

ЛОГАРИФМІЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНОГО КОДУ, ЩО ПРАЦЮЄ У ДВОХ СИСТЕМАХ ЧИСЛЕННЯ

В статті описаний принцип роботи і наведена структурна схема логарифмічного перетворювача число-імпульсного коду, який може працювати як у двійковому так і у двійково-десятковому коді. Подані результати імітаційного моделювання його роботи.

V. Maksymovych**THE LOGARITHMIC CONVERTER OF NUMBER PULSE CODE THAT CAN WORK IN TWO NUMBER SYSTEMS**

The work principle and structure scheme of number pulse code logarithmic converter, that can work in binary or decimal-binary codes, are described in the paper. The results of it mathematical modeling are also representing here.

Широка область використання логарифмічних перетворювачів пояснюється властивостями логарифмічної залежності, яка, зокрема, дозволяє: здійснювати стиснення динамічного діапазону вхідного сигналу, здійснювати лінеаризацію досить розповсюджених експоненціальних характеристик первинних вимірювальних перетворювачів, спрощувати виконання операцій множення і ділення шляхом заміни їх операціями додавання і віднімання. Однією з основних вимог, що ставляться до технічних характеристик логарифмічних перетворювачів, є можливість забезпечення теоретично будь-якого заданого динамічного діапазону при збереженні високої швидкодії, малих похибок перетворення і відносній простоті побудови. Цій вимозі, в основному, відповідають перетворювачі, побудовані на базі цифрових інтеграторів з імпульсними зворотними зв'язками, структури яких працюють за принципом змінної розрядності [1, 2]. Однак, в таких перетворювачах не забезпечується можливість отримання результату в двійково-десятковому коді, що ускладнює їх використання в цифрових вимірювальних пристроях.

В даній роботі розглянуті принцип побудови і структура логарифмічного перетворювача число-імпульсного коду (ЧІК), що може працювати в двох системах числення. Пристрій побудований на базі цифрового інтегратора з паралельним переносом (нагромаджувального суматора) і з від'ємним імпульсним зворотним зв'язком, що працює за принципом змінної розрядності. В його структурі використаний додатковий нагромаджувальний суматор, що дозволяє формувати результат перетворення в одній із вибраних систем числення.

Структурна схема перетворювача наведена на рис. 1. Він складається з: комбінаційних суматорів КС1 – КС3, лічильника Лч, паралельних регістрів Рг1 і Рг2, перетворювачів кодів ПК1 і ПК2, постійного запам'ятовувального пристрою ПЗП, схеми віднімання імпульсних потоків СВ, а також логічних елементів І та АБО.

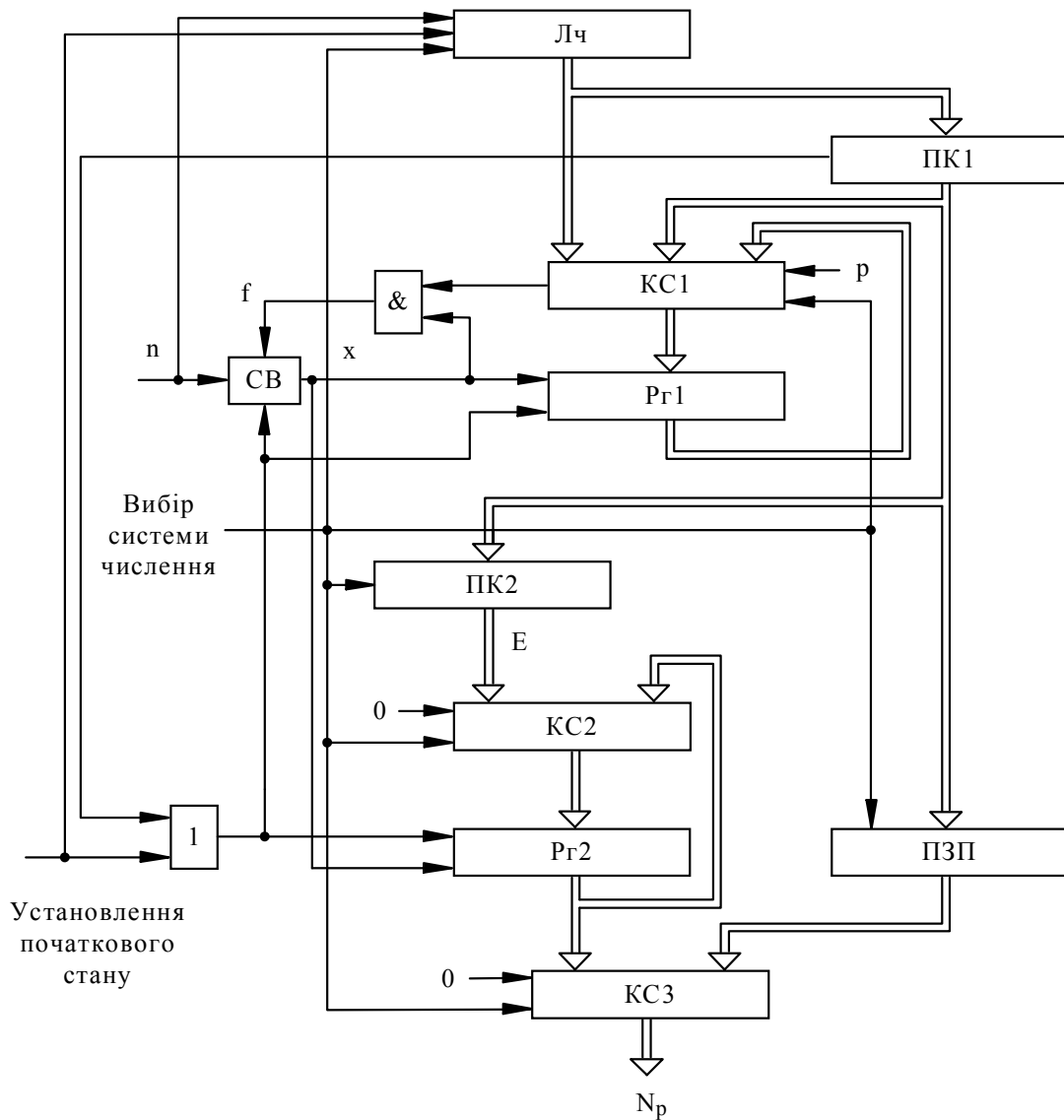


Рисунок 1 - Структурна схема логарифмічного перетворювача.

При роботі у двійковій системі числення лічильник Лч і комбінаційний суматор КС1 працюють у двійковому коді. В залежності від значення n вхідного ЧІК, що формується в Лч, на виході перетворювача ПК1 формується код, який, зокрема, керує кількістю розрядів КС1 задіяних в роботі пристрою. Таким чином, роботу перетворювача можна розглядати окремо у кожному із піддіапазонів

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

де s – кількість задіяних розрядів КС1 ($s = 0, 1, 2, 3, \dots, m$); m – кількість усіх двійкових розрядів Лч, КС1 і Рг1.

В діапазоні (1) комбінаційний суматор КС1 і регістр Рг1 функціонують як s -розрядний нагромаджувальний суматор. У зв'язку з цим, приріст кількості імпульсів на його виході, тобто на виході логічного елемента І, дорівнює:

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

де dx – приріст кількості імпульсів на виході схеми віднімання СВ, а y_s – керуючий код, що міститься в s молодших розрядах Лч. Оскільки лічильник Лч установлюється в нульовий стан перед початком роботи пристрою значення n і y_s зв'язані рівнянням:

$$y_s = n - 2^s. \quad (3)$$

Приріст кількості імпульсів dx на виході схеми віднімання СВ дорівнює:

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

де dn – приріст кількості вхідних імпульсів перетворювача.

Із виразів (2) - (4) випливає:

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

Після інтегрування рівняння (1) знайдемо кількість імпульсів $x_{s,s+1}$, що надійшла на вихід СВ в діапазоні (1):

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

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

В режимі роботи, що розглядається, комбінаційні суматори КС2 і КС3 працюють у двійковому коді. Так само у двійковому коді, на виходах перетворювача кодів ПК2 і запам'ятовувального пристрою ПЗП, формуються числа E і N_L :

$$E = 2^{m-s}, \quad (8)$$

$$N_L \cong \ln 2^s. \quad (9)$$

Суматор КС2 і регістр Рг2 складають нагромаджувальний суматор. На виходах Рг2, якщо вважати, що вага його молодшого розряду дорівнює 2^{-m} , формується добуток:

$$N_x = 2^{-m} \cdot E \cdot x_{s,s+1}. \quad (10)$$

Враховуючи вирази (7) і (8), отримуємо:

$$N_x \cong \ln n - \ln 2^s. \quad (11)$$

Суматор КС3 здійснює додавання чисел N_x і N_L . Отже, на його виході, згідно з (9) і (11), отримуємо число N_p – результат перетворення (в даному випадку у двійковому коді):

$$N_p \cong N_x + N_L, \quad (12)$$

$$N_p \cong \ln n. \quad (13)$$

Вираз (13) справджується для усіх значень s , що задають піддіапазони (1). Таким чином, логарифмічний перетворювач реалізує залежність (13) в діапазоні:

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

На рис. 2 наведені результати імітаційного моделювання перетворювача при його роботі у двійковому коді. Тут суцільними лініями наведені графіки залежностей результату перетворення N_p від вхідного ЧК n , широкою пунктирною лінією – ідеальна залежність $\ln n$, а вузькими пунктирними лініями – залежності $\ln(n+1)$ і $\ln(n-1)$, що обумовлюють трансформовані похибки квантування [1]:

$$\Delta_{TP_{\max}} = \ln(n) - \ln(n-1), \quad (15)$$

$$\Delta_{TP_{\min}} = \ln(n) - \ln(n + 1). \quad (16)$$

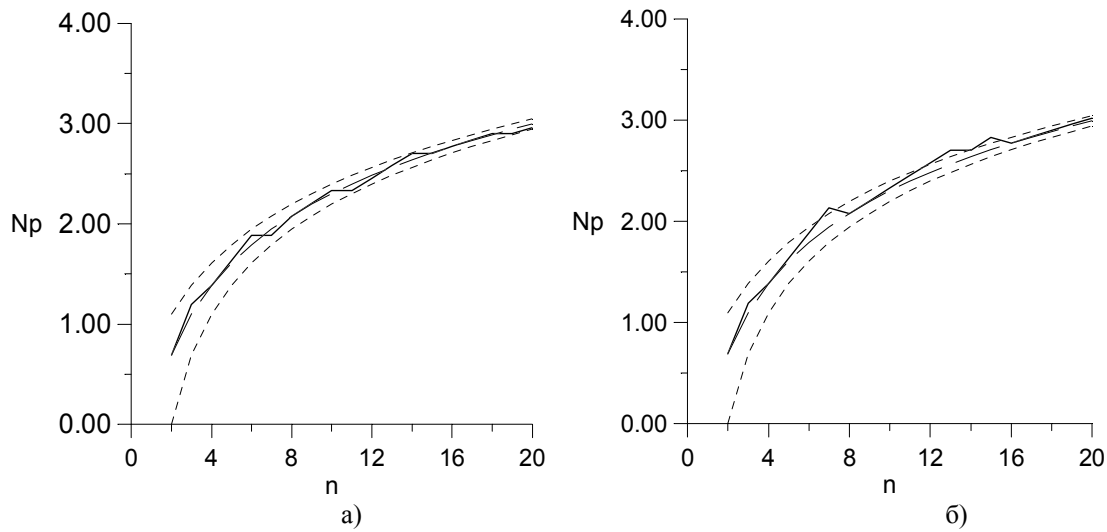


Рисунок 2 - Залежності результату перетворення від вхідного ЧІК при роботі перетворювача у двійковому коді.

Результат перетворення N_p в певній мірі залежить від числа P_0 , що записується в реєстр Rr1 на початку кожного із піддіапазонів n . Цей факт ілюструється графіками на рис. 2, що отримані при наступних початкових установках реєстра: а – при $P_0 = 2^s - 1$; б – при $P_0 = 0$.

Наведені на рис. 2 залежності отримані для невеликих значень n і ілюструють лише їх характер. В табл. 1 подані результати імітаційного моделювання для достатньо великих значень n (при $P_0 = 2^s - 1$).

Таблиця 1

n	s	Δ_{\max}	Δ_{\min}	k_{\max}
$2^1 \dots 2^2 - 1$	1	0.09453489	0.00000000	0.233152
$2^2 \dots 2^3 - 1$	2	0.09453489	-0.05961579	0.518506
$2^3 \dots 2^4 - 1$	3	0.06538421	-0.06845373	0.882283
$2^4 \dots 2^5 - 1$	4	0.03029289	-0.04685026	0.866519
$2^5 \dots 2^6 - 1$	5	0.01643463	-0.02711216	0.935304
$2^6 \dots 2^7 - 1$	6	0.01111204	-0.01455954	1.350105
$2^7 \dots 2^8 - 1$	7	0.00475959	-0.00754206	1.130401
$2^8 \dots 2^9 - 1$	8	0.00279818	-0.00383812	1.380900
$2^9 \dots 2^{10} - 1$	9	0.00144485	-0.00193603	1.445568
$2^{10} \dots 2^{11} - 1$	10	0.00074378	-0.00097228	1.508754
$2^{11} \dots 2^{12} - 1$	11	0.00036852	-0.00048721	1.482758
$2^{12} \dots 2^{13} - 1$	12	0.00018614	-0.00024387	1.503769
$2^{13} \dots 2^{14} - 1$	13	0.00009517	-0.00012200	1.554292
$2^{14} \dots 2^{15} - 1$	14	0.00004742	-0.00006102	1.544401
$2^{15} \dots 2^{16} - 1$	15	0.00002385	-0.00003051	1.556308
$2^{16} \dots 2^{17} - 1$	16	0.00001193	-0.00001526	1.557783
$2^{17} \dots 2^{18} - 1$	17	0.00000599	-0.00000763	1.565604
$2^{18} \dots 2^{19} - 1$	18	0.00000300	-0.00000381	1.572523
$2^{19} \dots 2^{20} - 1$	19	0.00000150	-0.00000191	1.576566
$2^{20} \dots 2^{21} - 1$	20	0.00000075	-0.00000095	1.575891
$2^{21} \dots 2^{22} - 1$	21	0.00000038	-0.00000048	1.576449

$2^{22} \dots 2^{23} - 1$	22	0.00000019	-0.00000024	1.577669
$2^{23} \dots 2^{24} - 1$	23	0.00000009	-0.00000012	1.577722
$2^{24} \dots 2^{25} - 1$	24	0.00000005	-0.00000006	1.577849

Тут Δ_{\max} і Δ_{\min} – максимальне і мінімальне значення абсолютної похибки перетворення, на кожному із піддіапазонів n , що визначається рівнянням:

$$\Delta = N_p - \ln n. \tag{17}$$

В таблиці також наведені значення k_{\max} – максимальні значення коефіцієнта метрологічної доцільності k , що визначається наступним чином [1]:

$$k = \left| \frac{\Delta}{\Delta_{TP_{\max}}} \right|. \tag{18}$$

При роботі у двійково-десятковій системі числення лічильник Лч і комбінаційний суматор КС1 працюють у відповідному коді. Фіксація кількості розрядів КС1, задіяних в роботі перетворювача, відбувається з допомогою вихідного коду перетворювача ПК1 в наступних піддіапазонах вхідного ЧК n :

$$\begin{aligned} n &= 1, \\ 2 &\leq n \leq 3, \\ 4 &\leq n \leq 7, \\ 8 &\leq n \leq 9, \\ 10 &\leq n \leq 19, \\ &\dots\dots\dots \\ 100 &\leq n \leq 199, \\ 200 &\leq n \leq 399, \\ 400 &\leq n \leq 799, \\ &\dots\dots\dots \end{aligned} \tag{19}$$

У кожному із піддіапазонів (19) КС1 і Рг1 функціонують як нагромаджувальний суматор, ємність якого становить N_s . Отже, приріст кількості імпульсів на його виході становить:

$$df \cong \frac{y_s}{N_s} dx. \tag{20}$$

Керуючий код y_s , в даному випадку, визначається рівнянням:

$$y_s = n - N_s. \tag{21}$$

Із (4), (20) і (21) випливає:

$$dx \cong N_s \frac{dn}{n}, \tag{22}$$

$$\int_0^{x'} dx \cong N_s \int_{n_0}^n \frac{dn}{n}, \tag{23}$$

$$x' \cong N_s \ln \frac{n}{n_0}, \tag{24}$$

де x' – кількість імпульсів, що надходить на вихід схеми віднімання СВ в піддіапазонах (19), n_0 – значення n , що відповідають початку цих піддіапазонів.

Комбінаційні суматори КС2 і КС3, в даному випадку, працюють у двійково-десятковому коді. Так само у двійково-десятковому коді, на виходах перетворювача ПК2 і запам'ятовуючого пристрою ПЗП, формуються числа E' і N_L' :

$$E' = \frac{10^r}{N_s}, \tag{25}$$

$$N_L' \cong \ln n_0, \tag{26}$$

де r – кількість декад Лч, КС1 і Рг1.

На виходах Рг2, якщо вважати, що вага його молодшої декади дорівнює 10^{-r} , формується добуток:

$$N_x = 10^{-r} \cdot E \cdot x' \quad (27)$$

Враховуючи вирази (24) і (25), отримуємо:

$$N_x \cong \ln n - \ln n_0 \quad (28)$$

На виходах суматора КС3 формується результат перетворення у двійково-десятьковому коді:

$$N_p \cong N_x + N_L' \quad (29)$$

Враховуючи вирази (26) і (29), будемо мати:

$$N_p \cong \ln n \quad (30)$$

На рис. 3 наведені результати імітаційного моделювання перетворювача при його роботі у двійково-десятьковому коді. При цьому, на рис. 3а – при значенні початкового коду в Рг1 – $P_0 = N_s - 1$; а на рис. 3б – при $P_0 = 0$.

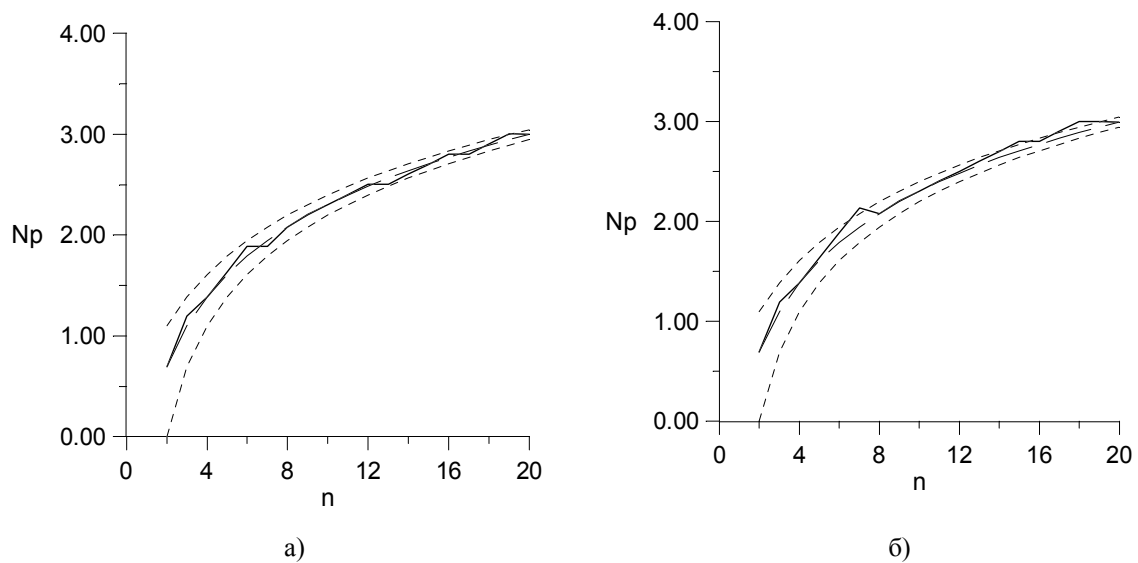


Рисунок 3 - Залежності результату перетворення від вхідного ЧК при роботі перетворювача у двійково-десятьковому коді.

В табл. 2 подані результати імітаційного моделювання для достатньо великих значень n (при $P_0 = N_s - 1$).

Таблиця 2

n	s	Δ_{\max}	Δ_{\min}	k_{\max}
$2 \cdot 10^0 \dots 4 \cdot 10^0 - 1$	$2 \cdot 10^0$	0.09453489	0.00000000	0.233152
$4 \cdot 10^0 \dots 8 \cdot 10^0 - 1$	$4 \cdot 10^0$	0.09453489	-0.05961579	0.518506
$8 \cdot 10^0 \dots 10 \cdot 10^0 - 1$	$8 \cdot 10^0$	0.00721696	0.00000000	0.061273
$1 \cdot 10^1 \dots 2 \cdot 10^1 - 1$	$1 \cdot 10^1$	0.05814611	-0.06236426	1.075441
$2 \cdot 10^1 \dots 4 \cdot 10^1 - 1$	$2 \cdot 10^1$	0.03217063	-0.03976194	1.238500
$4 \cdot 10^1 \dots 8 \cdot 10^1 - 1$	$4 \cdot 10^1$	0.01221334	-0.02232066	0.948584
$8 \cdot 10^1 \dots 10 \cdot 10^1 - 1$	$8 \cdot 10^1$	0.00123185	-0.01181397	0.974641
$1 \cdot 10^2 \dots 2 \cdot 10^2 - 1$	$1 \cdot 10^2$	0.00705553	-0.00955880	1.379352
$2 \cdot 10^2 \dots 4 \cdot 10^2 - 1$	$2 \cdot 10^2$	0.00342317	-0.00488861	1.292246
$4 \cdot 10^2 \dots 8 \cdot 10^2 - 1$	$4 \cdot 10^2$	0.00190316	-0.00247201	1.506347
$8 \cdot 10^2 \dots 10 \cdot 10^2 - 1$	$8 \cdot 10^2$	0.00025261	-0.00124299	0.997496
$1 \cdot 10^3 \dots 2 \cdot 10^3 - 1$	$1 \cdot 10^3$	0.00073802	-0.00099551	1.435086
$2 \cdot 10^3 \dots 4 \cdot 10^3 - 1$	$2 \cdot 10^3$	0.00038499	-0.00049888	1.527452
$4 \cdot 10^3 \dots 8 \cdot 10^3 - 1$	$4 \cdot 10^3$	0.00019138	-0.00024972	1.510689
$8 \cdot 10^3 \dots 10 \cdot 10^3 - 1$	$8 \cdot 10^3$	0.00002702	-0.00012493	0.999750
$1 \cdot 10^4 \dots 2 \cdot 10^4 - 1$	$1 \cdot 10^4$	0.00007743	-0.00009996	1.537808
$2 \cdot 10^4 \dots 4 \cdot 10^4 - 1$	$2 \cdot 10^4$	0.00003902	-0.00004999	1.553308

$4 \cdot 10^4 \dots 8 \cdot 10^4 - 1$	$4 \cdot 10^4$	0.00001957	-0.00002500	1.560952
$8 \cdot 10^4 \dots 10 \cdot 10^4 - 1$	$8 \cdot 10^4$	0.00000284	-0.00001250	1.000203
$1 \cdot 10^5 \dots 2 \cdot 10^5 - 1$	$1 \cdot 10^5$	0.00000788	-0.00001000	1.574579
$2 \cdot 10^5 \dots 4 \cdot 10^5 - 1$	$2 \cdot 10^5$	0.00000393	-0.00000500	1.569891
$4 \cdot 10^5 \dots 8 \cdot 10^5 - 1$	$4 \cdot 10^5$	0.00000197	-0.00000250	1.573853
$8 \cdot 10^5 \dots 10 \cdot 10^5 - 1$	$8 \cdot 10^5$	0.00000029	-0.00000125	1.000184
$1 \cdot 10^6 \dots 2 \cdot 10^6 - 1$	$1 \cdot 10^6$	0.00000079	-0.00000100	1.574011

Висновки

Аналіз результатів імітаційного моделювання, наведений в табл. 1 і табл. 2, дозволяє зробити висновок, що логарифмічний перетворювач в обох режимах забезпечує високі метрологічні характеристики, про що свідчить близькість до 1 максимальних значень коефіцієнта метрологічної доцільності k_{\max} .

Література

1. Горпенюк А.Я., Дудикевич В.Б., Максимович В.М. Проектирование число-импульсных функциональных преобразователей с расширенным динамическим диапазоном. / Національна академія наук України. Інститут електродинаміки, "Технічна електродинаміка". Спеціальний випуск, 1998. - С. 13-19.
2. Максимович В.М. Логарифмічні перетворювачі число-імпульсного коду на нагромаджуючому суматорі із змінною розрядністю. Вісник ДУ "Львівська політехніка" - "Автоматика, вимірювання та керування", N366, 1999. - С. 107-112.

Одежано 26.12.2005 р.