

$$\Delta_g(\Delta T) \approx -\frac{T^2 \cdot \Delta \lambda_{\text{эф}}}{C_2^2} \cdot \Delta C_2 \cdot \ln \varepsilon(\lambda_{\text{эф}}, T) \quad (9)$$

Результати розрахунків наведено на рис.5.

З метою усунення розглянутих похибок введення поправок на випромінювальну здатність, що виражаються формулами (7), (8) і (9) для випадків, коли випромінювальну здатність вигляду $\varepsilon(T)$ у формулі (4) можна винести за знак інтеграла, необхідно вводити апріорну мультиплікативну корекцію. Тоді НСХ такого пірометра матиме вигляд:

$$V_c = k(\varepsilon) \cdot \varepsilon(T) \cdot S \cdot \int_0^{\infty} \Psi(\lambda) \cdot B_0(\lambda, T_i) d\lambda, \quad (10)$$

де S – коефіцієнт перетворення в В·см²/Вт; $\varepsilon(T)$ – випромінювальна здатність як функція від випромінюваної температури; $k(\varepsilon)$ – апріорна мультиплікативна поправка на випромінювальну здатність об'єкта вимірювання. Остання вибирається так, щоби:

$$k(T) \cdot \varepsilon(\lambda_{\text{эф}}, T) \approx 1 \quad (11)$$

Тоді вирази (2), (7) і (9) набудуть нульового значення. Це своєю чергою приведе до мінімізації похибки введення поправки на випромінювальну здатність, коли розглянуті фактори виразу (8) найменше впливають на ефективну довжину хвилі, а отже, і на результат вимірювання. Ця особливість реалізується тільки при апріорному введенні поправки для вимірювань пірометрами, НСХ яких описується виразом (10).

1. Засименко В.М., Самченко Г.П. Состояние и тенденции развития переносных пирометров излучения. М., ЦНИИТЕИ приборостроения, 1987. 2. Засименко В.М., Самченко Г.П., Лах В.И. Критерии классификации пирометров излучения // Приборы и системы управления. 1981. № 10. С.18-19. 3. Засименко В.М. Анализ погрешностей передаточной функции пирометрического преобразователя в прямой цепи излучения // Контрольно-измерительная техника. 1983, №33. С.9-13. 4. Свет Д.Я. Оптические методы измерения истинных температур. М., 1982. 5. Свет Д.Я. Объективные методы высокотемпературной пирометрии при непрерывном спектре излучения. М., 1968.

УДК 621.374

ЭКСПОНЕНЦИЙНЫЙ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ПОКРАЩЕНОЇ ТОЧНОСТІ

© Горпенюк А.Я., Дудикевич В.Б., Лагун А.Е., 2000

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматика і телемеханіка”

Наведено результати досліджень експоненційного функціонального перетворювача та подано рекомендації щодо підвищення його точності для структур різної розрядності; запропоновано структуру широкодіапазонного експоненційного перетворювача з покращеними метрологічними характеристиками.

This paper describes results of exponential functional converter investigations and recommendations for its accuracy increase depending on digits quantity; also describes structure of wide-range exponential converter with improved metrological characteristics.

Вступ. Теорія та практика проектування цифрових аналогів активно розвивалися до появи технології виготовлення великих інтегральних схем. Зокрема саме тоді було розроблено і досліджено більшу частину відомих функціональних перетворювачів, що працюють за приростами. Згодом, внаслідок прогресу інтегральних технологій, цифрові аналоги поступово втратили свої переваги перед обчислювальними пристроями універсального призначення. Відповідно звужувалась сфера застосувань цифрових аналогів, знижувалась активність наукових досліджень і зменшувалась обізнаність розробників з «аналоговими» методами обчислень. Нині склалася ситуація, за якої алгоритмічні методи обчислень та універсальні обчислювальні пристрої застосовують навіть в тих випадках, в яких вони за всіма показниками поступаються цифровим аналогам, що реалізують неалгоритмічні методи обчислень. Водночас на даний час розроблено елементну базу, застосування якої дозволяє частково або повністю позбутися деяких недоліків цифрових аналогів і тим самим підвищити їх конкурентоспроможність та розширити сферу застосування. Зокрема сказане стосується програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС), застосування яких дає змогу створювати високоефективні моделюючі цифрові процесори з перепрограмованою структурою. Такі процесори значною мірою позбавлені такого недоліку цифрових аналогів, як їх вузькоспеціалізованість та жорстка структура. Частково принципи побудови моделюючих процесорів були запропоновані та реалізовані у вигляді імпульсного функціонального процесора [1]. Такий процесор реалізовано на базовому матричному кристалі, а застосування ПЛІС дозволить зробити ще один крок до підвищення його ефективності. Однак треба зауважити, що нових технологій недостатньо для реалізації такого багатообіцяючого шляху відродження цифрових аналогів. Абсолютно необхідним є також розроблення такої методики синтезу моделюючих структур, рівень якої відповідав би рівню елементної бази. А елементна база та ідея моделюючих процесорів висувають до методики синтезу вимогу ефективності (в сенсі швидкодії та універсальності) та придатності до автоматизації. Універсальність гарантує теорема Шеннона про можливість відтворення неперервних функцій [2]. Швидкодія значною мірою визначається рівнем автоматизації методики. Отже, однією з найважливіших проблем, які сьогодні потребують свого вирішення, є проблема розроблення автоматизованої методики синтезу цифрових аналогів і зокрема число-імпульсних функціональних перетворювачів.

Проблематику автоматизованої методики синтезу на даний час можна вважати сформованою [3]. Серед цих проблем виділимо проблему розроблення відтворювачів елементарних функцій як одну з найважливіших. Останнє твердження не є очевидним. Дійсно, якщо спиратися на теорію Шеннона, базовими вузлами цифрових аналогів є тільки суматори приростів та цифрові інтегратори прямих і (у випадку розкладу в модифіковану систему рівнянь Шеннона [4]) обернених функцій. Однак методика

Шеннона стосується аналогових величин та її використання для синтезу цифрових пристроїв очевидно призводить до наближеності обчислень. Через це виникають похибки, які, залежно від конфігурації зв'язків, діапазону і характеру зміни величин, наявності і виду зворотних зв'язків тощо, можуть бути більшими або меншими, а можуть взагалі стати неприпустимими внаслідок втрати спроектованою структурою стійкості при досягненні вхідними величинами певних значень. Особливістю цифрових аналогів є те, що сьогодні не існує універсальної аналітичної методики аналізу таких структур, через що далеко не завжди можливо теоретично передбачити поведінку цифрового аналога, що проектується, в реальних умовах роботи. А це означає, що створення автоматизованої методики синтезу цифрових аналогів (яка мала б видавати на вихід структуру цифрового аналога, що виконує задані функції із заданими характеристиками) на даний час є неможливим за умови використання як базових вузлів тільки суматорів приростів та цифрових інтеграторів прямих та обернених функцій.

Аналіз сучасного досвіду проектування цифрових аналогів дозволяє припустити, що означеної ситуації можна уникнути, якщо поряд із згаданими базовими вузлами використовувати як базові вузли також відтворювачі елементарних функцій. Дійсно, як свідчить практика, проектування цифрових аналогів з використанням експериментально вивчених, структурно і параметрично відкоригованих та оптимізованих відтворювачів елементарних функцій дозволяє якщо не гарантувати, то з великим ступенем достовірності прогнозувати характеристики цифрового аналога, що проектується. Саме це і визначає актуальність розроблення і вивчення відтворювачів елементарних функцій.

Теоретичний синтез експоненційного перетворювача. Цифрова структура, що моделює експоненційну функцію, відома своєю простотою та елегантністю. Водночас доводиться констатувати, що на практиці ця структура донині була непрацездатною (за умови, якщо додатний аргумент змінюється в достатньо широкому діапазоні). Відповідно непрацездатними були також цифрові аналоги, що містили експоненційний перетворювач як складову частину (зокрема, відтворювачі показникових, показниково-степеневих функцій тощо).

Нижче подаються результати досліджень, що дозволили розробити цифрову структуру, яка з високим ступенем точності моделює експоненційну функцію в широкому діапазоні зміни аргументу.

Передусім скористаємося відомою методикою синтезу число-імпульсних функціональних перетворювачів [4] і відзначимо диференціальні рівняння, що породжують задану функціональну залежність. Отже, нам необхідно відтворити функцію:

$$y = e^x \quad (1)$$

1. Диференціюємо (1) – отримуємо породжуюче диференціальне рівняння:

$$dy = e^x dx \quad (2)$$

2. За допомогою (1) робимо заміну і остаточно отримуємо таке породжуюче рівняння:

$$dy = y dx \quad (3)$$

З (3) відповідно до теореми Шеннона [2] випливає, що для відтворення (1) достатньо одного інтегратора, охопленого додатним зворотним зв'язком.

Структурний та параметричний синтез експоненційного перетворювача.

З метою реалізації (3) скористаємося цифровим інтегратором на нагромаджуючому суматорі (рис.1). Для такої структури можна записати:

$$\Delta Y = Y \cdot \Delta X / 2^n, \quad (4)$$

де n – розрядність суматора. Наблизивши прирости в рівнянні (4) диференціалами, отримаємо:

$$dY = Y \cdot dX / 2^n \quad (5)$$

Розв'яжемо (5):

$$dY/Y = dX/2^n \quad (6)$$

$$\ln(Y/Y_0) = (X - X_0)/2^n \quad (7)$$

$$Y/Y_0 = e^{(X-X_0)/2^n} \quad (8)$$

$$Y = Y_0 \cdot e^{(X-X_0)/2^n} \quad (9)$$

Прийнявши в (9) $Y_0 = 1; X_0 = 0$, отримаємо:

$$Y = e^{X/2^n} \quad (10)$$

Отже, структура на рис.1 мала б відтворювати функцію (10). Проте моделювання такої структури показує, що функція (10) відтворюється з неприпустимо великою похибкою (рис.2 – 12-розрядний варіант структури), яка до того ж має тенденцію до нагромадження. Дослідниками висловлювалися різні версії щодо причин такої великої похибки. Не зупиняючись на аналізі цих версій, ми сформулюємо свою.

Отже, припускаючи, що прирости аргументу X подаються на вхід перетворювача (рис.1) без похибки, в прирості похибки перетворення на одиничний приріст аргументу можна виділити дві складові: приріст похибки інтегрування (похибка методу прямокутників) і приріст похибки округлення результату перетворення. Оскільки структура охоплена додатним зворотним зв'язком, прирости цих похибок можуть не тільки нагромаджуватися, але й спричиняти збільшення наступних приростів похибок. Саме через це структура втрачає стійкість і похибка перетворення стрімко зростає.

Для розроблення способів стабілізації структури експоненційного перетворювача насамперед було здійснено спробу аналітичного виведення коригуючих співвідношень. Така спроба не дала позитивних результатів через недосконалість існуючих аналітичних методик аналізу цифрових інтегруючих структур. Відтак було зроблене таке припущення. Оскільки в похибці перетворення можна виділити дві складові, які через

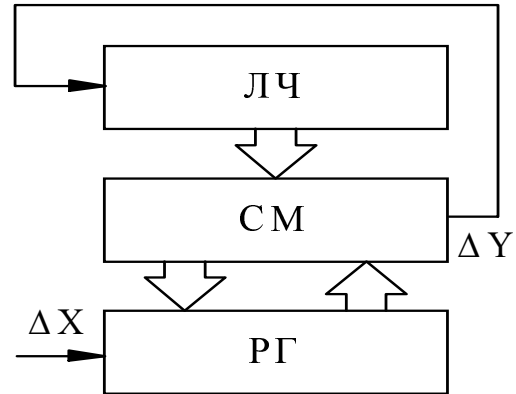


Рис.1. Структура експоненційного перетворювача.

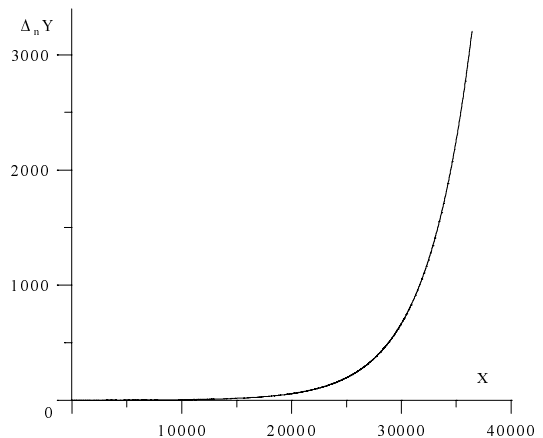


Рис.2. Графік абсолютної похибки відтворення експоненційної функції.

коло додатного зворотного зв'язку впливають на стійкість структури, то можна спробувати врівноважити ці дві складові. Припустімо, похибка інтегрування (похибка методу прямокутників) є завжди від'ємною, тобто спричиняє зменшення результату перетворення відносно точного результату. Причому ця похибка зростає за абсолютним значенням при зростанні аргументу, а вплинути на неї (тобто зменшити або змістити) без коригування структури перетворювача неможливо. Інакше можна охарактеризувати похибку округлення. Ширина діапазону зміни цієї похибки дорівнює одиниці молодшого розряду результату перетворення, причому цей діапазон можна зміщувати в будь-якому напрямку шляхом початкового зміщення результату (задання початкових даних). Отже, суть зробленого припущення в такому: існує таке початкове зміщення результату перетворення структури на рис.1, при якому похибки округлення та інтегрування, трансформовані структурою через коло додатного зворотного зв'язку, взаємно компенсуються з точністю до деякої припустимої сумарної похибки перетворення.

Отже, залишається визначити згадане зміщення. Слід сказати, що сподівання на успіх в цьому питанні були дуже незначними. Дійсно, ми маємо справу з дискретними величинами і можемо зміщувати результат у структурі на рис.1 з дискретністю $1/2^n$ одиниці молодшого розряду, що може виявитися надто грубим регулюванням для відновлення стійкої роботи структури. Проте несподівано практика підтвердила припущення щодо існування оптимального зміщення результату.

Пошук оптимального зміщення здійснювали експериментально. Тобто аналізувалася похибка перетворення на всьому діапазоні зміни аргументу (тобто до переповнення лічильника у структурі на рис.1) при різних початкових зміщеннях результату у бік більших значень (на протипагу похибці інтегрування). Приклад такого пошуку для 12-розрядного варіанта структури подано на рис.3 у вигляді залежності екстремальних значень абсолютної похибки від значення числа $2^n \cdot Y_0$, що записується в регістр РГ структури перед початком перетворення (тут і далі значення абсолютних похибок перетворення подано в одиницях молодшого розряду результату перетворення).

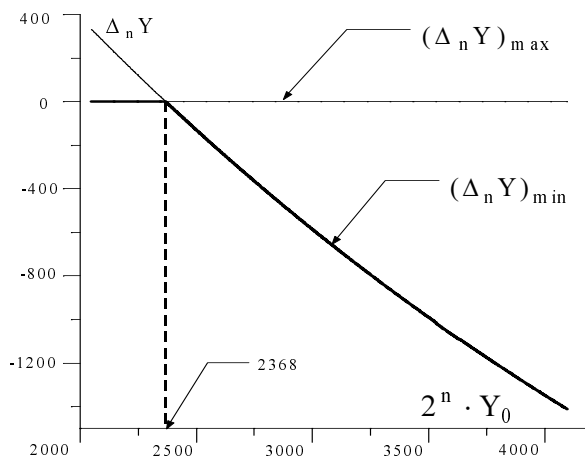


Рис.3. Графік залежності екстремальних значень абсолютної похибки від числа в регістрі.

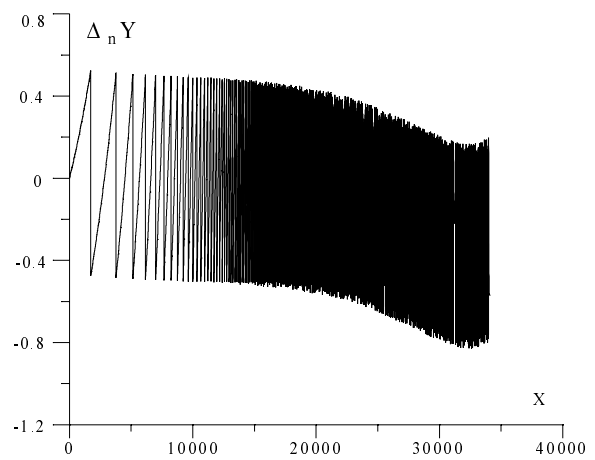


Рис.4. Абсолютна похибка перетворення при оптимальному значенні числа в регістрі.

З графіка випливає, що оптимальним зміщенням є число $2^n \cdot Y_0 = 2368$, за умови запису якого в реєстр нагромаджуючого суматора перед початком перетворення, похибка на всьому діапазоні зміни аргументу не вийде за межі $-0,829696 \leq \Delta_n Y \leq 0,524446$. Графік абсолютної похибки перетворення при знайдених оптимальних початкових даних подано на рис.4. Прогрес порівняно з результатами на рис.2 очевидний.

Розрядність, n	$2^n \cdot Y_0$	$(\Delta_n Y)_{\max},$ ОМР	$(\Delta_n Y)_{\min},$ ОМР
8	150	0.507053	-0.723958
9	298	0.515910	-0.706242
10	594	0.520357	-0.774108
11	1185	0.523330	-0.666281
12	2368	0.524446	-0.829696
13	4732	0.771541	-0.604258
14	9461	0.786948	-0.600544
15	18918	0.911203	-0.579035
16	37833	0.882663	-0.584506
17	75662	0.592398	-0.651687
18	151319	0.804019	-0.600124
19	302633	0.555189	-0.664198
20	605261	0.526194	-0.823430

У таблиці для різних розрядностей експоненційного перетворювача подано рекомендовані значення початкових даних і відповідні значення граничних абсолютних похибок в одиницях молодшого розряду (ОМР) результату перетворення (10).

Окремо слід зауважити, що для пошуку оптимальних початкових даних застосовувався імітаційний алгоритм, складність якого (тобто кількість звертань до моделі експоненційного перетворювача) для структури на рис.1 визначається співвідношенням:

$$t = \ln 2 \cdot n \cdot 2^{2n-1} \quad (11)$$

З (11) випливає, що при зростанні розрядності перетворювача на одиницю час на експериментальний пошук оптимальних початкових даних зростає в $4 \cdot (n+1)/n$ разів. Тобто повне дослідження багаторозрядних структур вимагає дуже великих затрат часу. Наприклад, дослідження 16-розрядного перетворювача з повним перебором початкових даних в діапазоні $2^{n-1} \leq 2^n \cdot Y_0 < 2^n$, що здійснювалося на ПК з характеристиками Celeron 400 (32 МБ), тривало близько 16 год. У зв'язку з тим було проведено пошук способів скорочення затрат часу на дослідження багаторозрядних структур. Розроблено рекомендації, застосування яких дозволяє кардинально зменшити час дослідження. Наприклад, лише за 7,5 хвилини було встановлено, що оптимальним зміщенням результату для 20-розрядного експоненційного перетворювача є $2^n \cdot Y_0 = 605261$, при якому похибка не виходить за межі $-0.823430 \leq \Delta_n Y \leq 0.526194$. Водночас, відповідно до (11), для повного дослідження такої структури необхідно затратити приблизно в 256 разів більше часу, ніж вимагає дослідження 16-розрядного варіанта структури, тобто 4096 годин (170 діб).

Загалом проведені дослідження дозволили гарантувати відтворення структурою на рис.1 функції (10) в діапазоні зміни аргументу:

$$0 \leq X < \ln 2 \cdot n \cdot 2^n \quad (12)$$

Розроблення структури широкодіапазонного експоненційного перетворювача.
На практиці діапазон (12) далеко не завжди є прийнятним. З метою його розширення було розроблено структуру, подану на рис.5. Замість лічильника у таку структуру входить ще один нагромаджуючий суматор (побудований на реєстрі РГ1 та

комбінаційному суматорі СМ1), який виконує функцію нагромадження не тільки одиничних, але й багаторозрядних (аж до $2^n - 1$) приростів ΔY . У структурі тільки регістр РГ2 залишився n -розрядним. Всі інші вузли мають розрядність $2n$. Запропонована структура здатна відтворювати функцію (10) в діапазоні зміни аргументу:

$$0 \leq X < 2 \cdot \ln 2 \cdot n \cdot 2^n \quad (13)$$

Очевидно, що подібним чином можна і надалі розширювати діапазон зміни аргументу. Загалом, якщо в структурі експоненційного перетворювача використати n -розрядний регістр РГ2 і kn -розрядні РГ1, СМ1, СМ2, то такий перетворювач буде відтворювати функцію (10) в діапазоні зміни аргументу:

$$0 \leq X < k \cdot \ln 2 \cdot n \cdot 2^n \quad (14)$$

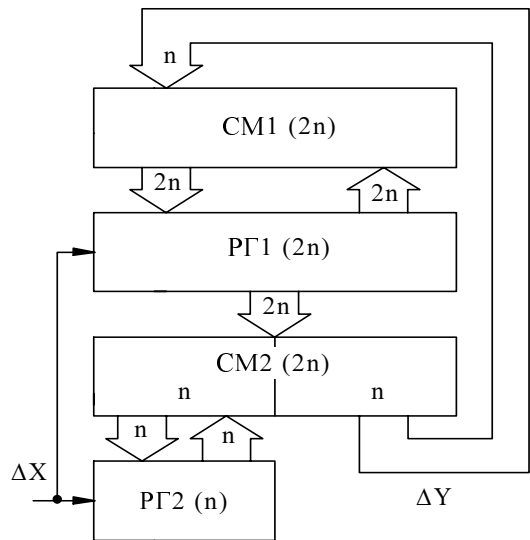


Рис.5. Структура широкодіапазонного експоненційного перетворювача.

Водночас результати дослідження таких структур свідчать про складність стабілізації роботи широкодіапазонних структур. Насамперед для таких структур початкові зміщення результату, подані в таблиці, вже не є оптимальними, а тому необхідним є пошук нових оптимальних початкових зміщень. Як приклад на рис.6 подано графік абсолютної похибки відтворення функції (10) структурою на рис.5, в якій регістр РГ2 має розрядність 12, а всі інші вузли – розрядність 24. Моделювання здійснювалося в діапазоні зміни аргументу (13) при $n = 12$ і оптимальному початковому зміщенні результату $2^n \cdot Y_0 = 2372$. Результати моделювання (рис.6) показують, що при збільшенні аргументу абсолютна похибка перетворення зростає. Необхідно зазначити, що порівняно з результатом перетворення це зростання є незначним. Сказане підтверджує графік відносної похибки перетворення, побудований за результатами моделювання згаданої структури (рис.7), – зведена похибка у всьому діапазоні перетворення не перевищує 0,006%. Загалом проведені дослідження дозволяють гарантувати достатньо точне відтворення функції (10) структурою експоненційного перетворювача (рис.5), що працює в діапазоні (13). Структури, які відтворюють функцію (10) в діапазоні (14) (де $k > 2$), вимагають подальших досліджень з метою покращання їх точності.

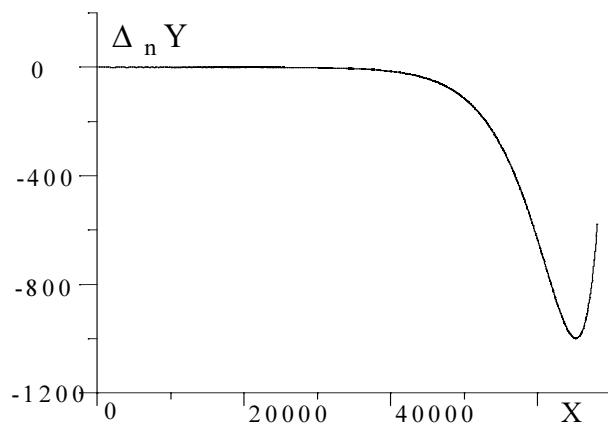


Рис.6. Абсолютна похибка відтворення експоненти широкодіапазонним експоненційним перетворювачем.

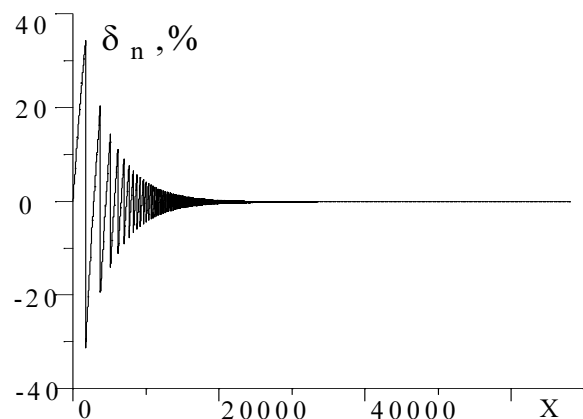


Рис.7. Відносна похибка відтворення експоненти широкодіапазонним експоненційним перетворювачем.

Висновки. Одержані після проведених досліджень результати параметричного синтезу число-імпульсної структури експоненційного перетворювача дозволили отримати за допомогою такої структури високоточну розгортку експоненційної функції (не тільки з від'ємним, але й з додатним показником степеня) в широкому діапазоні зміни аргументу. Розроблено також ефективні автоматизовані методи параметричного синтезу експоненційних перетворювачів різної розрядності і способи розширення діапазону роботи експоненційних перетворювачів. Високі характеристики розроблених структур дозволяють використовувати їх як базові в автоматизованій методиці синтезу цифрових інтегруючих структур.

1. Горпенюк А.Я. *Реверсивні число-імпульсні функціональні перетворювачі: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Львів, 1998.* 2. Шеннон К. *Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ. М., 1963.* 3. Лагун А.Е. *Питання структурного синтезу число-імпульсних функціональних перетворювачів кодів. // Вісник Державного університету "Львівська політехніка" 1991. № 257. С. 43-46.* 4. Дудикевич В.Б. *Число-імпульсні функціональні перетворювачі: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Львів, 1991.*

УДК 681.32

ПРОГРАМНО-АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ ПРОЦЕСОРІВ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ З МІНІМІЗАЦІЄЮ ЗАТРИМКИ ОБЧИСЛЕНЬ

© Стрепко І.Т., Тимченко О.В., 2000

Українська академія друкарства, кафедра АКТ

На основі різницевих методів обробки сигналів запропоновано алгоритми та структурні схеми процесорів цифрових систем реального часу з мінімізацією затримки обчислень.

On the basis a differencely of methods processing of signals the algorithms and block diagrams of processors of digital systems of real time with minimization of a delay of calculations are developed.

У цифрових системах реального часу, тобто системах, в яких час затримки обчислень не перевищує періоду дискретизації сигналу, необхідно мінімізувати час, протягом якого формується вихідний сигнал процесора. У разі послідовного виконання всіх необхідних операцій (додавання і множення) вихідний сигнал процесора отримують лише наприкінці періоду дискретизації. Уважний розгляд структури різницевих рівнянь, якими описуються цифрові системи, показує, що велика кількість операцій може виконуватися не в даному періоді дискретності, а завчасно, скоротивши тим самим затримку на формування вихідного сигналу.