

УДК 681.78

Р.А. Воробель

Фізико-механічний інститут НАН України

ЦИФРОВИЙ КУСКОВО-НЕЛІНІЙНИЙ ГАММА-КОРЕКТОР ВІДЕОСИГНАЛУ

© Воробель Р.А., 2001

Розглянуто принцип побудови цифрового кусково–нелінійного гамма-коректора відеосигналу для підвищення ефективності перетворення телевізійних зображень.

The principle of the construction of digital piecewise–nonlinear gamma corrector of the video signal for the effectiveness transformation of the enhancement television images is considered.

У цифрових телевізійних системах розрізняюваність об'єкта і його деталей на екрані кінескопа ґрунтується на розрізненні перепадів яскравості, які називають градаціями яскравості чи напівтонами. Порогова градація яскравості $\Delta L_{\text{пор}}$, при якій можливе виявлення чи впізнання об'єкта, залежить від контрастної чутливості зору в заданих умовах спостереження. Для автоматичних систем аналогом відтворюваної градації яскравості є приріст (градація) відеосигналу, який може бути зафіксований із заданою імовірністю пороговим пристроєм [1]. Зв'язок між яскравістю об'єкта L і яскравістю L^* відтворюваного телевізійною системою зображення встановлюється градаційною характеристикою, яку часто описують виразом

$$L^* = kL^\gamma,$$

де k – нормуючий коефіцієнт, а γ – коефіцієнт контрастності. Для коефіцієнта γ характерним є те, що він впливає на перерозподіл градацій в динамічному діапазоні, але не змінює їх загальної кількості. Зокрема, при $\gamma < 1$ кількість градацій на темних ділянках зображення буде збільшена порівняно зі світлими ділянками, а при $\gamma > 1$ – навпаки. Випадок $\gamma = 1$ відповідає пропорційному відтворенню напівтонів. Отже, змінюючи коефіцієнт γ , можна регулювати інформативність відтворених зображень на окремих ділянках динамічного діапазону і тим самим поліпшувати умови виявлення чи впізнання об'єкта спостереження [1].

Для підсилення інформативності зображення в певному проміжку входних яскравостей останній часто розтягують на весь динамічний діапазон ціною придушення елементів з яскравостями, що лежать за межами цього проміжку [2,3]. У роботі [4] описаний саме такий підхід до побудови цифрового коректора відеосигналу. Він використовує лінійний розтяг діапазону яскравостей $[L_{\text{min}}, L_{\text{max}}]$ до максимально можливого шляхом реалізації обчислень за виразом

$$L^*(i, j) = LMAX \frac{L(i, j) - L_{\text{min}}}{L_{\text{max}} - L_{\text{min}}}, \quad (1)$$

де L_{min} , L_{max} – мінімальна та максимальна яскравості елементів зображення, а $LMAX$ – максимально можлива кількість градацій яскравості.

Вираз (1) забезпечує пропорційне відтворення рівнів яскравості елементів зображення, що робить його застосування ефективнішим, коли розподіл градацій в проміжку $[L_{min}, L_{max}]$ є нерівномірний. Тому для виділення малорозмірних тонкоструктурних об'єктів часто доцільно здійснювати розтяг локального діапазону яскравостей зображення об'єкта. Така обробка може бути реалізована апаратними засобами за допомогою гамма-коректора відеосигналу (ГКВС), який кусково-нелінійною функцією апроксимує функцію корекції і забезпечує перетворення телевізійних зображень в масштабі реального часу. Структура такого гамма-коректора ГКВС показана на рисунку. Як його прототип використано коректор, що описаний у роботі [4], а для реалізації функції корекції яскравостей – підхід до кусково-нелінійного розтягу, що описаний у роботі [5].

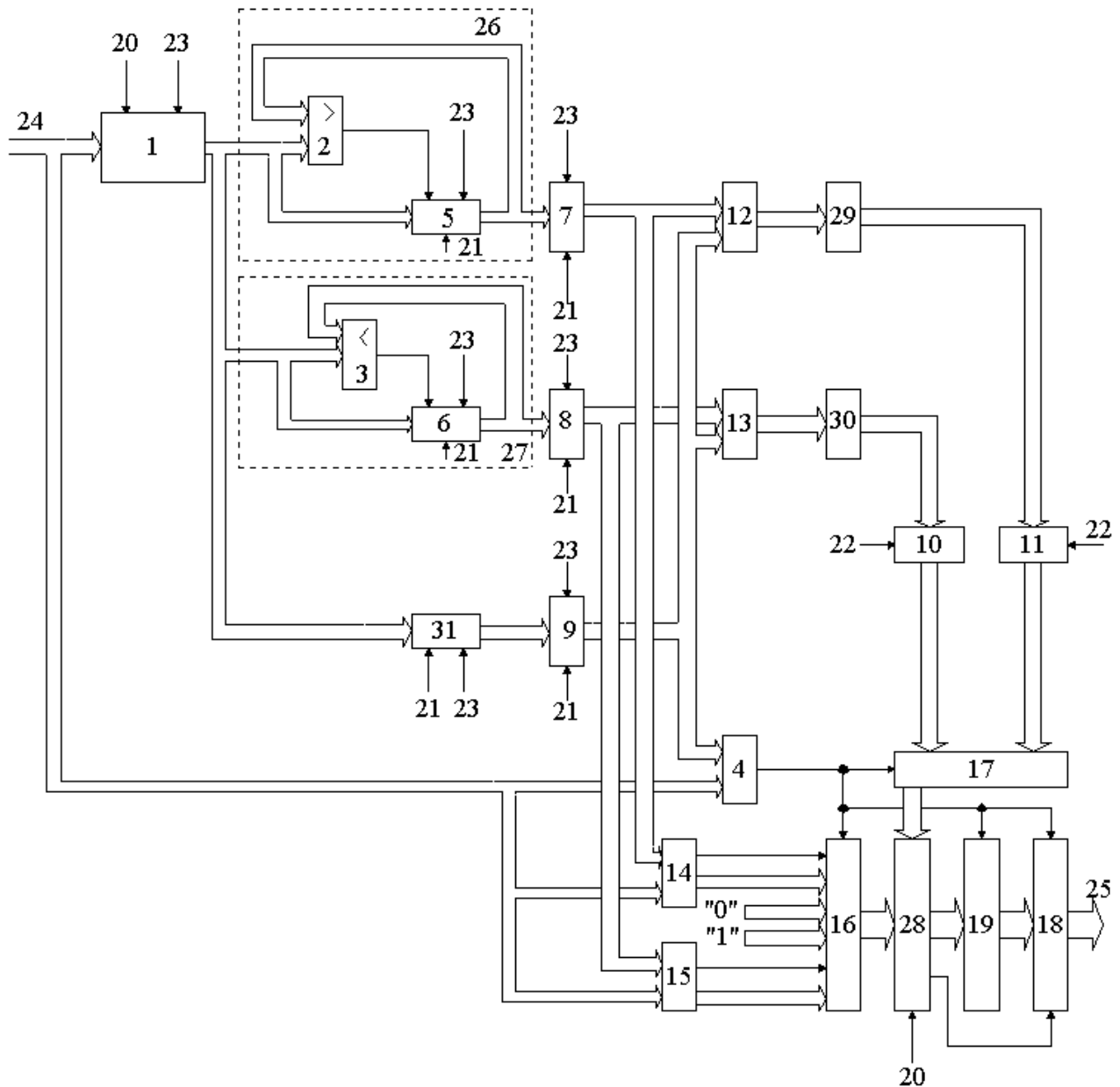
Коректор ГКВС складається з блока 1 згладження, компараторів 2-4, регістрів 5-11 пам'яті, схем 12-15 віднімання, мультиплексорів 16-18, табличного перетворювача 19, синхронізуючих входів 20-22, входу 23 скидання, інформаційного входу 24 надходження відліків відеосигналу, інформаційного виходу 25, селектора 26 максимуму, селектора 27 мінімуму і перемножувача 28, елементів 29-30 постійної пам'яті, блока 31 обчислення середньоарифметичного значення.

Сигналом, що надходить на вхід 23 скидання, коректор переводиться у початковий стан, в якому обнулюються блок 1 згладження, блок 9 обчислення середньоарифметичного значення; в регістр 5 заноситься "нуль", а в регістр 6 – "одиниці". Синхроімпульси, що надходять на входи 21, пов'язані з початком, а на входи 20 і 22 - з завершенням кадрового імпульсу.

Організація обчислень у процесорі – паралельно-конвеєрна. Вона складається з двох етапів. Перший етап – це обчислення глобальних мінімального L_{min} , максимального L_{max} та середньоарифметичного \bar{L} значень яскравості попередньо згладженого вхідного зображення. Другий етап – формування перетвореного за встановленими у першому етапі параметрами L_{min} , L_{max} і \bar{L} вихідного зображення, що реалізує розтяг діапазону яскравостей з прив'язкою середньоарифметичного значення яскравості до середини діапазону. Він реалізує апроксимацію гамма-функції корекції кусково-нелінійною функцією та обробку дискретизованих відліків відеосигналу телевізійного зображень в масштабі реального часу.

Блок 1 згладження має на меті зменшити вплив шумів на кінцевий результат перетворення зображення. Найпростішою його реалізацією є лінійний фільтр ковзного усереднення, що ефективно усуває завади з корисного сигналу. Однак бажано тип фільтра вибирати залежно від типу завад, що притаманні оброблюваному зображенню. Наприклад, якщо завади мають імпульсний характер, то тоді доцільна реалізація блока 1 згладження у вигляді медіанного фільтра.

Блок 9 реалізує обчислення середньоарифметичного значення \bar{L} яскравостей попередньо згладженого зображення одного кадру, тобто розміром $I \times J$ елементів, де I, J – кількості елементів зображення в одному рядку кадру та кількість рядків відповідно.



Кусково-нелінійний гамма-коректор відеосигналу (ГКВС)

Селектор 26 максимуму складається з компаратора 2 і регістра 5 пам'яті. Оскільки в початковому стані вміст регістра 5 "нульовий", елементи згладженого зображення з виходу блока 1 надходять одночасно на його вхід і вхід компаратора 2, а коли значення чергового елемента більше за попереднє (те, що в регістрі 5 і надходить на другий вхід компаратора 2), сигнал з виходу компаратора надходить на вхід дозволу запису у регістр 5 і в нього записується значення цього елемента зображення. Цим забезпечується формування максимального значення елемента зображення всього кадру. Аналогічно організовані обчислення в селекторі 27 мінімуму, де запис в регістр 6 дозволяється, коли поточний елемент менший за той, що вже є в регістрі 6.

З початком надходження кадрового імпульсу починається реалізація обчислень L_{min} , \bar{L} та L_{max} . Після його завершення отримані значення L_{max} в селекторі 26 максимуму, L_{min}

в селекторі 27 мінімуму та \bar{L} в блоці 29 записуються у відповідні регістри 7-9 пам'яті, після чого в схемі віднімання 12 обчислюється величина $L_{max} - \bar{L}$, а в схемі віднімання 13 величина $\bar{L} - L_{min}$. Їх значення подаються на входи елементів постійної пам'яті 29 і 30 відповідно. В комірках цієї пам'яті записані значення обчислень функцій $(2^{n-2} - 1) / (L_{max} - \bar{L})$ та $(2^{n-2}) / (\bar{L} - L_{max})$, де $2^{n-2} - 1 = LMAX / 2$, а $LMAX = 2^n - 1$ – максимально можливе значення яскравості n-розрядного елемента зображення. Ці значення заносяться по імпульсу синхронізації, що надходить на вхід 22, в регістри 11 і 10 відповідно.

Цим завершується формування даних для реалізації другого етапу конвеєрних обчислень. З надходженням нового кадрового імпульсу елементи $L(i, j)$ вхідного зображення, що подаються на інформаційний вхід 24, надходять паралельно на блок 1 згладження, компаратор 4 та другі входи схем 14 і 15 віднімання. На перший вхід схеми 14 віднімання подається код числа L_{max} з виходу регістра 7 пам'яті, формуючи на її виході код числа $L_{max} - L(i, j)$. На перший вхід схеми 15 віднімання подаємо код числа L_{min} з виходу регістра 8 пам'яті, формуючи на її виході код числа $L(i, j) - L_{min}$. Вихід з компаратора 4 надходить на перший керуючий вхід мультиплектора 16, що має чотири інформаційні входи. Перший його інформаційний вхід зв'язаний з інформаційним виходом схеми 14 віднімання, другий інформаційний вхід – з інформаційним виходом схеми 15 віднімання. На третій інформаційний вхід подаються сигнали, що відповідають логічній "одиниці", а на четвертий вхід – сигнали, що відповідають логічному "нулю".

Знаковий вихід схеми 14 віднімання зв'язаний з другим керуючим входом мультиплектора 16. Знаковий вихід схеми 15 віднімання зв'язаний з третім керуючим входом мультиплектора 16.

Компаратор 4 порівнює значення елементів $L(i, j)$ із середньоарифметичним значенням \bar{L} . Якщо $L(i, j) \leq \bar{L}$, то сигнал з виходу компаратора 4, надходячи на перший керуючий вхід мультиплектора 16, забезпечує подання на його інформаційний вихід коду числа $L(i, j) - L_{min}$ з виходу схеми 15 віднімання. Одночасно на інформаційний вихід мультиплектора 17 подається код числа $(2^{n-2} - 1) / (\bar{L} - L_{min})$. В протилежному випадку, коли $L(i, j) > \bar{L}$, то на інформаційний вихід мультиплектора 16 подається код числа $L_{max} - L(i, j)$ з виходу схеми 14 віднімання. На вихід же мультиплектора 17 подається код числа $(2^{n-2} - 1) / (L_{max} - \bar{L})$. Якщо при цьому появиться сигнал на знаковому виході схеми 14 віднімання, то на вихід мультиплектора 16 подаватиметься код числа "1...111" з його четвертого інформаційного входу (це означає, що $L(i, j) > L_{max}$). Якщо ж появиться сигнал на знаковому виході схеми 15 віднімання, то на вихід мультиплектора 16 подаватиметься код числа "0...000" з його третього інформаційного входу (це означає, що $L(i, j) < L_{min}$).

Виходи мультиплекторів 16 і 17 зв'язані з входами перемножувача 28. З його виходу проміжний результат надходить на табличний перетворювач 19, що здійснює наперед встановлену корекцію градаційної характеристики. Якщо вона лінійна типу $y=x$, то значення з виходу перемножувача без змін надходять на входи мультиплектора 18, і через

нього на вихід 25 процесора. Мультиплексор 18 має два інформаційні входи та, як і табличний перетворювач 19, керується сигналом з виходу компаратора 4. Якщо $L(i, j) \leq \bar{L}$, то на вихід 25 процесора надходять значення з прямих виходів табличного перетворювача 19 через перший інформаційний вхід мультиплексора 18. Якщо ж $L(i, j) > \bar{L}$, то на вихід 25 надходять значення з інверсних виходів табличного перетворювача 19 через другий інформаційний вхід мультиплексора 18. На загал цим забезпечується реалізація обчислень за формулою

$$L^*(i, j) = \begin{cases} 0 \cdot \text{при } 0 \leq L(i, j) < L_{min}, \\ \frac{LMAX}{2} F\left(\frac{L(i, j) - L_{min}}{\bar{L} - L_{min}}\right) \cdot \text{при } L_{min} < L(i, j) \leq \bar{L}, \\ LMAX - \frac{LMAX}{2} F\left(\frac{L_{max} - L(i, j)}{L_{max} - \bar{L}}\right) \cdot \text{при } \bar{L} < L(i, j) \leq L_{max}, \\ LMAX \cdot \text{при } L_{max} \leq L(i, j) \leq LMAX, \end{cases} \quad (2)$$

де $F(z)$ – монотонна функція перетворення, така, що $F(z) \geq z$.

Табличний перетворювач 19 керується сигналом з виходу компаратора 4. Фактично він містить дві функції перетворення, що є кусковими представленнями функції $F(z)$ перетворення у всьому діапазоні зміни величин елементів зображення. Якщо ці функції є відрізками прямих, то такий процесор базується на основі лінійного розтягу з прив'язкою середнього значення яскравостей до середини діапазону їх можливої зміни. Тобто вираз (2), який обчислюється при роботі процесора, відповідає виразу для кускового розтягу. Якщо ж ці функції є відрізками степеневих функцій, то процесор реалізує нелінійний розтяг, що відповідає перетворенням Ейлера [6] і описується виразом

$$L^*(i, j) = \begin{cases} 0 \cdot \text{при } 0 \leq L(i, j) < L_{min}, \\ \frac{LMAX}{2} \left(\frac{L(i, j) - L_{min}}{\bar{L} - L_{min}}\right)^\gamma \cdot \text{при } L_{min} < L(i, j) \leq \bar{L}, \\ LMAX - \frac{LMAX}{2} \left(\frac{L_{max} - L(i, j)}{L_{max} - \bar{L}}\right)^\gamma \cdot \text{при } \bar{L} < L(i, j) \leq L_{max}, \\ LMAX \cdot \text{при } L_{max} \leq L(i, j) \leq LMAX, \end{cases}$$

Отже, зміна функцій перетворень, які реалізує табличний перетворювач 28, а також реалізація блоком 31 обчислення не тільки середньоарифметичних значень, але і значень порядкових статистик, дає змогу істотно розширити функції процесора щодо виділення тонкоструктурних об'єктів на зображенні.

Описана конвеєрно-паралельна організація обчислень дозволяє будувати ефективні коректори відеосигналу, що працюють в масштабі реального часу і забезпечують ефективне підсилення контрасту тонкоструктурних об'єктів завдяки нелінійному розтягу діапазону яскравості елементів зображення.

1. Грязин Г.Н. *Опτικο-електронные системы для обзора пространства: Системы телевидения.* – Л. 1988. 2. Peterson R. *Gamma correction and tone reproduction in scanned photographic images // SMPTE Journal.* – 1994 – Vol. 103. – № 6. – P. 377–385. 3. Murayama

H., Yamamoto I. Circuit for gamma correction of a digital video signal and having a memory for storing data defining a desired gamma correction characteristics/ Pat. 5243426 (USA). – Publ. 07.09.1993. 4. Лысенко Ю.А., Елманов С.А. Устройство для коррекции изображений объектов. А. с. № 1711206 (СССР) // Оpubл. в БИ. – 1992. № 5. 5. Воробель Р.А. Методи ковзного підвищення контрасту на основі розтягу // Відбір і обробка інформації. – 1998. – Вип. 12(88). – С. 94–99. 6. Мирошников М.М., Нестерук В.Ф., Тимофеева Г.Ф. Преобразование оптических изображений для информационного согласования их со зрительным восприятием // Оптико-механическая промышленность. – 1991. – № 11. – С. 4-13.

УДК 621.391.3

В.В. Клименко, О.М. Лопчак, В.М. Максимович
 Національний університет “Львівська політехніка”,
 кафедра автоматики та телемеханіки

ОЦІНКА ШВИДКОДІІ ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

© Клименко В.В., Лопчак О.М., Максимович В.М., 2001

Здійснено оцінку швидкодії базових елементів число-імпульсних функціональних перетворювачів за допомогою системи автоматичного проектування програмованих логічних інтегральних схем. З'ясовано особливості використання різних режимів цієї системи.

The speed estimation of number-pulse functional converters basic elements with the help of FPGA (Field Programmable Gate Array) devices CAD is considered. The particularities of this CAD different modes use are clarified.

Програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) – зручна в освоєнні і застосуванні елементна база. Останні роки характеризуються різким зростанням щільності упакування елементів на кристалі ПЛІС. Багато провідних виробників або почали серійне виробництво, або анонсували ПЛІС з еквівалентною ємністю понад 1 млн. логічних вентилів. Поява нової елементної бази принципово змінює процес проектування складних електронних систем.

Можливість широкого використання ПЛІС для реалізації число-імпульсних функціональних перетворювачів (ЧІФП) різного призначення спричиняє необхідність оцінки швидкодії різних варіантів таких пристроїв до початку їх фізичної реалізації. В цій роботі здійснено оцінку швидкодії базових елементів ЧІФП, двійкового помножувача (ДП) і помножувача на нагромаджуючому суматорі (ПНС) за допомогою системи автоматичного проектування ПЛІС. Розглядали різні варіанти внутрішньої побудови ДП і ПНС.

Дослідження проведено за допомогою програмного забезпечення XILINX Foundation Series F1.5. За базову ПЛІС була вибрана мікросхема сімейства Spartan фірми XILINX.

Серія Spartan виготовлена на основі FPGA технології – базових матричних кристалах, що перепрограмовуються користувачем (Field Programmable Gate Array). При цьому конфігурація ПЛІС зберігається у внутрішньому «тіньовому» ОЗП, а ініціалізація здійснюється із зовнішнього масиву пам'яті. Архітектура серії Spartan базується на