

ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

На правах рукопису

Петух Анатолій Михайлович



ДОСЛІДЖЕННЯ ДИСКРЕТНО-ФАЗОВИХ ІМПУЛЬСНИХ ПОТОКІВ
В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ

Спеціальність: 05.11.16 - Інформаційно-вимірювальні системи
(в науці та промисловості)

А в т о р е ф е р а т
дисертації на здобуття наукового ступеню
доктора технічних наук

Вінниця 1994

Дисертацією є рукопис

Робота виконана на кафедрі обчислювальної техніки
Вінницького політехнічного інституту

Офіційні опоненти: д.т.н., проф.

Додонов Олександр Георгійович

д.т.н., проф.

Скрипник Юрій Олександрович

д.т.н., проф.

Дудикевич Валерій Богданович


Провідна організація: Львівський науково-дослідний
радіотехнічний інститут

Захист відбудеться 23 червня 1994р. на засіданні
спеціалізованої вченої ради Д 10.01.01. в Вінницькому державному
технічному університеті за адресою: 286021, м. Вінниця,
Хмельницьке шосе, 95.

З дисертацією можливо ознайомитись у бібліотечі Вінницького
державного технічного університету.

Автореферат розісланий 19 травня 1994р.

Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради


Ошчук С.В.

ЛННБ України ім.В.Стефаника



00777487 (1)

ЛННБ ім. В. Стефаника
АН України

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність проблеми. Розвиток сучасної техніки обробки інформації в інформаційно-виміривальних системах пов'язаний з використанням сучасних технологій виробництва великих інтегральних схем (ВІС) з метою досягнення кращого співвідношення швидкодії, точності, функціональної повноти і апаратних витрат. Це потребує глибокої конвейеризації процесів завантаження, обробки і видачі результатів разом з потрібною конвейеризацією роботи вузлів, базуючись на ітеративних структурах обробки інформації і ретельному метрологічному аналізі алгоритмів для залучення цілочисельних методів реалізації.

Питання використання дискретно-фазових імпульсних потоків в пристроях перетворення інформації давно привертало увагу розробників систем легкістю пов'язання з цифровими засобами виміру та обробки. Широко відомі роботи Дудикевича В.Б., Карпова Ю.К., Кіріанакі М.В., Клісторіна І.П., Кноррінга В.Г., Новицького П.В., Паламарика Г.О., Рижівського А.Г., Чапенко М.П., Шахова З.К., Швецького Б.І., Шляндіна В.М., Шербаченко А.М. та інших.

Такі потоки застосовуються при числовому програмному керуванні, відображеному в роботах Анішина Н.С., Воронова А.А., Данчєєва В.П., Неслуховського К.С., Каляєва А.В., Карібського В.В., Кошкіна В.Л., Кузьміна І.В., Тормишева Ю.І. та інших.

Найбільш широкофункціональною є область формування та обробки зображень в реальному масштабі часу. Це тісно пов'язано з машинною графікою і проблемою підвищення інтерактивності людино-машинної взаємодії. Можливості розробок в цій області дуже залежать від існуючої елементної бази інтегральних мікросхем надвисокого рівня інтеграції (НВІС), визначеного сотнями тисяч логічних вентилів на кристал.

При попиксельному (поточковому) формуванні та перетворенні зображень, а також при потактовому формуванні функціональних залежностей в вигляді імпульсних потоків, використання дискретно-фазових потоків дозволяє уникнути операції

перемноження, що підвищує швидкодію та спрощує пристрої.

Однак застосування дискретно-фазових імпульсних потоків в ІВС стримується недостатністю досліджень їх властивостей, методів формування та методології використання.

Метою дисертаційної роботи є розвиток теоретичних основ та вирішення актуальної науково-технічної проблеми – одержання, перетворення і відображення інформації в інформаційно-вимірвальних системах з застосуванням дискретно-фазових імпульсних потоків.

З а д а ч і досліджень містяться в необхідності:

- аналізу структурних властивостей дискретно-фазових імпульсних потоків з найменшими нерівномірністю, апаратними витратами по їх реалізації та підвищеною швидкодією формування;

- аналізу взаємозв'язку існуючих принципів та структур формування потоків, їх узагальнення та модифікації;

- спрощення шляхів аналізу похибки від нерівномірності потоку імпульсів;

- розповсюдження методу побудови швидкодіючої частотно-імпульсної слідкуючої системи на клас пристроїв одержання та перетворення інформації;

- розробки методології побудови інтерполяційних структур реалізації графічних примітивів, пофарбування площин, афінних перетворень та дій на зображення для підвищення інтерактивності людино-машинної взаємодії.

Наукова новизна дисертаційної роботи міститься в побудові теоретичних основ методології формування, перетворення та метрологічного аналізу дискретно-фазових імпульсних потоків.

Автор захищає:

- метод аналізу структурних властивостей дискретно-фазових імпульсних потоків;

- узагальнення існуючих та нові принципи формування дискретно-фазових імпульсних потоків;

- метод аналізу похибки від нерівномірності потоку імпульсів;

- метод виміру частоти в слідуючому режимі;
- принципи побудови структур вимірювачів та перетворювачів параметрів частотно-імпульсних сигналів;
- принципи побудови структур реалізації графічних примітивів;
- методологію пофарбування площин для засобів відображення кольорових реалістичних картин;
- методологію афінних перетворень зображень на основі інтерполяційного перетворення адресів пікселів;
- принципи дії на зображення для підвищення інтерактивності людино-машинної взаємодії.

При виконанні роботи використовувались методи теорії чисел, теорії інтерполявання функцій, математичний апарат ланцюгових дробів, інтегрального та диференціального числення, методи математичного і фізичного моделювання, теорії алгоритмів, графічний аналіз, дослідження експериментальних зразків.

Д о с т о в і р н і с т ь одержаних результатів обґрунтована теоретично, математичним моделюванням на ЕОМ, результатами практичного використання. Ефективність запропонованих методів та алгоритмів підтверджується їх перевагою при порівнянні з існуючими.

П р а к т и ч н у ц і н н і с т ь відображають:

- методика аналізу структурних властивостей дискретно-фазових імпульсних потоків;
- методика аналізу похибки від нерівномірності потоку імпульсів;
- метод виміру частоти в слідуючому режимі та принципи побудови структур вимірювачів та перетворювачів;
- методологія використання дискретно-фазових імпульсних потоків при вирішенні задач пофарбування площин та афінних перетворень зображень;
- алгоритми, програми та пристрої, зазначені для відтворення графічних примітивів;
- принципи реалізації передекранних пристроїв та їх використання для доповнення існуючих методів графічного вводу;

Матеріали дисертації втілені в виробках:

- слідкувачі частотоміри, виконані на інтегральних мікросхемах малої степені інтеграції (макетні зразки ОКБ ЕВОТ ЛолПІ);
- слідкувачий усереднювач частотомір, виготовлений по замовленню ВЗО Львівенерго (тема № І302 ЛолПІ);
- лінійні інтерполятори, виконані на інтегральних мікросхемах середньої степені інтеграції (теми № 42ІІ, 42І7, 4224 ВПІ)
- програмно-апаратний лінійний інтерполятор для двох-екранної дисплейної растрової системи Т3300-4;
- лінійний інтерполятор на основі секційного мікропроцесорного набору КІ804 для графічної системи на ЗЕПТ;
- ВІС лінійного інтерполятора на основі БМК І5І5 ХМІ (прошивки 67, І07 НЦ, Зеленоград);
- оптоелектронні пристрої сенсорного вводу для дисплеїв (теми № 4224, 4226, 4232, 4240 ВПІ);
- програми імітації пристроїв керування маркером "керуюча рукоятка" та "катаюча куля";
- мікромакетний мікропроцесорний комплект вивчення і розробки, орієнтований на розробку пристроїв сенсорного вводу та інтерполяторів з застосуванням ВІС;
- модель (Домбай-20к) ВІС пофарбовувача реалістичних картин для трьохвимірного дисплея в бібліотеці елементів К20к (ПО "Інтеграл", Мінськ);
- графічний процесор, виконаний з застосуванням СІС і ВІС (тема № 5239 ВПІ).

А пробація роботи та публікації

Основні положення дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на конференціях та семінарах:

- всесоюзних конференціях по вимірвальним інформаційним системам "ИИС-77" (Баку, 1977), "ИИС-81" (Львів, 1981) та "ИИС-85" (Вінниця, 1985);
- республіканському семінарі "Опыт и перспективы разработок видеотерминальных устройств информационно-вычислительных машин" (Вінниця, 1979);
- республіканському семінарі "Методы и приборы контроля

- количества материалов и веществ" (Вінниця, 1980);
- II-й всесоюзній міжвузівській науково-технічній конференції "Робототехнические системы" (Київ, 1980);
 - всесоюзному семінарі по алгоритмічному та програмному забезпеченню маніпуляційних роботів (Москва, 1980);
 - республіканській конференції "Промышленные роботы и робототехнические комплексы" (Київ, 1980);
 - республіканській конференції "Коды Фибоначчи и избыточное кодирование информации в цифровой технике" (Вінниця 1980).
 - Шостий всесоюзній школі-семінарі по обчислювальним мережам (Вінниця, 1981);
 - семінарі Наукової ради по проблемі "Кибернетика" АН УРСР "Избыточное кодирование и преобразование информации в вычислительных системах" (Вінниця, 1981);
 - I4-й всесоюзній школі-семінарі "Автоматизация научных исследований" (Одеса, 1981);
 - 2-й республіканській науково-технічній конференції "Физические основы построения первичных измерительных преобразователей" (Вінниця, 1982);
 - I-й всесоюзній конференції "Методы и средства обработки сложно-структурированной семантически насыщенной графической информации" (Горький, 1983);
 - всесоюзному семінарі "Оптимизация сложных систем" (Вінниця, 1983);
 - республіканській конференції "Ввод графической и визуальной информации в ЭВМ в системах автоматизации проектирования" (Севастополь, 1983);
 - всесоюзному семінарі "Проблемы организации и обеспечения гибкого автоматизированного производства" (Челябинск, 1983, 1984);
 - всесоюзному семінарі "Средства диагностирования и отладки микропроцессорных систем" (Ленінград, 1984);
 - V всесоюзному симпозиумі "Проблемы создания преобразователей формы информации" (Київ, 1984);
 - всесоюзній нараді "Микропроцессорные системы и персональные

компьютери" (Смоленськ, 1985);

- республіканському семінарі "Разработка высокопроизводительных преобразователей формы информации" (Харків, 1986);

- всесоюзній конференції "Интерактивные диалоговые системы" (Москва, 1986);

- всесоюзній конференції "Микропроцессорные системы" (Челябінськ, 1988);

- всесоюзній конференції "Диалог Человек-ЭВМ". (Свердловськ, 1989);

- щорічних обласних науково-технічних конференціях (Вінниця, 1972-1993).

Основний зміст дисертації опублікований в 102 роботах, з котрих 25 винаходів, відображених в переліку робіт.

Об'єм та структура дисертації. Робота складається з вступу, п'яти глав і висновків, зміст котрих відображений на 141 сторінках машинописного тексту; переліка літератури, включаючого 203 найменування; 47 малюнків та таблиць; додатка на 15 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

В першій главі розглядаються структурні властивості дискретно-фазових імпульсних потоків. Нерівномірнісні характеристики дискретно-фазових імпульсних потоків з найменшою нерівномірністю введені автором для відображення їх загальних властивостей. Розташування N імпульсів в M тактових моментах часу характеризується параметрами нерівномірності (k_1, y_1) які визначаються у відповідності з алгоритмом (мал.1). Оперування нерівномірнісними характеристиками, як однією з форм відображення чисел, ускладнено наявністю логічної змінної на кожному з порядків нерівномірності.

Зворотне перетворення нерівномірнісних характеристик в послідовність імпульсів та пропусків відрізняється алгебраїчною (1) та степенною (2) формами відображення кількості імпульсів. На першому порядку нерівномірності це: 1) $N_1 = k_1 y_1 + \bar{y}_1$; 2) $N_1 = (k_1)^{\bar{y}_1}$.

При алгебраїчній формі для другого порядку нерівномірності кількість одиничних елементів першого порядку N_1 в одиничному та нульовому елементах другого порядку рівні: $N_1' = (k_1 + 1)u_1 + \bar{y}_1$; $N_1'' = k_1 u_1 + \bar{y}_1$. Вирази для відображення подальших порядків нерівномірності слідувачі: $N_2' = k_2 [(k_1 + u_2)u_1 + \bar{y}_1] + (k_1 + \bar{y}_2)u_1 + \bar{y}_1$, якщо: $Y_2 = (k_1 + u_2)u_1 + \bar{y}_1$; $Y_2 = (k_1 + \bar{y}_2)u_1 + \bar{y}_1$, то: $N_2' = k_2 Y_2 + Y_2$, а загальні члени мають вигляд: $N_1 = k_1 u_1 + u_1$; $Y_1 = (k_{1-1} + u_1)Y_{1-1} + Y_{1-1}$; $Y_1 = (k_{1-1} + u_1)Y_{1-1} + Y_{1-1}$. M_1 визначається аналогічно N_1 при: $u_1 = \bar{y}_1 = 1$. При степенній формі для другого порядку нерівномірності кількість одиничних елементів першого порядку N_1 в одиничному та нульовому елементах другого порядку рівні: $N_1' = (k_1 + 1)Y_1$; $N_1'' = (k_1)Y_1$. Вирази для відображення подальших порядків нерівномірності слідувачі: $N_2' = [(k_2)Y_2]N_1' + [(k_2)Y_2]N_1''$ при $u_2 = 1$, а загальні члени мають вигляд: $N_1' = [k_1 Y_1]N_{1-1}' + k_1 Y_1$; $N_1'' = [(k_1 + 1)Y_1]N_{1-1}'' + [(k_1 + 1)Y_1]N_{1-1}'$. При визначенні M необхідно: $N_1 = k_1 + 1$; $N_1'' = k_1 + 2$.

Зворотність перетворень нерівномірних характеристик (k_1, u_1) з параметрами a_j ланцюгового дробу визначається подібністю структур відображення відношень N/M .

Коли $u_1 = 0$, $M - N > N$, то $k_1 = \lfloor (M - N) / N \rfloor$ ц.ч.,
тоді: $(M - N) / N = k_1 + h_1 / N$, де: h_1 - залишок

від поділення.
$$p = N/M = \frac{1}{(k_1 + 1) + \frac{h_1}{N}}$$

$$\frac{S_1^1}{S_0^1} = \frac{1}{(k_1 + 1) + \frac{S_1^{1+1}}{S_0^{1+1}}}, y_1 = 0.$$

Коли $u_1 = 1$, $M - N < N$, то $\frac{N}{M - N} = k_1 + \frac{h_2}{M - N}$,
де: h_2 - залишок від поділення.

$$p = \frac{1}{1 + \frac{h_2}{k_1 + \frac{M - N}{1}}}$$

$$\frac{S_1^1}{S_0^1} = \frac{1}{1 + \frac{S_1^{1+1}}{k_1 + \frac{1}{S_0^{1+1}}}}, y_1 = 1.$$

Коли $1 - \alpha, \beta_1^{m+1} = 0$, то типи ланцюгів $y_1 = 0 \Rightarrow \frac{1}{k_1 + 1}$; $y_1 = 1 \Rightarrow \frac{1}{1 + k_1}$;
визначають форму Принсейма:

$$P = \sum_{i=1}^m \frac{1}{1 + k_1 (-1)^i y_i}$$

де m - максимальний порядок.

Максимальне значення порядку нерівномірності m (мал.2а) визначається, коли: $y = 0, \alpha_1 = 1 (1=1, m)$.
Такий дріб має вигляд:

$$\frac{1}{2 + \frac{1}{2 + \dots + \frac{1}{2}}}$$

При заданій розрядності γ двійкового представлення M та N (коли $\gamma \geq 2$):

$$m = \left[\frac{\lg \frac{(2^\gamma - 1) 2\sqrt{2}}{2\sqrt{2} + 3}}{\lg(1 + \sqrt{2})} \right] + 1, \text{ц.ч.}$$

При двійковій лічильниковій реалізації коефіцієнта k_1 важливого розрядність d (мал.2б), визначається максимальним значенням:

$$k_{1\text{макс}} = \left[\frac{2^\gamma - 1 - \alpha_1 - 2}{\alpha_1 - 1} \right]_{\text{ц.ч.}}, \text{де: } \alpha_1 = (1 + \sqrt{2})^{d-1} \frac{2\sqrt{2} + 3}{2\sqrt{2}} + (1 - \sqrt{2})^{d-1} \frac{2\sqrt{2} - 3}{2\sqrt{2}}$$

Із закону утворення підходячого дробу слідує, що $Q_n > a_n Q_{n-1}$. Послідовно застосовуючи нерівність, одержимо $Q_n > a_n a_{n-1} \dots a_2 a_1$, де $n \in [1, m]$. При заданій розрядності γ : $Q_{n \max} = 2^\gamma - 1$. Тоді $(2^\gamma - 1) 2^n > a_n a_{n-1} \dots a_2 a_1 2^n$. Звідки:

$$\gamma + n > \log_2 a_n + \log_2 a_{n-1} + \dots + \log_2 a_2 + \log_2 a_1 + n.$$

Оскільки елементи ланцюгового дробу зрівнянні з відповідними їм параметрами k :

$$\gamma + n > (\lfloor \log_2 k_n \rfloor_{\text{цц}} + 1) + (\lfloor \log_2 k_{n-1} \rfloor_{\text{цц}} + 1) + \dots + (\lfloor \log_2 k_1 \rfloor_{\text{цц}} + 1),$$

то при $n = m$: $d < \gamma + m$.

Принципи формування дискретно-фазових імпульсних потоків по нерівномірностям характеристикам зводяться до організації циклів у відповідності з кожним порядком нерівномірності. Зменшення похибки від нерівномірності досягається шляхом центрування розташування елементів \bar{Y}_1 серед елементів Y_1 в кожному з порядків нерівномірності. При парному k середнє положення однозначне. При непарному k , коли елементу (Y, Y) передус менше (на один) число елементів (Y, \bar{Y}) , назвем \bar{Y} групою з лівим центруванням, в протилежність групі \bar{Y} з правим центруванням. Взаємозв'язок типів центрування в групах сусідніх порядків нерівномірності відображена на прикладах. Тут: $r_2 = (y_1 \infty y_2)$ - щільнісна ознака, вказуюча на перебільшення одиничних елементів першого порядку в більших елементах другого порядку (щільність одиниць). Використання r_2 зручно для орієнтації центрувань по принципу відштовхування одиничних елементів від груп з перебільшенням одиниць, і притягання до груп з перебільшенням нулів. Значення $r_1 = (r_{1-1} \infty y_1)$ визначається аналогічністю переходу на наступний порядок, $(r_1 = y_1)$.

$$\begin{array}{l}
 1 \quad \overbrace{\delta_1 \delta_1 \dots \delta_1}^{(k_1+1)/2} \overbrace{\delta_1 \delta_1 \dots \delta_1}^{(k_1-1)/2} \text{ при } r_1=0; \\
 2 \quad \overbrace{\uparrow_1 \uparrow_1 \dots \uparrow_1}^{(k_1-1)/2} 0 \overbrace{\uparrow_1 \uparrow_1 \dots \uparrow_1}^{(k_1+1)/2} \text{ при } r_1=1; \quad \overbrace{\delta_1 \delta_1 \dots \delta_1}^{k_1/2} \overbrace{\delta_1 \delta_1 \dots \delta_1}^{k_1/2} \text{ при } r_1=0; \\
 3 \quad \overbrace{\delta_1 \delta_1 \dots \delta_1}^{(k_1-1)/2} \overbrace{\delta_1 \delta_1 \dots \delta_1}^{(k_1+1)/2} \text{ при } r_1=0; \quad \overbrace{\uparrow_1 \uparrow_1 \dots \uparrow_1}^{k_1/2} 0 \overbrace{\uparrow_1 \uparrow_1 \dots \uparrow_1}^{k_1/2} \text{ при } r_1=1. \\
 4 \quad \overbrace{\uparrow_1 \uparrow_1 \dots \uparrow_1}^{(k_1-1)/2} 0 \overbrace{\uparrow_1 \uparrow_1 \dots \uparrow_1}^{(k_1+1)/2} \text{ при } r_1=1.
 \end{array}$$

Це визначає алгоритм формування частотно-імпульсного потоку:

1) коли $0 < N < M$ задається та виконується центрування послідовності шляхом відображення циклу елементами максимального порядку нерівномірності;

2) виконується центрування елементів максимального порядку. При цьому стрілку, вказуючу тип центрування, в одиничних елементах слід направляти в сторону нульового, а в нульових - від одиничного. Центральний елемент при парному $k_{i_{\max}}$ центрується в сторону центрування послідовності, а при непарному - в протилежну;

3) елементи i_{\max} порядку нерівномірності відображаються елементами $(i_{\max}-1)$ -го порядку, враховуючи центрування елементів порядку i_{\max} ;

4) центрування елементів $(i_{\max}-1)$ -го порядку (аналогічно п.2);

б) центрування до відображення елементами першого порядку.

Характеристики реалізацій потоків в двійковій, двійково-кодіваних та недвійкових системах числення зводяться до класифікації розповсюджених потоків в порівнянні з потоками найменшої нерівномірності.

Найбільш розповсюджена послідовність двійкового помножувача. Тут вже на першому порядку нерівномірності не виконується співвідношення нульових і одиничних груп с різницею в одиницю значення k . Аналогічно і з групами більш високих порядків

нерівномірності. Простота селекції імпульсів в перетворювачах такого типу досягається за рахунок збільшеної нерівномірності, похибка від котрої розглянута подальше.

З двійково-кодованих помножувачів найбільш розповсюдженими є двійково-пятиричні.

Організація K -ічного помножувача з найбільш рівномірним розташуванням імпульсів виконується у відповідності з виразом: $\frac{K-\alpha T_{\text{мін.}}}{1-1} \leq T_{\text{макс.}}$. Нерівномірність α розташування імпульсів в дискретних проміжках часу: $\alpha = T_{\text{макс.}}/T_{\text{мін.}}$, де: $T_{\text{макс.}}$ - максимальний час проміж двома проходятьими один за одним імпульсами; $T_{\text{мін.}}$ - мінімальний; 1 - кількість імпульсів.

Сполучення кодів з вагов розрядів 121 та 112 дає змогу побудови оберненого двійково-п'ятиричного помножувача (мал.3).

Виявлені структурні властивості дискретно-фазових імпульсних потоків дають змогу розширити уявлення про засоби їх формування та застосування.

В д р у г і й главі розглянуто формування дискретно-фазових імпульсних потоків. Пристрої для формування таких потоків називають інтерполяторами.

Лінійна інтерполяція на основі додавання потребує для розташування N імпульсів в M тактових моментах часу організації накопичувального додавання числа N суматором по модулю M . Цей принцип при побудові інтерполяторів називають методом оціночної функції, або відомим алгоритмом Брезенхема. Нехтуючи дробовою частиною половини більшого приросту M та попередньо обчисливши різницю приростів $\Delta = M - N$, одержим модифікований алгоритм: 1) початкове значення $\Phi_0 = M/2$; 2) наступне значення Φ_{i+1} визначається: $\Phi_{i+1} = \Phi_i + \Delta$ при $\Phi_i < 0$; $\Phi_{i+1} = \Phi_i - N$ при $\Phi_i > 0$. Для підвищення швидкості застосовується метод одержання двох кроків за один такт додавання: 1) прийняття $\Phi_0 = M/2$; 2) визначення поточних значень оціночної функції: $\Phi_{i+2} = \Phi_i - 2N$ при $\Phi_i > 0$; $\Phi_{i+2} = \Phi_i + M - 2N$ при $\Phi_i < 0$; 3) формування подвійних кроків: 00 - при $\Phi_{i+2} > 0$; 01 - при $\Phi_{i+2} < 0$ та $|\Phi_{i+2}| \leq N$; 10 - при $\Phi_{i+2} < 0$ та $|\Phi_{i+2}| > N$;

Лінійна інтерполяція на основі розподілення сигналів в основному базується на модифікації структур побудови та

використання двійкового помножувача. Так, перетворення по схемі Горнера функції логічної схеми двійкового помножувача визначає:

$$F_y = (\bar{T}_1 T_n^1 + T_1 (\bar{T}_2 T_{n-1}^1 + T_2 (\bar{T}_3 T_{n-2}^1 + \dots + T_{n-2} (\bar{T}_{n-1} T_2^1 + T_{n-1} (\bar{T}_n T_1^1) \dots))) F_x;$$

де: T_1 - стан розряду лічильника; T_1^1 - стан розряду регістра; n - число розрядів помножувача. Інверсія дужкової складової:

$S_1 = \bar{T}_{n-1} T_{1+1}^1 + T_{n-1} S_{1-1}$ має вигляд: $S_1 = \bar{T}_{n-1} T_{1+1}^1 + T_{n-1} S_{1-1}$, що визначає безпосередню реалізацію в базисі: I-АБО-НІ.

Така модифікація збільшує швидкість зі сторони лічильника при спрощенні як логічної схеми, так і лічильника, а також надається прогностична інформація про подальші кроки. Використання двійкового помножувача для розташування в загальному випадку M імпульсів в M тактових моментах часу потребує спеціального обчислення керуючого коду $A = \sum_{i=1}^p k_i$ таким чином, щоб виконувалась умова:

$\sum_{i=1}^p k_i B_1 = N$, де: p - розрядність двійкового помножувача;

$B_1 = [M/2^i + 1/2]$ ц.ч.. Структура інтерполлятора на основі двох двійкових помножувачів з загальним лічильником характеризується аналізом порожнього прогностичного кроку по координаті з більшим приростом для запам'ятовування кроку по координаті з меншим приростом з метою його подальшої реалізації.

Приведені шляхи модифікації структур та застосувань двійкового помножувача розповсюджуються і на застосування кодів "Фібоначчі".

Комбіновані принципи формування потоків визначаються завдяки класифікації методів апаратних (суматорні, лічильникові, розподільникові, табличні), які працюють в двійковій, двійково-кодованих та системах з ірраціональною основою. Завдання можливі як в одинарних, так і в подвійних приростах. Формування вихідних приростів з одинарними кроками по окремим координатам, спільними кроками, з аналізом прогностичних кроків. Програмні методи використовують усі принципи апаратних з додатком класу алгоритмічних (алгебраїчні, коди нерівномірних характеристик,

ланцюгові дроби і т.і.).

Запропонований комбінований інтегратор сполучає позитивні якості методу оціночної функції та двійкового помножувача. Такий інтегратор задовольняє потреби простоти реалізації з малою нерівномірністю проходження імпульсів на виході. Аналіз авторських винаходів у відповідності з запропонованою класифікацією відображує можливі напрямки подальших досліджень в цій галузі.

В третій главі розглянутий графічний метод аналізу похибки від нерівномірності проходження імпульсів. Введення графічного методу визначення похибки від нерівномірності на прикладі двійкового помножувача ілюструє спрощення досягнення результатів в порівнянні з аналітичним методом, який потребує громіздких викладок.

Якщо потік імпульсів відчувати як частотно-імпульсний, тобто оцінювати його шляхом підрахунку кількості імпульсів за інтервал часу, то в порівнянні з аналоговим значенням швидкості зміни фази виробляючого процесу похибка визначається як дискретним характером процесу підрахунку, так і нерівномірністю проходження імпульсів. В момент появи імпульса (одичиний стрибок) реалізується період (2π) виробляючого процесу.

Узагальнення дій при графічних побудовах відображується алгоритмом:

I. Побудова помножувача в вигляді послідовного з'єднання складових помножувачів з лічильниками мінімально можливих коефіцієнтів переліку.

II. Визначення максимальної позитивної похибки помножувача.

A. Визначення лінії максимальних складових похибок останнього (n-го) складового помножувача.

1. Визначення функції похибки в залежності від розподілення вихідних імпульсів каскаду помножувача.

2. Визначення для кожного періоду вхідних імпульсів керуючих кодів, відображених відрізками:

в) маючими найвищий початковий рівень (коли однакові

початкові рівні, вибирається відрізок з найвищим кінцевим рівнем);

б)макчими найвищий кінцевий рівень (коли однакові кінцеві рівні, вибирається відрізок з найвищим початковим);

в)макчими початковий та кінцевий рівні в проміжку між, відповідно, початковими та кінцевими рівнями відрізків (п.а.) і (п.б.) та проходячими вище хоча б однієї з точок перетину відрізків, складючих ліній максимальних складових похибок.

3.Складання з ліній максимальних складових похибок усіх періодів вхідних імпульсів даного помножувача, зведених до одного періоду, лінії максимальних складових похибок цього помножувача (п.2.) в масштабі, коли період вхідних імпульсів помножувача відповідає циклу лічильника.

Б. Визначення лінії максимальних складових похибок n -го і $n-1$ -го складових помножувачів.

1.Виконання п.А(1) та п.А(2) для $n-1$ -го помножувача і відображення відрізків в масштабі, коли зображення циклів лічильників $n-1$ -го та n -го складових помножувачів ідентичні.

2.Додавання рівнів відрізків максимальних складових похибок $n-1$ -го складового помножувача з рівнями ліній максимальних складових похибок n -го помножувача для кожного періоду циклу лічильника $n-1$ -го помножувача.

3.Виконання п.А(2) та п.А(3) для пристрою, складеного з $n-1$ -го та n -го складових помножувачів.

В.Повтор п.Б до отримання лінії максимальних складових похибок усіх помножувачів, окрім першого.

Г.Виконання п.Б(1) та п.Б(2) для першого складового помножувача.

III.Визначення максимальної негативної похибки аналогічно.

В разі двійкового помножувача виконувати подальші побудови для визначення максимальної похибки більш ніж 9 розрядів немає рації, тому що лінії максимальної сумарної складової похибок усіх подальших розрядів, окрім першого, для 6,7 та 8 -розрядного помножувача мають стабільний характер (нахил і перелом) і відрізняються лише на рівень похибки, рідний 0,17.

Випадак двійково-кодованих помножувачів приводиться до вибору коду з одним недвійковим переходом та подальшому його сполученню з двійковими розрядами. Приклад аналізу похибки приведений для двійково-десятькового коду 1-2-4-2.

Аналіз похибки десятикового помножувача з найбільш рівномірним розташуванням імпульсів ускладнюється щільністю складових похибок. Отримання результатів для багаторозрядних помножувачів характеризується черезрозрядною стабілізацією пристроїв похибки і не потребує подальших побудов.

В ч е т в е р т і й главі розглянуто застосування дискретно-фазових імпульсних потоків в вимірниках та перетворювачах. Запропонований метод цифрового вимірювання низької частоти в слідкувальному режимі з мінімальною тривалістю перехідного процесу потребує:

- 1) узгодити початкові фази поточної f_x та попередньої f_N частоти проходження імпульсів;
- 2) відокремити різницю $\Delta T = T_x - T_N$ проміж періодами;
- 3) на протязі часу ΔT зрівноважити (Δf) відпрацьовувану та вхідну частотно-імпульсні послідовності;
- 4) забезпечити повтор вказаних дій за кожним періодом вхідної частоти.

Функція корекції має вигляд:

$$\Delta f = \frac{1}{T_x} - \frac{1}{T_N} = \frac{\Delta T f_N^2}{1 + \Delta T f_N}$$

При безпервній в часі корекції:

$$f_N(t) = f_{N-1} - \int_0^{\Delta T} f_N^2(t) dt.$$

де t - плинний час в $(0 - \Delta T)$. При зменшенні вхідної частоти корекція може виконуватись в кожному періоді, а при збільшенні - період T_N більше періоду T_x , і корекція може виконуватись лише

через період. Перетворення показу в період T_N^1 виконується і під час інтервалу корекції, коли показ змінюється. Тоді відносна похибка корекції в залежності від відносного відхилення δ_B рівна:

$$\delta_{f_x} = \frac{\delta_B^2(1-2\delta_B)}{2(1+\delta_B)^3}.$$

а для малих значень δ_B :

$$\delta_{f_x} \approx -\frac{\delta_B}{2}.$$

Якщо $f_N^n(t)$ повинно бути рівне f_x до кінця корекції, то

$$f_x = f_N^n(t) = f_N^n + \int_0^{\Delta T} \frac{f_N^{n+3}(t)}{f_N} dt.$$

При побудові структур цифрових слідкувачів частотомірів безперервний відлік відображується виразом

$$i = N + a \sum_{i=1}^m f_{N_1}^2 \Delta\theta_1, \quad \text{де: } a = \begin{cases} 1 & \text{при } T_x < T_N; \\ -1 & \text{при } T_x > T_N; \end{cases} \quad T_N = \frac{1}{f_N} = \frac{1}{kN}; \quad f_{N_1}^2 = kN_1^2; \quad \Delta\theta_1 = \frac{1}{N_1}.$$

ут m - ціле число, визначаємо з нерівності:

$$T_x - T_N - \sum_{i=1}^m \Delta\theta_1 \leq \Delta\theta_{m+1};$$

N - число, відображує попередній показ; N_1 - число, відображує показ в процесі корекції; k [Гц]-коefficient пропорційності.

Апаратно-орієнтований шлях поліпшення корекції при збільшенні вхідної частоти відображується виразом

$$\Delta N = \frac{2n}{T_x} - N; \quad (N_{T_x} = f_0 T_x).$$

Відносне критичне відхилення $\delta_{\text{вкр.}}$, коли похибки звичайної та прискореної корекції рівні, є:

$$\delta_{\text{вкр.}} = \sqrt{\frac{3n+25}{9 \times 2^{n-2}}}$$

Дослідження ствiтчної похибки цифрового слiдкуючого частотомiра з десятковим вiдлiком виконувалося з застосуванням БОМ. Аналітична оцiнка величини похибки помножувача потребує алгоритму визначення $X_{\text{дп}}$ - реального числа iмпульсiв опорної частоти для одержання $X_{\text{вих}} = \text{const.}$ в залежності від стану N_j реверсивного лiчильника:

$$X_{\text{дп}} = 10^n \text{ent}\left(\frac{X_{\text{вих}}}{N_j}\right) + 10^{n-1} \text{ent}\left[\frac{\Delta y_1}{N_j}\right] + \dots + \text{ent}\left[\frac{\Delta y_{n-1}}{N_j}\right] + \Delta X_{\text{табл.}}$$

$$\text{де: } \Delta y_1 = X_{\text{вих}} - N_j \text{ent}\left(\frac{X_{\text{вих}}}{N_j}\right); \quad \Delta y_2 = \Delta y_1 - \text{ent}\left(\frac{N_j}{10}\right) \text{ent}\left[\frac{\Delta y_1}{N_j}\right] - \Delta X_{1\text{табл.}}$$

$$\Delta y_{n-1} = \Delta y_{n-2} - \text{ent}\left(\frac{N_j}{10^{n-2}}\right) \text{ent}\left[\frac{\Delta y_{n-2}}{N_j}\right] - \Delta X_{n-1\text{табл.}}$$

Значення $\Delta X_{\text{табл.}}$ знаходяться по таблицям розподiлення iмпульсiв для вiдповiдного десяткового розряду числа N_j .

Клас швидкодiючих математичних моделей, працюючих з частотно-iмпульсною вхiдною iнформацiєю низької частоти, перетворюємою в промiжний цифровий код, визначається сполученнями слiдкуючих частотомiрiв та перiодомiрiв.

В таблиці зведені значення вихiдних частот та стани реверсивних лiчильникiв вихiдних пристроiв для парних з'єднань частотомiрiв та перiодомiрiв.

Вхiдні та вихiдні частоти вихiдного пристрою вiдображені символом F , а вхiдного - символом f .

Зарпопозований клас широкополосних швидкодіючих помножувачів частоти, які базуються на принципі швидкодіючого слідкуючого зрівноваження. Модифікації помножувачів відрізняються сполученнями функцій корекції з функціями перетворення проміжного параметру в частоту. Загальним для усіх помножувачів є наявність синхронізованого лічильникового подільника частоти в зворотньому зв'язку.

При пропорційному перетворенні керованим генератором напруги в частоту функція корекції аналогічна корекції в слідкуючому частотомірі. При зворотньопрпорційному перетворенні напруги в частоту функція корекції має лінійний характер. При зворотньоекспоненційному перетворенні - корекція має експоненційний характер.

Пропонується принцип побудови цифрового помножувача з використанням цифрового керованого генератора. Характер цифрового керування визначає кількість (3,5,7,9) інверторів в кільці генерації.

Співвідношення корекції залежить від функції перетворення в цифровому керованому генераторі: $F_y = (k_2 N + n) F_0$, де k_2 - коефіцієнт збільшення частоти при одиничному сигналі на виході двійкового помножувача; N - стан реверсивного лічильника; F_0 - частота на виході при нульовому сигналі на виході двійкового помножувача. Воно може бути відображене виразом:

$$k_1 = \frac{\Delta N}{n + k_2 \Delta N} F_0; \quad (k_1 = \frac{F_0 n}{k_2 \Delta T}), \quad \text{де} \quad \Delta N = k_1 \Delta T.$$

Позитивною перевагою таких структур є можливість визначення моменту закінчення перехідного процесу зрівноваження частоти на виході. Використання такого помножувача може забезпечити формування широтно-імпульсних модульованих сигналів для використання в корекції растру та зведення кольорів в моніторах високої точності. Слідкуючий режим роботи помножувача дозволяє побудову слідкуючих аналого-цифрових перетворювачів з проміжним ШІМ сигналом для порівняння. Вирішення таких задач засобами

цифрової твердотільної технології є актуальним для сьогодення.

Застосування помножувачів частоти та цифрових інтеграторів послідовного переносу спрощує структури циклічних частотомірів низьких частот. При співпаданні початку еталонного T_0 часового інтервалу з одним з імпульсів вимірюємої частоти проходження: $T_0 = NT_x + t$, де N - число цілих періодів вимірюємої частоти. Тоді для відображення відношення t/T_x додатньою кількістю розрядів необхідно кількість періодів помноженої частоти за інтервал t .

Побудова слідуючих усереднених пристроїв з використанням числоімпульсного кодування "миттєвих" значень характеризується невнесенням похибок при обчисленні. Якщо відповідати виразу:

$$X_{n+1} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i + a_{n+1}}{n+1} = X_n + \frac{a_{n+1} - X_n}{n+1}$$

де X_n - текуче середнє значення параметру після n вимірів; a_i - "миттєве" значення параметру, то виникає два види похибок - різні за знаками та однакові по величині.

В п'ятій главі розглянуто застосування дискретно-фазових імпульсних потоків при відображенні інформації.

Процесори реалізації графічних примітивів виконують операції: контурні, заливки, знакогенерації, обміну бітовими картами, відсічення, афінних перетворень, пофарбування трьохвимірних площин і т.і.. Інтерполяція, як замітник перемноження при попиксельному формуванні та перетворенні зображень є аналогічним універсальним інструментом, але м'якшим збільшену швидкості та простоту реалізації. Лінійна інтерполяція розглянута в другій главі.

Найбільше розповсюдження при круговій інтерполяції одержали методи, які базуються на обчисленні оціночної функції Φ , визначеної по різниці: $\Phi_1 = (x_1^2 + y_1^2) - R^2$, де x_1 та y_1 координати поточної точки відносно центру, а R - значення радіусу. Пропонується реалізація кругового інтерполятора з одним обчисленням значення оціночної функції на крок. Тут попереднє значення оціночної функції приймається відповідним відхиленням від

реального кола на 0,5 кроку дискретизації, і тепер перехід її зв'язку буде говорити про вихід за межі граничної похибки в одну із сторін. Знаючи про два типи кроків при інтерполяції, по значенню оціночної функції прогнозного кроку вирішується, крок дійсний. Значення похибки інтерполяції в даному разі хоча і не є оптимальним, але і не перевищує 0,5 одиниці дискретизації.

Потреби кругової інтерполяції в апаратній реалізації пов'язані із значними додатковими витратами для досягнення максимальної швидкодії. На сучасному етапі більш доцільним є застосування пам'яті для збереження двійково-нормалізованої характерної нелінійності ($1/8$ частина кола) в вигляді послідовності одинарних кроків з наступним масштабуванням за допомогою лінійної інтерполяції. Тим більш це ефективно, коли є потреба реалізації довільної нелінійності. Похибка апроксимації при цьому не перевищує одного дискрета, а швидкодія зберігається шляхом аналізу прогнозних кроків при паралельному аналізі двох кроків.

Фарбування поверхні для кольорових засобів відображення реалістичних картин здійснюється шляхом розподілу на трикутні площини, які задаються трьома точками А, В, С вершин в трьохвимірному просторі з зазначенням інтенсивності складових кольору R, G, B в кожній з вершин. Задача фарбування є в знаходженні для кожної з внутрішніх точок площинного трикутника в координатах X, Y параметрів W інтенсивності значень Z, R, G, B.

Перед формуванням контурів визначаються верхні або нижні вершини, ліві або праві ребра, прирости координат та інтенсивностей ребер, а також забезпечується ідентичність проходу по ребрам в суміжних трикутниках для виключення появи незадіяних точок. Точність обчислення обмежується наступними міркуваннями:

1-початкові дані з похибкою в 0,5 дискрета визначають похибку приростів в 1 дискрету;

2-нелінійність засобів відображення та сприйняття людного зображень допускають похибки, відносно котрих інтерполяційні складають другий порядок малості;

3-окремість пікселів складових кольору в просторі

відображення та їх дискретний характер визначають координатну складову похибки не меншу ніж половина приросту інтенсивності на один координатний крок.

Таким чином, похибка обчислення приросту інтенсивності на координатний крок в результаті може перевищувати своє абсолютне значення при умові, що накопичування цієї похибки зикляється.

Заміна кодової інтерполяції на двійково-вагову призводить до використання приростів інтенсивності на крок рівних сусіднім цілочисельним степеням двійки, що дозволяє заміну в операційній структурі суматорів на лічильники.

Оббіг елементів зображення перерваний, коли фарбування здійснюється реберними або строковими мазками. Виділяється ведуче ребро трикутника, яке з'єднує верхню та нижню вершини, а фарбування ведеться построково або пореберно. В цьому випадку початкові параметри строки або фазованого ребра визначаються відповідними пікселями ведучого ребра. Построкове або пореберне фарбування в цьому випадку здійснюється з використанням початкової розрядності.

В афінних перетвореннях зображень на основі інтерполяційного перетворення адресів пікселів найбільш складною є операція повертання, яка відноситься до перетворення типу перенесення (без втрати пікселів первинного зображення), тому що площа зображення не змінюється. Особисто повертання приводиться до формування растру обмеженого повернутими лініями первинного зображення. При цьому в новому зображенні зменшується кількість елементів в строці і відповідно збільшується кількість строк. Це є "гумове" перетворення з коефіцієнтом S по строкам та $1/S$ по стовпцям.

Тут є необхідним формування маскового слова для запам'ятовування адресів пікселів первинного зображення, які не увійшли в строку нового, для використання в подальшій строці нового зображення. Кількість біт маски дорівнює кількості пікселів в строці первинного зображення. Значення біту маски M визначає використовуваність ($M=0$) або невикористовуваність ($M=1$) відповідного пікселя строки первинного зображення в попередній строці нового.

Для вибору елементів первинного зображення, попадаючих в

поточну строку нового використовується вихідна послідовність інтерполятора I. Значення елемента послідовності інтерполятора визначає використання (I=1) або невикористовуваність (I=0) відповідного елемента строки первинного зображення в строці нового.

В процесі "гумового" перетворення використовуються змінні: M - маска; Mr - перенос маски; I - значення елемента послідовності інтерполятора; Ip - перенос елемента послідовності інтерполятора; M+I - значення маски нової строки; Mr+I - значення переносу маски на наступний елемент строки; Ip+I - значення переносу елемента послідовності інтерполятора на наступний елемент строки.

Таблично представлені функції M+I, Mr+I від змінних Mr, M та I визначені, коли кількість невикористаних елементів попередньої строки первинного зображення недостатньо для формування строки нового зображення (варіант а), а також функції M+I, Mr+I, Ip+I від змінних Mr, M, Ip, I, що має місце, коли кількість невикористаних елементів попередньої строки первинного зображення достатньо для формування строки нового зображення (варіант б):

	01234567	0123456789012345
	Mr 00001111	Mr 0000000011111111
	M 00100011	M 0001111000011111
	I 01010101	Ip 0011001100110011
а)	M+I 1011X1X1	I 0101010101010101
	Mr+I 0010X0X1	M+I 000X00010X1X10X1
		Mr+I 000X100000X111X1
		Ip+I 011X0001000X00X1

Символ X позначає неможливість комбінацій вхідних змінних.

В випадку повертання окрім "гумового" перетворення потрібно ще розміщення пікселів в новому зображенні. Алгоритм розміщення відображує заливку прямокутника, повернутого на потрібний кут. Для відсутності пропусків пікселів потрібно фазування інтерполяторів ведучого та пасивного ребер.

Передекранні засоби графічного вводу застосовуються для підвищення інтерактивності людино-машинної взаємодії шляхом сполучення зображення з полем діяння. Передекранні сенсорні

панелі, окрім виконання функцій позиціонування (меню), можуть замінювати застосування таких засобів, як "керуюча рукоятка", "катаючася куля", "електронна миша", шляхом програмування положень та жестів вказуючого органу (пальця). Аналіз ковзаняного руху визначив вимоги до параметрів швидкодії (1000 визначень за секунду) перелекранних панелів. В такому разі дискретно-фазові імпульсні потоки відображують як первинну інформацію про параметри руху пальця, так і вихідну інформацію про координатні переміщення маркеру на екрані дисплею.

В пристроях підвищена швидкодія повинна сполучатись з достатньою завадостійкістю. В оптоелектронних засобах використовується метод адаптивної динамічної компенсації завади.

Запропозований принцип сенсорного вводу, який базується на потенціально-сенсорному ефекті, коли на вільний вхід ТТЛ-схеми штучно вводиться ємність, перешкоджає проходженню імпульсів. На тіло людини теж штучно наводиться напруга логічної одиниці (+4,5в). Тоді доторкнення оператора до вільного входу викличе появу імпульсів на виході схеми. Головним його достоїнством є сполучасність з матричними сенсорними структурами.

Роль зору в процесі інтерактивної взаємодії людини і ЕОМ є визначачою. Цикл взаємодії: сприяння - обробка - видача інформації машиною, сприяння - обробка - видача команди людиною має недостатньо пропрацьований етап допомоги людині зі сторони машини. Аналіз куткових параметрів основних типів руху ока (тремор, дрейф), стрибки; слідкуюче, стрибкоподібне, конвергентне) показує їх порівняність з параметрами пікселів дисплею на відповідній відстані.

Методи визначення напрямку погляду і руху очей повинні мати достатні метрологічні характеристики та не викликати дискомфорт оператора. Уявляється перспективним шлях аналізу телевізійного зображення очей, одержуваного від камери, розташованої під екраном дисплейного монітору. Порівняння з формою зображення очей при погляді в центр екрану подасть інформацію про напрямок погляду. Виконаний аналіз залежності параметрів зображення очей від положення голови оператора та розроблений алгоритм

експериментального дослідження процесу визначення координат фіксаційного погляду надає змогу перейти до експериментальної оцінки такого принципу організації інтерактивної взаємодії.

В додатку приведені матеріали впровадження результатів дисертаційних досліджень.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі на базі виконаних автором досліджень здійснено теоретичне узагальнення та вирішення наукової проблеми, маючої важливе народногосподарське значення, яка полягає в використанні дискретно-фазових імпульсних потоків при отриманні, перетворенні та відображенні інформації в ІВС.

Основні результати роботи полягають в наступному.

1. Вперше введені нерівномірності характеристики дискретно-фазових імпульсних потоків з мінімальною нерівномірністю дали змогу дослідити їх структурні властивості з використанням результатів при синтезі нових методів і засобів формування потоків з заданими властивостями.

2. Модифіковані існуючі та запропоновані нові методи і засоби формування дискретно-фазових імпульсних потоків, базовані на принципах реалізації нерівномірних характеристик, оціночної функції, таблично-алгоритмічному та розподілення сигналів з використанням методів конвейеризації та визначення прогнозних кроків. Широкий клас інтерполяторів впроваджений у виробництво.

3. Запропонований графічний метод визначення максимальної похибки цифрових інтеграторів послідовного переносу (двійкового та двійково-кодovаних помножувачів) алгоритмізований до ступеню, достатнього для застосування без обґрунтування етапів графічних побудов. Метод має високу наочність, простоту і дозволив визначити коди і недвійкові переходи, кращі по співвідношенню точності та апаратних витрат. Коректність методу доводиться повним збігом результатів з одержаними раніше аналітичним шляхом.

4. Запропоновані нові методи і структури виміру та

перетворення низької частоти в слідуючому режимі. Виконання машинний аналіз похибок слідуючих цифрових частотомірів з десятковим відліком, підтверджуючі метрологічні оцінки структур. Застосування помножувачів частоти в онолученні з двійковим помножувачем підвищує швидкодій частотно-вимірвальних структур циклічного принципу дії. Ефективність застосування слідуючого ерівновашення показана на прикладі слідуючих усереднюючих пристроїв.

5. Доцільність застосування дискретно-фазових імпульсних потоків при відображенні інформації підтверджується: розробкою нових та модифікацією існуючих алгоритмів побудови нелінійних інтерполіаторів в складі графічних процесорів; машинною моделлю інтерполяційних алгоритмів і структур реалізації процесорів пофарбування для засобів відображення реалістичних картин; прикладом арифметичного перетворення зображення, орієнтованого на реальний масштаб часу, при використанні "гумового" масштабного перетворення; розробкою нових принципів реалізації передекранних панелів та їх використанням для доповнення існуючих засобів графічного вводу.

6. Застосування цифрових швидкодіючих широкополосних помножувачів частоти з цифровим керуванням генератором, використовуючим комутований затримку сигналу в кільці зворотнього зв'язку, відкриває шлях для подальших досліджень в цьому напрямку. Це визначає побудову серії сигнальних процесорів синхронізації, формування та корекції аналогових сигналів. Попередній аналіз параметрів руку очей показує на можливість застосування засобів сприйяття зображення для організації поглядового діяння на зображення.

7. Результати проведених досліджень відображені в розробках ряду лінійних та лінійно-колових інтерполіаторів, а також пристроїв виміру і перетворення параметрів частотно-імпульсних сигналів. ВІС лінійного інтерполіатора та інтерполіатор дисплейної станції Т 3300-4 впроваджені в серійне виробництво. Економічна ефективність розробок перевищує Імлн. крб (в цінах до 1990 р.)

ОСНОВНІ ПУБЛІКАЦІЇ ПО ТЕМІ ДИСЕРТАЦІЇ

По темі дисертації опубліковано 102 праці, основними з котрих є:

1. А.с. СССР № 285375. Преобразователь частотно-импульсных сигналов в код /Лавров Г.Н., Петух А.М., Швецкий Б.И. -1970. -БИ №3.

2. А.с. СССР № 296050. Способ измерения частоты /Лавров Г.Н., Петух А.М., Швецкий Б.И. -1971. -БИ №8.

3. А.с. СССР № 304680 Широкополосный умножитель частоты /Петух А.М., Швецкий Б.И. -1971. -БИ № 17.

4. А.с. СССР № 310343 Широкополосный умножитель частоты /Лавров Г.Н., Петух А.М., Швецкий Б.И. -1971. -БИ № 23.

5. А.с. СССР № 328431 Устройство для усреднения частоты /Лавров Г.Н., Петух А.М. -1972. -БИ № 6.

6. А.с. СССР № 337901 Широкополосный быстродействующий умножитель частоты следования импульсов / Петух А.М. - 1972. - БИ № 15.

7. А.с. СССР № 815726 Цифровой интегратор /Петух А.М., Ободник Д.Т., Панич Н.М. -1981. -БИ № 11.

8. А.с. СССР № 875343 Круговой интерполятор /Петух А.М., Ободник Д.Т. -1981. -БИ № 39.

9. А.с. СССР № 905830. Цифровой интегратор /Петух А.М., Стахов А.П., Ободник Д.Т., Панич Н.М. -1982. -БИ № 6.

10. А.с. СССР № 920636. Линейный интерполятор /Петух А.М., Ободник Д.Т., Панич Н.М., Сидорова Н.А. -1982. -БИ № 14.

11. А.с. СССР № 991375. Цифровой линейный интерполятор с оценочной функцией /Петух А.М., Ободник Д.Т. -1983. -БИ №3.

12. А.с. СССР № 1179309. Устройство для ввода информации / Кузьмин И.В., Литвинов М.Л., Маркс К.И., Петух А.М., Силагин А.В. -1985. -БИ № 34.

13. А.с. СССР № 1267400. Устройство для ввода информации /Верховой В.П., Петух А.М., Сачанки В.И., Силагин А.В. -1986. -БИ № 40.

14. А.с. СССР № 1272310. Линейный интерполятор /Петух А.М., Ободник Д.Т., Романюк А.Н. -1986. -БИ №43.

15. А.с. СССР № 1282084. Линейный интерполятор /Петух А.М., Ободник Д.Т., Романюк А.Н. -1987. -БИ № 1.

16. А.с. СССР № 1298714. Линейный интерполятор /Стахов А.П., Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т. -1987. -БИ № II.

17. А.с. СССР № 1310779. Цифровой линейный интерполятор /Петух А.М., Ободник Д.Т., Романюк А.Н., Шапов В.Н. - 1987. - БИ № 18.

18. А.с. СССР № 1322333. Цифровой линейный интерполятор /Стахов А.П., Романюк А.Н., Петух А.М., Ободник Д.Т. - 1987. - БИ № 25.

19. А.с. СССР № 1357956. Цифровой интегратор последовательного переноса / Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т., Дрейзис Д.Л. -1987. -БИ № 45.

20. А.с. СССР № 1423964. Линейный интерполятор /Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т., Дрейзис Д.Л., Кушнир Г.С., Эпштейн А.Г., Андреев А.Д. -1988. -БИ № 34.

21. А.с. СССР № 1434406. Цифровой линейный интерполятор / Петух А.М., Романюк А.Н., Майданюк В.П., Ободник Д.Т., Лоянич И.П. -1988. -БИ № 40.

22. А.с. СССР № 1439532. Линейный интерполятор /Петух А.М., Романюк А.Н., Дрейзис Д.Л., Майданюк В.П., Ободник Д.Т. -1988. -БИ № 43.

23. А.с. СССР № 1462247. Цифровой линейный интерполятор /Петух А.М., Ободник Д.Т., Романюк А.Н., Дрейзис Д.Л. -1989. -БИ № 9.

24. А.с. СССР № 1591010. Цифровой интегратор /Петух А.М., Романюк А.Н., Сенчик В.С., Крупская Г.К. -1990. -БИ № 33.

25. А.с. СССР № 1598346. Интерполятор /Петух А.М., Верховой В.П., Саченюк В.И., Ободник Д.Т., Романюк А.Н., Майданюк В.П., Сокол М.Л., Тельтип А.М., Шапов В.Н. -1990. -БИ № 36.

26. Верховой В.П., Петух А.М., Ободник Д.Т., Денисюк В.А. Линейный интерполятор на матричной БИС. //Электронная промышленность. № 3, 1989.

27. Доронина О.М., Карпинец И.В., Петух А.М. Графический метод определения максимальных погрешностей цифровых интеграторов последовательного переноса. //Автометрия. 1975, № 2, с. 91-101.

28. Доронина О.М., Ободник Д.Т., Петух А.М. Следящий усредняющий частотомер. //Приборы и системы управления. 1982, №2, С.25.

29. Доронина О.М., Петух А.М. Интерполяционный метод повышения точности измерения низкой частоты. //автометрия. 1980, № 5, С.89-92.

30. Ободник Д.Т., Панич Н.М., Петух А.М., Ужвак Ю.Н. Неравномерностные характеристики частотно-импульсных последовательностей. //Автометрия, № 5, 1980, С.92-94.

31. Петух А.М. Измерение низкой частоты с высокой точностью. //Сб. "Отбор и передача информации" № 30, Львов, 1971, С.49-52.

32. Петух А.М. Оптимальные по быстродействию математические модели, работающие с частотно-импульсной входной информацией низкой частоты, преобразуемой в промежуточный цифровой код. //Сб. "Отбор и передача информации" № 30 1971.

33. Петух А.М., Лавров Г.Н. Следящее усредняющее устройство для цифровых частотно-измерительных приборов. //Приборы и системы управления. 1972, № 1.

34. Петух А.М., Ободник Д.Т. Алгоритмические преобразователи кода в частоту. //Тез.док. "ИИС-77" Баку, 1978, С.93-94.

35. Петух А.М., Ободник Д.Т., Верховой В.П. Генератор векторов на основе матричной БИС.// Микропроцессорные средства и системы. 1980, № 2, С.17-19.

36. Петух А.М., Ободник Д.Т., Панич Н.М. Линеино-круговой интерполятор для графического дисплея. //В кн.: Информационные и моделирующие системы в электронике и электротехнике. Сб. научн. тр. -Киев: "Наукова думка", 1980 С.15-22.

37. Петух А.М., Ободник Д.Т., Панич Н.М. Цифровой интегратор с последовательным переносом. //В кн.: Проблемы гибридной вычислительной техники.- Киев: Наук. думка, 1979, С.61-65.

38. Петух А.М., Ободник Д.Т., Панич Н.М., Силагин А.В. Аспекты реализации графических устройств отображения. //Тез. док.

I-ой Всесоюз. конф. "Методы и средства обработки сложноструктурированных семантически насыщенных документов", Горький, 1983.

39. Петух А.М., Ободник Д.Т., Романюк А.Н. Алгоритм кодовой линейной интерполяции. //Изв. вузов, "Приборостроение", том XXXI, № 3, 1988, С.30-34.

40. Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т., Преобразование неравномерных характеристик в параметры цепной дроби. //Изв.вузов Приборостроение, том XXX № 2, 1987г.

41. Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т. Исследование свойств алгоритмического преобразования несократимых отношений в частоту следования импульсов. //В кн. Проблемы создания преобразователей формы информации, Киев, Наукова думка, 1984, Ч. I С.177-179.

42. Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т. Аппаратно-программная реализация функций интерполяции на базе микро-ЭВМ. //В кн. Измерительные информационные системы. Выпуща, 1985, С.153.

43. Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т. Алгоритм кодовой линейной интерполяции. //Известия вузов, "Приборостроение", т. XXXI, № 3, 1988.

44. Петух А.М., Романюк А.Н., Ободник Д.Т., Подольский О.А. Программно-аппаратная реализация линейного интерполатора. //Микропроцессорные средства и системы, 1987, № 4.

45. Петух А.М., Силагин А.В. Новый подход к управлению маркером в интерактивном графическом дисплее. //УСИМ, 1984, № 6 С.115-117.

46. Петух А.М., Силагин А.В. Предэкраный ввод информации в диалоговых вычислительных комплексах. //Микропроцессорные средства и системы, 1988, № 2, С.88-89.

47. Петух А.М., Силагин А.В., Романюк Е.М. Программная реализация устройства ввода типа "Джойстик". //УСИМ, Киев, 1989, № 2.

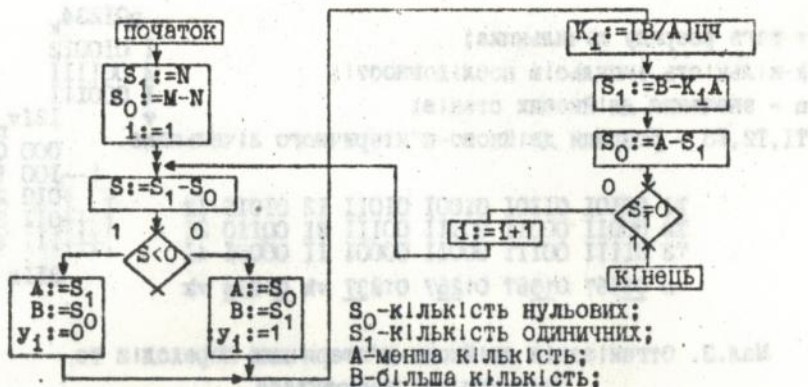
48. Петух А.М., Тымчук Г.Л. Алгоритм расчета погрешностей двоично-кодированных умножителей. //Контрольно-измерительная

техника, вып. 21, Львов, 1977, С.58-63.

49. Петух А.М., Швецкий В.И. Метод цифрового измерения низкой частоты. //Автометрия № 2, 1971.

50. Петух А.М., Ободник Д.Т., Денисюк В.А. Делитель частоты с переменным коэффициентом деления. Положительное решение по заявке №4896122/24/122761 от 25 12 90.

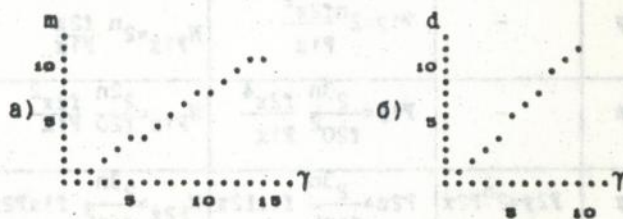
Особистий внесок. В роботах, опублікованих у співавторстві, здобувачеві належить: [1,2,3,4,5,14,18,19,20,27, 30,32,34,40,48.] - авторство ідеї винаходу: [7,8,11,12,13,15, 16,17,21,23,24,25] - розроблення алгоритму рішення задачі; в решті публікацій - постановка задачі дослідження, участь в її рішенні, наукове керівництво, аналіз результатів.



елементів на кожному порядку i нерівномірності.

y_1 - ознака того, кількість K_1 яких елементів приходить на один протилежний.

Мал.1. Граф-схема алгоритму одержання нерівномірних характеристик



Мал.2. Залежності а) - максимального порядку нерівномірності та б) - розрядності відображення нерівномірних характеристик від розрядності N та M

v - вага розряду лічильника;

k - кількість імпульсів послідовності;

n - значення двійкових станів;

T_1, T_2, T_3 - розряди двійково-п'ятиричного лічильника.

T_1 00101 01101 01001 01011 12 01010 12
 T_2 00011 00011 00111 00111 21 00110 21
 T_3 01111 00111 00011 00001 11 00001 41
 n 04567 01567 01267 01237 vk 01234 vk

$n01234_k$
 1 010012
 2 001111
 1 000111
 v 121v n
 000 0
 + 100 1
 + 010 2
 + 011 3
 + 111 4
 211k

Мал.3. Організація двійково-п'ятиричних переходів та зворотнього помножувача

Таблиця

Тип з'єднання	Вихідні частоти	Показ
$F_{10} = f_{1y}$	-	$F_{1y} = \frac{f_{10}^2}{2^{2n}} \frac{1}{f_{1x}^2 P_{1x}}$ $N_{F_{1x}} = \frac{f_{10}^2}{2^n} \frac{1}{f_{1x} P_{1x}}$
$F_{10} = f_{2y}$	-	$F_{1y} = 2^n \frac{f_{2x}^2}{P_{1x}}$ $N_{F_{1x}} = 2^n \frac{f_{2x}}{P_{1x}}$
$F_{10} = f_{2z}$	-	$F_{1y} = \frac{2^{2n}}{f_{20}^2} \frac{f_{2x}^4}{P_{1x}}$ $N_{F_{1x}} = \frac{2^{2n}}{f_{20}^2} \frac{f_{2x}^2}{P_{1x}}$
$F_{20} = f_{1y}$	$F_{2y} = 2^n P_{2x}$	$F_{2z} = \frac{2^{2n}}{f_{10}^2} f_{1x} P_{2x}$ $N_{F_{2x}} = \frac{2^{2n}}{f_{10}^2} f_{1x} P_{2x}$
$F_{20} = f_{2y}$	$F_{2y} = 2^n P_{2x}$	$F_{2z} = 2^n \frac{P_{2x}^2}{f_{2x}^2}$ $N_{F_{2x}} = 2^n \frac{P_{2x}}{f_{2x}}$
$F_{20} = f_{2z}$	$F_{2y} = 2^n P_{2x}$	$F_{2z} = f_{20} \frac{P_{2x}^2}{f_{2x}^2}$ $N_{F_{2x}} = f_{20} \frac{P_{2x}}{f_{2x}^2}$

Подписано в печать
Зак. №10. Тир. 100 экз.
Бумага типографская.
Печать офсетная.
СКТБ "Модуль", Хмельницкое шоссе, 97

4157996

AB 30.170

AB 30.170