

УДК 681.325.5

ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ ФУНКЦІЙ ДВІЙКОВОГО І ДЕСЯТКОВОГО ЛОГАРИФМІВ

© Р. Баран, О. Вітер, В. Максимович

Національний університет "Львівська політехніка"

Розглянуто принцип роботи і досліджено метрологічні характеристики перетворювачів число-імпульсних кодів для реалізації функцій двійкового і десятичного логарифмів. Перетворювачі створені на основі нагромаджуючих суматорів із використанням імпульсних зворотних зв'язків та принципу змінної розрядності, що дозволяє розширити їх динамічний діапазон.

The article deals with the work principle of number-pulse code converters for realizing the binary and decimal logarithmic functions and their metrological characteristics. Converters are designed on the base of counter-type adders with pulse feedback and use the bits variability principle for expanding their dynamic range.

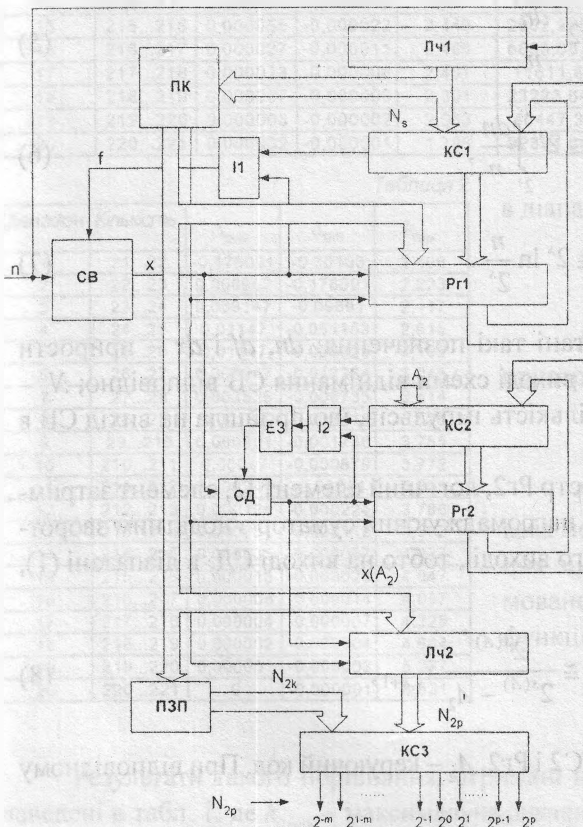


Рис. 1. Структурна схема перетворювача для реалізації функції двійкового логарифму

Постійне розширення можливостей програмованих логічних інтегральних схем сприяє підвищенню конкурентоспроможності апаратних засобів обробки вимірювальної інформації, зокрема пристроїв для обробки число-імпульсних кодів (ЧІК). До таких пристроїв належать і число-імпульсні перетворювачі для реалізації логарифмічних функцій. В даній роботі розглянуто принцип роботи і досліджено метрологічні характеристики перетворювачів для реалізації функцій двійкового і десятичного логарифмів. Перетворювачі створені на основі пристроїв для реалізації функції натурального логарифма [1,2].

Структурна схема пристрою для реалізації функції двійкового логарифма наведена на рис.1. До його складу входять лічильники Лч1 і Лч2, комбінаційні суматори КС1, КС2 і КС3, регістри Pr1 і Pr2, перетворювач кодів ПК, постійний

запам'ятовуючий пристрій ПЗП, схема віднімання СВ, схема додавання СД, логічний елемент І1 і І2, елемент затримки ЕЗ.

Кількість розрядів, які задіяні в роботі пристрою, змінюється за допомогою перетворювача кодів ПК, на виході якого формується паралельний код, що керує розрядністю регістра Рг1 і лічильника Лч2, а також імпульсний сигнал, що установлює Рг1, Рг2, і Лч2 в певний стан на початку кожного піддіапазону вхідного ЧІК n .

У кожному із піддіапазонів

$$2^S \leq n \leq 2^{S+1}, \quad (1)$$

де $S = 0, 1, 2, \dots, m$ – кількість двійкових розрядів Лч1, КС1 і Рг1 задіяних в роботі пристрою в даному піддіапазоні, а m – загальна кількість двійкових розрядів цих структурних елементів.

Робота перетворювача описується такими рівняннями [1]:

$$df \cong \frac{N_s}{2^s} dx, \quad (2)$$

$$N_s \cong n - 2^s, \quad (3)$$

$$dx \cong dn - df, \quad (4)$$

$$dx \cong 2^s \frac{dn}{n}, \quad (5)$$

$$\int_0^{x_{s,s+1}} dx \cong 2^s \int_{2^s}^n \frac{dn}{n}, \quad (6)$$

$$x_{s,s+1} \cong 2^s \ln \frac{n}{2^s}. \quad (7)$$

У наведених формулах використані такі позначення: dn , df і dx – прирости кількостей імпульсів n , f і x на входах і виході схеми віднімання СВ відповідно; N_s – керуючий код на виходах Лч1; $x_{s,s+1}$ – кількість імпульсів, що пройшла на вихід СВ в діапазоні (1).

Комбінаційний суматор КС2, регістр Рг2, логічний елемент І2, елемент затримки ЕЗ і схема додавання СД утворюють нагромаджуючий суматор з додатним зворотним зв'язком. Кількість імпульсів на його виході, тобто на виході СД, в діапазоні (1), визначається виразом [3]

$$x(A_2)_{s,s+1} \cong \frac{2^{s(A)}}{2^{s(A)} - A_2} x_{s,s+1}, \quad (8)$$

де $s(A)$ – кількість двійкових розрядів КС2 і Рг2, A_2 – керуючий код. При відповідному підборі значення A_2 можна отримати

$$\frac{2^{s(A)}}{2^{s(A)} - A_2} \cong \log_2 e > 1. \quad (9)$$

Вихідні імпульси СД підраховуються лічильником ЛЧ2, вага молодшого розряду якого в діапазоні (1) становить 2^{-s} . Отже, в кінці діапазону (1) в ЛЧ2, з врахуванням виразів (7) – (9), буде зафіксований код

$$N'_{2p} = 2^{-s} x(A_2)_{s,s+1} \cong \log_2 n - \ln(2^s) \log_2 e. \quad (10)$$

Остаточний результат перетворення формується на виході комбінаційного суматора КСЗ згідно з виразом

Таблиця 1

Діапазон	Кількість	Δ_{2max}	Δ_{2min}	k_{2max}	k'_{2max}
1	21...22	0,415037	0	0,709	0,145
2	22...23	0,25	-0,057355	1,297	0,323
3	23...24	0,192645	0,040037	1,801	0,676
4	24...25	0,102537	-0,017317	1,669	1,383
5	25...26	0,04956	-0,020015	1,769	2,805
6	26...27	0,026362	-0,007679	1,964	5,64
7	27...28	0,012938	-0,004283	1,957	11,31
8	28...29	0,007095	-0,002474	2,476	22,65
9	29...210	0,003347	-0,001091	2,151	45,329
10	210...211	0,001697	-0,000599	2,187	90,888
11	211...212	0,000893	-0,000322	2,505	181,405
12	212...213	0,000432	-0,000169	2,381	362,84
13	213...214	0,000219	-0,000081	2,423	725,71
14	214...215	0,000111	-0,000043	2,52	1451,45
15	215...216	0,000055	-0,000022	2,449	2902,925
16	216...217	0,000027	-0,000011	2,486	5805,887
17	217...218	0,000013	-0,000006	2,401	11611,8
18	218...219	0,000007	-0,000003	2,301	23223,64
19	219...220	0,000003	-0,000002	2,053	46447,3
20	220...221	0,000002	-0,000001	1,788	92894,64

$$N_{2p} = N'_{2p} + N_{2k}, \quad (11)$$

де

$$N_{2k} \cong \ln(2^s) \log_2 e, \quad (12)$$

коректуючий код, що формується на виході ПЗП і змінюється залежно від значення s . Отже, із (10) – (12) випливає

$$N_{2p} \cong \log_2 n. \quad (13)$$

Оскільки піддіапазон (1) заданий у загальному вигляді, тобто для будь-якого $s = 0, 1, 2, \dots, m$, логарифмічний перетворювач забезпечує реалізацію функції (13)

Таблиця 2

Діапазон	Кількість	Δ_{2max}	Δ_{2min}	k_{2max}
1	21...22	-0,176091	-0,30103	2,409
2	22...23	0,006962	-0,176091	2,223
3	23...24	0,039147	-0,09691	2,117
4	24...25	0,01147	-0,051153	2,615
5	25...26	0,01147	-0,026329	3,103
6	26...27	0,007347	-0,013364	3,046
7	27...28	0,003535	-0,006733	3,414
8	28...29	0,00189	-0,003415	3,506
9	29...210	0,000901	-0,001736	3,755
10	210...211	0,00047	-0,000879	3,772
11	211...212	0,000241	-0,00044	3,805
12	212...213	0,000124	-0,000224	3,786
13	213...214	0,000061	-0,000112	4,002
14	214...215	0,000031	-0,000057	4,037
15	215...216	0,000016	-0,000028	4,047
16	216...217	0,000008	-0,000014	4,097
17	217...218	0,000004	-0,000007	4,328
18	218...219	0,000002	-0,000004	4,664
19	219...220	0,000001	-0,000002	5,277
20	220...221	0	-0,000001	6,531

в діапазоні

$$1 \leq n \leq 2^{m+1}. \quad (14)$$

Абсолютна похибка розглянутого пристрою визначається рівнянням

$$\Delta_2 = N_{2p} - \log_2 n. \quad (15)$$

Метрологічна доцільність перетворювача може бути оцінена порівнянням поточних значень Δ_2 з максимальною трансформованою похибкою квантування для даної функції, тобто із значенням

$$\Delta_{2mp\max} = \log_2 n - \log_2(n-1). \quad (16)$$

Результати такого порівняння, отримані в процесі імітаційного моделювання, наведені в табл. 1, де k_{2max} – максимальне значення модулів відношення Δ_2 до $\Delta_{2mp\max}$. Тут також наведені екстремальні значення Δ_2 – Δ_{2max} і Δ_{2min} і значення k'_{2max} , що характеризують відомий логарифмічний перетворювач [4].

Значення Δ_{2max} , Δ_{2min} , k_{2max} отримані для певних, наближених до оптимальних, початкових станів елементів схеми і певній послідовності спрацювання її структурних елементів.

Структурна схема перетворювача для реалізації функції десятичного логарифма наведена на рис.2. Вона відрізняється від попередньої тим, що в ній відсутні елементи СД і І2 і, таким чином, комбінаційний суматор КС2 і регістр Рг2 утворюють нагромаджуючий суматор без зворотного зв'язку, кількість імпульсів на виході якого визначається виразом

$$x(A_{10})_{s,s+1} \cong \frac{A_{10}}{2^{s(A)}} x_{s,s+1} \quad (17)$$

При відповідному підборі значення A_{10} , будемо мати

$$\frac{A}{2^{s(A)}} \cong \lg(e) < 1. \quad (18)$$

В кінці діапазону (1) в Лч2 буде зафіксовано код

$$N'_{10p} = 2^{-s} x(A_{10})_{s,s+1} \cong \lg(n) - \ln(2^s) \lg(e). \quad (19)$$

За умови, що

$$N_{10k} \cong \ln(2^s) \lg(e), \quad (20)$$

з врахуванням рівняння (11), отримаємо

$$N_{10p} \cong \lg(n). \quad (21)$$

Функція (21), так само як і функція (13), реалізується перетворювачем в діапазоні (14).

Абсолютна похибка даного пристрою визначаються рівнянням

$$\Delta_{10} = N_{10p} - \lg(n). \quad (22)$$

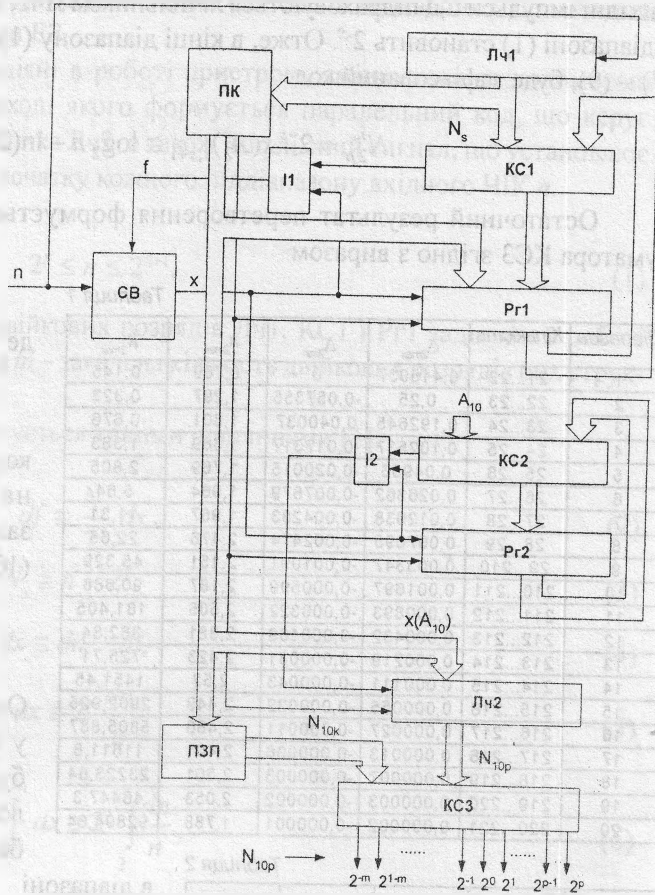


Рис.2. Структурна схема перетворювача для реалізації функції десятичного логарифму

Метрологічна доцільність перетворювача може бути оцінена порівнянням поточних значень Δ_{10} з максимальною трансформованою похибкою квантування для даної функції, тобто із значенням

$$\Delta_{10mp\ max} = \lg(n) - \lg(n-1). \quad (23)$$

Результати такого порівняння, отримані в процесі імітаційного моделювання, наведені в табл. 2, де k_{10max} – максимальне значення модулів відношення Δ_{10} до $\Delta_{10mp\ max}$. Тут також наведені екстремальні значення $\Delta_{10} - \Delta_{10max}$ і Δ_{10min} .

У результаті проведених досліджень можна зробити висновок, що розроблені перетворювачі мають високі метрологічні характеристики. Вони також можуть використовуватись для реалізації логарифмічної функції із заданою або змінною основою логарифма. Остання обставина в обох схемах забезпечується за допомогою зміни значень керуючих кодів нагромаджуючого суматора, побудованого на комбінаційному суматорі КС2 і регістрі Pr2.

1. Горпенюк А.Я., Дудыкевич В.Б., Максимович В.Н. Проектирование число-импульсных функциональных преобразователей с расширенным динамическим диапазоном. //НАНУ. Інститут електродинаміки. Технічна електродинаміка. 1998. Спеціальний випуск. С.13-19.
2. Максимович В.М. Логарифмічні перетворювачі число-імпульсного коду на нагромаджуючому суматорі із змінною розрядністю. // Автоматика, вимірювання та керування. Вісник ДУ «Львівська політехніка». Львів: N366. 1999. С. 107-112.
3. Вітер О.С., Максимович В.М. Визначення поточних похибок керованих дільників частоти на базі нагромаджуючого суматора. // Автоматика, вимірювання та керування. Вісник ДУ «Львівська політехніка». Львів: N324, 1998. С. 86-91.
4. Оберман Р.М.М. Счет и счетчики: Пер. з англ. М., 1984.

УДК 621.391.3

ПРОПУСКНА СПРОМОЖНІСТЬ ДВІЙКОВОГО СИМЕТРИЧНОГО КАНАЛУ З ДВОМА ГРАДАЦІЯМИ ВІРНОСТІ ТА СИГНАЛОМ СТИРАННЯ

© К. Обельовська

Національний університет "Львівська політехніка"

Запропонована формула для визначення пропускної спроможності двійкового симетричного каналу без пам'яті з двома градаціями вірності та сигналом стирання.