

УДК 681.325; 681.335

І.В. ТРОЦИШИН, О.П. ВОЙТЮК, Н.І. ТРОЦИШИНА

Хмельницький національний університет

**ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ ШКАЛИ
ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЦАП І АЦП**

Розглянуто можливості застосування Квантової теорії вимірювального перетворення амплітудних параметрів (ЦАП-АЦП) із використанням методу коінциденції. Встановлено і наглядно показано, що класичні принципи побудови ЦАП-АЦП із двійковими шкалами перетворення є лише частковим випадком всіх можливих (квантованих) значень повної шкали вимірювального перетворення, яка може перевищувати за кількістю поділок класичну у 10-100 разів.

The possibilities of applying the quantum theory of measurement of peak transformation parameters (DAC-ADC) by the method coincidence. Determined and clearly shown that the classical principles of the DAC-ADC with binary scales of transformation is only partial case of all possible (quantized) values of full scale measuring conversion, which may exceed the number of bars 10-100 in classical times.

Ключові слова: Квантова теорія вимірювального перетворення, ЦАП-АЦП, повна шкала вимірювального перетворення.

Вступ

Історія питання.

Теорія і практика ЦАП і АЦП, які є основою цифрового перетворення та обробки сигналів, склалися в 20 столітті і досить детально та хронологічно описані в [1], але, на жаль, всі існуючі методи, окрім деяких ($\Delta-\Sigma$, коди Фібоначі тощо [2-5]), вказують на те, що класичні (двійкові) підходи не є вичерпними можливостями існуючих архітектурних побудов ЦАП і АЦП. Окрему групу, яка відходить від поняття лінійного перетворення складають логарифмічні перетворювачі [6].

Сучасна класифікація основних методів [1-6] може бути представлена на рис. 1,2, і може вважатися класичною.



Рис. 1. Класифікація ЦАП



Рис. 2. Класифікація АЦП

Провідні розробники ЦАП (DAC) АЦП (ADC) на світовому рівні, які і є творцями та виробниками перетворювачів сучасного рівня це, насамперед, AD, LTC, MAXSIM тощо [1-6].

Серед вітчизняних розробників можливо відзначити школу проф. Стахова О.П., Азарова О.Д [2-4], а також працівників Інституту кібернетики ім. В.М. Глушкова НАН України (Романов В.О, Багацький В.О.) [8-9], та НУ «Львівська політехніка» (Мичуда З.Р.) [6-7]. Але всі локальні успіхи у покращенні характеристик перетворювачів лежать саме у відході від класичних принципів двійкових лінійних, рівномірних шкал перетворення [2-9].

В той же час, ще П.П.Орнатським [10], було запропоновано узагальнену теорію вимірювань яка базується на 4-ох видах вимірювального перетворення фізичних величин, і відповідну класифікацію методів

вимірювання.рис. 3 Не вдаючись у детальний розгляд всіх можливих методів, звернемо увагу на використання методу коінциденції модифікації якого досить широко використовуються у вимірювальній техніці і найбільш відомі як методи одно та двосторонніх ноніусів [10]. Але чіткого, ні теоретичного, ні практичного базису, окрім досліджень частотоміра коінциденції та його шкали вимірювання виконаних в рамках Теорії фазочастотних вимірювань і перетворень радіосигналів (ФЧВ і ПР) [11-12], не створено, і лише Квантова теорія вимірювань [13] дозволяє ефективно проектувати перетворювачі із покращеними характеристиками, і в першу чергу досягнути збільшення роздільної здатності шкали перетворення.

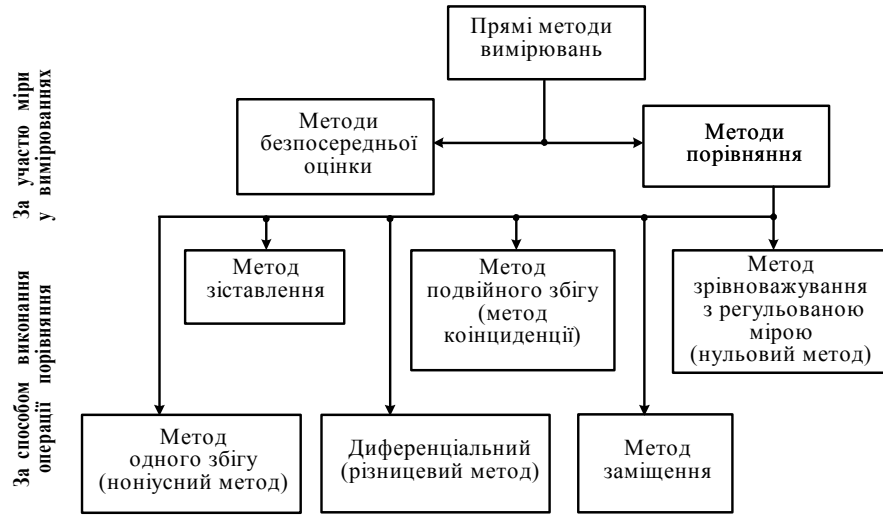


Рис. 3. Класифікація методів вимірювання

Предметом подальшого розгляду будуть принципи та методи Квантової теорії вимірювань (КТВ) стосовно перетворення амплітудних параметрів сигналів.

Об'єкт дослідження – процес організації процедур ЦАП і АЦП із використанням КТВ та квантова них шкал вимірювання.

Дослідження математичної моделі методу

В основі методу коінциденції лежить принцип вимірювання (АЦП) невідомої величини шляхом використання вхідного багаторівневого подільника та багатозначної міри, які дають масив значень що піддаються порівнянню (компарації) множиною компараторів (пристроїв збігу, коінциденції), і може бути зображена у вигляді рис. 4 [10].

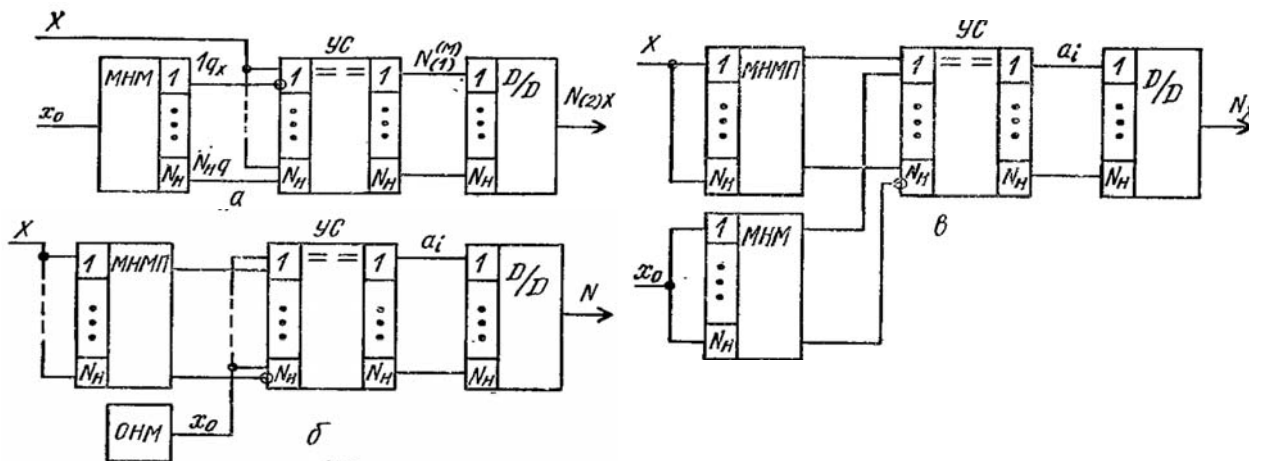


Рис. 4. Структурні схеми реалізації прямих методів вимірювання шляхом співставлення:

- а) – перший метод з багатозначною мірою;
- б- другий метод з багаторівневим подільником вхідної величини;
- в) – четвертий метод (коінциденції)

Метод подвійного збігу (метод коінциденції) полягає в одноразовому порівнянні n зістикованих вимірюваних величин X одного і того самого розміру (рис. 5,а) із зразковою величиною X_0 , що відтворюється багатозначною нерегульованою мірою зі ступенем ΔX_0 (рис. 5,б).

Результат вимірювання визначається за формулою:

$$X = N \frac{\Delta X_0}{n}, \tag{1}$$

його абсолютна похибка

$$\Delta X' = N\Delta X_0 - nX. \quad (2)$$

При такому вимірюванні зберігається та сама максимальна абсолютна похибка дискретності $\Delta X'_{\max} = \Delta X_0$, що і при вимірюванні однієї вимірюваної величини X ($\Delta X_{\max} = \Delta X_0$), а це приводить до зменшення максимальної відносної похибки дискретності в n разів:

$$\delta X' = \frac{\Delta X_0}{nX} = \frac{\delta X}{n}, \quad (3)$$

де $\delta X = \Delta X / X$ – максимальна відносна похибка дискретності вимірювання однієї фізичної величини X .

Для випадку АЦП коінциденції рівняння має вигляд (для N_i - квантової точки шкали):

$$U_i = \frac{A}{B} U_{on}; \quad A, B \in (1 \div N). \quad (4)$$

Як видно з (4) значення A і B можуть приймати значення цілих чисел в діапазоні від 1 до N , і для випадку класичного підходу принципу двійкових АЦП (ЦАП) для $N=8$, квантовані значення нормованої шкали перетворення можливо записати як:

$$N_i = \frac{j}{k}; \quad j, k \in (1 \div 2^3), \quad (5)$$

Очевидним є що загальна кількість квантова них значень для випадку рис. 4в складе:

$$\sum_{\substack{j=1 \\ k=1}}^{2^3} [N_i] = 2^3 \cdot 2^3 = 2^6 = 64, \quad (6)$$

квантованих значень (поділок шкали перетворення).

Для ЦАП типу подільника Кельвіна [1] рис. 6 рівняння шкали в рамках КТВ можливо записати як:

$$N_{i \text{ mod} \leq 1,000} = \frac{j}{k}, \quad j, k \in (1 \div N). \quad (7)$$

Значення $\text{mod} \leq 1,000$ вказує на те, що із загального рівняння шкали коінциденції беруться лише ті значення дріб яких $j/k \leq 1,000$, що є очевидним із схеми подільника Кельвіна для якого класичне рівняння має вигляд:

$$U_{вих} = \frac{j}{2^3} U_{вх}, \quad j \in (0 \div 2^3 - 1). \quad (8)$$

Просте порівняння рівнянь (6) і (8) вказує на те, що КТВ передбачає наявність значно більшої кількості квантованих точок шкали перетворення (в одному і тому ж динамічному діапазоні) ніж класична. Більше того, кількість додаткових точок (окрім наявних класичних) можливо визначити як:

$$\Delta N_i = N_{i \text{ coinc}} - N_{\text{клас}} = \sum_{\substack{j=1 \\ k=1}}^N [N_i] - [\log_2 N], \quad (9)$$

або, для $N=8$:

$$\Delta N_i = N_{i \text{ coinc}} - N_{\text{клас}} = \sum_{\substack{j=1 \\ k=1}}^{2^3} [N_i] - 2^3. \quad (10)$$

Метод збільшення роздільної здатності шкали в рамках Квантової теорії вимірювань

Найпростішою зі всіх структур ЦАП де можливо провести порівняння є подільник Кельвіна, або цуг, показаний на рис. 6. N - розрядна версія цього ЦАП складається з 2^n однакових послідовно з'єднаних резисторів і 2^n ключів (зазвичай КМОП), по одному між кожним вузлом ланцюга і виходом. Вихід організується замиканням одного з ключів, підключених до відповідного відгалуження. Ідея цього ЦАП сходить до часів лорда Кельвіна середини 1800-х років. Ця проста архітектура використовує вихід по напрузі (у якого вихідний імпеданс залежить від коду) і відрізняється хорошою монотонністю. Навіть якщо резистор буде випадково закорочений, сигнал на виході і не перевищить сигналу і + 1-го виходу. При рівності всіх резисторів цей АП має лінійну шкалу. Однак він б може бути нелінійним, якщо буде потрібно нелінійний ЦАП. У зв'язку з тим, що в момент перемикання працюють тільки два ключі, в такій архітектурі рідко відбуваються викиди. Крім того, оскільки викиди не залежать від коду, ЦАП підходить для застосувань, розрахованих на малі спотворення сигналів.

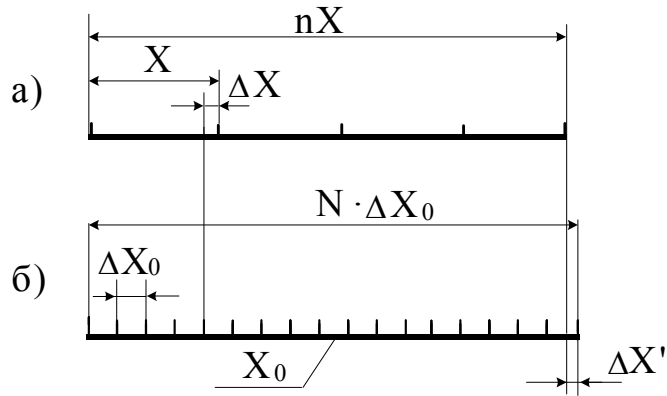


Рис. 5. До пояснення методу подвійного збігу (методу коінциденції)

Основний недолік ЦАП подільника (Кельвіна) полягає у великому числі резисторів і ключів, необхідних для досягнення високої роздільної здатності (ступенів перетворення). З цієї причини він не ставився до широко використовуваних ЦАП з простою архітектурою до приходу мініатюрних ІС, відкрили його практичність для ЦАП низької і середньої точності. Сьогодні ця архітектура досить широко застосовується в простих ЦАП, таких як цифрові потенціометри, і, є компонентом більш складних структур ЦАП високої роздільної здатності [1].

Завданням розробленого методу є збільшення роздільної здатності подільника (кількості квантованих значень шкали перетворення) і розширення функціональних можливостей шляхом адаптивного вибору характеристики перетворення.

Завдання вирішується шляхом побудови Атенюатора-подільника Троцишина (АПТ), який полягає у використанні кодокерованої комутації точок проміжних з'єднань лінійки N послідовно з'єднаних резисторів однакового номіналу, в якій на верхній (крайній вивід лінійки резисторів) подається вхідна напруга, а нижній (крайній вивід лінійки резисторів) підключено до спільного виводу атенюатора-подільника (подільника Кельвіна), відрізняється тим що, для збільшення кількості квантованих точок вихідних значень шкали АПТ, до значень більших за N (подільника Кельвіна), вхідний сигнал кодокеровано подається на виводи (точки з'єднання) починаючи з верхньої N і наступних вниз до N/2, при цьому комутація вхідної напруги на верхній вивід N реалізує класичну шкалу перетворення із N значеннями, а використовуючи наступні проміжні точки N-1 і до N/2 отримуємо, окрім наявних N, ще додаткові квантовані значення шкали перетворення

$$N_i = \text{mod}_{\leq 1,000} \left\{ \frac{A_j}{B_k} \right\}, j, k \in 1 \div N, \text{ схема АПТ для випадку } N=8 \text{ резисторів приведена на рис. 7.}$$

Робота методу полягає в послідовній комутації стану АПТ згідно послідовних значень шкали перетворення яку забезпечують вхідний і вихідний комутатори, згідно заданого алгоритму режиму комутації.

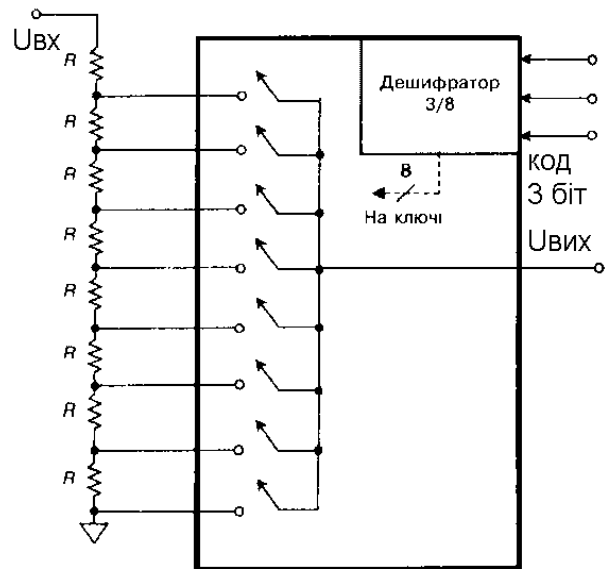


Рис. 6. Подільник Кельвіна

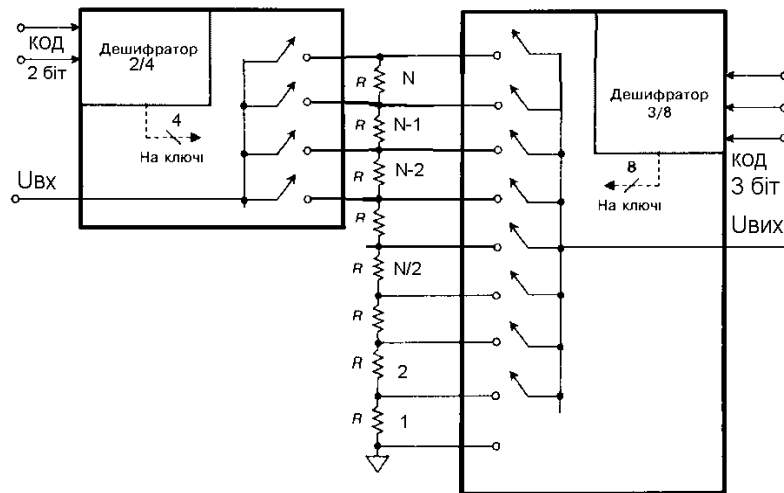


Рис. 7. Схема Атенюатора-подільника Троцишина для 8R

Для порівняння проведемо розрахунки кількості квантованих значень шкали перетворення для класичних схем подільника Кельвіна і атенюатора-подільника Троцишина (АПТ), для типових значень кількості резисторів (однакової для обох схем). В таблиці наведено типові значення параметрів АП Кельвіна і АПТ та їх порівняльні співвідношення.

Таблиця

Порівняльні характеристики АПТ і АП Кельвіна

Кількість резисторів NR (N АП Кельвіна)	2	4	8	16	32	64	128	256	1024
Кількість квантових точок шкали АПТ	2	6	22	80	324	1260	5022	19948	318964
Приріст квантованих значень ΔN	0	2	14	64	292	1196	4894	19692	317940
Виграш	1	1,5	2,75	5	10,125	19,69	39,08	77,92	311,5

Вигляд шкали перетворення АПТ для 8 резисторів (8R) в нормованих значеннях приведено на рис. 8.

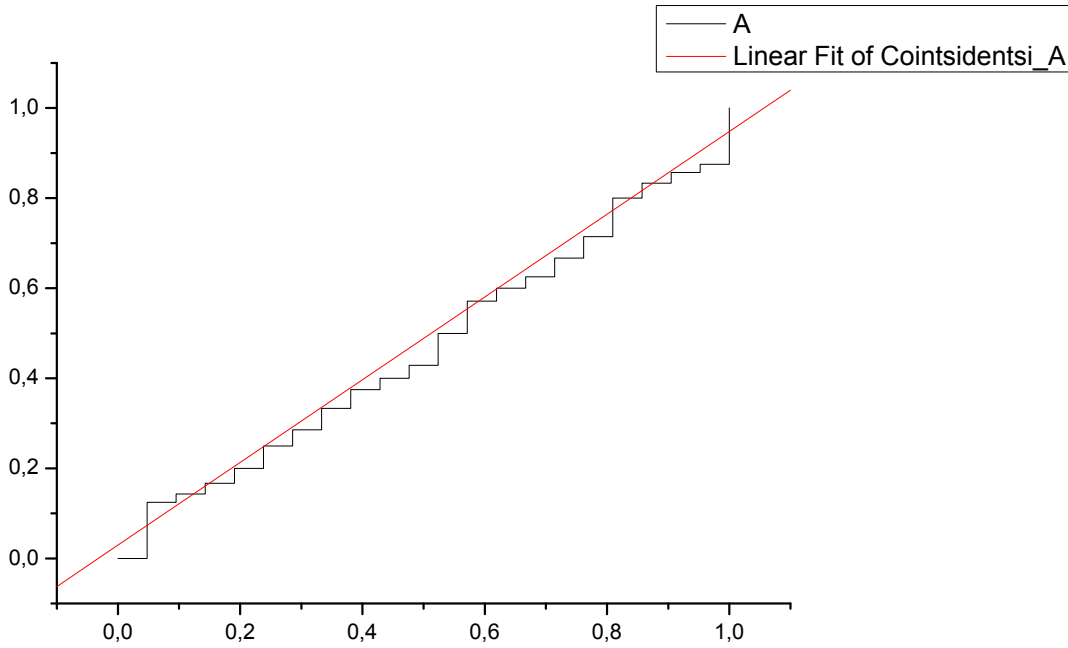


Рис. 8. Квантова шкала перетворення АПТ_8R

В то же час для тієї ж кількості 8R для випадку шкали перетворення подільника Кельвіна отримаємо класичну шкалу яка зображена на рис. 9.

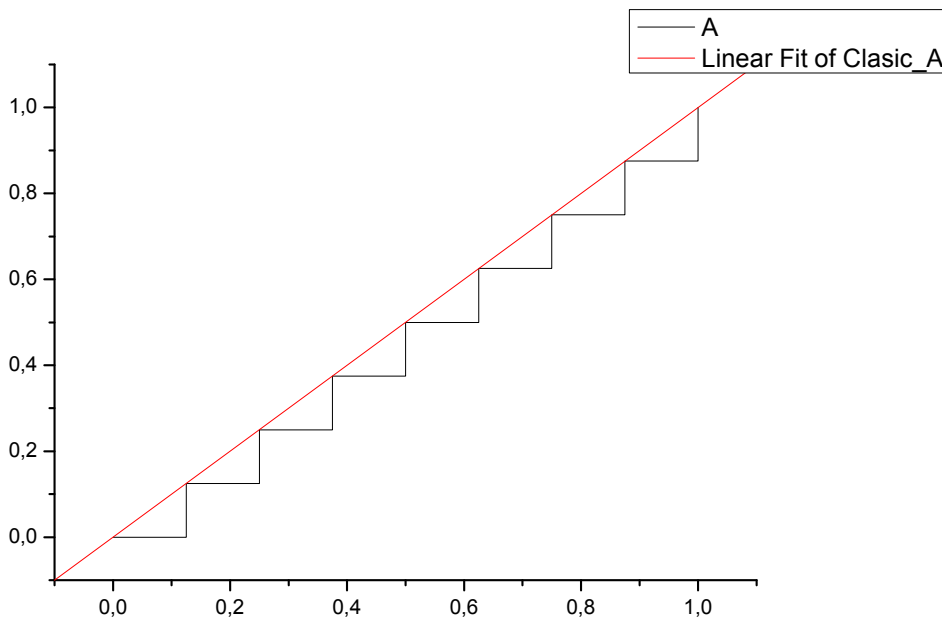


Рис. 9. Квантова шкала перетворення АП Кельвіна_8R

Рівняння квантової шкали перетворення можливо записати як:

$$N_i = \text{mod}_{\leq 1,000} \left\{ \frac{A_j}{B_k} \right\}, j, k \in 1 \div N, \quad (11)$$

яке для випадку АП Кельвіна матиме вигляд:

$$N_i = \text{mod}_{\leq 1,000} \left\{ \frac{N_i}{2^n} \right\}, i \in 1 \div N, \quad (12)$$

тобто є лише частковим випадком АП Троцишина.

Враховуючи, що для невеликої кількості резисторів вираш не є великим, в той же час вже при 16R він вже складає 5 разів, і для наглядності значного покращення нерівномірності та лінійності характеристики АПТ_16, її графік приведено на рис. 10.

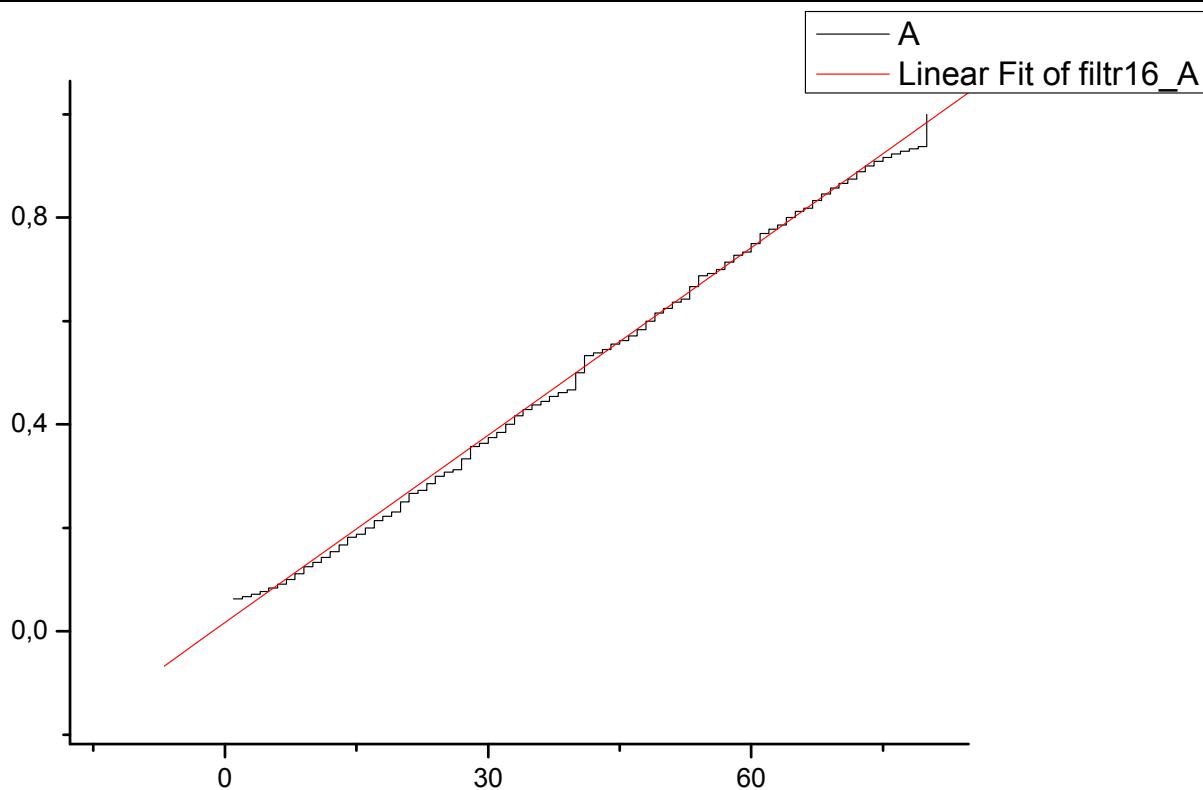


Рис. 10. Квантова шкала перетворення АПТ_16R

Висновки

Встановлено, що при використанні методу коінциденції кількість квантованих значень шкали ЦАП-АЦП значно більша ніж прийнято використовувати у класичних двійкових перетворювачах.

Із збільшенням розрядності Атенюатора-подільника Троцишина роздільна здатність збільшується у степеневій залежності в порівнянні із подільником Кельвіна із однаковими кількостями резисторів.

Виграш роздільної здатності АПТ при 1024 резисторах перевищує 300 разів, а шкала перетворення є досить лінійною.

У розробників та проектувальників ЦАП і АЦП з'являється можливість вибирати необхідну кількість точок і хід характеристики перетворення із повного набору Квантової шкали вимірювального перетворення.

Література

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер. – М: Техносфера, 2007. – 1019 с.
2. Стахов А. П. Алгоритмическая теория измерения / Стахов А. П. – М.: Знание, 1979. – 64 с.
3. Стахов А. П. Коды золотой пропорции / Стахов А. П. – М.: Радио и связь, 1984. – 152 с.
4. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення / О.Д. Азаров. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2004. – 260 с.
5. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О. Д. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 232 с.
6. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі / З.Р. Мичунда. – Львів: Простір, 2002. – 242с.
7. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы / Швецкий Б. И. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Техника, 1991. – 191 с.
8. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / А. И. Кондалев, В. А. Багацкий, В. А. Романов, В. А. Фабричев. – К.: Наукова думка, 1987. – 280 с.
9. Преобразователи формы информации с обработкой данных / В. А. Багацкий, Ю. М. Грешищев, И. В. Самус, В. А. Фабричев; под ред. А. И. Кондалева. – К.: Наукова думка, 1992. – 264 с.
10. Орнатский Е. П. Автоматические измерения и приборы / Орнатский Е. П. – 5-е изд. перераб. и доп. – К.: Вища школа, 1986. – 504 с.
11. І.В.Троцишин І.В. Вимірювання частоти за методом коінциденції та особливості утворення шкали вимірювального перетворення / І.В.Троцишин І.В., О.П.Войтюк., Л.В.Троцишина // Вісник Хмельницького національного університету. – 2009. – № 3. – Технічні науки. – С.240– 244.
12. Троцишин І.В. Теорія фазочастотних вимірювань та перетворень параметрів радіосигналів у процесі дослідження ієрархії ранжирування методів вимірювання частоти / Троцишин І.В., Троцишина Л.В // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2008. – № 3. – Технічні науки. –

Надійшла до редакції
21.10.2010 р.

УДК 621.376.6

С.Т. БАРАСЬ, А.А. ОВЧАРУК, Т.І. ОВЧАРУК

Вінницький національний технічний університет

**ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ВИКОРИСТАННЯ АЛГОРИТМУ КВАДРАТУРНОЇ АМПЛІТУДНОЇ МОДУЛЯЦІЇ**

Стисло розглянуто алгоритм квадратурної амплітудної модуляції. Запропоновано метод підвищення швидкості передачі інформації на основі алгоритму квадратурної амплітудної модуляції з використанням миттєвої фази сигналу як додаткового інформаційного параметру. Проведено моделювання на ЕОМ запропонованого методу та виконана оцінка впливу введення додаткового інформаційного параметру на завадозахищеність сигналу.

The algorithm of the quadrature amplitude modulation is shortly considered. The method of increasing the data transmission rate based on the algorithm of the quadrature amplitude modulation using the instantaneous phase signal as additional information parameter is proposed. A computer simulation of the proposed method and the estimate of influence of introducing an additional information parameter on signal noise stability are performed.

Ключові слова: квадратурна амплітудна модуляція, швидкість передачі інформації, КАМ, телекомунікації.

Вступ

Швидкість передачі інформації є одним із основних параметрів сучасних цифрових систем зв'язку. Висока швидкість передавання досягається різними шляхами, одним з яких є використання алгоритму квадратурної амплітудної модуляції (КАМ).

У алгоритмі КАМ використовується два інформаційних параметри сигналу: початкова фаза і амплітуда. З точки зору підвищення швидкості передавання цей алгоритм слід визнати найефективнішим для тих каналів, які характеризуються обмеженим значенням ширини смуги пропускання і в яких збільшення модуляційної швидкості неможливе. Традиційним підходом для підвищення швидкості передачі інформації на основі використання КАМ вважається збільшення кількості рівнів існуючих інформаційних параметрів та встановлення такого співвідношення сигнал/шум, при якому кількість помилок є допустимою [1].

Враховуючи те, що збільшення рівнів сигналу призводить до зростання міжривневих спотворень, а, отже, і до збільшення кількості помилок, можна запропонувати ще один підхід по підвищенню швидкості передачі інформації на основі КАМ без суттєвого збільшення кількості помилок. При цьому передбачається введення ще одного інформаційного параметра – миттєвої фази сигналу.

Постановка завдання

Метою даного дослідження є підвищення швидкості передачі інформації на основі алгоритму КАМ з використанням миттєвої фази сигналу як додаткового інформаційного параметру (надалі КАМФ), а також визначення впливу введення додаткового інформаційного параметру на завадозахищеність сигналу.

Методика проведення досліджень

При використанні алгоритму КАМ сигнал, що передається, створюється одночасними змінами амплітуди синфазної (I) і квадратурної (Q) компонент несучого гармонійного коливання (f_c), які зміщені по фазі одна відносно одної на $\pi/2$. Результируючий сигнал Z являє собою суму цих складових [1, 2, 3]. Таким чином, дискретний сигнал з КАМ може бути представлений співвідношенням:

$$Z_m(t) = I_m \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q_m \cdot \sin(2\pi f_c t), \quad (1)$$

де t – змінюється в діапазоні $\{(m-1) \cdot \Delta t \dots m \cdot \Delta t\}$;

m – порядковий номер дискрета часу модулюючого сигналу;

Δt – крок квантування модулюючого сигналу за часом.

Формула (1) виражає дискретний сигнал з КАМ, тобто такий, у якого модулюючі сигнали I_m та Q_m залишаються сталими протягом кожного m -того модулюючого імпульсу, час існування якого рівний Δt .

Значення I_m та Q_m визначаються за формулами: