

Велика швидкодія програми Neuro Detect забезпечується застосуванням новітньої, прогресивної технології нейронних мереж. Це дозволяє проводити експерименти в реальному часі, а результати розпізнавання можна побачити як візуально, так і у вигляді порівняльних графіків.

Під час проведення експериментів для порівняння була застосована нейромережа Back Propagation. По точності отриманих результатів вона не поступається нейромережі ФТФ, але за рахунок зворотного поширення похибки час навчання помітно довший (до 5 хвилин). Тому доцільність використання програми Neuro Detect з програмним модулем нейромережі ФТФ виправдана як високою швидкістю (час навчання 5-6 секунд), так і високими показниками розпізнавання (89-93%).

1. Ткаченко Р.О. Модель нейронних мереж// Вісн. ДУ "Львівська політехніка" . - 1998.- № 349. - С. 3-86.

2. Ткаченко Р.О., Юрчак І.Ю. Варіант побудови штучних нейронних мереж прямого поширення з неітераційним навчанням// Інформаційні технології і системи. - 1998. - № 1/2. - С. 81-84.

Р. Боднар

Національний університет "Львівська політехніка"

УДК 621. 317. 681. 325

МЕТОД КОДУВАННЯ ПООДИНОКИХ І РІДКО ПОВТОРЮВАНИХ СИГНАЛІВ

© Боднар Р., 2002

Розглянуто метод кодування поодиноких і рідко повторюваних сигналів наносекундної тривалості в АЦП на основі спеціальної запам'ятовуючої електронно-променевої трубки, який виключає складові похибки кодування від нелінійностей рядкової і кадрової розгортки зчитування. Для підвищення точності вимірювання параметрів досліджуваних сигналів запропоновано способи зменшення похибки дискретизації. Виведено формулу для знаходження похибок при інтерполяції виборок досліджуваних сигналів рядом Фур'є.

The coding method of single and seldom repeated signals of nanosecond duration on the basis of special remembering electron-beam tube is considered. This method excludes a component of coding error due to nonlinearity of line and frame scanning of reading. For the accuracy improvement of parameters measurement of the investigated signals the methods of decreasing the quantization error are suggested. The formula

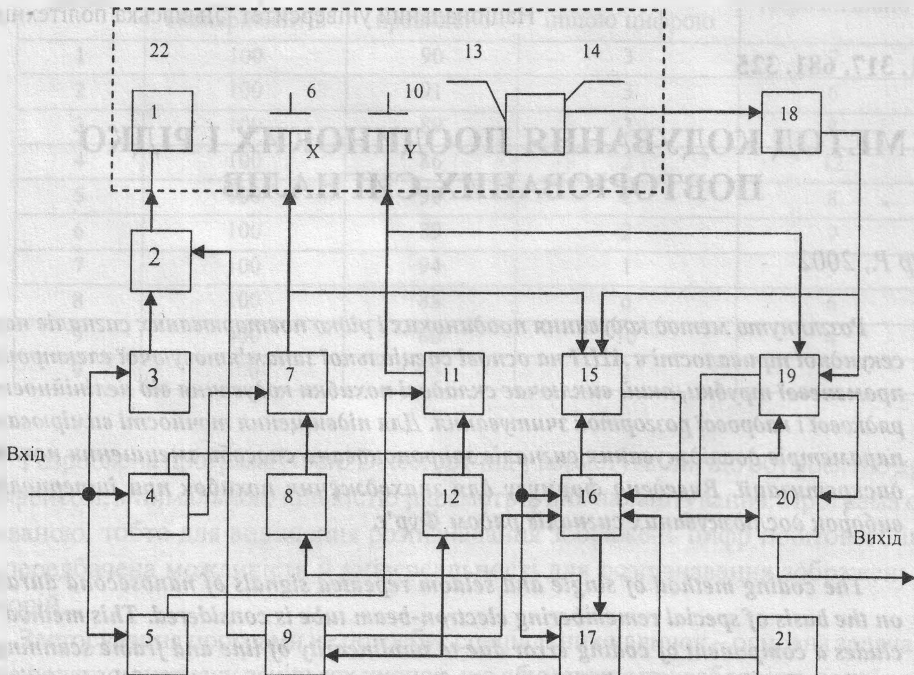
of error determination during interpolation of samples of the investigated signals using Fourier series is carried out.

У масштабно-часових перетворювачах на основі ЗЕПТ в основному використовується растр з вертикальним напрямком рядків зчитування [1-5], відповідно до якого застосовується принцип кодування, при якому вимірюються інтервали часу між початком кожного рядка і позначкою на цьому рядку. При такому методі кодування для досягнення мінімальної похибки перетворення потрібно забезпечити високу лінійність і стабільність пилоподібної напруги зчитування і всього тракту зчитування. Побудова високолінійних і стабільних генераторів розгортки зчитування та підсилювачів розгортки зчитування (сумарна похибка нелінійності каналу зчитування не більша за 0,01%) є складною технічною задачею.

Очевидно, що для досягнення високої точності перетворення потрібно застосувати принцип кодування, який би не залежав від форми і лінійності розгортки зчитування.

Такий метод кодування запропоновано нами для масштабно-часових перетворювачів, який задовольняє вищенаведені вимоги [6, 7]. Блок-схема пристрою кодування, в якому використовується цей метод, наведена на рисунку. Пристрій працює наступним чином.

Досліджуваний сигнал, який подається на вхід пристрою, запускає генератор розгортки запису 4, генератор імпульсів підсвіту 3 і через елемент затримки 5, який необхідний для компенсації кінцевого часу спрацювання генераторів 3 і 4, та



Блок-схема масштабно-часового перетворювача

підсилювач-комутатор 11 подається на вертикально-відхиляючу систему "У" 10 запам'ятовуючої електронно-променевої трубки (ЗЕПТ) 22, відхиляючи електронний промінь вздовж осі амплітуд.

Генератор імпульсів підсвіту запису 3 формує імпульс прямокутної форми, який підсилюється підсилювачем підсвіту 2 до необхідної для ЗЕПТ амплітуди і подається на катодно-модуляторний блок 1 ЗЕПТ 22. Генератор розгортки запису 4 на своєму першому виході формує напругу пилкоподібної форми, яка через підсилювач-комутатор 7 подається на горизонтально відхиляючу систему "Х" 6 ЗЕПТ 22, здійснюючи часову розгортку досліджуваного сигналу.

У результаті відхилення електронного проміння ЗЕПТ 22 досліджуваним сигналом по вертикалі, розгортки його по горизонталі розгорткою запису 4 та підсвічування імпульсами підсвіту, які формує генератор 3, на мішені 13 ЗЕПТ 22 записується досліджуваний сигнал у вигляді потенціального рельєфу.

У момент закінчення запису досліджуваного сигналу на мішені ЗЕПТ, генератор розгортки запису 4 на своєму другому виході формує імпульс кінця розгортки, який подається на вхід розблокування комутатора 16 тактових імпульсів і на вхід встановлення в початковий стан лічильника 17, двійковий код з виходу якого подається на входи ЦАП-У 12 і ЦАП-Х 8.

ЦАП-Х формує сходишкову напругу кадрової розгортки, яка підсилюється підсилювачем-комутатором 7 і подається на горизонтально-відхиляючу систему 6 ЗЕПТ 22 і на аналоговий вхід АЦП "Х" 15.

ЦАП-У формує сходишкову напругу рядкової розгортки, яка підсилюється підсилювачем-комутатором У 11 до необхідної величини і подається на вертикально-відхиляючу систему "У" 10 ЗЕПТ 22 і на аналоговий вхід АЦП "У" 19. Таким чином формується зчитуючий растр прямокутної форми.

Підсвіт електронного променя під час його прямого ходу вздовж рядка зчитування здійснюється імпульсами підсвіту, які формуються блоком формування підсвіту 9. Імпульси підсвіту подаються на один із диференціальних входів підсилювача підсвіту 2, де підсилюються до необхідної величини і потім подаються на вхід катодно-модуляторного вузла 1 ЗЕПТ 22.

У момент досягнення електронним променем зчитування лінії потенціального рельєфу досліджуваного сигналу на мішені ЗЕПТ 22, в колі сигнального електроду 14 ЗЕПТ 22 виділяється імпульс струму зчитування, який надходить на вхід підсилювача зчитування 18, де сигнал зчитування підсилюється, компарується (відсікаються шуми, наведення та ін.) і формується імпульс позначки.

У підсилювачі зчитування також формується сигнал керування "Зупинка", який подається на входи запуску АЦП "Х" і АЦП "У", на вхід блокування тактів комутатора 16 і на вхід погашення підсвічування зчитування блоку 9. Фронтом сигналу "Зупинка" блокується канал тактових імпульсів в комутаторі 16, вмикається тригер погашення підсвіту зчитування в блоці формування підсвіту 9 і проводиться, з допомогою АЦП "Х" і АЦП "У", кодування миттєвих значень напруг, які подаються на відхиляючі системи по горизонталі 6 і вертикалі 10 ЗЕПТ 22. Припинення подачі тактів при цьому зупиняє формування рядкової і кадрової розгортки на час, необхідний для перетворення напруги в код. АЦП 15 і 19 працюють в режимі внутрішньої подачі тактів. Після

закінчення перетворення напруг в цифровий еквівалент АЦП 15 і 19 формують сигнал "Готовність", який подається на керуючий вхід комутатора 16, завдяки чому проходять тактові імпульси з генератора 21 на вхід лічильника 17. На виході лічильника 17 формується імпульс для розблокування імпульсів підсвіту і імпульсу "Зчитування", який дає дозвіл на продовження зчитування. Цифрові еквіваленти миттєвих значень кадрової і рядкової напруг в момент пересікання електронним променем ЗЕПТ 22 з потенціальним рельєфом досліджуваного сигналу, який записаний на мішені 13 ЗЕПТ 22, записується в запам'ятовуючий блок 20.

Вихід запам'ятовуючого блоку 20 є інформаційним виходом пристрою. Після чергового запису інформації в запам'ятовуючий блок 20 дозволяється зчитування інформації з мішені ЗЕПТ 22 та продовжується рух електронного променя по мішені 13 ЗЕПТ 22 до перетину з потенціальним рельєфом досліджуваного сигналу наступного рядка зчитування. Кодується сигнал наступного рядка зчитування і т.д. Процес зчитування та кодування продовжується до кінця кадру зчитування.

У запропонованому пристрої кодуються миттєві значення напруг рядкової та кадрової розгортки у момент перетинання електронним пучком потенціального рельєфу записаного на мішені досліджуваного сигналу, незалежно від того, за якими законами змінювались ці напруги до часу кодування. Тому у запропонованому пристрої нелінійності рядкової та кадрової розгортки на точність перетворення не впливають. У цьому випадку основний вклад у похибку вимірювання вносять похибки дискретизації та квантування досліджуваних сигналів.

Очевидно, що величина частоти дискретизації та величина кванта в перетворювачах на основі ЗЕПТ визначається і обмежується роздільною здатністю ЗЕПТ, яка становить по вертикалі 300-350 ліній, а по горизонталі – 400-450 ліній. Тому значне збільшення частоти дискретизації та зменшення величини кванта для зменшення похибки при вимірюванні амплітуд і часових інтервалів в нано- і пікосекундному діапазоні є складною технічною задачею.

Тому зменшення похибок вимірювання потрібно знайти метод відтворення всіх точок калібрувального і досліджуваного сигналів іншими способами.

Легше всього відтворити всі точки калібрувального сигналу без похибки, коли він є гармонічною функцією часу. Для зменшення похибки калібрування потрібно провести вимірювання періоду калібрувального сигналу K разів. У результаті ймовірність того, що виміряне середнє значення Y буде відрізнитись від істинного середнього значення M_x більше ніж на наперед задану безмежно малу величину ϵ , при достатньо великих K близька до нуля [8,9]. Але не завжди можливе використання для калібрування гармонічного сигналу. Тому в загальному випадку, коли для калібрування використовуються імпульсні сигнали, для відтворення всіх точок потрібно провести інтерполяцію відліків сигналу і при вимірюванні амплітудних та часових параметрів досліджуваних сигналів враховувати складову похибки інтерполяції.

Аналіз показує, що чим більша точність потрібна при відновленні сигналу, тим більший вигравш в зменшенні необхідної частоти дискретизації забезпечує інтерполяція рядом Фур'є порівняно з лінійною, сходиноквою та іншими видами інтерполяції. Знайдемо вираз для похибки інтерполяції при використанні інтерполяційної функції у вигляді ряду Фур'є.

Припустимо, що періодичний досліджуваний сигнал $f(t)$ представлений N вибірками протягом періоду T_0 основної гармоніки. Частота дискретизації:

$$f_a = Nf_0. \quad (4)$$

Період дискретизації:

$$T_a = \frac{T_0}{N} = 1/2\pi\omega_0 N. \quad (5)$$

Зробимо інтерполяцію досліджуваного сигналу рядом Фур'є, тобто через точки, в яких функція визначена, проведемо періодичну функцію, яка має вигляд [10]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^n a_k \cos k\omega_0 t + \sum_{k=1}^n b_k \sin k\omega_0 t, \quad (6)$$

де

$$a_k = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{N-1} y_n \cos k\omega_0 t, \quad b_k = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{N-1} y_n \sin k\omega_0 t, \quad \text{для } k = 0, 1, \dots, k,$$

y_n – масив вибірок досліджуваного сигналу

У більшості випадків досліджувані сигнали, які відображаються на екрані дисплея, є непарними функціями. Якщо вхідний сигнал є непарною функцією, то в (6) $a_k = 0$ і квадрат норми функції $\|\varphi_k\|^2$ дорівнює [11]:

$$\|\varphi_k\|^2 = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \sin^2 2\pi k \frac{t}{T} dt = \frac{T_0}{2}. \quad (7)$$

Оскільки об'єм запам'ятовуючого пристрою обмежений, то інтерполяцію функції проведемо складовими узагального ряду Фур'є для $n < N = \infty$. Середньоквадратична похибка інтерполяції Δ в цьому випадку становить [10]:

$$\Delta = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f^2(t) dt - \sum_{k=0}^N b_k^2 \|\varphi_k\|^2. \quad (8)$$

Підставимо у (8) формули (6) і (7)

$$\Delta = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N b_k \sin k\omega_0 t \right)^2 dt - \frac{T_0}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y_n^2 \sin^2 k\omega_0 t. \quad (9)$$

У результаті інтерполяції досліджуваного сигналу рядом Фур'є можуть бути відтворені всі точки сигналу з похибкою, яка визначається формулою (9). Оскільки об'єм

запам'ятовувального пристрою перетворювача обмежений, то обчислюються за формулою (6) і записуються в запам'ятовувальний пристрій тільки ті ординати досліджуваного сигналу, які розміщені на часовій осі t через інтервали часу Δt :

$$\Delta t = \frac{1}{5} \left[\int_{-T_0/2}^{T_0/2} \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N b_k \sin k\omega_0 t \right)^2 dt - \frac{T_0}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y_n^2 \sin^2 k\omega_0 t \right]. \quad (10)$$

У цьому випадку похибкою проведеної математичним шляхом повторної дискретизації можна знехтувати порівняно з похибкою інтерполяції. Коефіцієнт $1/5$ в формулі (10) може бути зменшений, якщо збільшити в АЦП об'єм запам'ятовувального пристрою.

Зменшення похибки вимірювання в результаті відновлення всіх точок досліджуваного сигналу еквівалентне збільшенню частоти дискретизації АЦП приладу, що є актуальним при аналого-цифровому перетворенні досліджуваних сигналів у нано- і пікосекундному діапазонах.

Розрахунки показують, що при аналого-цифровому перетворенні імпульсного сигналу тривалістю 100 нс на рівні 0,1 з частотою дискретизації 500 МГц (50 виборок), максимальна похибка дискретизації становить 2%. Якщо провести інтерполяцію виборок вищенаведеного сигналу рядом Фур'є, то похибка інтерполяції буде становити 0,1%, що еквівалентне частоті дискретизації $f_d = 10$ ГГц. Побудова АЦП з частотою дискретизації $f_d = 10$ ГГц сьогодні є складною технічною проблемою.

Висновки

1. Вимірювання з похибкою 0,1-0,2% параметрів досліджуваних сигналів нано- та пікосекундного діапазонів можливі при відтворенні всіх точок досліджуваних сигналів. Найменшу похибку відтворення точок можна отримати при інтерполяції виборок досліджуваних сигналів рядом Фур'є. Формула (10) визначає величину цієї похибки.
2. Метод відтворення всіх точок досліджуваного сигналу після його дискретизації еквівалентний збільшенню частоти дискретизації АЦП приладу – це має суттєве значення для точних вимірювань параметрів сигналів нано- і пікосекундного діапазонів, де значне збільшення частоти дискретизації сьогодні є складною технічною задачею.

1. Петренко А. И., Денбновецкий С. В. Масштабно-временные преобразователи импульсных сигналов. - К.: Техніка, 1965.
2. Архипов В. К. Масштабно-временное преобразование импульсных сигналов при помощи электронно-лучевых трубок памяти. - М.: Энергия, 1968.
3. Гельман М. М., Степанов Г. Ф., Филинов В. Н. Дискретные преобразования моноимпульсных электрических сигналов. -М.: Атомиздат, 1975.
5. Осциллограф специальный С9-6. -М.: Внешторгиздат, 1975.
6. А. С. N 1596259 (СССР). Осциллограф с электрическим считыванием информации/ Боднар Р. В., Денисов А. Ф. и Косаковский А. Г. Оpubл. в БИ, 1990., N 36.
7. А. С. N 1164609 (СССР). Устройство для преобразования временного масштаба однократных наносекундных электрических сигналов/ Боднар Р. В. Оpubл. в БИ, 1985. N 24.

8. Горлач А. А., Минц М. Я., Чинков В. Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. -К.: Техніка, 1989.
9. 2440 Digital Storage Oscilloscope. Operators Manual, First Printing S P 1987. Revised DEC 1988. Tektronix.
10. Бабак В.П., Хандецький В.С., Шрюфер Е. Обробка сигналів. - К.: Либідь, 1996.
11. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. 4 изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1986.

П.Кравець

Національний університет "Львівська політехніка"

УДК 519.95

РЕГУЛРИЗОВАНИЙ ІГРОВИЙ МЕТОД КЕРУВАННЯ ВИПАДКОВИМИ ПРОЦЕСАМИ В УМОВАХ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

© Кравець П., 2002

Запропоновано пошуковий метод розв'язування ігрової задачі в умовах невизначеності. Сформульовано умови збіжності ігрового методу та наведено результати комп'ютерного моделювання.

It is offered a search method of the game problem decision in conditions of uncertainty. Conditions of convergence of a game method are formulated and results of computer modelling are given.

Вступ

Для дослідження розподілених систем різної природи (біологічних, технічних, інформаційних, соціальних, економічних) використовуються дискретні моделі керування випадкових процесів з локальною взаємодією, характерною особливістю яких є апіорна невизначеність їх стохастичних характеристик. Ефективне керування такими процесами забезпечується адаптивними пошуковими методами, які здійснюють статистичне опрацювання передісторії випадкових процесів для реалізації оптимальних кроків у наступні моменти часу.

Розподілена структура системи дозволяє використовувати децентралізовані адаптивні методів керування, які оперативно реагують на зміну локальних станів системи, оптимізують локальні цільові функції, зменшують накладні витрати на передачу та опрацювання службової інформації. Характерною особливістю децентралізованого керування в умовах невизначеності є наявність ігрового аспекту, який моделює ситуації конкуренції або кооперації складових підсистем. Тому побудова та дослідження