

<https://doi.org/10.31891/2307-5732-2026-365-79>

УДК 621.396

**КРОПИВ'ЯНСЬКИЙ ЄВГЕНІЙ**

Вінницький національний технічний університет

e-mail: [machete325@gmail.com](mailto:machete325@gmail.com)

**САВИЦЬКИЙ АНТОН**

Вінницький національний технічний університет

<https://orcid.org/0009-0000-3490-6300>

e-mail: [savitskyant@gmail.com](mailto:savitskyant@gmail.com)

## РАДІОВИМИРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ КИСЛОТНОСТІ ҐРУНТУ НА БАЗІ ISFET-ТРАНЗИСТОРА

У роботі представлено результати проєктування та SPICE-моделювання радіовимірювального перетворювача кислотності ґрунту на базі ISFET-транзистора. Запропоновано схемотехнічне рішення на базі операційного підсилювача ОРА333, що забезпечує узгодження з високим вхідним опором та апаратну температурну компенсацію дрейфу за рівнянням Результи моделювання підтвердили високу лінійність перетворення у діапазоні рН 0–12 та ефективне придушення промислових завад (–50 дБ) завдяки вхідному RC-фільтру. Низьке енергоспоживання 0,62 мВт дозволяє інтегрувати розробку в автономні LoRaWAN-станції для тривалого моніторингу ґрунту.

**Ключові слова:** ISFET-сенсор, точне землеробство, кислотність, моделювання, моніторинг ґрунту.

**KROPYVIANSKYI YEVHENII, SAVITSKY ANTON**

Vinnitsia National Technical University

## RADIO-EXTINCTIVE SOIL ACIDITY TRANSDUCER BASED ON ISFET-TRANSISTOR

This work addresses the scientific and practical challenge of improving the accuracy and energy efficiency of soil acidity measurements directly in field conditions. Based on theoretical analysis and SPICE modeling, a measuring converter circuit was developed using an ISFET transistor with a Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> sensing layer, providing an input impedance of up to 1 GΩ. The implementation of the OPA333 precision amplifier with Zero-Drift technology minimized systemic errors and eliminated the need for complex high-voltage electrometric circuits. A key feature of the design is the hardware-based temperature compensation of the Nernst drift: integrating a Pt1000 thermal resistor into the feedback loop ensured automatic gain adjustment across a temperature range of 0–50°C. This solution significantly reduces the computational load on the microcontroller and allows for the most efficient use of the ADC dynamic range. To ensure reliable operation in environments with industrial noise, a passive RC filter ( $\tau = 1s$ ) was applied, guaranteeing noise suppression at a level of -50 dB. Although this results in a signal settling time of approximately 5s, such inertia is optimal for stabilizing the signal when monitoring slow processes in the soil environment. Metrological studies confirmed high linearity of the conversion characteristic ( $R^2 > 0.99$ ) across the pH 0–12 range, while the calculated resolution of 0.004 pH fully meets the requirements of modern agrotechnical monitoring. Energy consumption analysis confirmed the high autonomy of the device: the power consumption of the analog tract is only 0.62 mW. This constitutes less than 1% of the energy budget of a typical LoRaWAN node, allowing the interface to be integrated into wireless stations powered by 18650-type batteries without frequent maintenance. The practical significance of the results lies in the possibility of creating reliable and cost-effective tools for precision farming systems.

**Keywords:** ISFET sensor, precision agriculture, acidity, modeling, soil monitoring.

Стаття надійшла до редакції / Received 27.02.2026

Прийнята до друку / Accepted 11.04.2026

Опубліковано / Published 28.05.2026



This is an Open Access article distributed under the terms of the [Creative Commons CC-BY 4.0](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

© Кропив'янський Євгеній, Савицький Антон

### Вступ

Сучасні концепції точного землеробства та інтелектуального фермерства передбачають розгортання мереж автономних бездротових сенсорів для безперервного моніторингу кислотності ґрунту (рН). Показник кислотності є ключовим параметром, що визначає доступність поживних речовин для рослин та загальну родючість ґрунтів. Традиційні скляні електроди, попри високу точність, мають суттєві недоліки для польового використання, зокрема низьку механічну міцність та складність в обслуговуванні. Перспективною альтернативою є твердотільні іоноселективні польові транзистори (ISFET), зокрема з іоночутливим шаром на основі оксидів металів, таких як пентоксид танталу (Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>). Такі сенсори вирізняються механічною міцністю, мініатюрністю та сумісністю з CMOS-технологіями виготовлення. Проте їх масове впровадження стримується складністю узгодження сигналу: надвисокий вхідний імпеданс, що зумовлює значну інерційність вхідного кола, та суттєва температурна залежність параметрів вимагають розробки спеціалізованих схемотехнічних рішень.

Більшість існуючих рішень для ISFET-сенсорів базуються на програмній температурній компенсації. Такий підхід передбачає постійні обчислення на стороні мікроконтролера, що збільшує загальне енергоспоживання системи, та часто призводить до неефективного використання динамічного діапазону АЦП. Крім того, робота з джерелами сигналу, опір яких перевищує 1 ГОм, робить систему вразливою до електромагнітних завад промислової частоти (50 Гц), що є критичним фактором для розподілених систем моніторингу в реальних польових умовах [1, 2].

### Аналіз останніх досліджень та публікацій

Ефективність точного землеробства безпосередньо залежить від оперативного контролю рН ґрунту, що визначає стратегію внесення добрив. Традиційні скляні електроди поступово витісняються твердотільними

ISFET-сенсорами на основі Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>, які є більш стійкими до польових умов та придатними для мікромініатюризації. Проте масове впровадження таких сенсорів ускладнюється їхнім надвисоким імпедансом та суттєвою температурною нестабільністю.

Сучасний вектор досліджень зміщується від ресурсомісткої програмної корекції до розробки прецизійних аналогових інтерфейсів із апаратною компенсацією похибок. Такий підхід дозволяє створювати енергоефективні вимірювальні вузли, здатні до тривалої автономної роботи в межах бездротових мереж моніторингу типу LoRaWAN без втрати точності в широкому діапазоні температур.

Отже, аналіз існуючих технологій показує, що подальші дослідження є актуальними та повинні бути зосереджені на покращенні характеристик сенсорів, зниженні їх вартості та розширенні можливостей інтеграції в інтелектуальні аграрні системи.

### Теоретичні та експериментальні дослідження

**Мета дослідження:** розробка та схемотехнічне моделювання радіовимірювального перетворювача кислотності ґрунту на базі ISFET-транзистора. Запропоноване рішення має забезпечувати апаратну температурну компенсацію згідно з рівнянням Нернста та ефективну фільтрацію завод за умов автономного низьковольтного живлення.

### Фізичні принципи роботи ISFET із затвором Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Іоноселективний польовий транзистор за своєю структурою подібний до класичного MOSFET-транзистора, проте його металевий затвор замінено на іоночутливу діелектричну мембрану, що контактує з електролітом (ґрунтовим розчином). У межах цього дослідження розглядається сенсор із діелектриком на основі пентоксиду танталу (Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>), вибір якого зумовлений його високою діелектричною проникністю та хімічною стійкістю. Згідно з теорією поверхневого зв'язування, на межі розділу оксид-електроліт відбуваються рівноважні реакції протонування та депротонування гідроксильних груп (Ta-OH). Це призводить до виникнення поверхневого потенціалу  $\psi_0$ , величина якого залежить від активності іонів гідрогену в розчині.

Залежність поверхневого потенціалу  $\psi_0$  від pH описується рівнянням:

$$\psi_0 = 2.303 \frac{kT}{q} \alpha (pH_{pzc} - pH) \quad (1)$$

де  $k$  — стала Больцмана,  $T$  — абсолютна температура,  $q$  — елементарний заряд,  $\alpha$  — фактор чутливості (для Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> він наближається до 1).

Для проведення SPICE-моделювання ISFET-сенсор представлено у вигляді еквівалентної схеми, що складається з керованого джерела напруги ( $V_{ph}$ ) та послідовно з'єданого з ним внутрішнього опору джерела ( $R_{source}$ ). Оскільки шар Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> виконує роль діелектрика, вхідний струм транзистора визначається наднизькими струмами витоку затвора. У межах моделі «найгіршого випадку» внутрішній імпеданс сенсора прийнято рівним:

$$R_{in} \approx R_{leakage} = 1 \text{ ГОм}$$

Вибір такого значення дозволяє адекватно моделювати умови експлуатації сенсора з ознаками деградації або роботи в умовах низьких температур. Опором самого ґрунтового середовища, що зазвичай варіюється в межах 1...100 кОм, у запропонованій моделі знехтувано. Це обґрунтовано тим, що він становить менше 0,01% від сумарного імпедансу вимірювального кола і не чинить суттєвого впливу на точність статичного перетворення, хоча й вносить певний внесок у часову затримку сигналу.

Вихідний сигнал ISFET-сенсора виявляє суттєву термічну нестабільність. Згідно з фундаментальними положеннями електрохімії, теоретична крутизна характеристики визначається виразом:

$$S(T) = 2.303 \frac{RT}{F}, \quad (2)$$

де  $R$  — універсальна газова стала,  $F$  — стала Фарадея.

За нормальних умов 25°C теоретичне значення крутизни становить 59.16 мВ/pH. Проте з підвищенням температури, наприклад до 50°C, чутливість сенсора зростає, що зумовлює виникнення значної температурної похибки. Традиційний підхід до розв'язання цієї проблеми полягає у використанні додаткового сенсора температури з подальшою програмною корекцією результату за алгоритмом:

$$pH_{real} = pH_{measured} \frac{T_{cal}}{T_{real}} \quad (3)$$

Запропонований у цій роботі підхід полягає в автоматичній корекції коефіцієнта підсилення аналогового тракту, що дозволяє уникнути цифрових обчислень [3].

### Проектування схемотехнічного рішення

Ключовим компонентом розробленого пристрою є операційний підсилювач (ОП), що забезпечує узгодження з високим вхідним імпедансом ISFET-сенсора. Для реалізації вхідного каскаду обрано прецизійний підсилювач ОРА333, виконаний за КМОН-технологією. Вибір цієї мікросхеми зумовлений сукупністю технічних характеристик, критичних для прецизійного вимірювання. Зокрема, наднизький вхідний струм зміщення  $I_{bias} \approx 70$  пА при роботі з джерелом сигналу, імпеданс якого становить 1 ГОм, створює систематичну похибку зміщення не більше 70 мВ, що піддається подальшому калібруванню. Використання технології Zero-Drift (автоматична корекція нульового зміщення) мінімізує температурний дрейф напруги зміщення до рівня 0.05 мкВ/°C. Це є визначальним фактором для польових систем, де добові коливання температури ґрунту суттєво впливають на стабільність показів. Крім того, мале споживання (власний струм 17 мкА) дозволяє реалізувати концепцію енергоефективних вузлів моніторингу з тривалим терміном автономної роботи.

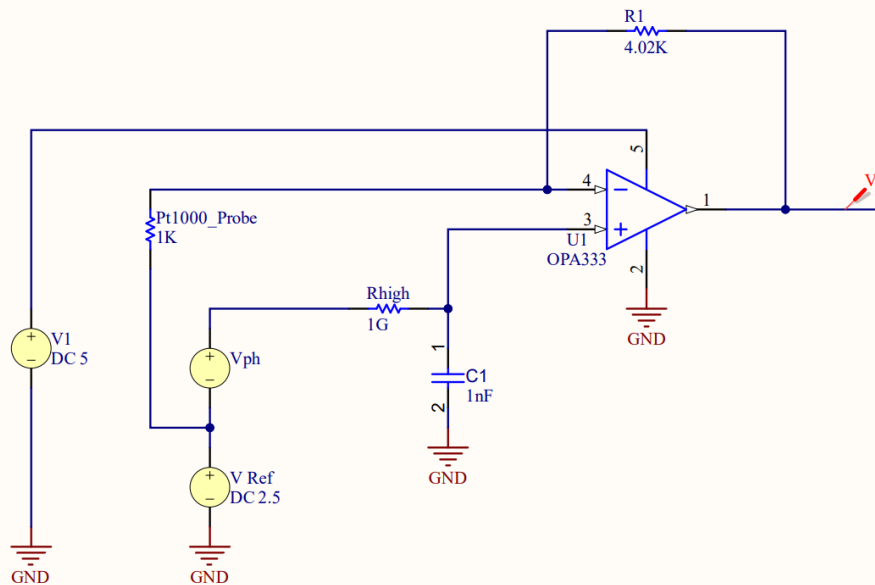


Рис. 1. Принципова електрична схема аналогового інтерфейсу з термокомпенсацією

Принципова схема (Рис. 1) базується на неінвертуючому увімкненні ОП за умови однополярного живлення напругою +5 В. Оскільки вихідний сигнал ISFET-сенсора є біполярним відносно ізопотенціальної точки, у схему введено джерело опорної напруги  $V_{ref} = 2.5$ , яка виступає рівнем віртуального нуля.

Для пригнічення електромагнітних завад промислової частоти 50Гц, що виникають через високу чутливість вхідного кола, застосовано пасивну інтегруючу RC-ланку першого порядку. Фільтр утворений власним імпедансом сенсора  $R_{source} \approx 1$  ГОм та шунтувальним конденсатором  $C_1 = 1$  нФ. Постійна часу такої ланки становить  $\tau = RC = 1$ с, що відповідає частоті зрізу  $f_c \approx 0.16$  Гц. Таке рішення дозволяє досягти апаратного послаблення мережевих завад на рівні -50 дБ. Враховуючи реактивний характер вхідного імпедансу, час встановлення вихідного сигналу становить близько 5с, що є припустимим для задач стаціонарного моніторингу ґрунтового середовища.

Для компенсації температурної залежності крутизни характеристики, що описується рівнянням Нернста, запропоновано метод параметричної корекції коефіцієнта підсилення  $G$ . У коло зворотного зв'язку підсилювача інтегровано платиновий терморезистор  $R_{Pt1000}$ ,  $\alpha = 0.00385^\circ\text{C}^{-1}$ , розміщений у вимірювальному зонді безпосередньо поруч із ISFET-сенсором. Резистор  $R_1$  обрано номіналом 4.02 кОм. Коефіцієнт підсилення такої схеми визначається виразом:

$$G(T) = 1 + \frac{R_1}{R_{(Pt1000)(T)}} \quad (4)$$

При підвищенні температури опір терморезистора  $R_{Pt1000}$  лінійно зростає, що призводить до пропорційного зменшення коефіцієнта підсилення  $G(T)$ . Такий механізм зворотного зв'язку компенсує фізичне зростання крутизни потенціалу сенсора, стабілізуючи вихідну напругу  $V_{out}$  та мінімізуючи температурну похибку вимірювання незалежно від умов довкілля.

Особливістю запропонованої топології є підключення ділянки зворотного зв'язку до опорної напруги  $V_{ref}$ , завдяки чому струм через терморезистор протікає лише за наявності корисного сигналу (відхилення показника рН від нейтрального значення). Це дозволяє суттєво знизити статичні втрати потужності. Типове енергоспоживання аналогового тракту в активному режимі становить 0,62 мВт. Враховуючи інтеграцію інтерфейсу до складу автономної станції моніторингу з передачею даних за технологією LoRaWAN та живленням від Li-ion акумулятора ємністю 3400мА·год, розрахований термін автономної роботи пристрою в імпульсному режимі перевищує два роки. Частка енерговитрат аналогової частини у загальному енергетичному балансі вузла не перевищує 1%, що підтверджує високу енергоефективність розробленого рішення [4, 5, 6].

#### Результати моделювання

Для верифікації запропонованих схемотехнічних рішень проведено серію комп'ютерних симуляцій у середовищі SPICE. Моделювання виконувалося для умов «найгіршого випадку» з урахуванням внутрішнього імпедансу джерела сигналу  $R_{source} = 1$  ГОм та паразитної ємності монтажу. Такий підхід дозволив оцінити стабільність роботи схеми за максимальної часової затримки сигналу, зумовленої реактивним характером вхідного кола.

На першому етапі досліджено лінійність перетворення аналогового інтерфейсу. На вхід схеми подавався сигнал, що імітує зміну поверхневого потенціалу ISFET-сенсора в діапазоні рН 0...12. За результатами аналізу встановлено, що вихідна напруга лінійно змінюється в межах 0,66...4,22 В. Використання прецизійного ОП ОРА333 дозволило зберегти високу точність передачі сигналу навіть за критично високого опору джерела.

Отримані дані свідчать про те, що робоча точка схеми за нейтрального значення показника (рН 7) відповідає напрузі  $V_{out} = 2,144$  В. Це забезпечує необхідний динамічний діапазон для подальшої обробки сигналу стандартними АЦП мікроконтролерів без ризику виходу підсилювача в режим насичення.

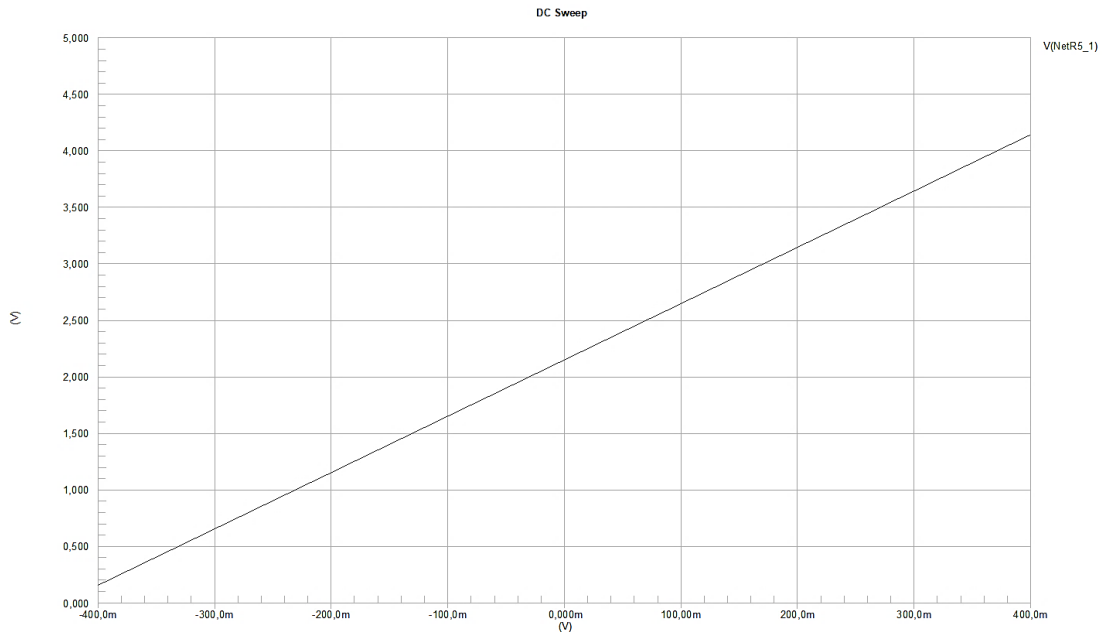


Рис. 2. Залежність вихідної напруги  $V_{out}$  від вхідного потенціалу  $V_{ph}$

Як свідчать результати моделювання (Рис. 2), залежність вихідної напруги  $V_{out}$  від вхідного потенціалу сенсора  $V_{ph}$  має лінійний характер із коефіцієнтом детермінації  $R^2 > 0.99$ . Встановлено, що у нейтральному середовищі (рН 7), якому відповідає нульовий вхідний потенціал  $V_{in} = 0$ , вихідна напруга становить 2.144 В. Це повністю узгоджується з розрахунковим рівнем зміщення «віртуальної землі». Експериментально отримана крутизна характеристики перетворення становить  $S \approx 297$  мВ/рН. Таке масштабування сигналу дозволяє ефективно використовувати динамічний діапазон 12-бітного АЦП мікроконтролера (0...5 В), що забезпечує теоретичну роздільну здатність вимірювальної системи на рівні 0.004 рН. Важливо зазначити, що у всьому досліджуваному діапазоні кислотності схема працює в лінійній області, не вносячи спотворень та не входячи в режим насичення.

Для верифікації запропонованого методу апаратної термокомпенсації проведено параметричний аналіз у температурному діапазоні від 0°C до 50°C із кроком 5°C. Основним критерієм оцінювання була стабільність вихідної напруги при фіксованих значеннях рН за умов варіації температури довкілля.

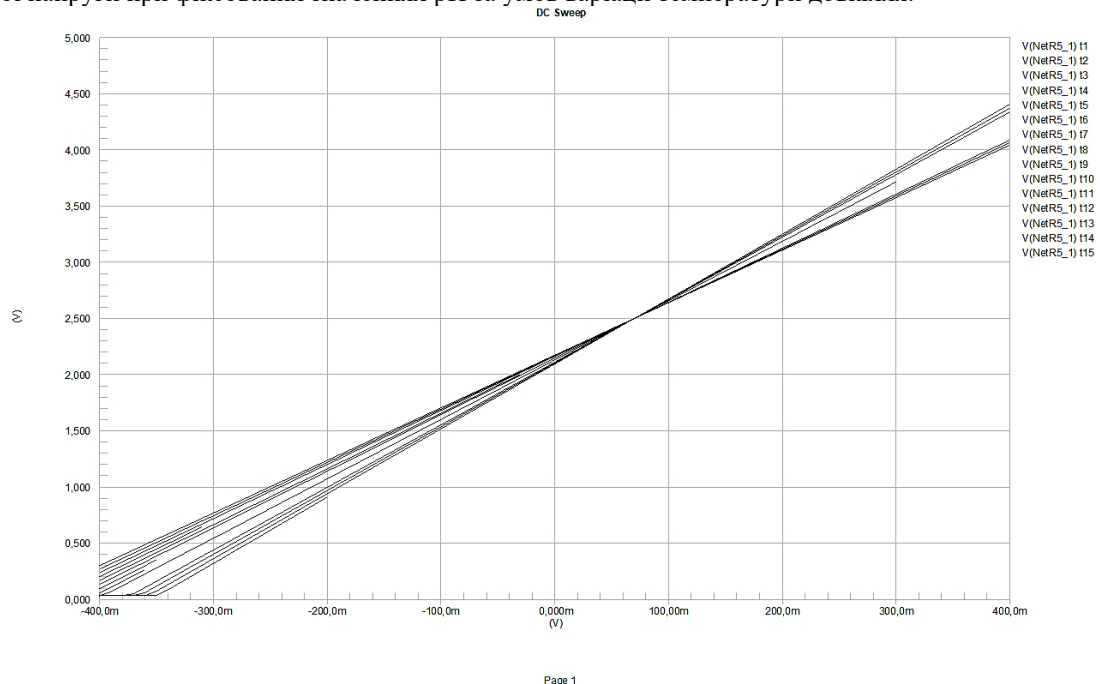


Рис. 3. Сімейство характеристик автоматичного регулювання підсилення

Отримане сімейство характеристик (Рис. 3) наочно демонструє механізм автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення системи. Аналіз графіків дозволяє виділити чітку ізопотенціальну точку при нульовому вхідному потенціалі  $V_{in} \approx 0$ , де значення вихідної напруги залишається незмінним незалежно від температурних чинників. При відхиленні показника кислотності від нейтрального значення спостерігається характерне розходження графіків. Зі зростанням температури крутизна характеристики перетворення пропорційно зменшується, що підтверджує ефективність обраної стратегії компенсації. Зокрема, лінійне збільшення опору терморезистора Pt1000 у колі зворотного зв'язку призводить до адаптивного зниження коефіцієнта підсилення  $G$ , що нівелює фізичне зростання крутизни електродної характеристики сенсора, зумовлене рівнянням Нернста. Запропоноване схемотехнічне рішення забезпечує інваріантність вихідного сигналу до температурних коливань довкілля в аналоговій формі. Це дозволяє стабілізувати метрологічні характеристики вимірювального тракту без залучення додаткових обчислювальних ресурсів мікроконтролера, що є критично важливим для мінімізації енергоспоживання автономних систем моніторингу.

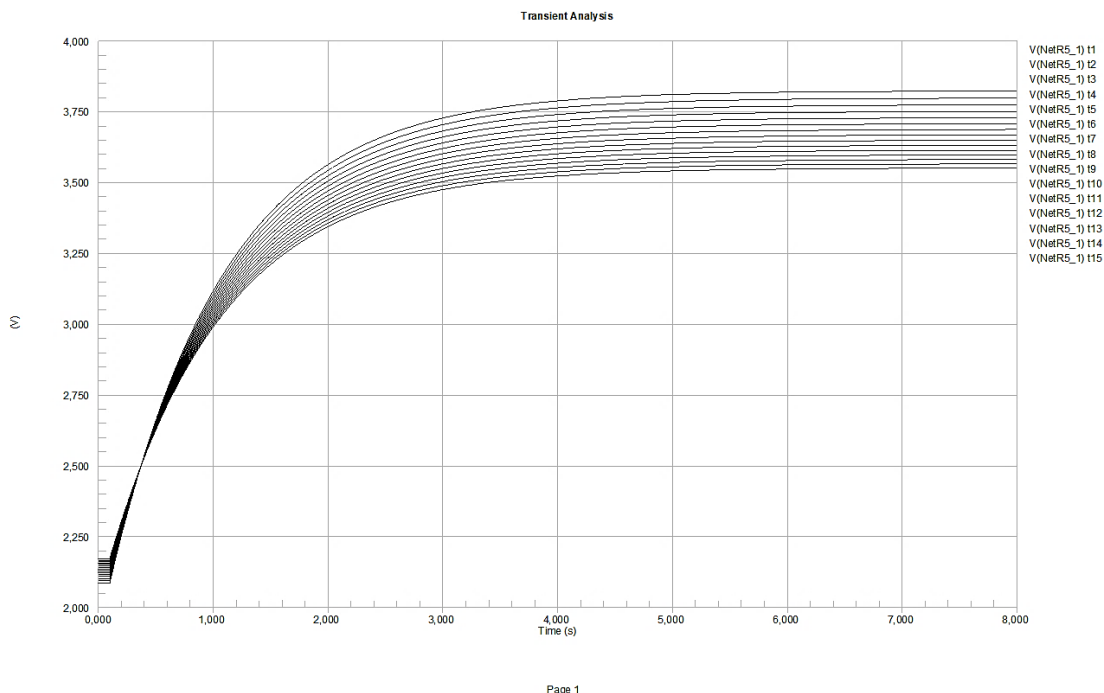


Рис. 4. Моделювання реакції системи на ступінчасту зміну вхідного сигналу

Важливим етапом дослідження стало моделювання реакції системи на ступінчасту зміну вхідного сигналу для оцінки її швидкодії та стійкості (Рис. 4). Внаслідок використання вхідного RC-фільтра ( $R=1$  ГОм,  $C=1$  нФ) перехідний процес має чітко виражений аперіодичний характер. Встановлено, що вихідна напруга досягає усталеного значення з похибкою менше 1% за час  $T_{set} \approx 5$  с. Така інерційність вимірювального тракту є цілеспрямованою та зумовлена реактивним характером вхідного імпедансу. Система функціонує як фільтр низьких частот, що забезпечує ефективне придушення високочастотних шумів та мережевих наводок частотою 50 Гц. Висока амплітуда таких завад на вході високоімпедансного підсилювача без належної фільтрації могла б призвести до суттєвих метрологічних похибок. Обраний час встановлення 5 секунд є оптимальним компромісом для задач моніторингу стану ґрунтового середовища, де фізико-хімічні процеси є повільними, а пріоритет надається завадостійкості та точності вимірювань.

На основі результатів схемотехнічного моделювання було отримано статистичні дані для побудови характеристики перетворення, що описує залежність вихідної напруги від рівня рН досліджуваного середовища. Встановлено, що напруга зміщення в ізопотенціальній точці (нейтральне середовище, рН 7) становить  $V_{ref} = 2.144$  В, що відповідає заданому рівню «віртуальної землі». Загальне рівняння перетворення розробленого аналогового інтерфейсу має такий вигляд:

$$V_{out}(pH) = V_{ref} - S \cdot (pH - 7), \quad (5)$$

де  $S \approx 0.297$  В/рН — чутливість системи з урахуванням коефіцієнта підсилення.

Розрахункові значення вихідного сигналу для всього робочого діапазону наведено в Таблиці 1.

Як свідчать дані таблиці 1, вихідний сигнал змінюється в межах 0.659...4.223 В. Це гарантує стабільну роботу операційного підсилювача ОРА333 у лінійному режимі без ризику входження у стан насичення, оскільки вихідна напруга не наближається до рівнів шин живлення 0 В та +5 В ближче ніж на 0.6 В, що відповідає технічним вимогам до динамічного діапазону обраної мікросхеми.

Калібрувальна характеристика аналогового інтерфейсу

Рівень кислотності (рН)	$\Delta$ рН від нейтралі	Розрахункова напруга $V_{out}$ (В)
0 (Кислота)	+7	4.223
2	+5	3.629
4	+3	3.035
6	+1	2.441
7 (Нейтральне середовище)	0	2.144
8	-1	1.847
10	-3	1.253
12 (Луг)	-5	0.659

### Аналіз енергоспоживання схеми

Розрахунок загальної споживаної потужності  $P_{total}$  проводився для режиму вимірювання в кислому середовищі рН 4, що є типовим показником для більшості сільськогосподарських угідь. Струм навантаження у колі зворотного зв'язку за таких умов визначається виразом:

$$I_{load} = \frac{(V_{out} - V_{ref})}{R_{total}} = \frac{(3.035 - 2.5)}{1000 + 4020} \approx 106 \text{ мкА}$$

Сумарний струм споживання пристрою  $I_{total}$  складається зі струму навантаження та власного струму споживання підсилювача  $I_q$ :

$$I_{total} = I_q + I_{load} = 17 \text{ мкА} + 106 \text{ мкА} = 123 \text{ мкА}$$

Загальна споживана потужність:

$$P_{total} = V_{cc} \cdot I_{total} = 5 \text{ В} \cdot 123 \cdot 10^{-6} \text{ А} \approx 0.62 \text{ мВт}$$

Оскільки пристрій розроблено як складову автономної LoRaWAN-станції з живленням від Li-ion акумулятора типорозміру 18650 (номінальна напруга 3.7 В), ємність 3400 мА·год), для живлення аналогового тракту використовується підвищувальний DC-DC перетворювач із ККД  $\approx 85\%$ . Еквівалентний струм, що споживається від акумулятора для функціонування інтерфейсу сенсора, становить:

$$I_{bat} = \frac{P_{sys}}{V_{bat} \cdot \eta} = \frac{0.62 \text{ мВт}}{3.7 \text{ В} \cdot 0.85} \approx 0.2 \text{ мА}$$

Розрахунковий час теоретичної роботи від одного заряду акумулятора становить:

$$T_{work} = \frac{3400 \text{ мА} \cdot \text{год}}{0.2 \text{ мА}} \approx 17000 \text{ год}$$

Час теоретичної роботи від одного заряду акумулятора (без урахування енерговитрат на радіопередачу та роботу контролера) перевищує 17000 годин. Отже, енергоспоживання розробленого аналогового інтерфейсу становить менше 1% від загального енергетичного балансу LoRaWAN-модуля (пікове споживання якого сягає 120 мА у момент передачі даних). Це дозволяє стверджувати, що вплив рН-сенсора на загальну автономність вимірювального вузла є несуттєвим, що повністю відповідає концепції побудови розподілених енергоефективних мереж моніторингу.

Оцінка теоретичної роздільної здатності розробленого інтерфейсу проводилася з урахуванням параметрів 12-бітного АЦП мікроконтролера. Крок квантування за умови опорної напруги 5 В визначається як:

$$V_{LSB} = \frac{V_{ref-adc}}{2^{12}} = \frac{5 \text{ В}}{4096} \approx 1.22 \text{ мВ}$$

Роздільна здатність вимірювання рН ( $Res_{pH}$ ) визначається як відношення кроку квантування до чутливості системи:

$$Res_{pH} = \frac{V_{LSB}}{S} = \frac{1.22 \text{ мВ}}{297 \text{ мВ/рН}} \approx 0.004 \text{ рН}$$

Отримане значення роздільної здатності суттєво перевищує стандартні метрологічні вимоги до систем агрохімічного моніторингу 0,1 рН. Такий значний запас точності дозволяє ефективно застосовувати алгоритми цифрової фільтрації (зокрема, метод «ковзного середнього») для придушення залишкових шумів та подальшого підвищення стабільності результатів без втрати інформативності сигналу. Це підтверджує доцільність обраного коефіцієнта підсилення аналогового тракту для максимального використання динамічного діапазону перетворювача [7, 8].

### Висновки

У роботі розв'язано науково-практичне завдання з розробки радіовимірювального перетворювача кислотності ґрунту на базі ISFET-транзистора. На основі теоретичного аналізу та SPICE-моделювання розроблено схему вимірювального перетворювача на базі ISFET-транзистора з чутливим шаром  $Ta_2O_5$ , що забезпечує вхідний імпеданс до 1 ГОм. Використання прецизійного підсилювача ОРА333 із технологією Zero-Drift дозволило мінімізувати системну похибку та відмовитися від складних високовольтних електрометричних

схем. Ключовою особливістю розробки є апаратна температурна компенсація дрейфу за рівнянням Нернста. Інтеграція терморезистора Pt1000 у коло зворотного зв'язку забезпечила адаптивне коригування підсилення в діапазоні 0...50°C. Таке рішення суттєво розвантажує обчислювальні потужності мікроконтролера та оптимізує використання динамічного діапазону АЦП.

Для підвищення завадостійкості системи застосовано пасивний RC-фільтр ( $\tau = 1\text{с}$ ), що гарантує придушення мережевих завад на рівні -50 дБ. Отримана інерційність кола (до 5с) повністю узгоджується з динамікою змін стану ґрунтового середовища і не впливає на достовірність вимірювань. Метрологічні дослідження підтвердили високу лінійність характеристики ( $R^2 > 0.99$ ) у діапазоні рН 0...12, а розрахункова роздільна здатність 0,004 рН на порядок перевищує стандартні агротехнічні вимоги. Аналіз енергоспоживання підтвердив високу автономність пристрою, споживана потужність аналогового тракту становить лише 0,62 мВт. Це складає менше 1% енергобалансу типового LoRaWAN-вузла, що дозволяє інтегрувати інтерфейс у бездротові станції з живленням від акумуляторів типу 18650 без суттєвого впливу на термін їхньої експлуатації. Отримані результати відкривають можливості для створення надійних та економічно ефективних засобів інтелектуального фермерства.

### Література

1. Найновіші технології в області рН-метрів: від ручних до лабораторних [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://simvolt.ua/nainovishi-tekhnohii-v-oblasti-ph-metriv-vid-ruchnykh-do-laboratorykh/>.
2. Riedel, V., Hinck, S., Peiter, E., & Ruckelshausen, A. (2024). Concept and Realisation of ISFET-Based Measurement Modules for Infield Soil Nutrient Analysis and Hydroponic Systems. *Electronics*, 13(13), 2449.
3. Thomas, J.D.R. (2001). Devices for Ion Sensing and pH Measurements. *Pure and Applied Chemistry*, 73(1), 31-38.
4. Sinha, S., Sahu, N., Bhardwaj, R., & Shekhar, C. (2020). Modeling and simulation of temporal and temperature drift for the development of an accurate ISFET SPICE macromodel. *Journal of Computational Electronics*, 19(1), 214-227.
5. Chung, W. Y., Cruz, F. R., Yang, C. H., Jarosewicz, B., & Pijanowska, D. G. (2010). CMOS Readout Circuit Developments for Ion Sensitive Field Effect Transistor Based Sensor Applications. In *Ion-Selective Electrodes*, 239-266.
6. Casans-Berga, S., Ramírez Muñoz, D., & Navarro-Antón, A. E. (2021). Circuit forms novel floating current source [Електронний ресурс]. Radiolocman. Режим доступу: <https://www.radiolocman.com/review/article.html?di=643933>.
7. Sahu, N., Sinha, S., Bhardwaj, R., & Shekhar, C. (2021). Evolution of the Ion-Sensitive Field-Effect Transistor (ISFET) to Recent Nano-Scaled Device Architecture: A Review. *Electrochemical Science Advances*, 2(6), e2100147.
8. Joly, M., Mazenq, L., Marlet, M., Temple-Boyer, P., Durieu, C., & Launay, J. (2017). Multimodal Probe Based on ISFET Electrochemical Microsensors for In-Situ Monitoring of Soil Nutrients in Agriculture. *Proceedings*, 1(4), 420.

### References

1. Nainovishi tekhnolohii v oblasti pH-metriv: vid ruchnykh do laboratorykh [Elektronnyi resurs]. Rezhym dostupu: <https://simvolt.ua/nainovishi-tekhnohii-v-oblasti-ph-metriv-vid-ruchnykh-do-laboratorykh/>.
2. Riedel, V., Hinck, S., Peiter, E., & Ruckelshausen, A. (2024). Concept and Realisation of ISFET-Based Measurement Modules for Infield Soil Nutrient Analysis and Hydroponic Systems. *Electronics*, 13(13), 2449.
3. Thomas, J.D.R. (2001). Devices for Ion Sensing and pH Measurements. *Pure and Applied Chemistry*, 73(1), 31-38.
4. Sinha, S., Sahu, N., Bhardwaj, R., & Shekhar, C. (2020). Modeling and simulation of temporal and temperature drift for the development of an accurate ISFET SPICE macromodel. *Journal of Computational Electronics*, 19(1), 214-227.
5. Chung, W. Y., Cruz, F. R., Yang, C. H., Jarosewicz, B., & Pijanowska, D. G. (2010). CMOS Readout Circuit Developments for Ion Sensitive Field Effect Transistor Based Sensor Applications. In *Ion-Selective Electrodes*, 239-266.
6. Casans-Berga, S., Ramírez Muñoz, D., & Navarro-Antón, A. E. (2021). Circuit forms novel floating current source [Elektronnyi resurs]. Radiolocman. Rezhym dostupu: <https://www.radiolocman.com/review/article.html?di=643933>.
7. Sahu, N., Sinha, S., Bhardwaj, R., & Shekhar, C. (2021). Evolution of the Ion-Sensitive Field-Effect Transistor (ISFET) to Recent Nano-Scaled Device Architecture: A Review. *Electrochemical Science Advances*, 2(6), e2100147.
8. Joly, M., Mazenq, L., Marlet, M., Temple-Boyer, P., Durieu, C., & Launay, J. (2017). Multimodal Probe Based on ISFET Electrochemical Microsensors for In-Situ Monitoring of Soil Nutrients in Agriculture. *Proceedings*, 1(4), 420.