

ЧАС-ІМПУЛЬСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ДЛЯ ЄМНІСНИХ ПАРАМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ

¹Вінницький національний технічний університет

Розглянуто актуальне питання метрологічного обґрунтування вибору схемотехнічних рішень для побудови час-імпульсних перетворювачів ємнісних параметричних сенсорів, що застосовуються у сучасних системах промислової автоматизації та контрольно-вимірювальній техніці. У роботі проведено детальний порівняльний аналіз трьох поширених варіантів апаратної реалізації вимірювальних каналів: на базі дискретних компараторів напруги, спеціалізованого інтегрального одновібратора SN74ALS123 та прецизійного інтегрального таймера серії NE555. Обґрунтовано доцільність використання таких рішень як надійної та значно дешевшої альтернативи спеціалізованим інтегральним перетворювачам ємності в цифру, які часто мають надлишкову складність для типових інженерних задач.

Дослідження ґрунтовано на розробці уніфікованої математичної моделі функції вимірювального перетворення, що базується на аналізі експоненціального перехідного процесу заряду часозадавальної RC-ланки. Доведено математичну подібність функцій перетворення для всієї досліджуваної групи схем, що дає змогу використовувати єдині алгоритми обробки сигналів. За допомогою комп'ютерного моделювання в аналітичному середовищі Maple виконано метрологічний аналіз впливу технологічних допусків пасивних компонентів та варіації внутрішніх параметрів мікросхем на кінцевий результат вимірювання. Побудовано тривимірні характеристичні поверхні, які ілюструють залежність вихідного цифрового коду від ємності сенсора та апаратних параметрів схеми.

Встановлено, що за використання тактової частоти квантування 100 МГц відносна похибка дискретизації не перевищує 0,09 % у діапазоні близько 1 нФ, що є нехтовно малим порівняно з похибками аналогової частини. Визначено, що переважним чинником сумарної похибки є технологічний розкид параметрів опорного резистора ($\pm 5\%$) та власного коефіцієнта пропорційності мікросхеми ($\pm 2\%$). Для нівелювання цих впливів запропоновано методику дворівневої програмної корекції, що базується на процедурі індивідуального калібрування кожного екземпляра пристрою. Запропонований підхід забезпечує високу точність вимірювання за використання доступної елементної бази.

Ключові слова: ємнісний сенсор, час-імпульсне перетворення, функція перетворення, похибка квантування, характеристична поверхня, метрологічний аналіз.

Вступ

Сучасний розвиток промислової автоматизації та контрольно-вимірювальної техніки характеризується підвищенням вимог до точності та завадостійкості первинних перетворювачів. Серед розмаїття чутливих елементів особливе місце посідають параметричні сенсори ємнісного типу, що зумовлено їхньою високою чутливістю, відносною простотою конструкції та можливістю безконтактного вимірювання фізичних величин. Найефективнішим підходом до обробки вихідних сигналів таких сенсорів є метод час-імпульсного перетворення, який дозволяє трансформувати зміну ємності безпосередньо у тривалість електричного імпульсу. Такий підхід забезпечує високу лінійність статичної характеристики та спрощує інтеграцію вимірювального пристрою з цифровими мікропроцесорними системами.

Сьогодні існує широка номенклатура схемотехнічних рішень для реалізації таких вимірювальних перетворювачів, які суттєво різняться за своєю архітектурою побудови та призначенням. Зокрема, використання спеціалізованих інтегральних рішень, таких як 24-бітний перетворювач ємності в цифру (CDC) AD7745 [1], дозволяє досягти субпікофарадної роздільної здатності. Проте такі рішення є надлишковими для більшості прикладних систем моніторингу через високу вартість та складність алгоритмічно-програмної реалізації, тому вони зазвичай орієнтовані на прецизійні лабораторні дослідження та еталонні засоби вимірювання.

Водночас для виконання практичних промислових завдань актуальним залишається пошук ба-

лансу між надійністю, швидкістю та економічною доцільністю. Встановлено [2], що хоча вимірювальний перетворювач на базі мікросхеми AD7745 демонструє найкращі метрологічні характеристики, проте для практичного впровадження в технологічні системи моніторингу з параметричними сенсорами найперспективнішими є схеми, показані на рис. 1а, б, с.

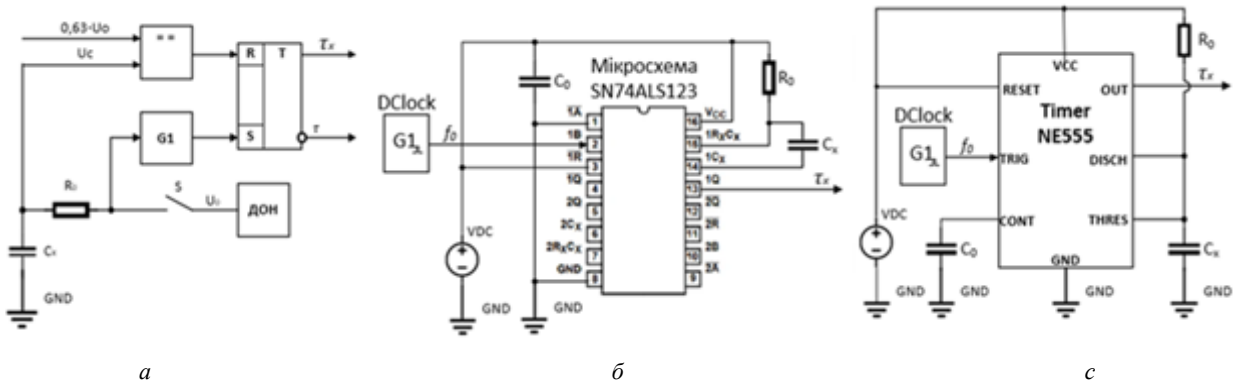


Рис. 1. Схеми розглянутих час-імпульсних перетворювачів

У цій роботі проведено порівняльний аналіз цих трьох типових варіантів побудови перетворювачів. Саме на дослідженні їхніх експлуатаційних параметрів, завадостійкості та динамічних характеристик буде зосереджено основну увагу в межах статті, що дозволить обґрунтувати оптимальний вибір схемотехніки для систем промислової автоматизації.

Детальний розгляд представлених схемотехнічних рішень (рис. 1а, б, с) дозволяє встановити аналітичну залежність між (вихідним) тривалістю часового інтервалу на виході сенсора та вхідними параметрами RC-кола. Попри відмінності в схемотехнічній реалізації, фізичний принцип роботи усіх трьох пристроїв базується на експоненціальному процесі заряду часозадавальної RC-ланки до фіксованого порогового рівня.

Для схеми на базі дискретних компонентів та компаратора (рис. 1а), де опорна напруга встановлена на рівні $0,63U_0$, тривалість сформованого імпульсу описується класичним виразом $\tau_x = R_0 \cdot C_x$ [3]. У разі застосування інтегрального одновібратора SN74ALS123 (рис. 1б) розрахункова формула, згідно з технічними характеристиками та особливостями внутрішньої логіки мікросхеми, набуває вигляду $\tau_x = 0,7R_0 \cdot C_x$ [4]. Для перетворювача на основі прецизійного таймера NE555 (рис. 1с) часовий інтервал визначається як $\tau_x = 1,1R_0 \cdot C_x$ [5].

Узагальнюючи вищезазначене, можна дійти висновку, що для виділеної сукупності виділених технічних рішень є така функціональна залежність між вихідною і вхідними величинами

$$\tau_x = k_t \cdot R_0 \cdot C_x. \quad (1)$$

де k_t — коефіцієнт пропорційності, що залежить від архітектури побудови конкретної схеми.

Така математична подібність вказує на те, що головним чинником, який визначає масштаб перетворення та кінцеву чутливість сенсора, є параметри опорного зразкового резистора R_0 . Оскільки значення R_0 безпосередньо входить до рівняння перетворення (1) то, його стабільність та точність вибору номіналу стають критичними для забезпечення метрологічної надійності пристрою. Це зумовлює необхідність подальшого поглибленого аналізу впливу опору R_0 на метрологічні характеристики та температурний дрейф вимірювального перетворювача в умовах промислової експлуатації.

1. Аналіз впливу точності R_0 на τ_x

Важливим аспектом проектування таких перетворювачів є узгодження параметрів вимірювального RC-кола з тактовою частотою генератора G1. Частота квантування f_0 визначає період вимірювального циклу $T_0 = 1/f_0$, що накладає жорстке обмеження на максимальну тривалість імпульсу τ_x . Для коректної роботи схеми та забезпечення повного розряду ємності перед наступним циклом необхідно дотримуватися умови $\tau_{x_{\max}} < T_0$. Отже, вибір номіналу R_0 безпосередньо залежить від значення частоти f_0 : зі збільшенням частоти опитування датчика значення опору має бути пропорційно зменшене, щоб часова стала RC-кола дозволяла системі повернутися у вихідний стан до надходження наступного тригерного сигналу.

Окрім номінального значення, критичну роль відіграє клас точності резистора R_0 , оскільки будь-яке відхилення його реального опору від розрахункового призводить до методичної похибки перетворення. У промислових пристроях загального призначення часто використовуються стандартні резистори з допуском $\pm 5\%$ або $\pm 10\%$, проте для високоточних засобів вимірювань доцільним є застосування прецизійних резисторів (наприклад, металоплівкових серії C2-29 або аналогів), що мають клас точності $0,1\%$, $0,05\%$ або навіть вище, а також низький температурний коефіцієнт опору (ТКО). Це дозволяє мінімізувати вплив зовнішніх чинників на стабільність коефіцієнта пропорційності k_t у рівнянні перетворення.

Для практичного аналізу впливу точності компонентів на результат вимірювання розглянемо схему таймера з вибраним номіналом $R_0 = 10$ кОм. Враховуючи використання резистора загального призначення з класом точності $\pm 5\%$, його реальне значення опору внаслідок технологічного розкиду може варіюватися в межах від 9500 Ом до 10500 Ом. Таке значне відхилення суттєво змінює нахил статичної характеристики перетворювача, що наочно демонструє графік залежності $\tau_x = f(C_x)$, (рис. 2), що дозволяє оцінити межі можливої похибки та обґрунтувати вимоги до метрологічного забезпечення в процесі серійного виробництва пристрою.

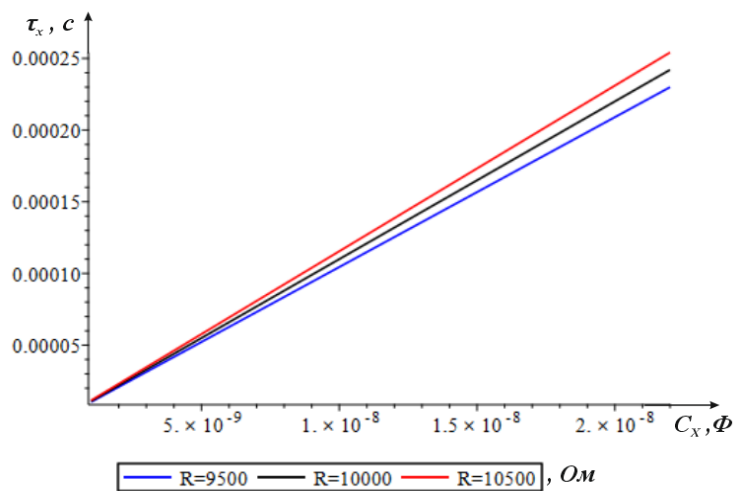


Рис. 2. Графік залежності $\tau_x = f(C_x)$

Як свідчать отримані результати, похибка технологічних відхилень опору R_0 від номінального значення призводить до зміни кутового коефіцієнта прямої перетворення, що в масштабах усієї шкали вимірювання створює суттєвий «коридор невизначеності». Зокрема, за максимального значення ємності 22 нФ розбіжність між вихідними часовими інтервалами для межових значень опору досягає 20 мкс, що недопустимо для прецизійних систем без додаткового калібрування.

Для перетворення сформованого часового інтервалу τ_x у цифровий двійковий код необхідно виконати його квантування зразковою частотою f_1 . Оскільки тривалість імпульсу для вибраних схем лежить у мікросекундному діапазоні, використання низьких частот квантування призведе до високої похибки квантування. З метою досягнення високої роздільної здатності, необхідно вибрати частоту опорного генератора $f_1 = 100$ МГц. Це дозволяє отримати кількість імпульсів N у межах декількох десятків тисяч одиниць, що зводить відносну похибку квантування δ_k до значень менше $0,01\%$.

$$N = \tau_x \cdot f_1. \quad (2)$$

На основі отриманих математичних залежностей у середовищі Maple побудовано тривимірну модель поверхні перетворення (рис. 3). Графік ілюструє зміну вихідного двійкового коду N залежно від варіації вимірюваної ємності C_x (в діапазоні $1 \dots 22$ нФ) та реального опору резистора R_0 (з урахуванням технологічного допуску $\pm 5\%$).

Аналіз отриманої поверхні показує, що навіть за ідеальної лінійної зміни ємності C_x , розкид номіналу резистора R_0 суттєво змінює крутизну статичної характеристики. Як випливає з рис. 3, якщо $R_0 = 9500$ Ом та $C_x = 22$ нФ, вихідне значення N лежить у межах 22000 , тоді як з $R_0 = 10500$ Ом воно зростає до 25000 . Це наочно підтверджує, що для забезпечення повторюваності результатів у засобах вимірювань необхідно або використовувати прецизійні резистори з допуском $0,1\%$, або впроваджувати процедуру програмної корекції коефіцієнта k_t для кожного окремого приладу.

Така візуалізація наочно демонструє, що робоча область перетворювача — це площина, нахил якої до осей C_x та R_0 визначає чутливість системи. Використання тактової частоти квантування 100 МГц дозволяє перетворити цей «часовий коридор» у цифровий діапазон значень від 22000 до 25000 одиниць, що забезпечує достатню дискретність для подальшої програмної компенсації похибки.

Наступним етапом дослідження є аналіз відносної похибки квантування δ_k [6], яка виникає внаслідок дискретного подання часового інтервалу τ_x двійковим кодом N . Оскільки N набуває лише цілих значень, похибка за своєю природою є обернено пропорційною до кількості накопичених імпульсів за період перетворення. Це означає, що найкритичніші умови для точності виникають у нижній частині діапазону вимірювання, де значення ємності C_x та опору R_0 є мінімальними.

$$\delta_k = \frac{1}{N} \cdot 100 \% . \quad (1)$$

Для комплексної оцінки цього фактору в Maple побудовано тривимірну модель залежності $\delta_k = f(C_x, R_0)$, показано на рис. 4.

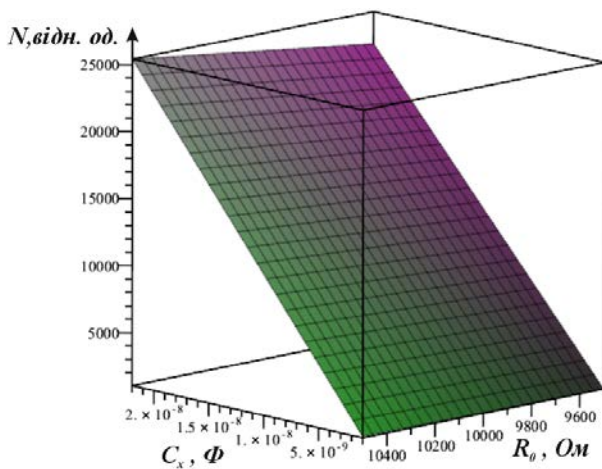


Рис. 3. Тривимірна модель поверхні перетворення

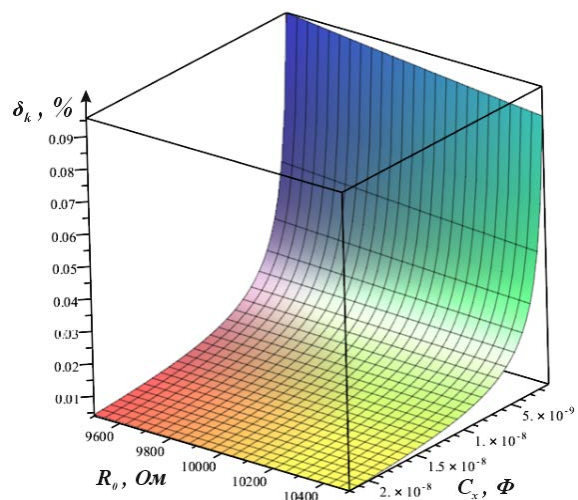


Рис. 4. Тривимірна модель залежності $\delta_k = f(C_x, R_0)$

Як демонструє отримана поверхня, з використанням тактової частоти 100 МГц похибка квантування залишається стабільно низькою (менше 0,02 %) для більшої частини робочого діапазону. Проте у зоні малих значень ємності (поблизу 1 нФ) спостерігається характерне стрімке зростання графіка — тут похибка досягає своїх пікових значень, наближаючись до 0,09 %.

Це підтверджує важливість правильного вибору частоти квантування: за рахунок переходу до 100-мегагерцового діапазону вдалося отримати максимальну похибку квантування на рівні, що значно менший за похибку номіналу стандартного резистора ± 5 % чи ± 1 %. Отже, розроблений перетворювач забезпечує достатній метрологічний запас, за якого переважною залишається методична похибка від компонентів схеми, а не процес оцифрування сигналу.

2. Аналіз впливу точності k_τ на τ_x

Під час проектування високоточних засобів вимірювань на базі інтегральних таймерів варто враховувати, що теоретичне значення коефіцієнта пропорційності $k_\tau = 1,1$ є наближеним. В реальних умовах експлуатації цей параметр є функцією точності внутрішнього резистивного дільника напруги та динамічних характеристик компараторів мікросхеми. Експериментальні дані та аналіз технічної документації дозволяють визначити діапазон варіації коефіцієнта k_τ у межах ± 2 % від номінального значення, тобто це значення може варіюватися в межах 1,08...1,12.

В такому випадку за фіксованого значення зразкового резистора $R_0 = 10$ кОм основним чинником методичної похибки стає нестабільність власного коефіцієнта пропорційності мікросхеми, тому виникає необхідність аналізу впливу розкиду значення k_τ на τ_x . Побудуємо тривимірну модель цієї залежності зі зміною ємності у вищезазначеному діапазоні (рис. 5).

Отриманий графік демонструє мультиплікативний характер похибки, тобто вплив нестабільності k_τ посилюється зі зростанням вимірюваної ємності C_x . Це пояснюється тим, що відхилення коефіцієнта

змінює кут нахилу статичної характеристики перетворення. За максимальної ємності $C_x = 22$ нФ варіація коефіцієнта k_t зумовлює зміну тривалості імпульсу в межах від 237 мкс до 246 мкс. Така девіація значно перевищує похибку квантування, що й оцінено раніше.

Оскільки кінцевим результатом роботи цифрового засобу вимірювання є не аналоговий часовий інтервал, а двійковий еквівалент, подальшим логічним кроком є перехід від часової області до цифрового коду N . Це значення інтегрує в собі всі раніше розглянуті фактори: фізичні параметри вимірювального RC-кола, внутрішні характеристики мікросхеми та параметри цифрового квантування. Такий підхід дозволяє оцінити реальну роздільну здатність приладу та визначити діапазон вихідних значень, з якими буде працювати обчислювальний алгоритм мікроконтролера.

Для аналізу остаточної статичної характеристики вимірювального перетворення в Maple побудовано тривимірну модель (рис. 6) залежності $N = f(C_x, k_t)$. Для моделювання використано фіксоване номінальне значення опорного резистора $R_0 = 10$ кОм та тактову частоту $f_1 = 100$ МГц.

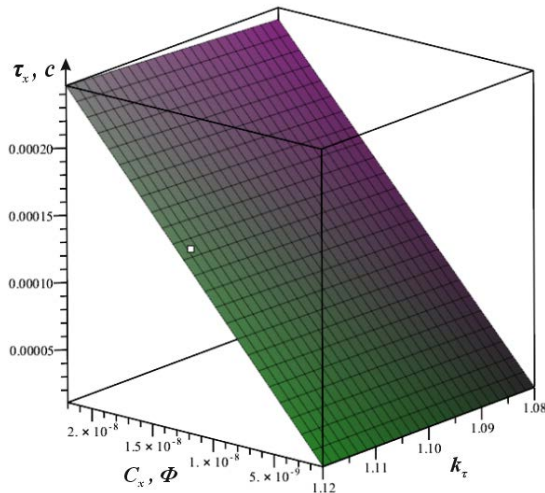


Рис. 5. Тривимірна модель залежності $\tau_x = f(C_x, k_t)$, якщо $R_0 = 10$ кОм

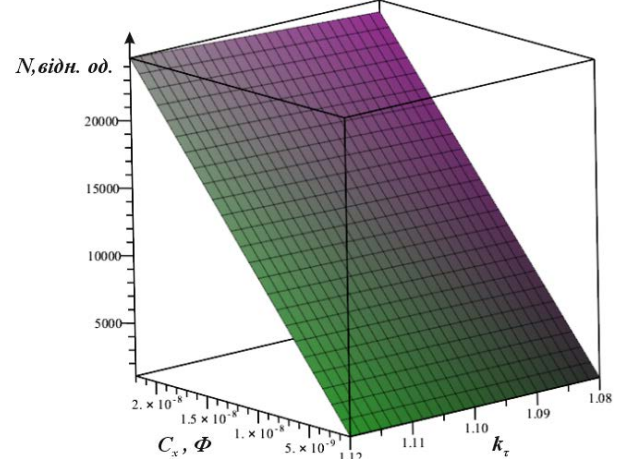


Рис. 6. Тривимірна модель залежності $N = f(C_x, k_t)$, якщо $R_0 = 10$ кОм та $f_1 = 100$ МГц

Аналіз наведених результатів моделювання дозволяє зробити кілька важливих метрологічних висновків:

– *Мультиплікативна природа похибки.* На графіку чітко спостерігається ефект «розходження» поверхні зі збільшенням значень C_x . Це означає, що похибка, внесена нестабільністю коефіцієнта k_t , масштабується разом з вимірюваною величиною. Якщо $C_x = 1$ нФ і розкид значень N є мінімальним, то з наближенням до верхньої межі діапазону (22 нФ) різниця в двійковому коді стає критичною.

– *Дискретність та роздільна здатність.* Завдяки високій частоті квантування, вихідний діапазон зміни двійкового коду N сягає значень понад 24000 одиниць. Це забезпечує високу роздільну здатність системи, проте, як видно з нахилу поверхні, без точного знання реального значення k_t для конкретного екземпляра мікросхеми, похибка вимірювання може перевищити 3...4 %.

– *Необхідність дворівневої корекції.* Отримана модель підтверджує, що для забезпечення високої точності вимірювання алгоритм обробки даних у мікроконтролері має включати також процедуру калібрування. Вона повинна передбачати обчислення індивідуального значення кутового коефіцієнта (який фактично є добутком $k_t \cdot R_0 \cdot f_1$) шляхом вимірювання еталонної ємності.

Отже, побудована тривимірна модель є математичною основою для розробки програмного забезпечення вимірювального приладу, оскільки вона наочно визначає межі необхідної корекції в усьому динамічному діапазоні вимірювання ємності.

Для завершення метрологічного аналізу розробленої системи необхідно розглянути динаміку зміни відносної похибки квантування δ_k залежно від варіації ємності та власного коефіцієнта мікросхеми k_t . Оскільки похибка квантування аналітично оцінюється як $\delta_k = (1/N) \cdot 100$ %, то її значення є обернено пропорційним до добутку досліджуваних параметрів. Це створює нелінійну поверхню залежності похибки, де найкритичніші умови для точності вимірювання спостерігаються в точках мінімальних значень обох аргументів.

Для візуалізації побудуємо в Maple тривимірну модель залежності $\delta_k = f(C_x, k_t)$ (рис. 7).

На отриманій характеристичній поверхні чітко простежуються основні метрологічні закономірності:

Гіперболічний характер залежності. Похибка квантування δ_k демонструє стрімке зростання за мінімальних значень обох аргументів. Це зумовлено тим, що у разі малих C_x та низького значення k_τ тривалість імпульсу τ_x стає мінімальною, що призводить до накопичення найменшої кількості імпульсів N . Максимальне значення похибки в цій «критичній зоні» (якщо $C_x = 1$ нФ) становить близько 0,09 %.

Вплив нестабільності k_τ . Варіація коефіцієнта в межах 1,08...1,12 призводить до вертикального зміщення поверхні. Хоча вплив k_τ є менш вираженим порівняно зі зміною ємності, він формує додатковий коридор невизначеності. Зменшення k_τ автоматично підвищує відносну похибку квантування в усіх точках діапазону.

Оцінка достатності апаратних ресурсів: Важливо зазначити, що навіть у найгіршому сценарії (мінімальна ємність та мінімальний коефіцієнт) значення δ_k не перевищує 0,1 %. Це на порядок менше за похибку, яку вносять пасивні компоненти (R_0) та дрейф порогів компараторів.

Отже, проведений аналіз доводить, що вибрана тактова частота 100 МГц є надлишковою і достатньою для того, щоб похибка дискретизації не була домінуючою. Основна увага у разі подальшого вдосконалення приладу має бути приділена стабілізації та калібруванню аналогової частини схеми, зокрема компенсації відхилень R_0 та k_τ , оскільки саме вони визначають реальний клас точності перетворювача.

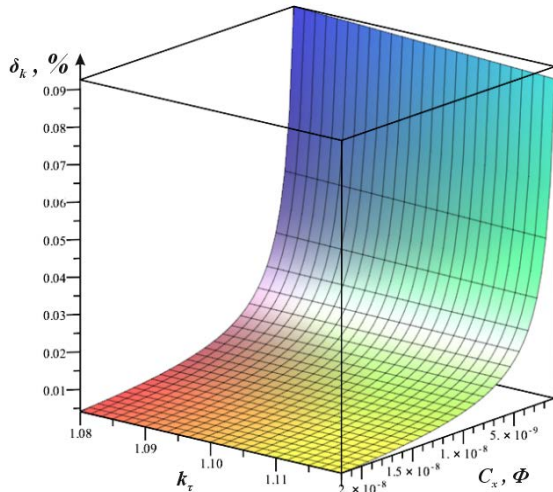


Рис. 7. Тривимірна модель залежності $\delta_k = f(C_x, k_\tau)$, коли $R_0 = 10$ кОм та $f_1 = 100$ МГц

Висновки

У межах проведеного дослідження розв'язано актуальну науково-прикладну задачу метрологічного обґрунтування вибору схемотехнічних рішень час-імпульсних перетворювачів для систем промислової автоматизації. Отримані результати дозволяють сформулювати такі висновки:

- доведено математичну подібність функцій перетворення різних типів одновібраторів, що дозволяє застосовувати уніфіковані алгоритми обробки даних незалежно від конкретної інструментальної реалізації часозадавального вузла;
- встановлено, що використання опорної частоти квантування 100 МГц забезпечує високий метрологічний запас за точністю: відносна похибка квантування δ_k у більшій частині діапазону вимірювань (1...22 нФ) не перевищує 0,02 % і досягає пікового значення 0,09 % лише в зоні мінімальних ємностей;
- на основі аналізу побудованих характеристичних поверхонь встановлено, що переважним чинником сумарної похибки є не стільки метрологічна операція квантування, як технологічний розкид параметрів опорного резистора R_0 (до ± 5 %) та власного коефіцієнта мікросхеми k_τ (до ± 2 %). Мультиплікативний характер цих відхилень призводить до значної девіації цифрового коду на верхній межі діапазону вимірювання;
- обґрунтовано необхідність впровадження процедури індивідуального калібрування кожного екземпляра перетворювача з використанням еталонних ємностей. Це дозволяє програмно компенсувати сумарне відхилення добутку $k_\tau \cdot R_0$ та досягти стабільності результатів вимірювання без використання дороговартісних прецизійних компонентів.

Запропонований підхід до аналізу похибок може бути використаний для проектування широкого класу інтелектуальних параметричних сенсорів з частотним та часовим виходом.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. C05468-0-4/05(0) 2005. [Electronic resource]. Available: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad7745_7746.pdf.

- [2] N. Li, M. Cao, X. Yu, J. Jia, and Y. Yang, "High Sensitive Capacitive Sensing Method for Thickness Detection of the Water Film on an Insulation Surface," *IEEE Access*, no. 7, pp. 96384-96391, 2019. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2929585>.
- [3] О. В. Осельський, і В. В. Кухарчук, «Математична модель вимірювального перетворення віброзміщення ємнісним сенсором в часовий інтервал,» *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 2 (173), с. 6-13, 2024. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-173-2-6-13>.
- [4] *Designing with the SN74LVC1G123 Monostable Multivibrator*, Texas Instruments. — SLVA720A. 2015. 16 p. [Electronic resource]. Available: <https://docslib.org/doc/7941506/designing-with-the-sn74lvc1g123-monostable-multivibrator-rev-a>.
- [5] C. P. Darji, "Design of Pulse Width Modulator Using NE-555," *Technical Report*, Dharmsinh Desai University, Nadiad, 20 p. 2020. [Electronic resource]. Available: https://www.researchgate.net/publication/347574141_DESIGN_OF_PULSE_WIDTH_MODULATOR_USING_NE-555.
- [6] В. В. Кухарчук, «Основи метрології та електричних вимірювань. Частина II,» *Конспект лекцій*. Вінниця : ВНТУ, 2020, 154 с. [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://pdf.lib.vntu.edu.ua/books/2024/Kuharchuk_P2_2022_122.pdf.

Рекомендована кафедрою комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів ВНТУ

Дата надходження 22.04.2026

Дата прийняття до друку після рецензування 7.05.2026

Дата публікації 7.07.2026

Ця робота ліцензується відповідно до

[Creative Commons Attribution 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

Осельський Олександр В'ячеславович — аспірант кафедри комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів, e-mail: oselskyi.ov@gmail.com . <https://orcid.org/0009-0002-3638-7836> .

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

O. V. Oselskyi¹

Time-Pulse Converter for Capacitive Parametric Sensors

¹Vinnitsia National Technical University

The article is devoted to the urgent issue of metrological justification of circuit solutions choice for the construction of time-pulse converters of capacitive parametric sensors used in modern industrial automation systems and control measurement technology. The paper provides a detailed comparative analysis of three common hardware implementation options for measuring channels: based on discrete voltage comparators, a specialized integrated single-vibrator SN74ALS123 and a precision integrated timer of the NE555 series. The feasibility of using such solutions as a reliable and much cheaper alternative to specialized integrated capacitor-to-digital converters (CDC), which are often too complex for typical engineering tasks, is substantiated.

The research is based on the development of a unified mathematical model of the measuring conversion function, which is based on the analysis of the exponential transient process of the charge of the time-determining RC circuit. The mathematical similarity of the transformation functions for the entire studied group of circuits has been proven, which makes it possible to use single signal processing algorithms. Using computer modeling in the Maple analytical environment, a metrological analysis of the influence of technological tolerances of passive components and variations in internal parameters of microcircuits on the final measurement result has been performed. Three-dimensional characteristic surfaces have been constructed that illustrate the dependence of the output digital code on the sensor capacitance and hardware parameters of the circuit.

It has been established that when using a quantization clock frequency of 100 MHz, the relative sampling error does not exceed 0.09 % in the range of about 1 nF, which is unreasonably small compared to the errors of the analog part. It has been determined that the dominant factor of the total error is the technological spread of the parameters of the reference resistor (± 5 %) and the microcircuit's own proportionality coefficient (± 2 %). To eliminate these effects, a two-level software correction method is proposed, which is based on the procedure of individual calibration of each device instance. The proposed approach provides high measurement accuracy when using the available element base.

Keywords: capacitive sensor, time-pulse conversion, conversion function, quantization error, characteristic surface, metrological analysis.

Oselskyi Oleksandr V. — Post-Graduate Student of the Chair of Computerized Electromechanical Systems and Complexes, e-mail: oselskyi.ov@gmail.com . <https://orcid.org/0009-0002-3638-7836>