлейфи, і робота буде скрутна.

І так, IPS в більшій степені підходять професійним дизайнерам і фотографам. Для тих людей, для яких важлива достовірність кольорових передач, кути огляду і висока чіткість і контрастність зображення. Для узагальнення інформації перелічимо основні достоїнства та недоліки IPS.

IPS екрани активно використовуються компанією Apple в моноблоках iMac. Не дивлячись на час відгуку, IPS від Apple показали себе з самої кращої сторони. Можливо, у Apple друга технологія. Поки це невідомо. Компанія не прагне ділитися секретами.

1.2.2. LED монітори

Технічно, світлодіодний дисплей не існує за причиною неможливості

виробництва екранів малих діагоналей з світлодіодів. Таким терміном іменують LCD, які мають підсвітку з світлодіодів. За мірою розвитку технологій з'явилися і OLED. Це ті ж світлодіоди, але органічні.

OLED світлодіоди підрозділяються на активні та пасивні. Різниця в тому, що в активній OLED матриці кожним діодом управляє окремий транзистор. Такий тип дисплей є найбільш дорогим. Тому монітори, що використовують OLED, технологія дуже мало. Але зате кути оглядають у них в порядку і з контрастністю проблем немає.



Рис.1.2. LED монітор

Крім того, час відгуку пікселів ще менше, ніж у TN матриць. В OLED матрицях це рівно мікросекунди. У такої технології є і мінуси, і головний - «тривалість життя» світлодіодів. Після року використання дисплея доведеться вибачити і купити новий. А враховуючи велику ціну OLED, такий варіант нічим не можна назвати практичним.

Ще одна достоїнство OLED - рекордне низьке енергоспоживання. Діло в тому, що органічні діоди споживають мало енергії для своєї роботи. Тому

навіть екран гігантських розмірів здатний мінімально споживати електроенергію. Крім того, в силу конструктивних особливостей OLED, дисплеї отримують набагато тонше LCD. Для тих, кому важливі габарити, це немаловажний аспект.

1.2.3. TN монітори

Тепер про моніторах, що використовують TN або TFT технологію і LED підсвічування. Такі дисплеї найбільш дешеві. Вони підходять для всіх повсякденних завдань. А відгук дозволяє використовувати їх для ігор і перегляду відео зі швидкістю 60 кадрів в секунду. Але вони мають негативні сторони.



Рис.1.3. TN монітор

Глибина кольору і контрастності залишає бажати кращого, кути огляду маленькі. Достатньо повернути корпус дисплея і кольору стануть інвертованими. Зате термін служби TN вражає. При належному догляді вони можуть прослужити 10 років. І це ще не межа.

Дисплеї з LED підсвічуванням є бюджетний сегмент і випускаються всіма виробниками. Одна тільки Apple постачає «Маки» виключно IPS екранами.

А

решта виробників давно застосовують технологію TN + LED. В цьому немає нічого дивного. Дешевизна таких пристроїв робить їх пріоритетним продуктом в арсеналі будь-якого виробника.

У дисплеях, побудованих за технологією TN, кристали розташовуються закрученими в спіраль - це дозволяє підвищити швидкість відгуку пікселів (у порівнянні з IPS матрицями).

Надприродними характеристиками TN дисплеї не блищать. З позитивних сторін виділяються тільки маленьке час відгуку пікселя і енергоспоживання. Для вирішення професійних завдань (фото, дизайн) такі пристрої категорично не підходять. Зате з показом фільмів справляються відмінно.

Сучасні TN дисплеї будуються на основі технології TFT. Різниця в тому, що TFT матриця - активна. Тому зменшується час відгуку, і поліпшуються кути огляду. Рідкокристалічні дисплеї, що використовують технологію TFT, відрізняються кутами огляду. Ось тільки з передачею кольору у них така ж біда. Ні контрастності, ні насиченості.

1.2.4. Вибір недорогих моніторів



Рис.1.4. TFT монітор

Вартість безпосередньо залежить від діагоналі екрану. Чим більше дюймів, тим дорожче. Слід ще враховувати технологію, за якою проведена матриця. Дешевий варіант - TN + Film або TFT. Ці пристрої не проб'є відчутною діри в бюджеті, навіть якщо придбати екран з «гігантської» діагоналлю.

Купувати TFT монітор маленьких розмірів не рекомендується. Термін служби таких екранів - 10-12 років. За цей час малий розмір екрану стане настільки застарілим, що навіть соромно.

Оптимальний розмір діагоналі екрану на сьогоднішній день - 24-27 дюймів. Менше брати немає сенсу, так як більшість розробників ігор і сайтів орієнтуються на такі розміри екранів. А монітори з більшою діагоналлю екрана вже відчутно дорожче.

Якщо вибір припав на IPS, то тут доведеться заощадити на розмірах. IPS з великою діагоналлю коштують дорого. Але можна підібрати невеликий варіант за адекватні гроші. Такі монітори, навіть дешеві моделі, забезпечуються роз'ємами для підключення до комп'ютера за допомогою HDMI. Це плюс, оскільки якість зображення в цьому випадку підвищиться в рази.

Ще один недорогий варіант - TN + Film з LED підсвічуванням. Сьогодні це найпоширеніші рішення. Вони використовуються всюди. За рахунок дешевизни виробництва такого пристрою, можна розраховувати на низьку вартість. Для більшості користувачів це те, що треба. Оскільки IPS монітори, все-таки, більшою мірою розраховані на професіоналів.

При виборі недорогого пристрою слід не забувати і про інтерфейси підключення. Найпоширеніший на сьогоднішній день - DVI. Однак не шкідливо мати і запасні варіанти підключення до комп'ютера. Нехай девайс вийде дорожче, але краще перестрахуватися.

Якщо один роз'єм відмовить, на «підхваті» запасний роз'єм. Рекомендується придбати пристрій з підтримкою HDMI і USB сполуками. Через HDMI вхід - якість картинки вийде краще, а USB роз'єм - дозволить дивитися відеоролики задіємо комп'ютер.

Про дозвіл екрана: на ринку з'явилося багато моделей, що підтримують 4K дозвіл. У рамки «недорогого монітора» вони ніяк не вписуються, оскільки

екрани з таким дозволом коштують чимало. Тому тільки Full HD.

1.2.5. ТВ-монітори

Відносно недавно модельний ряд комп'ютерних комплектуючих поповнився варіантами пристроїв з вбудованим ТВ тюнером. Так звані ТВ-монітори, які поєднують в собі функції комп'ютерного екрану і телевізора.

Це корисно, але постає питання про діагоналі екрана. Справа в тому, що девайс з діагоналлю 21-23 дюйма навряд чи можна використовувати як заміну телевізору. А моделі з більшою діагоналлю незручно використовувати з комп'ютером. Такий замкнутий круг. Але кого-то це не буде бентежити.



Рис.1.5. ТВ-монітор

ТВ монітори виготовлені за технологією TFT. Немає нічого дивного, оскільки така технологія дешева і проста. Девайси комплектуються роз'ємами для підключення зовнішніх пристроїв: HDMI, USB, SCART, SPIDF і виходом для підключення антени.

По суті своїй вони - телевізори з VGA портом для підключення до комп'ютера. Комп'ютер можна приєднати до такого пристрою за допомогою роз'єму HDMI. USB роз'єм в девайсе, для відтворення відео, записаного на

USB накопичувач. Роз'єм SCART використовується для підключення старих DVD програвачів або Blue-Ray плеєрів. Схожість з телевізором збільшується тим, що в комплекті з ТВ монітором йде пульт дистанційного керування.

Такий апарат забезпечений непоганими динаміками. Це і зрозуміло - телевізор повинен мати власну акустичну систему. Від звичайного комп'ютерного девайса в цьому виробі залишилося тільки одна назва і час відгуку.

Придбання такого пристрою виправдано з точки зору практичності. Якщо купити ТВ монітор з великою діагоналлю, не буде сенсу витрачатися на телевізор. Хоча якість зображення буде відрізнятися. Однак більшість користувачів відмінностей не помітить.

1.2.6. Монітори 144 Гц

Для людей, які захоплюються комп'ютерними іграми, чимале значення має частота оновлення екрану. Здебільшого, частота залежить від діагоналі екрану.



Рис.1.6. Високочастотний монітор

Якщо в маленьких дисплеях ноутбуків цілком достатньо частоти в 60 Гц, то сімнадцяти дюймовий моніторів належить мати частоту оновлення екрану ніяк не менше 100 Гц. Нещодавно виробники змогли змусити TN матрицю оновлюватися з частотою 144 Гц. Відповідно, зменшився час відгуку матриці.

Девайси з частотою оновлення 144 герц зазвичай позиціонуються як ігрові. Це не дивно, оскільки в іграх головне плавність. А без включення

вертикальної синхронізації, в іграх, на звичайних девайсах, плавності домогтися дуже складно.

При частоті оновлення екрану 144 Гц можна уникнути багатьох артефактів. Якість зображення в таких пристроях набагато вище, ніж у їх стогерцових «колег».

Девайс з такою частотою буде корисний не тільки любителям ігор. Ті, хто займається професійним або любительським відео монтажем також зможуть оцінити весь потенціал такого пристрою. В інших випадках використання його нічим не виправдане.

Вартість таких девайсів вище, ніж звичайних. Однак можна підібрати девайс на TN матриці, яка не буде таким вже дорогим. Крім того, такі пристрої зазвичай комплектуються роз'ємами HDMI для того, щоб знизити кількість артефактів при передачі картинки з відеокарти.

1.2.7. Монітори з DVI виходом

За своєю суттю DVI є виходом, що дозволяє передавати зображення безпосередньо з відеокарти комп'ютера на монітор за допомогою цифрових технологій. Зараз практично всі девайси забезпечуються роз'ємами DVI.



Рис.1.7. Монітор з DVI виходом

Справа в тому, що морально застарілий роз'єм VGA, все ще використовується виробниками, не може забезпечити належної якості картинки. Оскільки він використовує аналогову технологію передачі

зображення. Саме тому більшість виробників постачає свої монітори відразу двома роз'ємами - DVI і VGA.

У чому перевага підключення за допомогою DVI? Залежно від типу DVI роз'єму (D або I) можна визначити деякі особливості підключення. Найпоширенішим є тип DVI-D. Він має на увазі собою можливість тільки цифрового підключення. Ніякими перехідниками неможливо змусити його передати аналоговий сигнал.

Тип DVI-I менш поширений, але зате більш лояльний до аналогового зображення. За допомогою простого пасивного перехідника можна підключити аналоговий девайс до гнізда. Хоча для чого це робити - не зрозуміло.

Справа в тому, що безсумнівним плюсом DVI підключення є висока якість картинки, якого дуже складно домогтися при використанні аналогового підключення.

Існує ще один трохи модифікований тип DVI. Правда, використовується він тільки компанією Apple в їх лінійці Cinema Displays. Він називається ADC. Однак він настільки екзотичний, що зустріти його в реальному житті практично неможливо.

Є ще тип DVI-A. Але він, в основному, використовується тільки в перехідниках DVI-VGA. І то в якості вилки. Інші типи DVI настільки рідко зустрічаються, що розглядати їх немає ніякого сенсу.

Немає нічого дивного в тому, що DVI настільки популярний. Він забезпечує чудову властивість вихідного зображення. Саме тому його використовують практично скрізь.

Незважаючи на позитивні сторони DVI і цифрової передачі даних, багато користувачів за звичкою використовують VGA. Ймовірно, для них так зрозуміліше і звичніше. Однак незабаром виробники остаточно відмовляться від застарілих роз'ємів. А років через п'ять зникне і DVI. Уже зараз набирають силу HDMI. Цілком ймовірно, що саме вони прийдуть на зміну застарілим DVI.

1.2.8. Монітори з HDMI виходом

Наявність роз'єму HDMI в пристрої візуального виведення інформації - великий плюс. При підключенні до комп'ютера за допомогою HDMI можна домогтися високоякісного зображення.



Рис.1.8. Монітор з HDMI виходом

Технологія HDMI підтримує дозвіл 4K і здатність передачі 32 каналів аудіо. Якщо підключити монітор через HDMI роз'єм, якість картинки буде краще. Крім того, кабелі HDMI зазвичай комплектуються захистом від перешкод, тобто проблем з передачею сигналу не буде.

Зараз виробники постачають HDMI роз'ємами навіть найдешевші моделі. Сенсу в цьому не багато, так як дешевий пристрій не зможе розкрити весь потенціал технології HDMI. Купити монітор з можливістю підключення по HDMI зараз не проблема. У всіх виробників є значний ряд моделей, що підтримують таку технологію.

Можна сміливо сказати, що цілком можливо вибрати монітор «під себе» і витратити при цьому невелику кількість грошей. Відмінно себе зарекомендували девайси з матрицями на основі технології TN і LED підсвічування. Для професіоналів найкращим рішенням будуть моделі на IPS або OLED матриці.

Загалом, на ринку є величезна кількість всіляких видів. Від найдешевших до найдорожчих. Який з них вибрати залежить тільки від покупця. Виробники спробували задовольнити нестандартні запити. І їм це вдалося.

1.3. Актуальність теми

Для людини природнішим є зорове сприйняття інформації. Тому індикаторні телевізійні пристрої, що відображають чисельно - буквену, графічну і відео інформацію широко впроваджуються практично в усі галузі діяльності людини. Це і обумовлює швидкі темпи розвитку пристроїв даного типу. На сьогодні розроблено і використовується велика кількість стандартів роботи телевізійних моніторів.

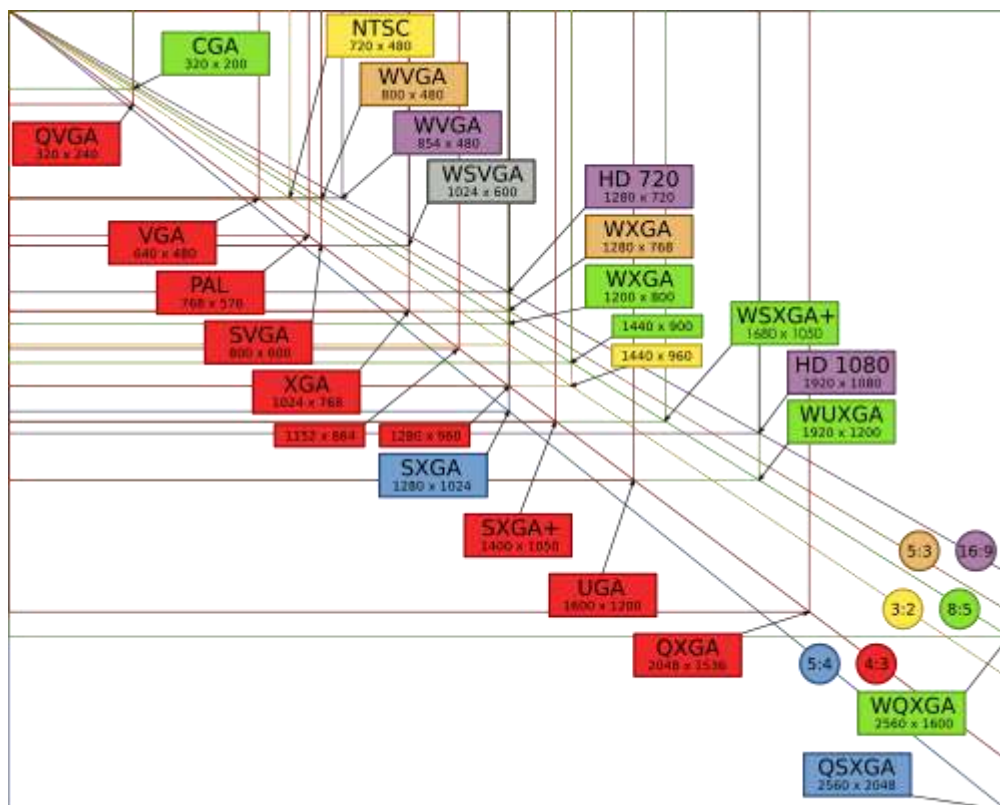


Рис.1.9. Стандарти роботи телевізійних растрових моніторів.

Чим вище роздільна здатність екрану монітора, тим більше пікселів відображається на площі матриці (екрані). З підвищенням роздільної здатності зображення яке відтворюється на екрані стає менш зернистим та якіснішим. При великій кількості точок, розміщених на маленькій площі, око не помічає мозаїчності зображення. Справедливо і зворотне: мала роздільна здатність екрану дозволить нам побачити растр відтворюваного зображення («сходінки»). Висока роздільна здатність зображення при малому розмірі

площини екрану телевізійного монітору не дозволить вивести на нього усе зображення і воно буде обрізано. Тому для коректного і якісного відображення відеоінформації на екрані телевізійного монітора необхідно узгоджувати параметри відеосигналу, що формується джерелом інформації, з параметрами пристрою відображення відео інформації. Крім того, бурхливий розвиток обчислювальної техніки обумовлює широке впровадження комп'ютерних технологій обробки зображень в телевізійні системи промислового, медичного та іншого призначення. У цих випадках, окрім усього вищесказаного, необхідно ще перетворити черезрядкову розгортку телевізійної системи в прогресивну розгортку, з якою працюють сучасні індикаторні пристрої. Це завдання вирішується відеоадаптером, головна функція якого - перетворення отриманої від центрального процесора інформації у формат, який сприймається електронікою монітора, для створення зображення на екрані.

Бажання підвищення якості зображення на екранах індикаторних пристроїв призвело до швидкої конструктивної зміни індикаторних пристроїв (замість моніторів на ЕЛП використовують TFT-, LCD-, LED-, OLED-монітори), так і до зміни стандартів відображення інформації з суттєвим збільшенням їх роздільної здатності. На зараз CRT-монітори для CGA-, EGA-, VGA- стандартів відтворення зображення вже не виробляються, а обладнання, що потребує заміни таких моніторів, дуже багато знаходиться в експлуатації і потребує заміни моніторів, що вийшли з ладу. Дуже привабливим є використання для заміни таких моніторів сучасних комп'ютерних моніторів, але вони не підтримують вищезазначені стандарти відеосигналів.

Актуальність розробки обумовлена великою кількістю технологічного обладнання з числовим програмним управлінням (ЧПУ, медичинські прилади), в яких чисельно-буквенна та графічна інформація виводиться на екран CRT-дисплея в EGA- та CGA- форматах. В таких системах доволі часто виходить з ладу телевізійний монітор, який потребує заміни. Привабливим є використання для цього сучасні комп'ютерні TFT- монітори

, але для цього необхідно перетворити EGA-формат телевізійного зображення в SVGA-формат, що використовують сучасні комп'ютерні індикаторні пристрої.

Системи ЧПУ вищезазначеного технологічного обладнання виводять чисельно-буквену та графічну інформацію на екран CRT-дисплея в EGA- та CGA- форматах. Ці формати телевізійного зображення з'явилися ще наприкінці 80-років минулого сторіччя і виявилися дуже зручними для даного застосування. Але за час, що пройшов з тих років по сьогоднішній день, телевізійні монітори дуже змінилися як за своєю конструкцією, так і за параметрами формату зображення, що відтворюється на екрані.

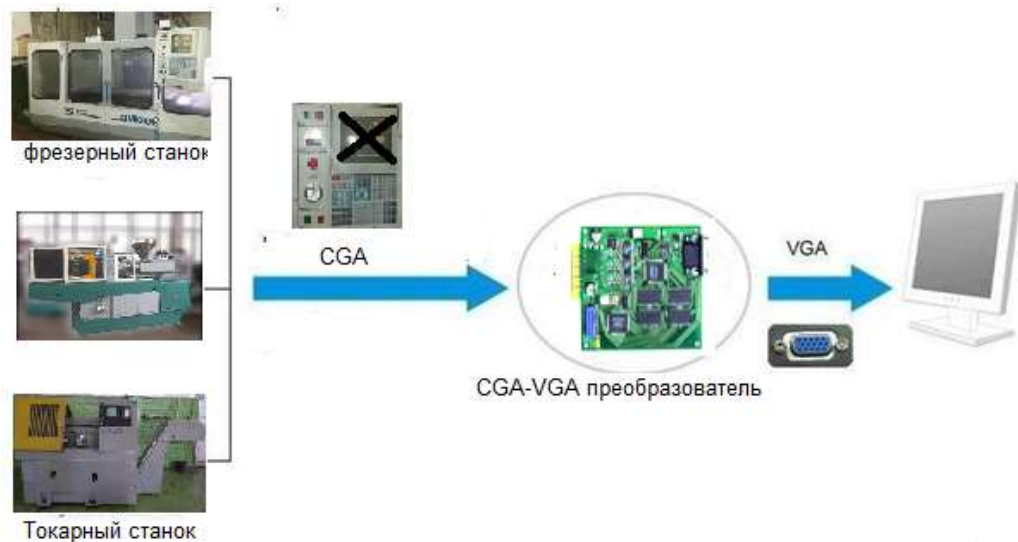


Рис.1.10. Заміна телевізійного монітора комп'ютерним монітором з використанням CGA-VGA перетворювача.

1.4. Висновок

1.4.1. Стандарти ТВ

Розрізняють 2 види телевізійного мовлення: аналогове та цифрове.

Аналогове мовлення має такі стандарти:

- PAL - Phase Alternating Line
- NTFC - National Television Standards Committee
- SECAM - Sequential Couleur Avec Memoire or Sequential Colour with Memory

Цифрове мовлення має такі стандарти:

- DVB-T – (Digital Video Broadcasting — Terrestrial)
- DVB-C – (Digital Video Broadcasting - Cable)
- DVB-S2 – (Digital Video Broadcasting - Satellite)
- ATSC – (Advanced Television Systems Committee)
- ISDB - (Integrated Services Digital Broadcasting)

1.4.2. Плюси та мінуси моніторів

Вид монітора	Плюси монітора	Мінуси монітора
IPS монітори	Кольоропередача, контрастність зображення, чіткість зображення, кут огляду, яскравість зображення	Час відгуку пікселів, ціна

LED монітори	Кольоропередача, контрастність зображення, кут огляду, енергоспоживання, товщина	Недовговічність, ціна
TN монітори	Час відгуку, дешевизна, довговічність	Кольоропередача, кут огляду

Табл. 4. Плюси та мінуси моніторів

2. Теоретична частина

2.1. Застосування перетворювачів форматів

За останні роки число різноманітних телевізійних стандартів і форматів збільшилася багаторазово.

Величезна кількість телевізорів, що знаходяться у населення країни і працюють відповідно до раніше прийнятого телевізійним стандартом, унеможливорює стрибкоподібну і навіть просто швидку заміну стандартів. Однак прогрес в техніці телевізійного мовлення не зупиняється, тільки нові технології часто вводяться на окремих «острівцях». Забезпечити роботу «острівців нових технологій» в рамках колишньої - стандартної - інфраструктури телевізійного мовлення здатні тільки перетворювачі стандартів.

У комп'ютерній індустрії були прийняті формати представлення зображення, які спрощують обробку і забезпечують високу якість зображення: рядкова розгортка, квадратний піксель, висока частота кадрів, при якій непомітні миготіння. Це робить комп'ютерну область несумісною з телевізійним мовленням. Вихід - застосування перетворювачів стандартів. Обмін сигналами між комп'ютерами і телевізійними пристроями пов'язаний з повною зміною характеристик розкладання зображення (і досягається за рахунок застосування тривимірних просторово-часових фільтрів і алгоритмів компенсації руху).

Джерела інформації, що використовуються в процесі створення телевізійних програм, - найрізноманітніші. Очевидно, що вимоги до телевізійних сигналах настільки різноманітні, що неможливо створити уніфікований телевізійний стандарт.

Слід зазначити, що на сьогоднішній день для телевізійних моніторів завдання підвищення частоти рядків і кадрів зображення технічно цілком можна реалізувати. Особливо це видно по параметрам сучасних комп'ютерних моніторів. Однак розробка датчиків телевізійного сигналу, що працюють з підвищеними параметрами розкладання телевізійного зображення, має певні технологічні труднощі і істотно здорожує систему відображення інформації. Тому (підвищення якості телевізійного зображення) узгодження систем з

різними стандартами ТВ-сигналу досягається за рахунок перетворення параметрів розкладання телевізійного зображення шляхом цифрової обробки телевізійного сигналу програмними або апаратними засобами.

Успіхи в перетворенні форматів телевізійних сигналів, що стали можливими завдяки досягненням в теорії обробки сигналів і переходу до цифрових методів, дозволили перетворити перетворювачі стандартів в прискорювачі процесу впровадження нової техніки в телевізійне мовлення.

Цифрова обробка телевізійного сигналу в загальному випадку передбачає його аналого-цифрове перетворення, уявлення кадру зображення в пам'яті у вигляді матриці пікселів $A [m, n]$ і полягає у виконанні будь-якого перетворення цієї матриці. В результаті перетворення формується набір її числових характеристик або нове, оброблене зображення - $G [k, n]$. Перетворення може стосуватися значень елементів або їх координат (індексів) і виконуватися над матрицею в цілому, групою елементів або над кожним елементом окремо. В силу того, що датчик телевізійного сигналу працює безперервно, перетворення матриці зображення необхідно виконувати в реальному масштабі часу, тобто в темпі формування телевізійного сигналу датчиком телевізійного сигналу.

Збільшення розмірів матриці кадру зображення і відповідно, збільшення числа рядків в кадрі телевізійного зображення після перетворення досягається за рахунок подвійного сканування рядків вихідної матриці (простого подвоєння рядків вихідного кадру телевізійного зображення). При такому алгоритмі перетворення зображення збільшується щільність рядків телевізійного растра.

Однак при цьому в вихідне зображення вносяться спотворення (типу сходинок) просторового розподілу яскравості. Особливо це помітно на кордонах протяжних елементів зображення, які орієнтовані вздовж напрямку рядків телевізійного растра.

2.2. Обробка кадрів

2.2.1. Інтерполяція зображення

До перетворювачів стандартів в первісному вузькому сенсі, як було зазначено вище, відносяться: перетворювачі формату зображення,

перетворювачі числа рядків в кадри, перетворювачі частоти кадрів, перетворювачі типу розгортки (порядкова / черезстрокова). Алгоритми роботи всіх цих пристроїв об'єднує те, що розподіл відліків зображення в просторі і часі для входу і виходу не збігаються. Отже, для формування вихідного сигналу перетворювача треба мати відліки зображення об'єкта в нових точках і в нові моменти часу. Зміна числа рядків в зображенні, якщо виключити прості і помітно погіршують якість способи типу повторення або виключення окремих рядків, вимагає вміння розраховувати яскравість і кольоровість зображення в точках, що лежать між рядками растра. Зміна частоти кадрів вимагає здатності «бачити» зображення між кадрами і полями.

Суть проблеми ілюструє Рис.2.1. Розподілу яскравості і кольоровості зображення за своєю природою є безперервними процесами, які природним чином відображаються за допомогою безперервних аналогових сигналів.

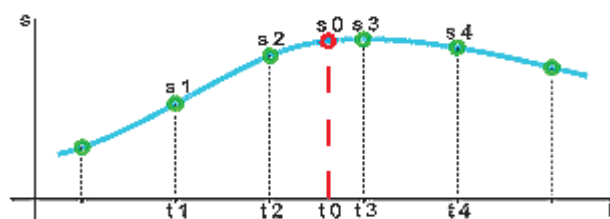


Рис. 2.1. Задача інтерполяції

На Рис.2.1 показана тимчасова діаграма сигналу $s(t)$, який відображає безперервну послідовність значень деякого параметра зображення. Це може бути, наприклад, зміна яскравості точки зображення в часі. Але такий же графік може відображати розподіл яскравості зображення уздовж деякої лінії в площині зображення (наприклад, уздовж рядка телевізійного растра) в фіксований момент часу. Цифровий сигнал, отриманий в результаті аналого-цифрового перетворення, являє собою деяку апроксимацію вихідного безперервного сигналу. Точки s_1, s_2, s_3 і s_4 - відліки безперервного сигналу, взяті в моменти часу t_1, t_2, t_3 і t_4 . З відліків формується цифровий сигнал, який надходить на вхід перетворювача стандартів. Завдання перетворювача - знайти значення відліку s_0 в момент часу t_0 , який заданий стандартом вихідного сигналу перетворювача.

Рішення завдання, яке в даний час є одним з основних, передбачає використання алгоритмів інтерполяції. Дійсно, поставлена проблема - типова задача інтерполяції, в якій відома таблиця значень функції при заданих значеннях аргументу, а потрібно обчислювати значення функції в проміжних точках.

Інтерполяція в загальному випадку не може бути абсолютно точною, обчислення сигналу в проміжних точках зазвичай пов'язане з деякими помилками. Застосовність або доцільність застосування тієї чи іншої інтерполяційної формули визначається властивостями первинної функції, дискретизація якої дає відлік сигналу. Для великого класу функцій, відомих як функції з обмеженим по частоті спектром, проміжні відліки можуть бути розраховані абсолютно точно. Відповідно до положень теорії дискретизації довільний сигнал з обмеженою смугою може бути єдиним чином представлений своїми відліками, взятими з частотою, яка дорівнює подвоєною смузі частот. Це означає, що якщо відліки сигналу з класу функцій з обмеженим спектром беруться з належною частотою, то ці відліки містять всю інформацію, необхідну для розрахунку значення сигналу в будь-якій проміжній точці.

2.2.1.1. Двовірна інтерполяція

Описана вище інтерполяція легко може бути поширена на двовимірні сигнали, що описують розподіл яскравості і кольоровості на площині. На Рис. 2.2 показана двовимірна структура точок, в яких задані відліки двовимірного сигналу на вході перетворювача стандартів.

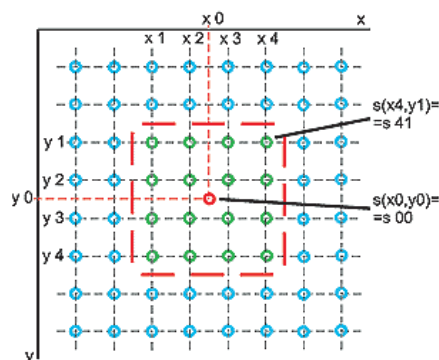


Рис. 2.2. Двовірна інтерполяція

Нехай перетворювач повинен змінити число рядків в зображенні, що в загальному випадку вимагає відновлення величини двовимірного сигналу «між рядків», тобто в довільній точці на площині зображення. Для того щоб обчислити значення сигналу s_{00} в точці з координатами x_0 і y_0 , що відповідає деякому пікселю в зображенні на виході перетворювача стандартів, треба підсумувати з певними ваговими коефіцієнтами відліки вхідного зображення перетворювача в околиці цієї точки. Ця околиця показана на Рис.2.2 червоним контуром.

2.2.1.2. Вертикально-часова фільтрація

Застосування інтерполяції для обчислення нових відліків по двовимірному масиву пікселів, значення яскравості і кольоровості яких змінюються з плином часу, - більш складне завдання. Вона ускладнюється ще більше при черезрядковому розкладанні телевізійного зображення. Постановка завдання інтерполяції для черезрядкового зображення приведена на Рис.2.3.

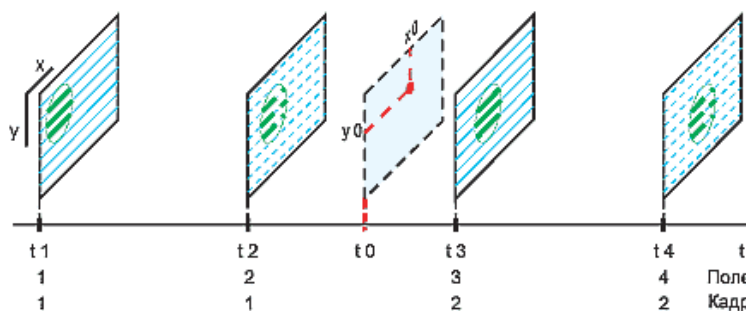


Рис. 2.3. Постановка задачі інтерполяції при черезрядковому розкладі зображення

На малюнку показані два кадри телевізійного зображення, кожен з яких містить по два поля. Цифровий телевізійний сигнал, що відображає ці кадри з черезрядковим зображенням, надходить на вхід перетворювача стандартів. Завдання перетворювача полягає в зміні частоти кадрів і числа рядків в зображенні, описуваному вхідним сигналом. Конкретна дія, яка повинна бути виконана в перетворювачі, полягає в обчисленні шляхом інтерполяції значення сигналу (яскравості або кольоровості) в точці з координатами x_0 і y_0 в момент часу t_0 . У загальному випадку ця точка не збігається з пікселями растра вхідного сигналу в просторі. Кадр (або поле) вихідного зображення, як

показано на Рис.2.3, не збігається ні з одним полем вхідного (момент часу t_0 не збігається з моментами відліку полів вхідного зображення).

Вхідне зображення містить рухомий об'єкт - диск зеленого кольору. У кожному кадрі його зображення складене з рядків двох полів.

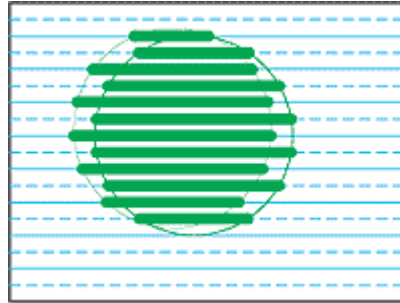


Рис. 2.4. Спотворення рухомого об'єкта при черезрядковому розкладі

Через те, що сусідні по вертикалі точки зображення відповідають моментам часу, що відрізняються один від одного на інтервал поля, зображення розшаровується, його вертикальні і діагональні межі стають зазубреними. Два рядки одного поля дають доступ тільки до половини інформації про зображення в рамках чотирирядкового області кадру з черезрядковим розкладанням. Відлік двох рядків другого поля беруться зі зсувом у часі щодо рядків першого поля кадру. Тому для інтерполяції в черезрядкових зображеннях необхідна специфічна фільтрація - вертикально-тимчасова.

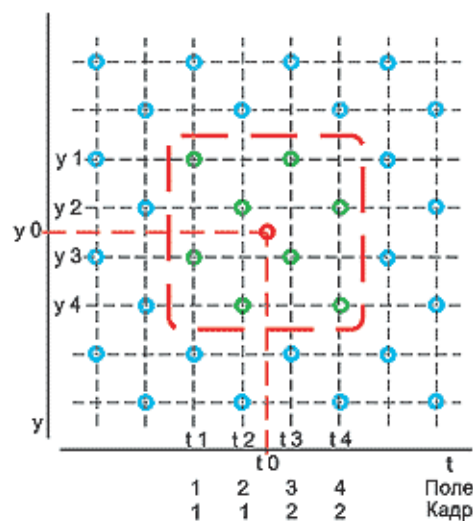


Рис. 2.5. Принцип вертикально-часової інтерполяції при черезрядковому розкладі

Інтерполяційний фільтр обчислює зважену суму в чотирьох послідовних полях (моменти t_1 , t_2 , t_3 і t_4), як показано на Рис.2.5.

Використання тривимірною просторово-часового фільтра дозволяє отримати розрахунковим шляхом відлік зображення в довільній точці в будь-який момент часу (в тому числі між рядків, між полів і кадрів) для черезрядкового зображення. Треба додати, що фільтрація з метою інтерполяції виконується як для яскравостей, так і для кольорової складової телевізійного зображення.

2.2.1.3. Спотворення зображення

У телевізійному зображенні присутній рухомих об'єктів - окружність зеленого кольору. Швидкість руху настільки велика, що за інтервал двох вхідних кадрів об'єкт переміщається майже через все зображення. В результаті зваженого підсумовування в зображенні вихідного кадру 2 видно дві окружності (замість однієї!) З вхідних кадрів 1 і 3, які мають різну яскравість відповідно до відмінностями у вагових коефіцієнтах. При такій швидкості руху об'єкта лінійна інтерполяція перестала працювати.

При такому швидкому русі явно недостатня частота кадрів, тобто частота взяття відліків в часі. Для забезпечення точного відновлення сигналу за його відліками при заданій частоті дискретизації вхідного сигналу повинен був би бути підданий згладжування з метою обмеження смуги тимчасових частот на рівні, рівному половині частоти дискретизації. Однак в телевізійних системах немає явно застосовуваного фільтра тимчасових частот, тому таке тимчасове згладжування відсутня.

Інтерполяція дає хороші результати тоді, коли виконуються умови точного відновлення сигналу за його відліками. Така ситуація зазвичай має місце, наприклад, при зміні числа пікселів в рядку. Частота взяття відліків по горизонталі велика і інтерполяція дає хороші результати.

2.2.1.4. Компенсація руху

Обмеження, властиві алгоритмам обчислення проміжний час на основі інтерполяції, були в значній мірі подолані в системах перетворення стандартів з компенсацією руху.

Більш наочно роботу систем з компенсацією руху пояснює Рис.2.6. Мета перетворення - зміна частоти кадрів.

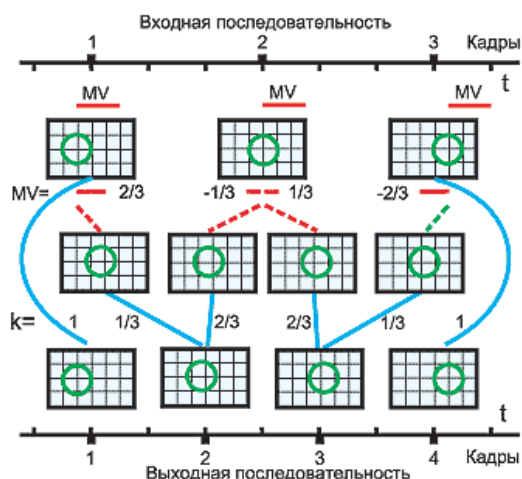


Рис.2.6. Інтерполяція з компенсацією руху

Середній ряд картинок - проміжні зображення, створювані в два прийоми. На першому етапі виконується оцінка швидкості руху елементів зображення. Це завдання вирішується за допомогою спеціального пристрою оцінки руху. Вимірюється і абсолютна величина швидкості, і напрямок переміщення елемента, тобто знаходиться вектор швидкості. Виражається вектор в значеннях горизонтального і вертикального зсуву за час між двома кадрами. Отриману величину, пропорційну швидкості, називають вектором руху. Якщо відомий вектор руху для всіх елементів зображення, то можна перемістити елементи в розрахункові точки і створити проміжне зображення. Це є завданням другого етапу, розв'язуваної за допомогою компенсатора руху. Досить одного зображення і масиву векторів, щоб створити проміжне зображення. Але якщо, наприклад, яскравість точок зображення теж змінюється з часом? Завдання ускладнюється, тому можна створити кілька версій проміжного зображення з декількох послідовно наступних опорних кадрів, а потім використовувати інтерполяцію для знаходження остаточного проміжного зображення. Такий підхід дозволяє також знизити вплив помилок в оцінці векторів руху.

Системи з компенсацією руху привели до значного поліпшення якості перетворення. Зараз використовується кілька таких систем. Основні відмінності між ними пов'язані з алгоритмами оцінки вектора руху.

2.2.2. Цифрова обробка

2.2.2.1. Покращення контрасту

Найпоширенішим дефектом сканерних та телевізійних зображень вважається слабкий контраст. Цей дефект відбувається через обумовлену обмеженість діапазону яскравостей які відтворюються. Під контрастом зазвичай розуміють різницю мінімального та максимального значення яскравості. Шляхом цифрової обробки контрастність зображення можна підвищити, змінюючи яскравість кожного елемента зображення та збільшити діапазон яскравості. Для таких маніпуляцій розроблено кілька методів[11].

Якщо, для прикладу, взяти рівні деякого чорно-білого зображення які займають інтервал від 6 до 158 із середнім значенням яскравості 67 при можливому найбільшому інтервалі значень від 0 до 255. На Рис.2.7 а наведена гістограма яскравості вихідного зображення, яка показує, скільки пікселів N з близьким значенням яскравості f потрапляє в інтервал від f_i до $f + \Delta f_i$ [12]. Це зображення є малоконтрастним, тому що преважає темний відтінок. Лінійний розтяг гістограми (stretch) дає можливість полібшити контраст зображення. Розтяг гістограми ми можемо отримати, якщо рівням вихідного зображення, що лежать в інтервалі $[f_{min}, F_{max}]$, присвоїти нові значення, охопивши весь можливий інтервал зміни яскравості, в нашому випадку $[0, 255]$. При цьому контраст істотно збільшується (Рис.2.7 б). Перетворення рівнів яскравості здійснюється за формулою:

$$g_i = a + bf_i, (1)$$

де f_i – старе значення яскравості i -го пікселя, g_i – нове значення, a , b – коефіцієнти. Для Рис. 2.7 (а) $f_{min} = 6$, $f_{max} = 158$. Виберемо a і b таким чином, щоб $g_{min} = 0$, $g_{max} = 255$. З (1) отримуємо: $a = -10,01$; $b = 1,67$ [13].

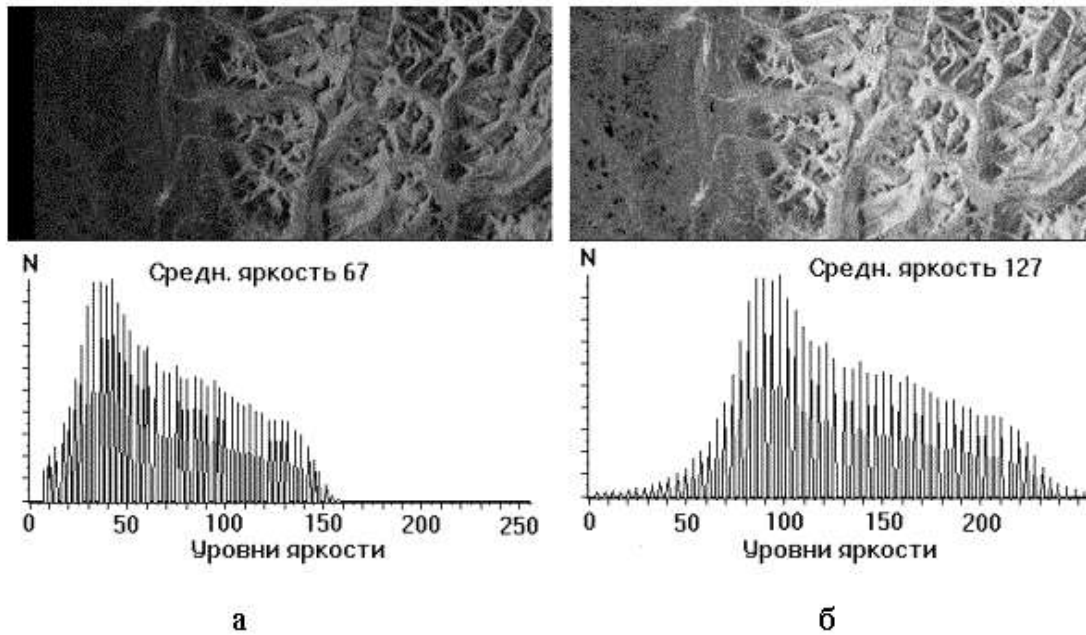


Рис.2.7. Початкове зображення (а) та зображення після лінійної розтяжки гістограми (б)

Якщо потрібно ще більше поліпшити контраст, то можна використовувати нормалізацію гістограми. При цьому на весь максимальний інтервал рівнів яскравості $[0, 255]$ розтягується не вся гістограма, що лежить в межах від f_{min} до f_{max} , а лише її найбільш інтенсивна ділянка (f_{min} , f_{max}), з розгляду виключаються малоінформативні "хвости". На Рис.2.8 (б) виключено 5% пікселів[12].

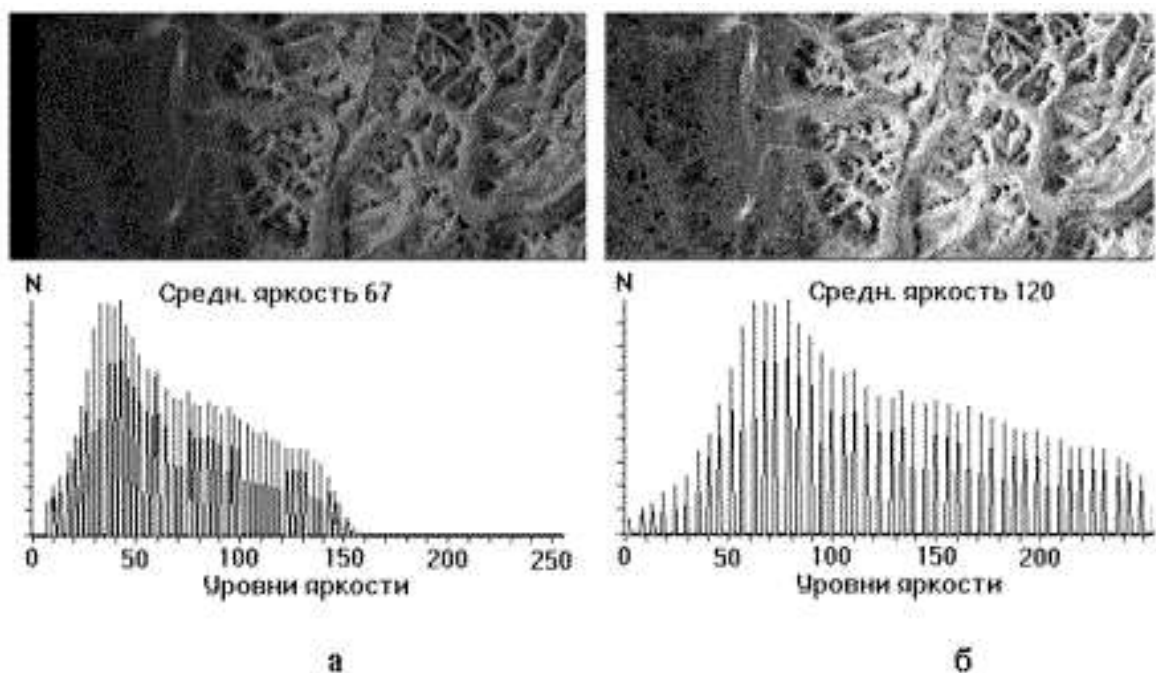


Рис. 2.8. Нормалізація гистограми

Метою вирівнювання гистограми (таку процедуру називають лінеаризацією або еквалізацією – equalization) являється таке перетворення, щоб, в ідеалі, всі рівні яскравості мали б однакову частоту, а гистограма яскравості відповідала - рівномірному закону розподілу (Рис.2.9)[12].

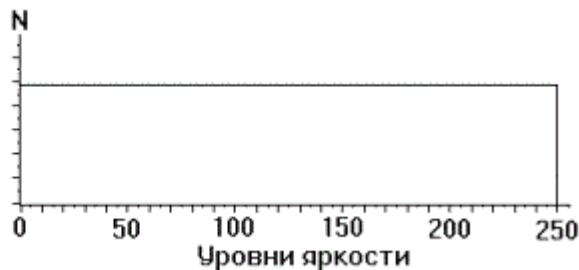


Рис.2.9. Гістограма відповідає рівномірному закону розподілення

Нехай вихідне зображення має формат: X пікселів по горизонталі і Y по вертикалі, число рівнів квантування яскравості одно J . Загальне число пікселів одно $X \cdot Y$, на один рівень яскравості потрапляє, в середньому, $n_0 = X \cdot Y / J$ пікселів. Наприклад, $X = Y = 512$, $J = 256$. У цьому випадку $n_0 = 1024$. Відстань Δf між дискретними рівнями яскравості від f_i до $f_{i+1} + 1$ в гистограмі вихідного зображення однакове, але на кожен рівень випадає різне число пікселів[14]. При еквалізації гистограми відстань Δg_i між рівнями g_i і g_{i+1} різному, але число пікселів на кожному рівні, в середньому, однакове і дорівнює n_0 . Алгоритм еквалізації нескладний. Нехай рівнями з малою яскравістю володіє невелика кількість пікселів. Наприклад, рівень яскравості 0 на оригінальному документі мають 188 пікселів, рівень 1 – 347 пікселів, рівень 2 – 544 пікселя[12]. В сумі це 1079 пікселів, тобто приблизно n_0 . Дамо всім цим пікселям рівень 0. Нехай на оригінальному документі число пікселів з рівнями яскравості 3 і 4 в сумі приблизно також одно n_0 . Цим пікселям присвоюється рівень 1. З іншого боку, нехай число пікселів з рівнем 45 на оригінальному документі становить 3012, тобто приблизно $3n_0$. Всім цим пікселям присвоюється певний однаковий рівень g_i , не обов'язково рівний 45, а сусідні два рівня залишаються незаповненими. Розглянуті процедури виконуються для всіх рівнів яскравості[14].

Результат еквалізації можна бачити на рис.2.10 (б). У кожному конкретному випадку вибирають таку процедуру перетворення гістограм, яка призводить до найкращого результату.

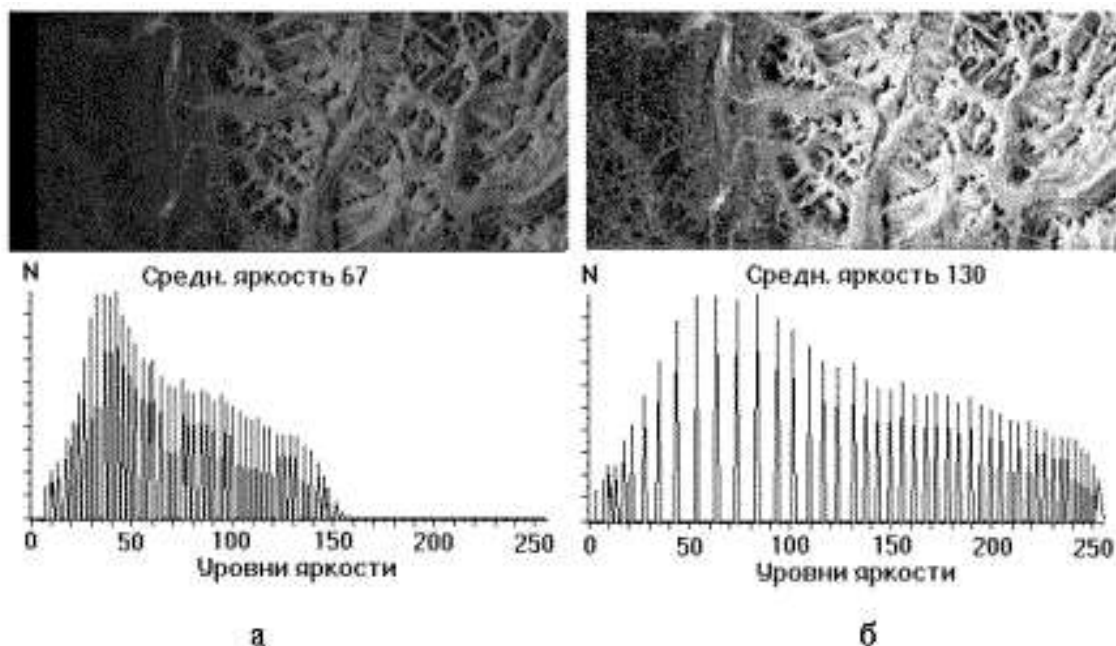


Рис.2.10. Еквалізація гістограми

2.2.2.2. Фільтрація зображення

Якщо розглядати реальні зображення, то поряд з корисною інформацією мають місце різні перешкоди. Джерелом перешкоди може виступати власний шум фотоприймача, зернистість фотоматеріалів, а також шум у каналах зв'язку. Також можливі геометричні спотворення, зображення може бути розфокусованим. Нехай маємо деяке зображення $f(x,y)$, де x та y - координати. Реальне растрове зображення має кінцеві розміри: $A \leq x \leq B$, $C \leq y \leq D$ та складається з окремих пікселів, що розташовуються з певним кроком у вузлах прямокутної сітки[12]. Таким чином опишемо виразом лінійне перетворення зображення:

$$g(x,y) = \iint (x',y') h_1(x,y,x',y') dx' dy'. \quad (2)$$

В отриманому виразі, інтегрування відбувається на всій області визначення x і y , та характеризує перетворення цілого зображення – глобальну фільтрацію. В оптиці ядром перетворення $h_1(x,y,x',y')$ називається функція розсіювання точки (ФРТ). ФРТ представляє собою зображення на виході оптичної системи у вигляді точкового джерела, яке у свою чергу вже не являється крапкою, а

деякою прямою[14]. Відповідно до (2), всі крапки зображення $f(x', y')$ перетворюються у плями, відбувається підсумовування (інтегрування) усіх плям. Не варто думати, що така процедура обов'язково приведе до розфокусування зображення, а скоріше навпаки, можливо підібрати таку ФРТ, котра дозволить сфокусувати розфокусовані зображення. На Рис.2.11 показана одна з можливих ФРТ. Взагалі кажучи, ФРТ визначена на $(-\infty < x < \infty)$, $(-\infty < y < \infty)$. Щоб ФРТ не змінювалась при зміні початку відліку по x і y , тому вона повинна виглядати:

$$h_1(x, y, x', y') = h_1(x - x', y - y') [13].$$

Крім цього, ФРТ має володіти осью симетрією. В даному випадку всі крапки зображення "розпливатимуться" однаковим чином, рівномірно на всі боки [12].



Рис.2.11. Приклад функції розсіювання

На практиці глобальна фільтрація застосовується рідко. Частіше за все використовують локальну фільтрацію. В такій фільтрації інтегрування та усереднення проводиться у невеликому околі кожної точки зображення. У такому разі функція розсіювання точки буде мати обмежені розміри[12]. Такий підхід забезпечить значну швидкодію. Лінійне перетворення отримає такий вид:

$$g_{ij} = \sum_D a_{kl} f_1 + k_{0i} + 1 [12]. \quad (3)$$

Обробляючи растрові зображення, котрі складаються з окремих пікселів, інтегрування замінюється підсумовуванням. Простіше за все реалізувати ФРТ кінцевих розмірів у вигляді матриці яка буде мати прямокутний вид форматом $N \times N$. N може бути рівним 3, 5, 7 і т.д. Наведемо приклад, при $N = 3$ [11].

$$H = 1/K \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}.$$

Підсумовування ведеться по околиці D крапки (i, j) ; a_{kl} – значення ФРТ в цій околиці. Яскравості пікселів f у цій точці i в її околиці множаться на коефіцієнти a_{kl} , перетворена яскравість (i, j) –го пікселя є сума цих творів[12].

Елементи матриці задовольняють умові просторової інваріантності, тому $a_{11} = a_{13} = a_{31} = a_{33}$, $a_{kl} = a_{21} = a_{23} = a_{32}$. У матриці розміром 3×3 є тільки три незалежні елементи, у такому випадку матриця інваріантна щодо поворотів, кратних 90 градусів. З досвідом в обробці зображень можна зазначити, що відсутність суворої симетрії (осьової) ФРТ слабше позначається на результатах. Іноді використовують восьмикутне матриці, інваріантне щодо поворотів на 45 градусів. Фільтрація згідно виразу (3) відбувається переміщенням зліва направо (зверху в вниз) маски на один піксель. При кожному положенні апертури виробляються згадані вище операції, а саме множення вагових множників a_{kl} з відповідними значеннями яскравості вихідного зображення і підсумовуванням творів[13]. Отримане значення привласнюється центральному (i, j) –му пікселю. Частіше за все це значення ділиться на заздалегідь заданий нормуючий множник K . Маска містить непарне число рядків і стовпців N , щоб центральний елемент визначався однозначно[11].

Розглянемо деякі фільтри, за допомогою яких можливо згладити шум. Нехай наша маска розміром 3×3 приймає вигляд:

$$H_1 = 1/10 \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}.$$

Тоді яскравість (i, j) -го пікселя після фільтрації буде визначитися так:

$$g_{ij} = 1/10(f_{(i-1),(j-1)} + f_{(i-1),j} + f_{i,(j-1)} + f_{i,(j-1)} + 2f_{ij} + f_{i,(j+1)} + f_{(i+1),(j-1)} + f_{(i+1),j} + f_{(i+1),(j+1)})[12]$$

Хоча коефіцієнти a_{kl} можна вибрати з середньоквадратичні чи інші умови близькості не перекрученої шумом $s_{i,j}$ та перетвореного g_{ij} зображення,

зазвичай їх ставлять евристичними. Наведемо ще декілька матриць шумоподавляючих фільтрів:

$$H_2 = 1/2 \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}, \quad H_3 = 1/16 \begin{vmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \end{vmatrix}, \quad H_4 = 1/14 \begin{vmatrix} 2 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \\ 2 & 1 & 2 \end{vmatrix}. \quad [12]$$

У фільтрах Н1 – Н4 нормуються множники К які підібрані таким чином, що не відбувається зміна середньої яскравості обробляючого зображення. Поряд з масками 3x3 використовують маски з більшими розмірностями, наприклад, 5x5, 7x7 і т.п. На відміну від фільтра Н2, у фільтрах Н1, Н3, Н4 вагові коефіцієнти на перетині головних діагоналях матриці більші, ніж коефіцієнти, котрі стоять на периферії. Фільтра Н1, Н3, Н4 даватимуть більш плавну зміну яскравості по всьому зображенню, ніж Н2[11].

Нехай відліки корисного зображення $f_{k,m}$, m не значно змінюються в межах маски. Тоді на зображення накладається адитивний шум: $f_{k,m} + n_{k,m}$, відліки шуму $n_{k,m}$ незалежні та випадкові (мало залежні) зі статистичних точок зору. В такому випадку механізм “придушення” шуму з використанням наведених вище фільтрів полягає у тому, що при підсумовуванні шуми будуть компенсувати один одного. Така компенсація буде відбуватися все успішніше, чим більша кількість членів у сумі, тобто чим більша апертура (розмірність) маски[13]. Нехай, наприклад, використовується маска $N \times N$, в межах її корисне зображення має постійну яскравість f , шум з незалежними значеннями відліків $n_{k,m}$, середнім значенням $\mu = 0$ і дисперсією σ^2 в межах маски (такий шум називають білим). Ставлення квадрата яскравості (i, j) -го пікселя до дисперсії шуму, тобто відношення сигнал / шум, так само f^2 / σ^2 [11].

Розглянемо, для прикладу, маску типу Н2:

$$g_{ij} = 1/N^2 \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N (f + n_{k,m}) = f + 1/N^2 \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N n_{k,m}.$$

Середній квадрат яскравості такої маски становитиме $f \cdot f$, а середній квадрат інтенсивності шуму

$$\langle n_{i,j}^2 \rangle = 1/N^4 \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N \langle n_{k,m}^2 \rangle = f + 1/N^4 \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{q=1}^N \sum_{p=1}^N \langle n_{k,m} n_{q,p} \rangle.$$

Подвійна сума відповідає $k = p, m = q$, вона буде дорівнювати σ^2 / N^2 . Чотирикратна сума дорівнює нулю, так як відліки шуму при $k \neq p, m \neq q$ незалежні: $\langle n_{k,m} n_{p,q} \rangle = 0$ [12]. В результаті проведення фільтрації відношення сигнал / шум стає рівним $N^2 f^2 / \sigma^2$, тобто зростатиме пропорційно площі маски. Ставлення яскравості (i, j) -го пікселя корисного зображення до середньоквадратичного відхилення шуму зростає пропорційно N . Застосування маски розмірністю 3×3 , в середньому буде підвищувати відношення сигналу до шуму в 9 разів. При імпульсній заваді механізм “придушення” полягає в тому, що імпульс “розпливається” та стає мало помітним на загальній картині [12].

Однак часто в межах апертури значення корисного зображення все ж змінюються помітним чином. Це буває, зокрема, коли в межі маски потрапляють контури. З фізичної точки зору, все $H1 - H4$ є фільтрами нижніх частот (усереднюючому фільтрами), що пригнічують високочастотні гармоніки і шуму, і корисного зображення. Це призводить не тільки до ослаблення шуму, але і до розмивання контурів на зображенні. На рис. 6а показано вихідне зашумлене зображення, результат застосування фільтра типу $H2$ наведено на рис. 6б (маска 5×5) [12].

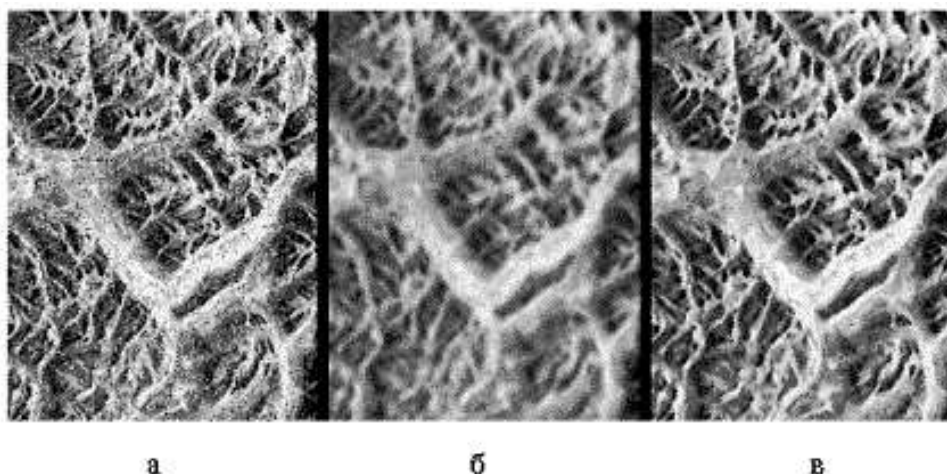


Рис.2.12. Лінійна та нелінійна фільтрація

Розглянута вище наведена фільтрація характеризувалась тим, що вихідні значення фільтру g визначалися лише через вхідні значення фільтру f . Такі фільтри мають назви не рекурсивними. Фільтри, в яких вихідні значення g визначаються не лише через вхідні значення f , а ще через відповідні вихідні значення, прийнято називати рекурсивними [13].

При рекурсивної фільтрації можна зберігати ті ж значення вагових множників, що і наведені вище, існують рекурсивні фільтри зі спеціально підібраними множниками. Елементи вхідного зображення в межах вікна зміняться і приймуть вид:

$$XY = \begin{vmatrix} g_{(i-1),(j-1)} & g_{(i-1),j} & g_{(i-1),j+1} \\ g_{i,(j-1)} & f_{i,j} & g_{i,j+1} \\ g_{i+1,(j-1)} & g_{i+1,j} & g_{i+1,j+1} \end{vmatrix}.$$

Вагові та нормуючі множники рекурсивного фільтра залежать від місця розташування маски. Рекурсивний локальний фільтр дає змогу враховувати всі вхідні значення фільтруючого зображення, тобто за своєю дією схожий до глобального фільтру[11].

Для усунення ефекту розмивання контурів при придушенні шуму варто переходити до нелінійної обробці. Прикладом нелінійного фільтра для придушення шуму служить медіанний фільтр. При медіанній фільтрації (i, j) - му пікселю присвоюється медіанне значення яскравості, тобто таке значення, частота якого дорівнює 0,5. Нехай, наприклад, використовується маска 3×3 , в межі якої поряд з більш-менш рівномірним фоном потрапив шумовий викид, цей викид припав на центральний елемент маски:

$$\begin{vmatrix} 68 & 79 & 74 \\ 63 & 212 & 83 \\ 66 & 71 & 89 \end{vmatrix}.$$

Будується варіаційний ряд. Варіаційним рядом $V_1, \dots, V_n$ вибірки $f_1, \dots, f_n$ називають впорядковану по які зменшенням послідовність елементів вибірки, тобто $V_1 = \min(f_1, \dots, f_n)$, $V_n = \max(f_1, \dots, f_n)$ і т.д. У нашому випадку варіаційний ряд має вигляд: 63, 66, 68, 71, 74, 79, 83, 89, 212. Тут медіанне значення – п'ятий за рахунком (підкреслено), так як все чисел в ряду 9. При медіанній фільтрації значення 212, спотворене шумовим викидом, замінюється на 74, викид на зображенні повністю пригнічений. Результат застосування медіанного фільтра показаний на рис. 6в. Функція розсіювання точки для медіанного фільтра є нуль. При розмірах вікна $(2k + 1) \cdot (2k + 1)$ відбувається повне “придушення” перешкод, що складаються не більше, ніж з 2 ($k \cdot k + k$) пікселів, а також тих, які перетинаються не більше, з k рядками або k

стовпцями, при цьому не змінюється яскравість в точках фону. Зрозуміло, при медіанної фільтрації може відбуватися спотворення об'єкта на зображенні, але тільки на кордоні або поблизу неї, якщо розміри об'єкта більше розмірів маски. Фільтр має високу ефективність при “придушенні” імпульсних перешкод, однак така якість досягається підбором розмірів маски, коли відомі мінімальні розміри об'єктів та максимальні розміри перекручених перешкодою локальних областей[12].

2.3. ФАПЧ

Основними елементами системи ФАПЧ (фазового автопідстроювання частоти), є фазовий детектор (ФД), на один з входів якого подається керуючий сигнал, і керуючий генератор (УГ), вхід якого підключений до виходу ФД, а вихід - до іншого входу ФД. У більшості випадків в складі системи ФАПЧ використовується також фільтр (Ф), що включається між виходом ФД і входом УГ і визначає багато в чому її частотні властивості. Крім того, від типу фільтра залежить режим системи - статичний або астатичний, з похибкою або без похибки по фазі. Суттєвою особливістю системи ФАПЧ, що відрізняє її від більшості інших систем автоматичного регулювання, є те, що вихідною величиною УГ є частота, а вхідний величиною ФД - різниця фаз керуючого сигналу і сигналу зворотного зв'язку, що надходить з виходу УГ. В результаті, в системі ФАПЧ еквівалентно присутній ще один елемент - інтегратор (в складі ФД). Нижче розглянуті деякі особливості системи ФАПЧ. При розгляді частково використані матеріали автора [17]. Деякі з суджень є новими.

2.3.1. Фільтруючі властивості системи ФАПЧ

На Рис.2.13, а наведена схема найпростішого пристрою, що використовує систему ФАПЧ і призначеного для фільтрації нижніх частот (ФНЧ). Однак це не просто ФНЧ. Це ФНЧ для сигналу, носієм інформації і, відповідно, фізичної величиною якого є частота. Вхідним (на Рис. 2.13, а) є сигнал на керуючому вході системи (на першому вході ФД), частота якого $\omega_{\text{вх}} = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{вх}}$, а вихідним - сигнал на виході УГ з $\omega_{\text{вх}}(p) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{вх}}(p)$, залежною від передавальної функції пристрою, аргументом якої є $p = j\Omega$ - комплексна частота. У той же час Ω є частотою зміни частоти $\omega_{\text{вих}}$, тобто частотою

модуляції, якщо вхідний сигнал, наприклад, модульований по частоті. В даному випадку можна говорити про здатність системи ФАПЧ фільтрувати модулюючу функцію ЧМ сигналу.

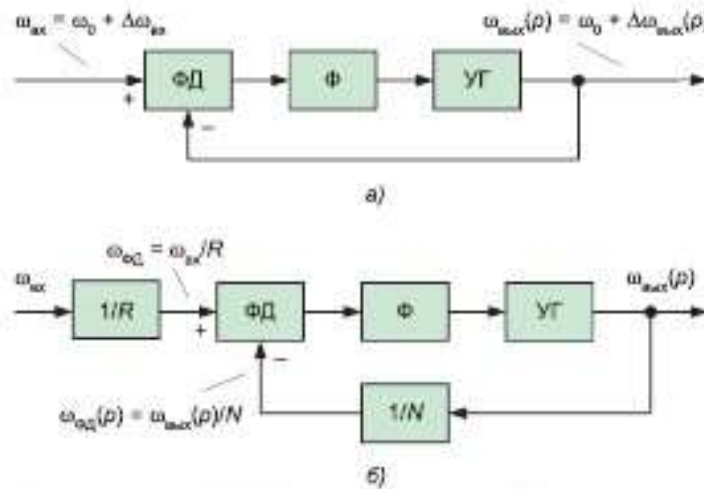


Рис. 2.13. Основна схема системи ФАПЧ а) схема синтезатора частот б)

В узагальненому вигляді передавальна функція пристрою по схемі на Рис.2.13, а, згідно з [17], дорівнює

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{вих}}(p)}{\Delta\omega_{\text{вх}}} = 1/[1 + p\tau_0 k_{\text{Ф}}(p)], \quad (1)$$

$$\text{де } \tau_0 = 1/K_{\text{ФД}}K_{\text{Ф}}K_{\text{УГ}} \quad (2)$$

- постійна часу системи ФАПЧ (без урахування $k_{\text{Ф}}(p)$ - див. нижче), $K_{\text{ФД}}$ і $K_{\text{УГ}}$ - коефіцієнти передачі ФД і УГ. Причому $K_{\text{ФД}}$ - з розмірністю В / рад, а $K_{\text{УГ}}$ - (рад/с)/В, якщо вихідний і вхідний величинами ФД і УГ, відповідно, є напруга. Фільтр Φ характеризується функцією

$$K_{\text{Ф}}(p) = K_{\text{Ф}}k_{\text{Ф}}(p), \quad (3)$$

де $K_{\text{Ф}}$ - коефіцієнт передачі фільтра на «нульовий» частоті (якщо фільтр - ФНЧ), а $k_{\text{Ф}}(p)$ - його частотно-залежний множник (в операторній формі).

Передавальна функція без фільтрової (при $k_{\text{Ф}}(p) = 1$) системи ФАПЧ, згідно (1), дорівнює $K_{\text{ФАПЧ}}(p) = 1 / (1 + p\tau_0)$, де $\tau_0 = 1 / K_{\text{ФД}}K_{\text{УГ}}$, і являє собою функцію ФНЧ 1-го порядку . Відзначимо, що цей 1-й порядок обумовлений зазначеної вище інтегральної залежністю фази від частоти. У загальному випадку порядок системи ФАПЧ визначається одиницею плюс порядок фільтра Φ .

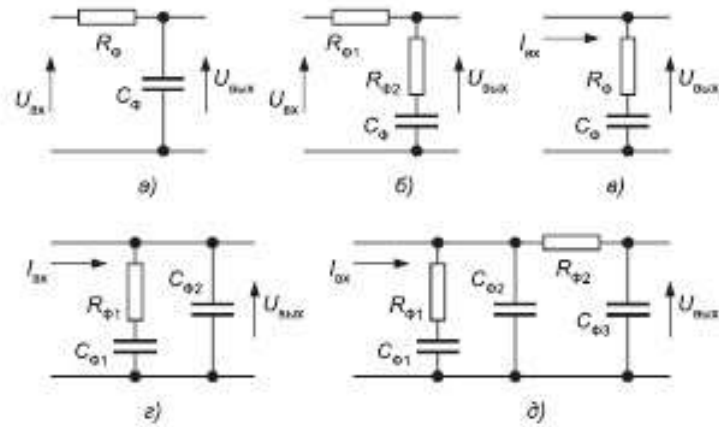


Рис. 2.14. Схеми фільтрів: а) інерційного б) пропорційно-інерційного в) пропорційно-інтегруючого 1-го порядку г) 2-го д) 3-го

На Рис. 2.14, а наведена схема найпростішого фільтра 1-го порядку, для якого, згідно (3),

$$K_{\Phi} = 1; k_{\Phi}(p) = 1 / (1 + p\tau_{\Phi}), \quad (4)$$

де $\tau_{\Phi} = R_{\Phi}C_{\Phi}$ - його постійна часу. Для системи ФАПЧ з зазначеним фільтром, що є системою 2-го порядку,

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = 1 / (1 + p\tau_0 + p^2 \tau_0 \tau_{\Phi}) = 1 / (1 + p / \Omega_0 Q + p^2 / \Omega_0^2), \quad (5)$$

де

$$\Omega_0 = 1 / \sqrt{(\tau_0 \tau_{\Phi})}; Q = \sqrt{(\tau_{\Phi} / \tau_0)} \quad (6)$$

- «власна» частота і добротність системи.

Як впливає з виразу (6), обидві постійні часу, τ_{Φ} і τ_0 , впливають однаково на Ω_0 , але на Q по-різному: збільшення τ_{Φ} збільшує добротність, а збільшення τ_0 зменшує її. Відзначимо по аналогії з електричної RLC-ланцюгом, що τ_{Φ} і τ_0 еквівалентні $\tau_L = L / R$ і $\tau_C = CR$ відповідно. У теорії фільтрів Ω_0 називають частотою двох комплексно-сполучених полюсів (на площині комплексної частоти $p = j\Omega$), а замість Q використовують параметр $\sigma_{1,2} = -\Omega_0 / 2Q$, що є їх речової координатою на цій площині [20]. Для розглянутого пристрою, згідно з (6), $\sigma_{1,2} = -1 / 2\tau_{\Phi}$. Передавальна функція (5), а також інші, розглянуті нижче, є функціями полиномиальної фільтрації. Для деяких з них (без ускладнених полиномов в чисельнику) можуть бути використані апроксимації характеристик по Бесселя, Чебишеву, еліптична і т. Д. [20]. Система ФАПЧ може бути складовою частиною пристрою, в якому здійснюється фільтрація, порядок якої перевищує порядок системи.

2.3.2. Астатичний режим системи ФАПЧ

Система ФАПЧ може бути статичною або астатичною (в останньому випадку, з астатизмом 1-го або більш високих порядків). Статична система ФАПЧ працює з фазової помилкою на вході ФД (в усталеному режимі). Їй пропорційно вихідна напруга ФД, що є керуючим для УГ (з урахуванням k_{Φ} фільтра Φ). Розглянуті в попередньому розділі пристрою є статичними. На відміну від статичної, астатическая система ФАПЧ працює з помилкою, яка дорівнює нулю, але при цьому напруга на вході УГ одно тій же величині, яка потрібна для отримання частоти на його виході, що дорівнює частоті на вході системи ФАПЧ. Це забезпечується застосуванням в якості Φ інтегруючого фільтра. Середнє значення його вихідного напруги є інтегралом вихідної напруги ФД. Після накопичення необхідної величини напруги на виході Φ фазова помилка, в результаті автопідстроювання, зводиться до нуля. У перехідному режимі, при зміні частоти на вході системи ФАПЧ, з'являється фазова помилка, що викликає перебудову системи. У найпростішому випадку використовується інтегруючий фільтр 1-го порядку, що забезпечує в системі астатизм того ж, 1-го, порядку (в системі ФАПЧ 2-го порядку). Можливе застосування фільтрів більш високих порядків, що забезпечують, в залежності від схеми побудови, підвищення порядку астатизму або додаткову фільтрацію.

Найпростішим інтегруючим фільтром є пропорційно-інтегруюча RC-ланцюг (Рис. 2.14, в), підключена до джерела сигналу, котрий володіє властивістю джерела струму (з нескінченно великим вихідним опором). Інтегрування здійснює конденсатор. На ньому - напруга, пропорційне інтегралу вхідної напруги фільтра, а на резисторі - пропорційне вхідній напрузі. Останній необхідний для забезпечення стійкості системи ФАПЧ. Резистор так само, як і конденсатор, впливає на частотні властивості системи.

Відзначимо наступне. Під інтегруючим фільтром будемо розуміти ланцюг, що володіє властивістю не тільки фільтрації, але і інтегрування, а під пропорційно-інтегруючим - інтегрування, пропорційної передачі сигналу і фільтрації. Термін «фільтр» в даному випадку застосовується більш широко (« Φ » на рис. 1), і пропорційно-інтегруючу ланцюг (Рис. 2.14, в) також називають

фільтром. А звичайний фільтр - це ланцюг, що забезпечує фільтрацію без запам'ятовування. Його можна вважати «інерційним» фільтром (Рис. 2.14, а). На Рис. 2.14, б приведена схема фільтра, який, відповідно, є пропорційно-інерційним. А на Рис. 2.14, г, д наведені схеми пропорційно-інтегруючих фільтрів, які додатково містять ланцюга інерційної фільтрації.

Передавальна функція ланцюга за схемою на рис. 2, в описується тим же загальним виразом

(3), для якого, в даному випадку,

$$K_{\Phi} = R_{\Phi};$$

$$k_{\Phi}(p) = 1 + 1 / p\tau_{\Phi} = (1 + p\tau_{\Phi}) / p\tau_{\Phi}, \quad (7)$$

де $\tau_{\Phi} = R_{\Phi}C_{\Phi}$ (при цьому $K_{\Phi}(p)$ і K_{Φ} мають розмірність опору, а КФД - А/рад). Відзначимо наступну особливість. Якщо для ланцюга на Рис. 2.14, а постійна часу τ_{Φ} - це параметр, що характеризує її інерційні властивості, то для ланцюга на Рис. 2.14, б - це в якійсь мірі умовний параметр, так як напруги, що знімаються з R_{Φ} і C_{Φ} , є незалежними.

Передавальна функція системи ФАПЧ з зазначеним фільтром відрізняється від (5):

$$\begin{aligned} K_{\text{ФАПЧ}}(p) &= (1 + p\tau_{\Phi}) / (1 + p\tau_{\Phi} + p^2\tau_0\tau_{\Phi}) = \\ &= (1 + p / \Omega_0 Q) / (1 + p / \Omega_0 Q + p^2 / \Omega_0^2). \end{aligned} \quad (8)$$

Основна відмінність полягає в тому, що другий член полінома в знаменнику (головного полінома передавальної функції) визначається постійної часу τ_{Φ} , а не τ_0 , в зв'язку з чим $Q = \sqrt{(\tau_0 / \tau_{\Phi})}$; $\sigma_{1,2} = -1 / 2\tau_0$. У порівнянні зі статичною системою ФАПЧ можна сказати, що постійні часу τ_0 і τ_{Φ} «помінялися місцями», в результаті чого τ_0 володіє тими властивостями, якими володіла τ_{Φ} в статичній системі. Відмінністю функції (8) є також і те, що в чисельнику додатково міститься член $p\tau_{\Phi}$, що впливає на частотні властивості пристрою (в області частоти зрізу ФНЧ).

2.3.3. Підвищення порядку системи ФАПЧ

Підвищення порядку системи ФАПЧ здійснюється підвищенням порядку фільтра Φ . На Рис. 2.14, г, д наведені схеми інтегруючих фільтрів 2-го і 3-го порядків, застосування яких підвищує порядок системи до 3-го і 4-го

відповідно (при астатизмом 1-го порядку). Слід зазначити, що підвищення порядку має специфіку, обумовлену спільним застосуванням фільтрів (ланок) різних типів - пропорційно-інтегруючого і інерційного.

Для фільтра 2-го порядку, що складається з двох зазначених ланок (з буферної розв'язкою між ними), відповідно до (3), (4) і (7),

$$K_{\Phi} = R_1; k_{\Phi}(p) = k_{\Phi 1}(p) k_{\Phi 2}(p) = (1 + 1 / p\tau_{\Phi 1}) / (1 + p\tau_{\Phi 2}) = \\ = [(1 + p\tau_{\Phi 1}) / (1 + p\tau_{\Phi 2})] / p\tau_{\Phi 1}, \quad (9)$$

де $\tau_{\Phi 1} = R_1 C_1$ (рис. 2, в), $\tau_{\Phi 2} = R_2 C_2$ (Рис. 2.14, а). При цьому передатна функція системи ФАПЧ, відповідно до (1),

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = (1 + p\tau_{\Phi 1}) / (1 + p\tau_{\Phi 1} + p^2\tau_0\tau_{\Phi 1} + p^3\tau_0\tau_{\Phi 1}\tau_{\Phi 2}). \quad (10)$$

З (9) випливає, що за умови $\tau_{\Phi 1} = \tau_{\Phi 2}$ взаємно компенсуються властивості пропорційності першого і інерційності другого ланок, і розглянутий фільтр стає інтегратором з $k_{\Phi}(p) = 1 / p\tau_{\Phi 1}$. При цьому функція (10) перетворюється в функцію 2-го порядку

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = 1 / (1 + p^2\tau_0\tau_{\Phi 1}), \quad (11)$$

в поліномі якої відсутній член першого ступеня. Функції (11) відповідає $\sigma_{1,2}=0$, при якій система ФАПЧ нестійка. Але при $\tau_{\Phi 2} < \tau_{\Phi 1}$ компенсація буде частковою, система буде 3-го порядку з негативними σ_1 і $\sigma_{1,2}$.

Для фільтра 2-го порядку за схемою на рис. 2, г, в якому конденсатор C_2 шунтує ланцюг $R_1 C_1$, на відміну від (9),

$$K_{\Phi} = R_{1\text{екв}}; \\ k_{\Phi}(p) = (1 + 1 / p\tau_{\Phi 1}) / (1 + p\tau_{\Phi 2\text{екв}}), \quad (12)$$

де замість R_1 і $\tau_{\Phi 2}$ присутні $R_{1\text{екв}} = R_1 / (1 + C_2 / C_1)$ і $\tau_{\Phi 2\text{екв}} = \tau_{\Phi 2} / (1 + C_2 / C_1)$, а $\tau_{\Phi 1} = R_1 C_1$. В (12) істотним є те, що $\tau_{\Phi 2\text{екв}} < \tau_{\Phi 1}$ незалежно від величини $\tau_{\Phi 2}$. В результаті, подібно (10) і на відміну від (11),

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = (1 + p\tau_{\Phi 1}) / (1 + p\tau_{\Phi 1} + p^2\tau_0\tau_{\Phi 1} + p^3\tau_0\tau_{\Phi 1}\tau_{\Phi 2\text{екв}}), \quad (13)$$

σ_1 і $\sigma_{1,2}$ - негативні, а система ФАПЧ стійка.

Передавальна функція фільтра 3-го порядку (Рис. 2.14, д) має складне вираз, але воно істотно спрощується, якщо ланцюг $R_2 C_3$ досить високоомними і практично не шунтує попередню ланцюг. В цьому випадку

$$K_{\Phi} = R_{1\text{екв}};$$

$$k_{\Phi}(p) \approx (1 + 1 / p\tau_{\Phi 1}) / [(1 + p\tau_{\Phi 2\text{екв}}) (1 + p\tau_{\Phi 3})] =$$

$$= (1 + 1 / p\tau_{\Phi 1}) / [1 + p(\tau_{\Phi 2\text{екв}} + \tau_{\Phi 3}) + p^2\tau_{\Phi 2\text{екв}}\tau_{\Phi 3}], \quad (14)$$

а передавальна функція системи ФАПЧ

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) \approx (1 + p\tau_{\Phi 1}) / [1 + p\tau_{\Phi 1} + p^2\tau_0\tau_{\Phi 1} + p^3\tau_0\tau_{\Phi 1}(\tau_{\Phi 2\text{екв}} + \tau_{\Phi 3}) +$$

$$+ p^4\tau_0\tau_{\Phi 1}\tau_{\Phi 2\text{екв}}\tau_{\Phi 3}]. \quad (15)$$

Тип синтезатора	Синтезируемая частота, $f_{\text{синт}}$, МГц	Осциллографическая частота, $f_{\text{осцил}}$, МГц	Коэффициент деления, N	Частота макс, МГц, $f_{\text{дел}}$	Разрешение ΔN	Δf , кГц
Одноканальный синтезатор типа Analog-N						
ADF4107	1000...7000	20...250; < 20 *	1...16383	56...524287	104	1,9...13,35
ADF4360-1	3050...2450 **	10...250; < 10 *	1...16383	56...262143	8	7,6...9,7
ADF4360-2	1800...2150 **					6,5...8,35
ADF4360-3	1550...1950 **					6,1...7,4
ADF4360-4	1400...1800 **					5,3...6,5
ADF4360-5	1150...1400 **					4,4...5,3
ADF4360-6	1000...1250 **					3,6...4,8
ADF4360-7	250...1250 **					0,76...3,8
Одноканальный синтезатор типа Fractional-N						
ADF4153	100...3000	0...150	1...15	19,0000...511,4095	40	0,0001...0,02...0,6

* Частота $f_{\text{синт}} < 20$ МГц (ADF4107) и < 10 МГц (ADF4360-х) — для прямоугольных колебаний на входе ИМС с уровнем КМОП.

** При включении внутреннего делителя частоты (на выходе ИМС) частота может быть уменьшена в два раза.

Таблица 2. Данные частот и элементов фильтра для генераторов с ADF4360

ИМС	$f_{\text{синт}}$, МГц	$f_{\text{дел}}$, МГц	$f_{\text{дел}}$, ГГц	Полоса фильтра, кГц	$R_{\text{н}}$, Ом	$C_{\text{н}}$, пФ	$C_{\text{п}}$, пФ	$R_{\text{п}}$, кОм	$C_{\text{п}}$, пФ
Параметры генераторов									
ADF4360-1	1	2,05...2,43 (WCDMA)	25	2	10	0,68	3,9	0,33	
ADF4360-2	0,1	1,8...2,15 (W-CDMA)	10	6,8	6,8	0,47	13	0,22	
ADF4360-3	0,1	1,55...1,95 (W-CDMA)	10	6,8	6,8	0,47	15	0,22	
ADF4360-4	0,2	1,4...1,8	10	3,9	12	1	6,8	0,33	
ADF4360-5	0,2	1,15...1,4	10	4,3	10	0,82	8,2	0,27	
ADF4360-6	0,1	1,0...1,25	10	3,9	12	1	6,8	0,33	
ADF4360-7	0,2	0,25...1,25 *	10	6,2	6,8	0,47	13	0,22	
Генераторы с функцией частоты									
ADF4360-1		2,2		40	0,62	15	3,3		
ADF4360-2		2,0		45	0,56	18	3,3		
ADF4360-3		1,8		40	0,47	22	3,9		
ADF4360-4		1,6		40	0,43	22	4,7		
ADF4360-5		1,4		45	0,36	27	5,6		
ADF4360-6		1,2		45	0,39	27	5,6		

Табл. 5. Параметры новых синтезаторов частот фирмы Analog Devices

Тут, як і в першому випадку з (9) і (10), при $\tau_{\Phi 1} = \tau_{\Phi 3}$ система нестійка. Необхідно, щоб $\tau_{\Phi 3} < \tau_{\Phi 1}$. При цьому $\sigma_{1,2}$ і $\sigma_{3,4}$ будуть негативні. Відзначимо, що характерним для системи ФАПЧ з астатизмом 1-го порядку є наявність множника $(1 + 1 / p\tau_{\Phi 1})$ в передавальній функції фільтра, як, наприклад, в (12) і (14), і те, що другим членом полінома в знаменнику передавальної функції системи є $p\tau_{\Phi 1}$ (а не $p\tau_0$). Крім того, функції (13) і (15) містять множник $(1 + p\tau_{\Phi 1})$, який свідчить про пропорційну передачі сигналу (в пропорційно-інтегруючому фільтрі).

2.3.4. Синтезатори частот

Одне із застосувань системи ФАПЧ - в синтезаторах частот [15-19, 21, 22]. На Рис. 2.13, б наведено структурну схему синтезатора, що містить додатково два подільника частоти «1 / R» і «1 / N» - з коефіцієнтами ділення R і N відповідно. Коефіцієнти розподілу частоти можуть перемикатися, але в робочому режимі синтезатора вони постійні. Відомі різновиди синтезаторів -

типу «Integer-N» (з цілим коефіцієнтом ділення N) і типу «Fractional-N» (з дробовим).

Частота на виході синтезатора (в усталеному режимі)

$$\omega_{\text{вих}} = \omega_{\text{вх}} N / R = \omega_{\text{ФД}} N,$$

де $\omega_{\text{ФД}} = \omega_{\text{вх}} / R$ - частота на вході ФД. Дозвіл синтезатора (дискретність перебудови частоти)

$$\Delta\omega_{\text{вих}} = \Delta\omega_{\text{вх}} \Delta N,$$

де ΔN - дискретність перебудови коефіцієнта ділення N, яка дорівнює $\Delta N = 1$ і $\Delta N < 1$ для подільників з цілим і дробовим N відповідно. Наприклад, для синтезаторів ADF4107 і ADF4360 $\Delta N = 1$, а для ADF4153 $\Delta N = 0,0001$ [22].

Постійна часу синтезатора, на відміну від (2), дорівнює

$$\tau_0 = N / K_{\text{ФД}} K_{\text{Ф}} K_{\text{УГ}}.$$

В результаті, коефіцієнт ділення N, який може досягати в синтезаторах типу «Integer-N» кількох десятків тисяч, підвищує їх інерційність. А це призводить до збільшення часу перебудови синтезатора, що неприпустимо в режимі швидкого перемикання частоти, використовуваного в апаратурі зв'язку. Але в синтезаторах типу «Fractional-N» коефіцієнт N і, відповідно, постійна часу τ_0 можуть бути в $1 / \Delta N$ разів менше. Це є суттєвою перевагою синтезаторів цього типу. Треба думати, що усунення цього явища (підвищення інерційності) можливо і в синтезаторах типу «Integer-N», якщо збільшити посилення в системі і, зокрема, послідовно з фільтром включити підсилювач, коефіцієнт підсилення якого $K_{\text{УС}}$ буде компенсувати негативний вплив N: $\tau_0 = N / K_{\text{ФД}} K_{\text{Ф}} K_{\text{УС}} K_{\text{УГ}} \approx 1 / K_{\text{ФД}} K_{\text{Ф}} K_{\text{УГ}}$ [17].

Цікавий «механізм» забезпечення дробності N в синтезаторі типу «Fractional-N». У ADF4153, в ланцюзі управління дільником, застосований сигма-дельта інтерполятор, вихідний сигнал якого є часова послідовність нулів («0») і одиниць («1»), подібну вихідний послідовності сигма-дельта модулятора [23]. Дробове число N отримують як середнє значення двох комутованих (відповідно до даних, програмують інтерполятор) цілих чисел N_0 і $N_1 = N_0 + 1$: значення N_0 відповідає керуючий «0» в зазначеній вихідний послідовності інтерполятора, а значенням N_1 - керуюча «1».

У синтезаторах використовуються фільтри в основному за схемою, зображеної на Рис. 2.14, д, і, відповідно, реалізується астатичний режим роботи. При цьому в синтезаторах типу «Integer-N» відсутній, як було показано вище, фазовий неузгодженість на вході ФД, а в синтезаторах типу «Fractional-N» воно є. Але це неузгодженість «астатичного характеру». На ФД впливає змінна двополярного фазова помилка, середнє значення якої дорівнює нулю (завдяки застосуванню пропорційно-інтегруючого фільтра і відстеження фази). При цьому, завдяки фільтрує властивостями системи ФАПЧ, пульсації частоти на виході УГ (фазовий шум), обумовлені зазначеної фазової помилкою на вході ФД, знижені до допустимого рівня. Але треба думати, що пульсації можуть бути додатково зменшені, якщо на виході синтезатора включити фільтр за схемою Рис. 2.13, а.

У таблиці 1 наведені деякі технічні дані нових синтезаторів фірми Analog Devices (максимальна синтезуюча частота - 7 ГГц), а в таблиці 5 - дані частот і елементів фільтрів, рекомендованих для синтезаторів серії ADF4360 [7, 8]. Дані в таблиці 5 даються для перебудовуються гетеродинів з фільтрами за схемою Рис. 2.14, д і для гетеродинів з фіксованими частотами, в яких використовуються фільтри по схемі на Рис. 2.14, м Частота в таблицях дається в величинах f (в Гц і його похідних).

2.3.5. Інші застосування системи ФАПЧ

Вище було розглянуто застосування системи ФАПЧ як фільтр модулюючої функції ЧМ сигналу (Рис. 2.13, а) і синтезатора частот (Рис. 2.13, б). Нижче розглянуті інші застосування системи ФАПЧ (Рис. 2.15).

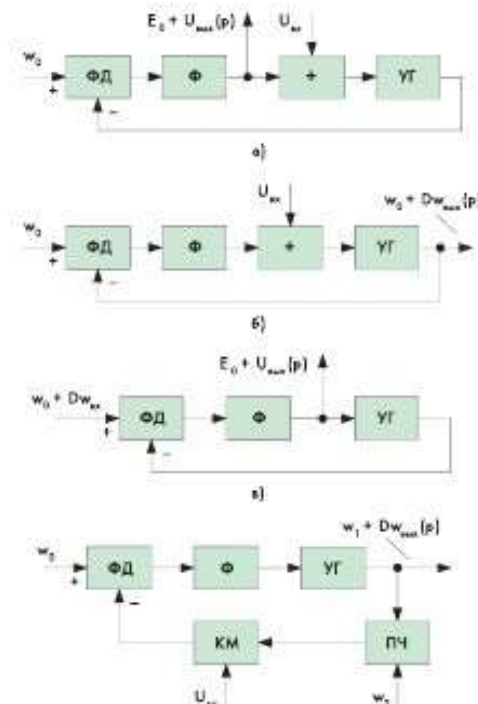


Рис. 2.15. Схеми фільтра

Частотний (амплітудно-частотний) фільтр. На Рис. 2.15, а наведена схема фільтра на базі системи ФАПЧ. Перед УГ включений акумулятор, на один з входів якого подається вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$, що підлягає фільтрації, а на іншій - сигнал зворотного зв'язку $E_0 + U_{\text{вих}}(p)$ з приростом $U_{\text{вих}}(p)$, обумовленим $U_{\text{вх}}$ і є вихідним сигналом. Передавальна функція фільтра

$$K_{\text{АФ}}(p) = U_{\text{вих}}(p) / U_{\text{вх}} = -1 / [1 + p\tau_0 / k_{\text{Ф}}(p)]. \quad (16)$$

Згідно (16), при подачі $U_{\text{вх}}$ система ФАПЧ відпрацьовує таким чином, що постійна складова, якщо вона є в складі $U_{\text{вх}}$, компенсується постійної складовою $U_{\text{вих}}(p)$, а змінна - з деяким частотно-залежним неузгодженістю, обумовленим передавальною функцією. Смуга пропускання системи ФАПЧ повинна відповідати спектру $U_{\text{вх}}$ (з урахуванням його розширення в «частотній» ланцюга УГ - ФД) і забезпечувати відстеження змін, обумовлених $U_{\text{вх}}$, а що виникає неузгодженість (наприклад, по фазі) має бути в межах можливостей ФД.

Фільтр розглядається як приклад одного з можливих застосувань системи ФАПЧ. Зазвичай застосовуються відносно прості і володіють більш високими параметрами широко відомі фільтри на операційних підсилювачах [20]. Частотний модулятор. Частота на виході УГ пропорційна напрузі на його вході. Це дає можливість використовувати систему ФАПЧ як частотного модулятора.

При цьому власне модулятором є УГ, а система забезпечує відстеження несучої, роблячи її рівною частоті опорного коливання. Схема модулятора показана на Рис. 2.15, б, а його передавальна функція дорівнює

$$K_{\text{чм}}(p) = \Delta\omega_{\text{вих}}(p) / U_{\text{вх}} = K_{\text{УГ}} / [1 + k_{\text{ф}}(p) / p\tau_0]. \quad (17)$$

Функція (17), яка характеризується відношенням $k_{\text{ф}}(p) / p\tau_0$ (замість $p\tau_0 / k_{\text{ф}}(p)$), є функцією фільтра верхніх частот (ФВЧ). В результаті, для модулятора з фільтром Ф, згідно (4),

$$K_{\text{чм}}(p) = K_{\text{УГ}} (p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\text{ф}}) / (1 + p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\text{ф}}). \quad (18)$$

Функція (18) відрізняється від «стандартної» для полиноміального ФВЧ наявністю члена $p\tau_0$ в поліномі чисельника (подібно наявності члена $p\tau_{\text{ф}}$ в (8)). Однак останнє не є обов'язковим, і для модулятора з фільтром, згідно (7),

$$K_{\text{чм}}(p) = K_{\text{УГ}} p^2\tau_0\tau_{\text{ф}} / (1 + p\tau_{\text{ф}} + p^2\tau_0\tau_{\text{ф}}).$$

Система ФАПЧ в розглянутому модуляторі повинна бути більш низькочастотної, ніж в фільтрі за схемою рис. 3, а. Її частота $\Omega_0 = 1 / \sqrt{\tau_0\tau_{\text{ф}}}$, близька до частоті зрізу ФВЧ, повинна бути в області нижньої межі підвищуючого перетворювача частоти з квадратурних модулятором (г) на базі системи ФАПЧ спектра модулюючого сигналу, тоді як аналогічна частота для ФНЧ знаходиться в області його верхньої межі. Спектр модульованого сигналу знаходиться, відповідно, в смузі пропускання ФВЧ і не повинен мати складових в області нуля. При цьому, маючи обмеження знизу, спектр не обмежений зверху. Однак в наступних пристроях (на виході модулятора) може бути здійснена смугова фільтрація частотно-модульованого сигналу.

Частотний демодулятор. На Рис. 2.15, в наведена схема частотного демодулятора. ЧС сигнал подається на керуючий вхід системи ФАПЧ, а демодулюючий знімається з виходу Ф. Передавальна функція демодулятора

$$K_{\text{чд}}(p) = U_{\text{вих}}(p) / \Delta\omega_{\text{вх}} = (1 / K_{\text{УГ}}) / [1 + p\tau_0 / k_{\text{ф}}(p)] \quad (19)$$

є функцією ФНЧ. Відзначимо наступну особливість. Якщо в частотному модуляторі (Рис. 2.15, б) система ФАПЧ забезпечує рівність несучої частоти стабільній частоті опорного коливання, то в даному випадку, навпаки, демодулятор підлаштовується за допомогою системи ФАПЧ під несучу частоту

демодулюючого сигналу. В обох випадках «стабілізуюча» частота знаходиться на керуючому вході системи ФАПЧ.

З схем Рис. 2.13 і 2.15 випливає, що входними та вихідними величинами в найпростішій системі можуть бути напруга і зміна частоти. Відповідно, можуть бути реалізовані чотири пристрої перетворення сигналу, які можна розглядати в якості основних. Це перетворювачі «напруга-напруга» (фільтр на Рис. 2.15, а), «частота-частота» (фільтр на рис. 1, а), «напруга-частота» (частотний модулятор на Рис. 2.15, б) і «частота напруга» (частотний демодулятор на Рис. 2.15, в). У всіх чотирьох пристроях (в перших двох - по призначенню) здійснюється фільтрація сигналу відповідно до передавальними функціями (1), (16), (17) і (19). Після підстановки $k_{\phi}(p)$ передавальні функції конкретизуються, визначаючи параметри фільтрації та інші дані системи ФАПЧ.

Можливості системи ФАПЧ не обмежуються зазначеними основними пристроями. На їх базі будуються пристрої, які можна розглядати як похідні. Прикладом є синтезатори частот, розглянуті вище і побудовані на базі пристрою «частота-частота». Крім того, похідні пристрої можуть бути комбінованими. Одним з них є підвищувальний перетворювач частоти з квадратурних модулятором, спрощена схема якого приведена на Рис. 2.15, г.

Зазначене пристрій має дві відмінності від розглянутих вище. По-перше, в колі зворотного зв'язку системи ФАПЧ застосований понижуючий перетворювач частоти ПЧ. Перетворювач - балансного типу, з квадратурних виходом. По-друге, застосований квадратура модулятор КМ, який використовується в даному випадку в якості частотного (замість УГ в модуляторі за схемою Рис. 2.15, б), де $U_{\text{вх}}$ - це дві квадратурні складові модулюючого сигналу [24]. Такий пристрій використовується в мікросхемах AD6523 (в складі чіпсета «Othello») і AD6534 («Othello One») фірми Analog Devices, призначених для систем зв'язку GSM (DCS, PCS), GPRS та ін. [11, 12]. У зазначених системах застосовується GMSK - гаусова двохпозиційна частотна маніпуляція з мінімальним зрушенням.

На один із входів ПЧ (Рис. 2.15, г) з виходу пристрою надходить модульований ВЧ сигнал с частотою $\omega_1 + \Delta\omega_{\text{вих}}(p)$, де ω_1 - його несуча, а на інший вхід - коливання від зовнішнього гетеродина з частотою ω_2 .

Несуча сигналу в КМ, вона ж на виході ПЧ (несуча так званої «віртуальної» проміжної частоти [25]), визначається частотою опорного джерела ω_0 на керуючому вході ФД. В результаті відстеження системою ФАПЧ, ВЧ несуча ω_1 (на виході пристрою) визначається частотами ω_0 і ω_2 і дорівнює $\omega_1 = \omega_0 + \omega_2$.

Передавальна функція пристрою

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \Delta\omega_{\text{вих}}(p) / U_{\text{вх}} = -K_{\text{ЧМ}} / [1 + p\tau_0 / k_{\text{Ф}}(p)], \quad (20)$$

де $K_{\text{ЧМ}} = \Delta\omega_{\text{ЧМ}} / U_{\text{вх}}$ - коефіцієнт перетворення в КМ, а τ_0 і $k_{\text{Ф}}(p)$ - згідно (2) і (3). Суттєвою особливістю функції (20) є те, що вона, на відміну від функції (17), є функцією ФНЧ. В результаті, в системі забезпечуються модуляція сигналом, спектр якого - від нуля герц, і придушення складових верхніх частот (за межами спектра модулюючого сигналу).

2.4. Висновок

Прогрес телевізійного мовлення розвивається дуже стрімко. Величезна кількість телевізорів, що знаходяться у населення країни і працюють відповідно до раніше прийнятого телевізійним стандартом, унеможлиблює стрибкоподібну і навіть просто швидку заміну стандартів. Забезпечити роботу «острівців нових технологій» в рамках колишньої - стандартної - інфраструктури телевізійного мовлення здатні тільки перетворювачі стандартів, які здатні виконувати завдання підвищення частоти рядків та кадрів.

Цифрова обробка телевізійного сигналу в загальному випадку передбачає його аналого-цифрове перетворення, уявлення кадру зображення в пам'яті у вигляді матриці пікселів $A [m, n]$ і полягає у виконанні будь-якого перетворення цієї матриці. В результаті перетворення формується набір її числових характеристик або нове, оброблене зображення - $G [k, n]$. Перетворення може стосуватися значень елементів або їх координат (індексів) і виконуватися над матрицею в цілому, групою елементів або над кожним елементом окремо.

Для того, щоб перетворювач почав правильно працювати, то необхідно спочатку синхронізувати частоти сигналу ТВ приймача. Зробити це можна декількома способами, один ми розібрали у розділі 2.3 за допомогою фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ). Фазова автопідстройка частоти - система автоматичного регулювання, яка підстроює фазу керованого генератора так, щоб вона дорівнювала фазі опорного сигналу, або відрізнялася на відому функцію від часу. Регулювання здійснюється завдяки наявності негативного зворотного зв'язку. Вихідний сигнал керованого генератора порівнюється на фазовому детекторі з опорним сигналом, результат порівняння використовується для підстроювання керованого генератора.

Підводячи підсумок, хочеться зауважити, що такий метод не є доречним у використанні для нашого приладу за рахунок інерційності. В результаті використання цього методу ми отримаємо растр зображення («сходинки»), тому на мою думку тут краще використовувати осцелятор.

3. Конструкторська - технологічна частина

3.1. Розробка структурної схеми



Рис. 3.1 Структурна схема. Перетворювач формату телевізійного сигналу.

3.1.1. Принцип роботи структурної схеми

Вихідний сигнал датчика ТВ – RGB, сигнал синхронізації рядків (PCI) та сигнал синхронізації кадрів (KCI) поступає на перетворювач ТВ сигналу. Перетворювач обробляє прийнятий сигнал, а також формує сигнали горизонтальної (SINC-H) та вертикальної (SINC-V) синхронізації, які подаються на комп'ютерний монітор. Далі оброблений сигнал з перетворювача надходить на монітор по каналам RGB, синхронізуючись по горизонталі та вертикалі.

3.2. Розробка функціональної схеми

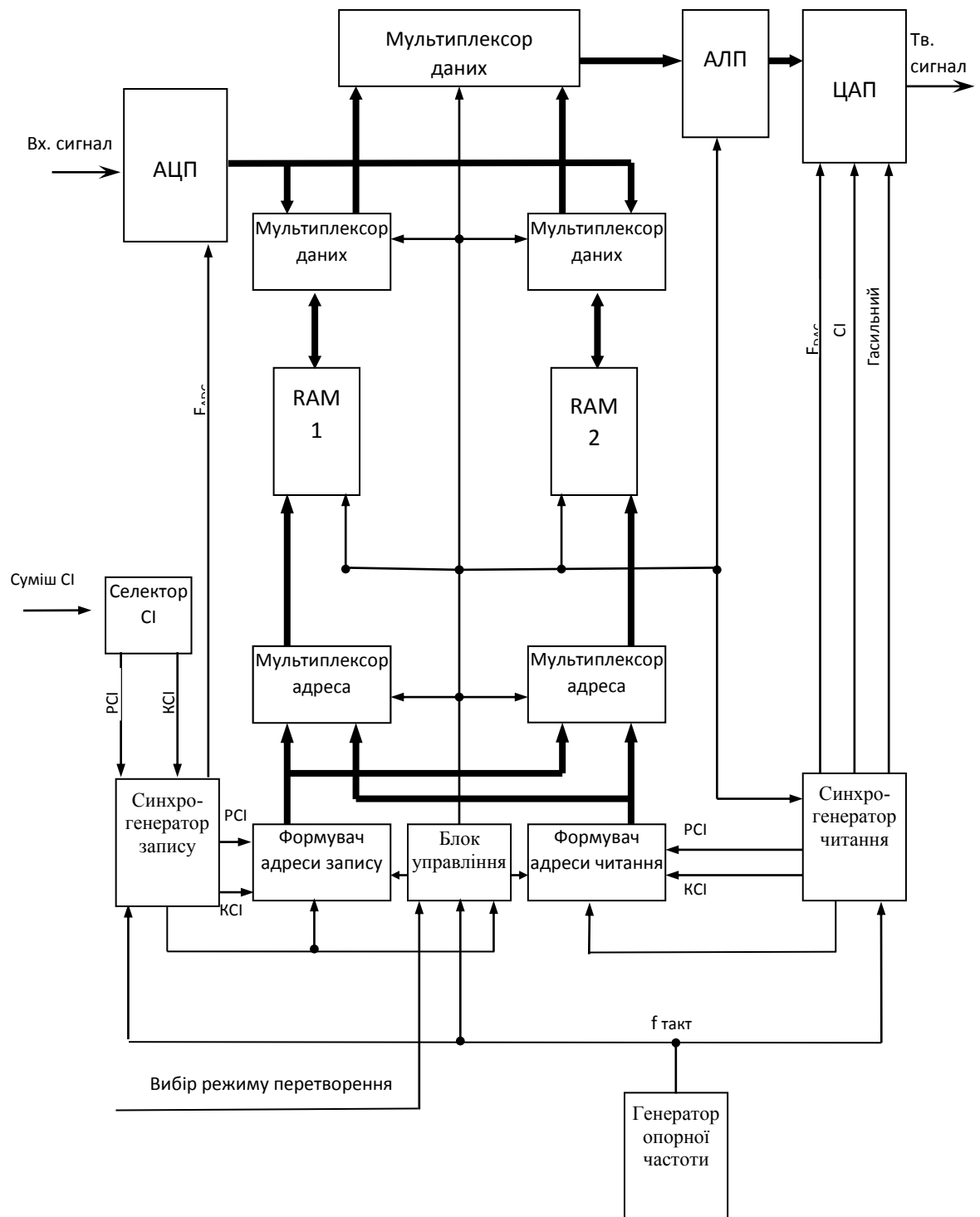


Рис. 3.2 Функціональна схема. Перетворювач формату телевізійного сигналу.

Принцип роботи схеми:

Алгоритм перетворення параметрів розкладання телевізійного сигналу полягає в цифровому записі відеосигналу кадру телевізійного зображення в

оперативну пам'ять пристрою і подальшому зчитуванні і перетворенні записаної інформації. Щоб перетворення відбувалося в реальному масштабі часу, операції запису і читання повинні відбуватися одночасно. Для цього оперативна пам'ять організується як два окремих банку. В один банк пам'яті інформація записується, а з іншого банку дані зчитуються під керуванням синхрогенератора читання. Перемикання режимів запису і читання для кожного банку пам'яті здійснюється за допомогою мультиплексорів даних і адреси по керуючим сигналам, який формується блоком управління. Подвійна тактова частота, яка надходить на плату перетворювача від відео-процесора, дозволяє зчитувати інформацію з пам'яті з частотою, яка в два рази вище частоти запису сигналу.

Інтерполяція додається рядки полягає в отриманні значень яскравості її пікселів як середнього значення яскравості відповідних пікселів двох сусідніх рядків. Так як для цього необхідно мати інформацію про двох рядках кадру вихідного телевізійного зображення одночасно, кожен банк пам'яті організований з двох блоків. Читання відбувається одночасно з двох блоків, і в арифметико-логічний пристрій (АЛП) надходять дані про два сусідні рядки. АЛП усереднює значення яскравості пікселів двох сусідніх рядків відповідно до. При цьому АЛП формує доповнюється рядок перетвореного телевізійного зображення.

3.3. Вибір компонентів для побудови принципової схеми

Маючи табличні значення, приблизно розрахуємо потрібні нам параметри перетворювача та здійснимо підбір основних компонентів (мікросхем) на яких буде працювати даний пристрій.

Знаючи тривалість рядкової розгортки (64мкс) та кількість пікселів (1024) у рядку, знайдемо необхідний час для обробки зображення.

$$t = \frac{\tau_p}{N_{\pi}}$$

де, t – час за який має відбутися перетворення, τ_p – тривалість рядкової розгортки, N_{π} – к-ть пікселів у рядку.

$$t = \frac{64\text{мкс}}{1024} = 62,5\text{нс}$$

За 62,5нс ми маємо встигнути обробити зображення, передати його на монітор. В цей період входить прямий та зворотній імпульс. Зворотний імпульс потрібен для того, щоб промінь розгортки перейшов на початок та почав нове зчитування. Період зворотного імпульсу становить приблизно 12мкс.

Враховуючи значення періоду зворотного імпульсу, розрахуємо період за який ми маємо встигнути зробити всі маніпуляції для перетворення зображення:

$$t_{\pi} = \frac{64\text{мкс} - 12\text{мкс}}{1024} = 50.78\text{нс}$$

Отже, знаючи період прямого ходу рядка (50.78нс) будемо підбирати мікросхеми таким чином, щоб всі маніпуляції із зображенням не перевищували цей період. У відведений час нам потрібно встановити адрес, зчитати дані з пам'яті, виконати інтерполяцію та передати дані на ЦАП.

Враховуючи, що у нас 3 кольори (RGB) нам потрібно мати 3 АЦП та ЦАП, які працюють одночасно, формуючи потрібний нам сигнал. Таким чином вибір впав на мікросхему Analog Devices ADV7202KST.

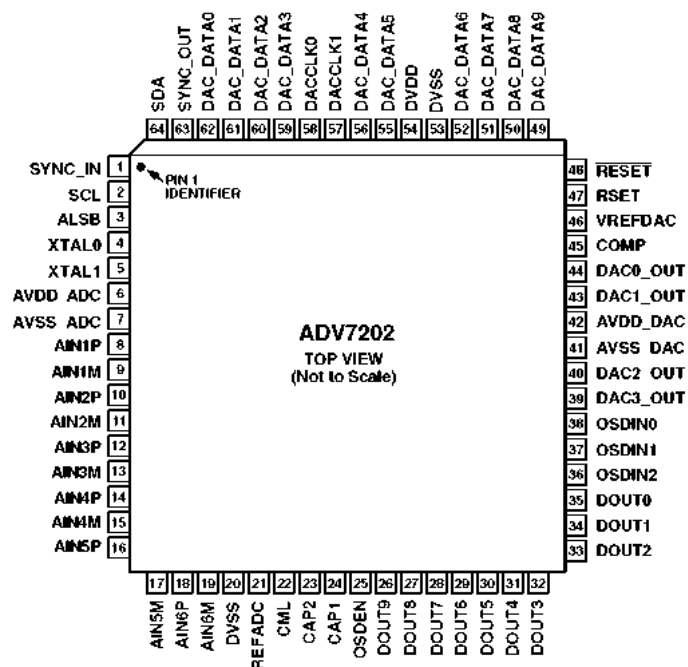
На вхід перетворювача у нас приходить сигнал RGB. Кожен колір АЦП розбиває на 8 розрядів (двійковий код), кожен з яких відповідає 1біт пам'яті. Тобто, щоб записати у пам'ять вхідний сигнал нам потрібно $8\text{біт} * 3 = 24\text{біт}$.

Для економії нашого часу ми будемо зчитувати кожен 5-ий розряд, таким чином $5\text{біт} * 3 = 15\text{біт}$. Тобто, щоб записати наш сигнал у пам'ять нам потрібно мати не менше 15біт. Таким чином враховуючи всі отримані дані та підбираючи пам'ять для даного перетворювача – вибір випав на мікросхему SAMSUNG K6R4016C1D.

Маючи дані про АЦП та пам'ять нам потрібно підібрати пліс, який проводить решту операцій за відведений час. І найбільше підходить до наших параметрів мікросхема Altera MAX II EPM570T144C5.

3.4. Datasheet мікрохем

3.4.1. Datasheet Analog Devices ADV7202KST



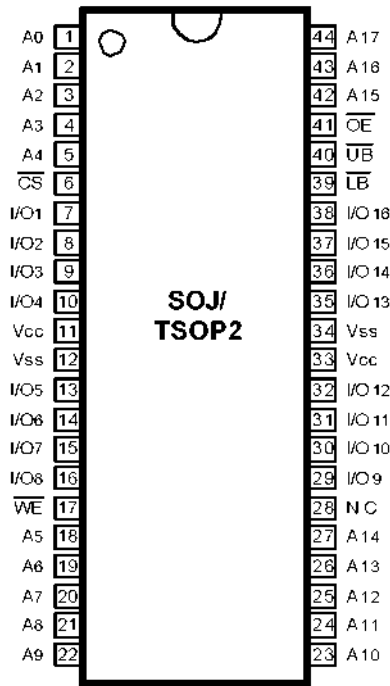
№ Піна	Мнемоніка	Вх./Вих.	Функція
1	SYNC_IN	I	This signal can be used to synchronize the updating of clamps. Polarity is programmable via I2C.
2	SCL	I	MPU Port Serial Interface Clock Input
3	ALSB	I	This signal sets up the LSB of the MPU address. MPU address = 2eH, ALSB = 0, MPU address = 2eH, ALSB = 1. When this pin is tied high, the I2C filter is activated, which reduces noise on the I2C interface. When this pin is tied low, the input bandwidth on the I2C lines is

			increased.
4	XTAL0	I	Input terminal for crystal oscillator or connection for external oscillator with CMOS-compatible square wave clock signal.
5	XTAL1	O	Second Terminal for Crystal Oscillator. Not connected if external clock source is used.
6	AVDD_ADC	P	ADC Supply Voltage (5 V or 3.3 V)
7	AVSS_ADC	G	Ground for ADC Supply
8-19	AIN1-AIN6	I	Analog Signal Inputs. Can be configured differentially or single-ended.
20	DVSS	G	Ground for Digital Core Supply
21	REFADC	I/O	Voltage Reference Input or Programmable Reference Out.
22	CML	O	Common-Mode Level for ADCs. Connect a 0.1 pF capacitor from CML pin to AVSS_ADC.
23, 24	CAP2, CAP1	I	ADC Capacitor Network. Connect a 0.1 pF capacitor from each CAP pin to AVSS_ADC and a 10 pF capacitor across the two CAP pins.
25	OSDEN	I	Enable data from OSDIN0-OSDIN2 to be switched to the outputs when set to a logic high.
26-35	DOUT[9:0]	O	ADC Data Output
36	OSDIN2	I	Third Input Channel for On-Screen Display
37	OSDIN1	I	Second Input Channel for On-Screen Display

38	OSDIN0	I	First Input Channel for On-Screen Display
39	DAC3_OUT	O	General-Purpose Analog Output
40	DAC2_OUT	O	Analog Output. Can be used to output CVBS, R, or U.
41	AVSS_DAC	G	Ground for DAC Supply
42	AVDD_DAC	P	DAC Supply Voltage (5 V or 3.3 V)
43	DAC1_OUT	O	Analog Output. Can be used to output CVBS, Y, G, or Luma.
44	DAC0_OUT	O	Analog Output. Can be used to output CVBS, V, B, or Chroma.
45	COMP	O	Compensation pin for DACs. Connect 0.1 pF capacitor from COMP pin to AVDD_DAC.
46	VREFDAC	I/O	DAC Voltage Reference Output Pin, Nominally 1.235 V. Can be driven by an external voltage reference.
47	RSET	I	Used to control the amplitude of the DAC output current, 1200 Ω resistor gives an I max of 4.33 mA.
48	RESET	I	Master Reset (Asynchronous)
49-52, 55, 56, 59-62	DAC_DATA[9:0]	I	DAC Input Data for Four Video Rate DACs
53	DVSS	G	Ground for Digital Core Supply
54	DVDD	P	Supply Voltage for Digital Core (5 V or 3.3 V)
57, 58	DACCLK[1:0]	I	DAC Clocks
63	SYNC_OUT	O	Output Sync Signal, which goes to a high state while Cr data sample from

			a YCrCb data stream or C data from a Y/C data stream is output on DOUT[9:0].
64	SDA	I/O	MPU Port Serial Data Input/Output

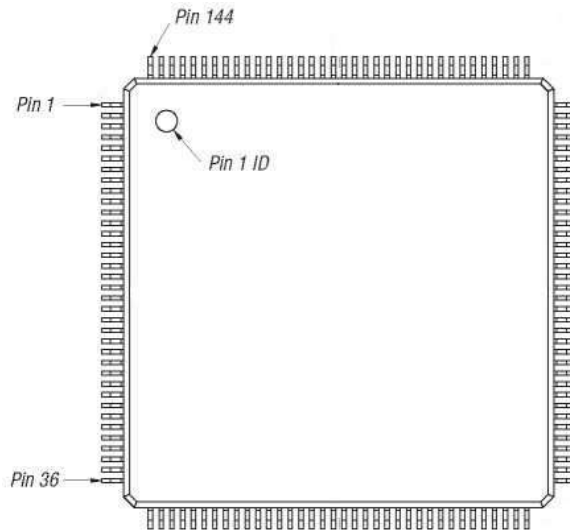
3.4.2. Datasheet SAMSUNG K6R4016C1D



№ піна	Назва піна	Функція
1-5,18-27, 42-44	A0-A17	Address Inputs
17	$\overline{WE}$	Write Enable
6	$\overline{CS}$	Chip Select
41	$\overline{OE}$	Output Enable
39	$\overline{LB}$	Lower-byte Control(I/O1~I/O8)
40	$\overline{UB}$	Upper-byte Control(I/O9~I/O16)
7-10, 13-16, 29-32,	$I/O_1 \sim I/O_{16}$	Data Inputs/Outputs

35-38		
11,33	V_{CC}	Power(+5.0V)
12,34	V_{SS}	Ground
28	N, C	No Connection

3.4.3. Datasheet Altera MAX II EPM570T144C5



№ піна	Вх./Вих.
1-8,11-16,21-24,27-32,37-45,48-53,55,57-59,62,63,66-81,84-88,93-98, 101-114,117-125,127,129-134,137-144	I/O
9,19,25,46,56,64,82,90,100,116,126,136	Vcc
10,17,26,47,54,65,83,92,99,115,128,135	GND
18	GCLK0
20	GCLK1
33	TMS
34	TDI
35	TCK
36	TD0
60	DEV_OE
61	DEV_CLRn
89	GCLK2
91	GCLK3

- I/O – Input/Output.
- Vcc – Input power.
- GND – ground.
- GCLK0-GCLK3 – Each MAX II device has four dual-purpose dedicated clock pins (GCLK[3..0], two pins on the left side and two pins on the right side) that drive the global clock network for clocking.

- TMS, TDI, TCK, TD0 – The JTAG pins for MAX II devices are dedicated pins that cannot be used as regular I/O pins. The pins TMS, TDI, TDO, and TCK support all the I/O. (3.3-V LVTTL/LVCMOS, 2.5-V LVTTL/LVCMOS, 1.8-V LVTTL/LVCMOS, 1.5-V LVCMOS).
- DEV_OE – output enable pin to control the output enable for every output pin in the design.
- DEV_CLRn – reset pin, that resets all registers in the device.

3.6. Висновок

У цьому розділі було теоретично зконструйовано структурну, функціональну та принципову схему за допомогою програмного середовища P-CAD. Також провівши деякі розрахунки та встановивши відповідні умови був виконаний підбір основних елементів (мікросхем), на базі яких працюватиме наш перетворювач:

- Analog Devices ADV7202KST. Ця мікросхема має такі особливості: чотири 10-ти розрядні ЦАП відеосигналу, 10-бітна оцифровка відеосигналу з частотою до 54Гц. Кінцевий 3-канальний затискач. До п'яти вхідних каналів CVBS, двох компонентних YUV, трьох S-Video. Одночасне оцифрування двох каналів CVBS вхідного сигналу Аух 8-бітної SAR ADC 843 кГц.
- SAMSUNG K6R4016C1D. 256 К x 16 біт високошвидкісна статична оперативна пам'ять (5.0 В), що працює під комерційними та промисловими діапазонами температури.
- Altera MAX II EPM570T144C5. Серія MAX II безперервних енергонезалежних CPLD побудована на процесі 0,18 мкм, 6-шарових метал-флеш-процесорах, із щільністю від 240 до 2210 логічних елементів (LEs) (від 128 до 2210 еквівалентних макроелементів) та енергонезалежне зберігання 8 Кбіт.

ВИСНОВОК

У першій частині роботи були розглянуті основні стандарти телевізійного мовлення (аналогового та цифрового). Нагадаємо, що до аналогових відносяться такі стандарти:

- PAL - Phase Alternating Line
- NTFC - National Television Standards Committee
- SECAM - Sequential Couleur Avec Memoire or Sequential Colour with Memory

До цифрових відносять такі стандарти:

- DVB-T – (Digital Video Broadcasting — Terrestrial)
- DVB-C – (Digital Video Broadcasting - Cable)
- DVB-S2 – (Digital Video Broadcasting - Satellite)
- ATSC – (Advanced Television Systems Committee)
- ISDB - (Integrated Services Digital Broadcasting)

Також було розглянуто 3 основні види моніторних панелей (IPS, LED, TN(TFT)). Проаналізувавши ці три типа панелей була складена таблиця 4. У якій зазначені всі плюси та недоліки даних панелей.

У другій частині ми розглянули спосіб (інтерполяція) обробки зображення за допомогою котрого зможемо збільшити кількість рядків та кількість пікселів у рядку – коротше кажучи збільшити роздільну здатність кадру не втрачаючи якості.

Також було вияснено, що при отриманні сигналу ми повинні синхронізуватися з датчиком ТВ. На перший погляд для цього випадку зручно використовувати систему фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ). Але проаналізувавши цей метод у пункті 2.3 був отриманий висновок, що такий метод не є доречним у використанні для нашого приладу за рахунок інерційності. В результаті використання цього методу ми отримаємо растр зображення («сходінки»), тому на мою думку тут краще використовувати осцелятор.

У третій частині було розроблено структурну, функціональну та принципову схему за допомогою програмного середовища P-CAD. Також

провівши розрахунки та встановивши відповідні умови був виконаний підбір основних елементів (мікросхем), на базі яких працюватиме наш перетворювач.

Хочеться відмітити, що розрахунки велися для перетворення у формат XGA, який має роздільну здатність 1024 X 768. Враховуючи, що на сьогоднішній день (рис.1) ми маємо формати HD(1280 X 720), Full HD(1920 X 1080), XQGA(2048 X 1536), QSXGA(2560 X 2048) та інші, які мають значно більшу роздільну здатність ніж формат який був досліджений, можемо сміливо зазначити, що перспектива є і буде у таких перетворювачах.

Для перетворення ТВ сигналу у формат більшої роздільної здатності потрібно буде збільшити кількість пам'яті, швидші АЦП та ЦАП, які зроблять такі ж операції за менший інтервал часу.

ЛИТЕРАТУРА

1. https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%A2%D0%B5%D0%BB%D0%B5%D0%B2%D1%96%D0%B7%D1%96%D0%B9%D0%BD%D0%B8%D0%B9_%D1%81%D1%82%D0%B0%D0%BD%D0%B4%D0%B0%D1%80%D1%82
2. <https://bourabai.ru/mmt/videoformats.htm>
3. <https://uk.wikipedia.org/wiki/DVB-T>
4. <https://uk.wikipedia.org/wiki/DVB-C>
5. <https://uk.wikipedia.org/wiki/DVB-S2>
6. <https://uk.wikipedia.org/wiki/ATSC>
7. <https://ru.wikipedia.org/wiki/ISDB>
8. <https://ru.wikipedia.org/wiki/DMB>
9. Скотт Мюллер. Модернизация и ремонт ПК = Upgrading and Repairing PCs. — 17-е изд. — М.: Вильямс, 2007. — С. 889—970. — ISBN 0-7897-3404-4.
10. <https://vash.market/elektronika/periferijnye-ustrojstva/vidy-monitorov-dlya-kompyutera.html>
11. <http://refy.ru/35/139428-programa-obrobki-zobrazhen.html>
12. <https://www.bestreferat.ru/referat-141630.html>
13. <http://prog.bobrodobro.ru/50851>
14. <https://www.bestreferat.ru/referat-141630.html>
15. Curtin M., O'Brien P. Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters. Analog Dialogue. 33–3, 33–5, 33–7. 1999 (www.analog.com).
16. Barrett C. Fractional/Integer PLL Basics. Technical Brief SWRA029. 1999 (www.ti.com).
17. Голуб В. Система ФАПЧ и ее применения // Chip News. 2000. № 4.
18. Стариков О. Метод ФАПЧ и принципы синтеза высокочастотных сигналов (и др.) // Chip News. 2001. № 6–8, 10.
19. Никитин Ю., Дмитриев С. Частотный метод анализа характеристик синтезаторов частот с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты Analog Devices. Ч. 1–4 // Компоненты и технологии. 2003. № 3–6.

- 20.Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров. М.: Мир.1984.
- 21.Голуб В. Новые синтезаторы частот фирмы Analog Devices//Chip News Украина. 2003. № 7.
- 22.Analog Devices' Data Sheets: ADF4107, Rev. 0, 2003; ADF4153, Rev. 0, 2003; ADF4360-1, Rev. 0, 2003; ADF4360-2, ... ADF4360-7, Rev. PrA,2003 (www.analog.com).
- 23.Голуб В. С. Сигма-дельта-модуляторы и АЦП // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2003. № 4 (<http://tkea.wallst.ru>; www.vdmais.kiev.ua).
- 24.Голуб В. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи // Электроника: НТБ. 2003. № 3 (www.electronics.ru).
- 25.Fague D. Othello™: A New Direct-Conversion Radio Chip Set Eliminates IF Stages. Analog Dialogue. 33–10. 1999 (www.analog.com).
- 26.Каталог VD MAIS 2003–2004: Микросхемы Analog Devices. Киев: VD MAIS, 2003 (www.vdmais.kiev.ua).