

малосигнальної зони та зони великого сигналу, що дає змогу аналізувати передатну функцію вхід-вихід симетричних ППС із середнім і високим коефіцієнтом підсилення по струму.

Література

1. Walt Kesler Analog-digital conversion. ADI Central Application Department March 2004. 1127 p.
2. United States Patent № 3184687 Charles A. Wilkins Push-pull power amplifier May 18, 1965
3. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. Published 2002 John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts. 912 pages
4. United States Patent № 3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point Dec. 3, 1974
5. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с.: ил.
6. Азаров О.Д. Основы теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260с.
7. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму / Азаров О.Д., Гарнага В.А., Решетнік О.О., Богомолів С.В // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. Електронне наукове фахове видання – 2007. – № 1 (1). – 8 с // www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html
8. Пат. № 18466 Підсилювач постійного струму / – О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук 2006.
9. Пат. № 18599 Двотактний симетричний підсилювач струму / О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук. – 2006.

Надійшла 14.5.2008 р.

УДК 681.3: 621.375

О.Д. АЗАРОВ, О.О. РЕШЕТНИК
Вінницький національний технічний університет

АЦП ЗІ ЗМІННОЮ ТРИВАЛІСТЮ ТАКТІВ ВРІВНОВАЖЕННЯ НА ОСНОВІ НПСЧ {0, 1} ТА {1, -1}

Одним з перспективних напрямків розвитку АЦП порозрядного наближення є їхня побудова з використанням надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ). Використання при цьому змінної тривалості тактів врівноваження дає можливість максимально використати потенціал вагової надлишковості. В статті запропоновано структуру порозрядного АЦП зі змінною тривалістю тактів врівноваження на основі надлишкових позиційних систем числення виду {0, 1} та {1, -1}. Також запропоновано структуру пристрою для завдання синхронізуючих імпульсів різної тривалості для такого АЦП.

Вступ

Теорія аналого-цифрових перетворювачів порозрядного наближення протягом багатьох років служить поприщем для розвитку великої кількості способів підвищення точності й швидкодії АЦП. Це пояснюється як відносно простою технічною реалізацією методу, так і його проміжним становищем між послідовними (інтегруючі, дельта-сигма) і паралельними методами перетворення. Одним з перспективних напрямків розвитку АЦП порозрядного наближення є їхня побудова з використанням надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ).

Мета

Метою статті є аналіз можливості побудови порозрядного АЦП зі змінною тривалістю тактів врівноваження на основі НПСЧ.

Задачі

Відповідно поставленої мети формується задача аналізу можливості побудови порозрядного АЦП зі змінною тривалістю тактів врівноваження на основі НПСЧ з використанням стандартної елементної бази.

Розв'язання задач

У НПСЧ використовується недвійкова основа системи числення $1 < \alpha < 2$, а ваги розрядів представляються у вигляді $Q_i = q \alpha^i$, де q – вага молодшого розряду.

Будь-яке дійсне число може бути представлене в НПСЧ у вигляді суми ваг розрядів

$$X = \sum_{i=0}^N a_i \cdot q \cdot \alpha^i,$$

де $a_i = \overline{0,1}$ – двійковий i -й біт N -розрядного результату перетворення. Рівень вагової надлишковості НПСЧ визначається виразом:

$$\delta Q = \frac{\sum_0^{n-2} Q_j - Q_{n-1}}{\sum_0^{n-1} Q_j},$$

де n – кількість розрядів НПСЧ, Q_j – вага j -го розряду НПСЧ. Однією з особливостей НПСЧ є існування не одного, як у двійковій системі числення, а декількох кодових еквівалентів для представлення того самого числа.

Основна перевага НПСЧ, реалізована при аналого-цифровому перетворенні, полягає у відсутності "розривів" у перетворювальній характеристиці, викликаних відхиленнями реальних ваг розрядів від їхніх розрахункових значень. Для "двійкових" АЦП ці відхилення не повинні перевищувати половини молодшого розряду. Для АЦП на основі "золотої пропорції" відносна похибка ваг розряду за рахунок технологічних, температурних, часових факторів може досягати до 23,6% [1, 2], що не призведе до пропусків кодів. Таким чином є можливість, знаючи точні значення реальних ваг розрядів, що беруть участь у перетворенні, одержати точне значення вхідного аналогового сигналу.

Структурна схема АЦП порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю і змінною тривалістю тактів врівноваження має деякі відмінності від схеми звичайного АЦП з ваговою надлишковістю [1]. Такий АЦП як на базі НПСЧ {0, 1}, так і {1, -1} (рис. 1) повинен містити схему порівняння (СП) з регульованою чутливістю та спеціальний цифровий блок, тактовий генератор імпульсів регульованої тривалості (ТГРТ або просто ТГ) для завдання різної тривалості тактів врівноваження. На рис. 1 наведено структурні схеми АЦП для НПСЧ {0, 1} і {1, -1}. Тут α -ЦАП – це ЦАП із ваговою надлишковістю; α -ЦАП „+” та α -ЦАП „-” – надлишкові ЦАП для НПСЧ {1, -1}; БК – блок керування; ЛБ – логічний блок для формування вихідного коду $N_{вих}$; Σ – суматор аналогових сигналів.

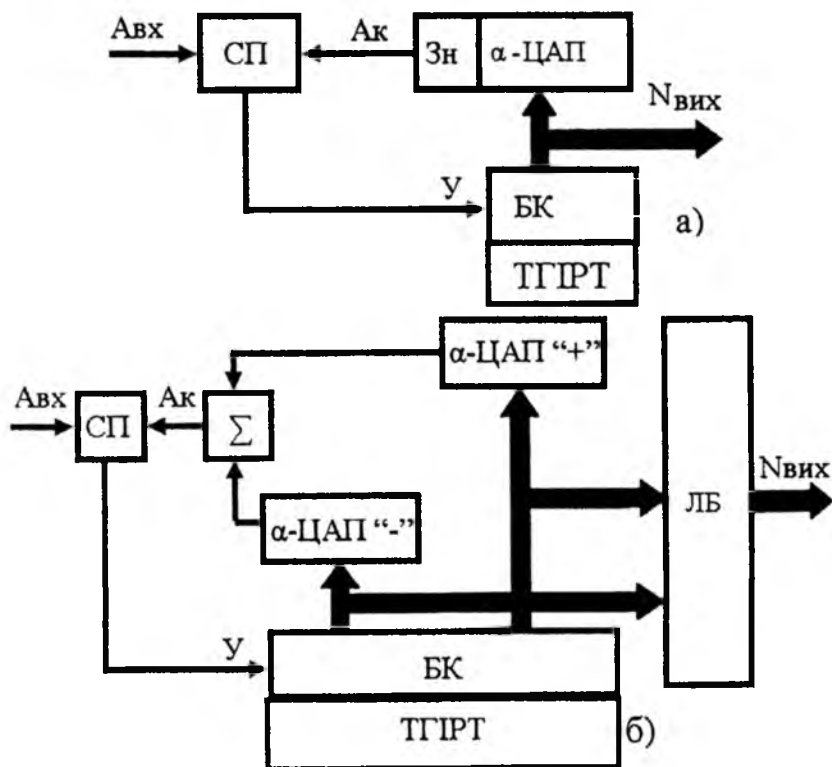


Рис. 1. Структурна схема АЦП порозрядного врівноваження: а) НПСЧ {0, 1}; б) НПСЧ {1, -1}

У процесі прискореного "самокомпенсованого" аналого-цифрового перетворення відбувається "природна" автокомпенсація динамічних похибок. Проте при цьому не повною мірою використовуються позитивні властивості надлишковості НПСЧ (1,-1). Потенційний виграш швидкодії від застосування НПСЧ та змінної тривалості тактів врівноваження визначається виразом:

$$\gamma_{ШВ} = \frac{n_2(n_2 + 1)(1 - \alpha^{-1}) \ln 2}{-\ln(\delta Q + \alpha^{-n})},$$

де n_2 – кількість двійкових розрядів, α – основа системи числення, δQ – відносний рівень вагової надлишковості.

В запропонованих структурах АЦП при застосуванні змінної тривалості тактів врівноваження ослибивої уваги вимагає реалізація тактового генератора, схеми порівняння з регульованою чутливістю та надлишкового ЦАП. Структурну схему тактового генератора для завдання змінної тривалості тактів врівноваження наведено на рис 2.

Структурна схема містить такі елементи: ПТГ – первинний тактовий генератор; ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій; БК – блок керування; ПЛЧ – програмований лічильник. Пристрій працює наступним чином. ПТГ генерує короткі (порівняно з основними) тактові імпульси, які надходять на ПЛЧ. ПЛЧ підраховує їх до запрограмованого значення. В кінці рахунку на вихід подається тактовий імпульс. Перед початком кожного великого такту (за якими власне працює АЦП) ПЛЧ програмується новим значенням тривалості такту, яке отримується з ПЗП. БК здійснює загальне керування роботою тактового генератора: вибирає потрібне значення тривалості такту з ПЗП; керує записом в ПЛЧ. БК керується зовнішнім сигналом із блоку керування АЦП.

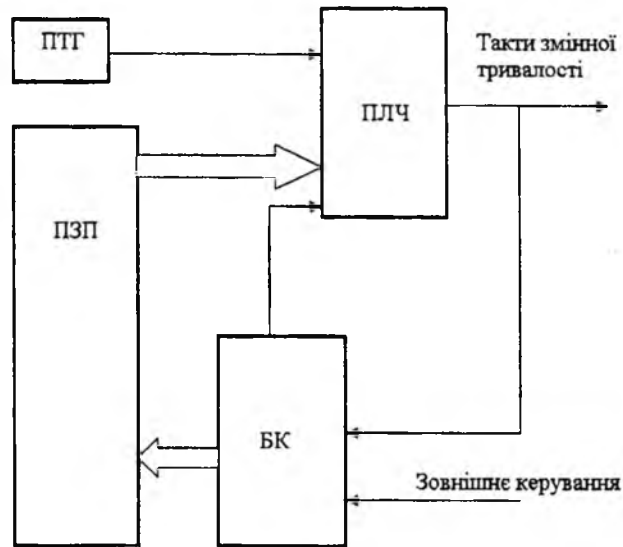


Рис. 2. Структурна схема тактового генератора для формування тактів різної тривалості

ЦАП із ваговою надлишковістю можна виготовляти у вигляді цілісного пристрою, а можна використати запропонований підхід щодо використання для цього звичайних двійкових ЦАП. При побудові надлишкового ЦАП на базі двійкових за методом „гребінки” [3] можна використовувати загальний РПН (рис 3, а) (регістр послідовного наближення) або окремі РПН для кожного з ЦАП (рис. 3, б), проте це потребує додаткового блоку керування. Використовуючи метод „гребінки”, можна отримувати НПСЧ з основою $\alpha = 2^{\frac{b}{m}}$ [4]. Це є ряди виду:

$$\{1; 2^{\frac{b}{m}}; \dots 2^{\frac{b}{m}(m-1)}; \dots; 2^b; 2^b 2^{\frac{b}{m}}; \dots 2^b 2^{\frac{b}{m}(m-1)}; \dots; 2^{(n-1)b}; \dots 2^{(n-1)b} 2^{\frac{b}{m}(m-1)}\},$$

де b – кількість базових двійкових рядів (ЦАП), m – ступінь використання базових рядів (при $m=1$ використовуються всі члени базових рядів, а при $m=2$ – лише кожен другий).

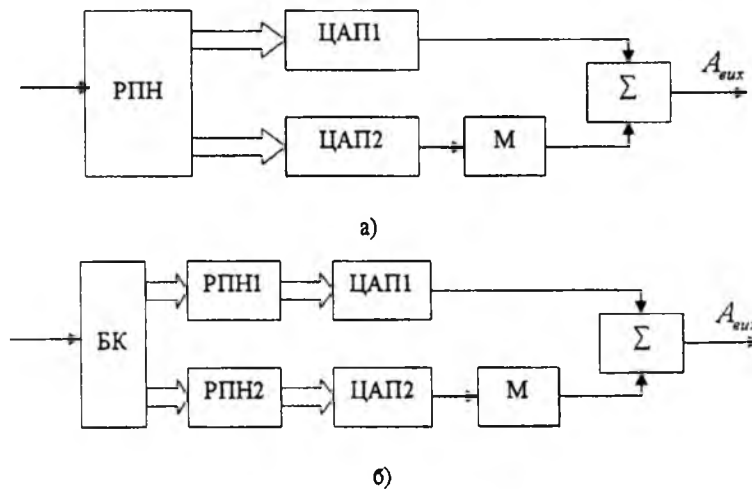


Рис. 3. Структурна схема ЦАП із ваговою надлишковістю на базі двійкових ЦАП (побудована за методом „гребінки”)

У випадку, коли надлишковий ЦАП будується за іншим методом, то доцільно ввести спеціальну комутаційну матрицю (КМ) для комутації входів ЦАП. Наявність КМ та масштабного блоку (М) із програмованим коефіцієнтом передачі дозволяє конфігурувати ЦАП і задавати НПСЧ довільним чином.

Висновки

1. Показано, що структура порозрядного АЦП із змінною тривалістю тактів врівноваження на основі НПСЧ має деякі відмінності від структури класичного АЦП. Проте ці відмінності не заперечують можливості побудови такого пристрою на стандартній елементній базі.

2. Запропоновано технічні рішення для побудови надлишкового α -ЦАП для такого АЦП на базі

ненадлишкових двійкових ЦАП. Також запропоновано схему генератора тактових імпульсів змінної тривалості.

Література

1. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.: ил
2. Крупельницький Л.В., Азаров О.Д. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювання і оброблення низькочастотних сигналів: Монографія / Під заг. ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 167 с.
3. Формування нерозривних передатних характеристик ЦАП і АЦП на основі вагової надлишковості / Азаров О. Д., Решетнік О.О., Захарченко С.М., Лукашук О.О., Харьков О.М. // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2006. – №3 (7). – С. 7-15с.
4. Азаров О.Д., Решетнік О.О., Гарнага В.А. Методи побудови ЦАП із ваговою надлишковістю на базі двійкових ЦАП // Проблеми інформатизації та управління: Зб. наук. праць. – К., 2006. – № 3. – С. 5-11.

Надійшла 2.5.2008 р.

УДК 681.883.41

С.Т. БАРАСЬ, О.В. ОНИЦУК, В.Ф. ЯБЛОНСЬКИЙ
Вінницький національний технічний університет

ВИКОРИСТАННЯ ФІЗИЧНОЇ МОДЕЛІ ДОПЛЕРІВСЬКОГО СИГНАЛУ ДЛЯ ОЦІНКИ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ ЙОГО ЗАПОВНЕННЯ ПРИ ЧАСОВІЙ ФРАГМЕНТАЦІЇ

Комп'ютерне моделювання дозволяє сформувати доплерівські сигнали з різними співвідношеннями сигнал/шум на виході вузькосмугового фільтра, що відповідає їх фактичній первинній обробці у приймально-підсилювальному тракті доплерівського лага. У роботі аналізуються глибокі структурні зміни доплерівського сигналу, які супроводжують вузькосмугову фільтрацію, та наводяться рекомендації щодо забезпечення точного вимірювання частоти на основі часової фрагментації. Показано, що оцінки похибок вимірювання частоти є близькими до теоретичних значень. Встановлена відповідність між середньоквадратичними значеннями похибок вимірювання частоти по реальних доплерівських сигналах та їх моделях. Підтверджена адекватність математичної та фізичної моделей реальним доплерівським сигналам.

Вступ

У попередніх роботах [1, 2] наголошувалося на тому, що тільки шляхом моделювання доплерівського сигналу можна забезпечити всебічний об'єктивний аналіз його структури. Причина цього у швидкоплинності реальних доплерівських сигналів та низькій просторово-часовій кореляції ехосигналів, з якими доводиться працювати гідроакустичному доплерівському лагу. Що стосується фізичних моделей доплерівських сигналів, то, очевидно, у першу чергу повинна бути впевненість в адекватності отриманих моделей реальним сигналам. Виконання саме цієї умови дає підстави для об'єктивності висновків.

В [2] наведено достатньо аргументів, які підтверджують адекватність фізичної моделі доплерівського сигналу, отриманої при комп'ютерному моделюванні, його реальному аналогу. Серед них – зовнішні ознаки схожості (структура обвідної, залежність форми сигналу від швидкості носія, подовження ехосигналу відносно випроміненого тощо), а також виявлені закономірності у поведінці високочастотного заповнення, які є однаковими для моделі та реального сигналу. Слід зазначити, що аналіз, власне, високочастотного заповнення отриманих моделей дав підставу здійснити фрагментацію ехосигналу на інтервалі його існування і виділити три зони з характерними особливостями. Дослідження показали, що тільки одну з виділених зон можна вважати такою, що містить об'єктивну інформацію про доплерівські зсуви частоти. У даній роботі продовжено дослідження фізичних моделей доплерівських сигналів, зокрема, зосереджено на з'ясуванні реальних похибок вимірювання частоти.

Постановка задачі

Моделювання доплерівських сигналів можна вважати повністю завершеним, якщо будуть враховані всі або хоча б основні чинники, які впливають на остаточну обробку сигналів. Структурою доплерівського лага передбачається прийом ехосигналів гідроакустичною антеною, його попереднє та основне підсилення, вузькосмугова фільтрація і, зрештою, вимірювання частоти. Зрозуміло, що найперше повинен бути врахований фактор адитивного накопичення ехосигналом шуму, як постійного супутника всіх процесів в пристроях підсилення та обробки сигналів. Крім цього, зауважимо, що у той час, коли лінійне підсилення сигналу практично не змінює амплітудних та часових співвідношень і його нема потреби враховувати, то відносно вузькосмугової фільтрації цього сказати не можна. Таким чином, на основі поглибленого аналізу фізичної моделі доплерівського сигналу потрібно з'ясувати ступінь флуктуацій частоти заповнення, а також оцінити похибки її вимірювання в умовах дії адитивного шуму та за наявності вузькосмугової фільтрації, які