

УДК 621.315.592

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИЙ ГАЛЬВАНОМАГНІТНИЙ СЕНСОРНИЙ ПРИСТРІЙ З ВИСОКОЮ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЮ ЗАВАДОСТІЙКІСТЮ

О Готра Зенон, Голяка Роман, Гординюк Иван, Марусенкова Тетяна, Ільканич Вікторія, 2012

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра електронних приладів,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Наведено результати розроблення та дослідження параметрів енергоефективного гальваномagnetного сенсорного пристрою з високою електромагнітною завадостійкістю. Енергоефективність забезпечується імпульсним режимом вимірювання з Wake-up механізмом циклічного переходу між короткочасними тактами вимірювання та тривалими паузами з вимкненим колом живлення сигнального перетворювача. Електромагнітна завадостійкість реалізується двотактним різницеvim вимірюванням з протилежним напрямком струму холлівського сенсора в суміжних тактах.

Представлены результаты разработки и исследования параметров энергоэффективного гальваномagnetного сенсорного устройства с высокой электромагнитной помехоустойчивостью. Энергоэффективность обеспечивается импульсным режимом измерения с Wake-up механизмом циклического перехода между кратковременными тактами измерения и длительными паузами с разомкнутой цепью питания сигнального преобразователя. Электромагнитная помехоустойчивость реализуется двухтактным дифференциальным измерением с противоположным направлением тока сенсора Холла в смежных тактах.

The work gives the results of developing an energy-efficient galvanomagnetic sensor device with high electromagnetic noise-immunity and investigation into its parameters. Energy-efficiency is provided by the pulse measurement mode with a Wake-up cyclic change of short-term measurement cycles and long-term pauses with the open feed circuit of a signal transducer. Electromagnetic energy-efficiency is provided by two-cycle differential measurement with the opposite Hall sensor's current direction in adjacent cycles.

Вступ. Домінуючою тенденцією розвитку сучасної сенсорної електроніки є підвищення її енергоефективності. Для забезпечення високої енергоефективності використовують нові структурно-схемні рішення та елементну базу, що забезпечує мінімальне енергоспоживання та можливість функціонування з низьковольтними однополярними джерелами живлення. У пристроях цифрової техніки проблему енергоефективності успішно вирішують використанням CMOS інтегральних схем, які в стаціонарному режимі практично не споживають енергії джерела живлення. У пристроях аналогової техніки нове покоління BiCMOS інтегральних схем, що відповідають вимогам Rail-to-Rail функціонування, дає змогу створювати низьковольтні (типово від 3 до 5 В) мікропотужні сигнальні перетворювачі з розширеним діапазоном вхідних та вихідних напруг. Це, зокрема, серія високопрецизійних мікропотужних Rail-to-Rail операційних підсилювачів AD8551/2/4 [1, 2].

Підвищення енергоефективності сигнальних перетворювачів забезпечується імпульсним вимірювальним перетворенням з Wake-up режимом роботи. Цей режим

роботи передбачає циклічні переходи сигнального перетворювача з короткочасних тактів вимірювання у доволі тривалі паузи з мікропотужним споживанням. Тривалість тактів вимірювання визначається імпульсними характеристиками елементної бази сигнального перетворювача і лежить у межах від часток мілісекунди до декількох мілісекунд. Тривалість пауз визначається вимогами щодо частоти вимірювання і типово становить десятки-сотні мілісекунд [3, 4].

Особливої актуальності проблема енергоефективності набуває в розподілених сенсорних мережах – новітньому напрямку розвитку інформаційного середовища. Такі сенсорні мережі складаються з автономних електронних пристроїв, зокрема, для вимірювання температури, вологості, магнітних та електромагнітних полів, забруднення довкілля тощо [5, 6].

У роботі розглянуто питання енергоефективності гальваномagnetних сенсорних пристроїв магнітного поля, зокрема холлівських сенсорів. Ці сенсори характеризує простота виготовлення, мінімальні габарити, достатньо високі чутливість та лінійність функції перетворення, широкий діапазон вимірювання, здатність

функціонування в неоднорідних магнітних полях та в екстремальних умовах експлуатації, зокрема в широкому температурному діапазоні та за високих рівнів проникаючої радіації, а також можливість інтегрування в пристрої вищого рівня інтеграції, зокрема кремнієві інтегральні схеми (чипи) тощо. Ринок використання гальваноманітних сенсорів надзвичайно широкий. Крім пристроїв вимірювання магнітного поля (гауссметрів), зокрема, для картографування розподілу магнітного поля в магнітних системах прискорювачів заряджених частинок, гальваноманітні сенсори використовують у пристроях безконтактного вимірювання струму, пристроях керування та автоматики тощо [7, 8].

Недоліком імпульсних сигнальних перетворювачів гальваноманітних сенсорних пристроїв є їхня низька електромагнітна завадостійкість. У традиційних рішеннях гальваноманітних сенсорів вимога електромагнітної завадостійкості вирішується використанням низькочастотних фільтрів чи інтеграторів, які усереднюють сигнал за певний час вимірювального перетворення. У випадку забезпечення завадостійкості від електромагнітних завад, що генерує електрична мережа енергоживлення, тривалість усереднення сигналу повинна бути не меншою за 20 мс (період електромагнітної хвилі частотою 50 Гц). Однак з погляду побудови енергоефективних імпульсних гальваноманітних сенсорів така тривалість такту вимірювання недопустимо велика.

Враховуючи вищесказане, в роботі поставлено завдання розроблення та дослідження параметрів енергоефективного гальваноманітного сенсорного пристрою з високою електромагнітною завадостійкістю.

Принцип функціонування та структура сигнального перетворювача. Принцип функціонування енергоефективного сигнального перетворювача з високою завадостійкістю забезпечується двотактним вимірюванням. З метою придушення електромагнітної завади вимірювання виконують різницевим методом – в кожному з послідовних тактів струм живлення холлівського сенсора перемикається на протилежний. Позитивний ефект забезпечується тим, що зі зміною напрямку струму холлівського сенсора корисний сигнал відповідно змінює знак, а електромагнітна завада залишається незмінною (за умови, що за час двоетапного вимірювання зміна миттєвого значення електромагнітної завади незначна). Здебільшого йдеться про електромагнітну заваду енергомережі 50 Гц.

Приклад SPICE модельного дослідження імпульсного режиму роботи холлівського сенсора за наявності електромагнітної завади наведено на рис. 1. Моделювання здійснено в програмному пакеті MicroCAP [9]. Основні підходи до побудови SPICE моделей гальваноманітних сенсорів відображені, зокрема, в [10]. Можна помітити, що корисний сигнал – різниця вимірюваних значень напруг між суміжними тактами з протилежним напрямком струму – в першому наближенні не залежить від електромагнітної завади (остання представлена адитивною завадою гармонічної форми з амплітудою приблизно 100 мВ та періодом 20 мс).

Перехід з паузи в імпульс двохетапного вимірювання здійснюється Wake-up таймером мікроконвертера ADuC841 [11]. Живлення вузлів сигнального перетворення мікроконвертера та аналогового тракту вмикається лише на час короткочасних імпульсів вимірювання. В паузі між імпульсами сигнального перетворення струм споживає лише Wake-up таймер (як правило, не більше за 20 мкА).

Структурна схема дослідного зразка сигнального перетворювача наведена на рис. 2, а його вигляд разом з персональним комп'ютером та магнітом, що формують дослідний стенд, – на рис. 3.

Основними вузлами мікроконвертера ADuC841, які використано в цьому сенсорному пристрої, є: ADC – аналого-цифровий перетворювач; MUX – аналоговий мультиплексор вхідних сигналів ADC; MCU – ядро мікроконтролера; TIC – таймер переходу з енергоекономного режиму очікування в робочий режим вимірювання; PORT – цифровий порт, виводи якого формують імпульси напруги живлення операційних підсилювачів та керують мультиплексором кола зворотного зв'язку диференціального підсилювача; DAC0, DAC1 – два цифро-аналогові перетворювачі; TS – вбудований сенсор температури, інформацію з якого використовують для компенсації температурного дрейфу сигнального перетворювача; MEM – пам'ять програми та даних вимірювання; UART – універсальний послідовний порт передавання даних.

Вузлами аналогового тракту є: HG – холлівський сенсор; OA₁, OA₄ – операційні підсилювачі формування двонапрявленого струму живлення холлівського сенсора; R₁ – струмозадавальний резистор; OA₂, OA₃ – операційні підсилювачі диференціального підсилення сигналу; SW – аналоговий мультиплексор програмно керованого кола зворотного зв'язку підсилювача; R₂, R₃, R_{KV} – резистори, що задають коефіцієнт підсилення.

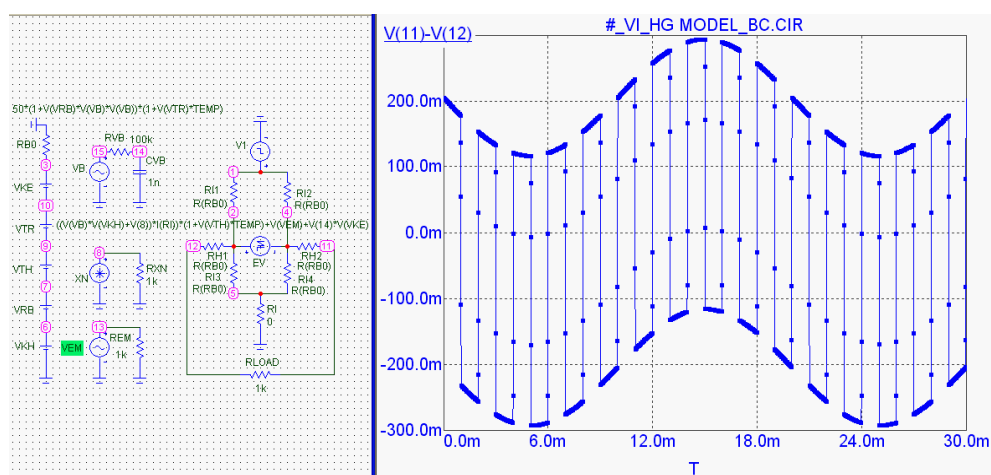


Рис. 1. Приклад SPICE модельного дослідження

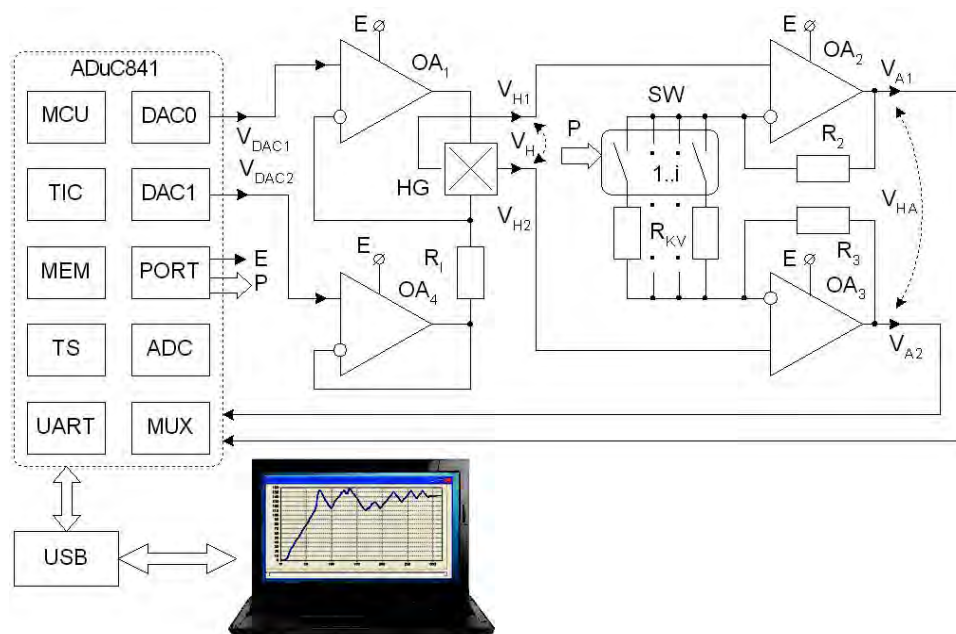


Рис. 2. Структурна схема гальваномагнітного сенсорного пристрою



Рис. 3. Фотографія дослідного стенда з гальваномагнітним сенсорним пристроєм

Процес вимірювання реалізується двотактним вимірюванням за протилежних напрямів струму живлення холлівського сенсора. Керування величиною та напрямом струму здійснюється двома синхронно діючими цифро-аналоговими перетворювачами. Процес вимірювання розпочинається формуванням на одному з виводів цифрового порту мікроконвертера рівня логічної одиниці, до якого приєднані кола живлення Е операційних підсилювачів та інших елементів аналогової частини сигнального перетворювача.

В першому такті перший цифро-аналоговий перетворювач (за специфікацією мікроконвертера ADuC841 – DAC0) встановлює напругу V_{DAC11} , а другий цифро-аналоговий перетворювач (за специфікацією DAC1) – напругу V_{DAC12} . Значення V_{DAC11} визначається мінімально допустимою напругою, що не виходить за лінійний діапазон роботи операційних підсилювачів (типово $V_{DAC11} \approx 0.1$ В). Значення V_{DAC12} задають відповідно до рекомендацій оптимального режиму початкового зміщення, причому $V_{DAC12} = V_{DAC11} + V_{REF}$. Зазвичай коли напруга живлення $V_E = 3$ В, напруга V_{DAC12} – в межах 1,2...1,5 В і залежить від опору холлівського сенсора та його струму живлення.

Після встановлення вказаних напруг цифро-аналогових перетворювачів розпочинається пауза, тривалість якої визначається швидкістю встановлення напруг на виходах диференціального підсилювача V_{A11} та V_{A12} (переважно пауза встановлюється у межах від 0,2 мс до 1 мс залежно від типу операційного підсилювача та коефіцієнта підсилення сигналу). Після завершення паузи проводиться аналого-цифрове перетворення напруг V_{A11} , V_{A12} та їх запис у двійковому форматі D_{A1} , D_{A2} в регістри даних пам'яті мікроконтролера. Як правило, тривалість одного аналого-цифрового перетворення з використанням мікроконвертера ADuC841 не перевищує 0,01 мс, а тому, порівняно з часом наростання сигналу підсилювача, цією тривалістю можна знехтувати. На цьому завершується перший такт вимірювання.

Другий такт є аналогічним першому, за винятком значення напруг цифро-аналогових перетворювачів: DAC0 формує напругу V_{21} , а DAC1 – напругу V_{22} . Значення V_{21} визначається максимально допустимою напругою, що не виходить за лінійний діапазон роботи операційних підсилювачів (типово $V_{21} \approx 2.9$ В при $V_E = 3$ В). Натомість значення V_{22} визначається виразом $V_{22} = V_{21} - V_{REF}$. Результатом другого такту є

напруги V_{A21} , V_{A22} у двійковому форматі – D_{A21} , D_{A22} .

Отже, абсолютне значення струму живлення холлівського сенсора в обох тактах залишається незмінним, а його напрям змінюється на протилежний. За результатами двотактного вимірювання розраховують корисний сигнал у вигляді різниці: $D_S = (D_{A11} - D_{A12}) - (D_{A21} - D_{A22})$. В результаті різницевого вимірювання паразитна складова сигналу в обох тактах, що не корелює зі струмом живлення холлівського сенсора і не змінює свого знака, компенсується, а корисна холлівська складова, що у разі зміни напрямку струму холлівського сенсора змінює знак, подвоюється.

Зазвичай тривалість тактів вимірювання становить 10...20 мс, а паузи з вимкненим колом живлення сигнальних перетворювачів – 100...200 мс. Таке співвідношення забезпечує зменшення енергоспоживання сенсорного пристрою в 10 разів – з 20...30 мА в неперервному режимі і до 2...3 мА (усередненого за період вимірювання значення струму) в імпульсному режимі вимірювання.

Дослідження електромагнітної завадостійкості.

Параметри розробленого сигнального перетворювача детально досліджено в різних режимах роботи. Далі наведемо приклади систематизованих даних експериментальних досліджень з холлівським тонкоплівковим InSb сенсором, магнітна чутливість якого за номінального струму живлення $I_H = 10$ мА становила $S = 194$ мВ / Т. Дослідження проводилися в магнітній мірі (стабільному постійному магніті) з індукцією поля $B = 0,132$ Т.

Ми свідомо вибрали сенсор з доволі посереднім значенням чутливості (ряд сучасних типів сенсорів характеризуються на порядок вищою чутливістю – до 2 В/Т), а поле магнітної міри – доволі незначним, що уможливило дослідження розробленого нами сигнального перетворювача в критичних режимах експлуатації з максимальними значеннями сигнального підсилення.

Завданням експериментальних досліджень було підтвердження ефективності двотактного вимірювання та подальшого підвищення енергоефективності сенсорного пристрою магнітного поля при зменшенні струму живлення холлівського сенсора – від номінального $I_H = 10$ мА і до мінімально можливого з позиції подальшого сигнального перетворення $I_H = 0.1$ мА. При цьому здійснювалась компенсація зменшення корисного сигналу (холлівської напруги за заданої величини магнітного поля) при зменшенні струму живлення холлівсь-

кого сенсора відповідним збільшенням коефіцієнта підсилення K_V сигнального перетворювача. Останній дискретно змінювали перемиканням резисторів кола зворотного зв'язку R_{KV} диференціального підсилювача, що здійснювалося відповідними логічними сигналами Р керування комутатора-мультиплексора SW.

Оскільки на практиці електромагнітна завада не є постійною і залежить від відстані до джерел електромагнітного випромінювання (здебільшого ліній електричного струму 50 Гц, трансформаторів блоків живлення, освітлювальних приладів тощо) та їхнього екранування, під час дослідження завадостійкості сигнальних перетворювачів необхідно використовувати джерело фіксованого електромагнітного поля. Ми використовували неекранований силовий трансформатор з мережевою частотою 50 Гц та фіксованим струмом навантаження. Трансформатор розміщувався в безпосередній близькості до магнітної міри, в якій містився дослідний холлівський сенсор.

Дослідження проводили за фіксованих режимів роботи сигнального перетворювача та дискретної зміни струму живлення холлівського сенсора – $I_H = 10 \text{ mA}$, 1 mA , 0.1 mA . Для кожного з цих струмів виконано серії вимірювань (по 100 послідовних вимірювань в кожній серії) за відсутності та наявності електромагнітної завади, що реалізовувалося вмиканням та вимиканням струму живлення вищезгаданого силового трансформатора. Завадостійкість перетворювача визначалася кількісним порівнянням відтво-

рюваності результатів у режимах одноктного та двотактного вимірювання сигналу.

Приклад типових результатів вимірювання відтворюваності сигнального аналого-цифрового перетворення в режимі одноктного вимірювання без електромагнітної (ЕМ) завади (вимірювання від 1 до 100) та з ЕМ-завадою (вимірювання від 101 до 200) наведено на рис. 4. Параметром Measurement N позначено номер вимірювання, а DS – результат аналого-цифрового перетворення в десятковій системі числення DEC. Як бачимо, за відсутності завади невідтворюваність результату – в межах плюс-мінус двох одиниць, а за наявності електромагнітної завади – збільшується у 3 – 5 разів.

Результати проведених досліджень наведено на рис. 5 – рис. 10 у вигляді гістограм. На кожній з гістограм подано результати однієї серії зі 100 послідовних вимірювань. Параметром «Number of measurements, %» позначено кількість вимірювань в серії, результат яких дорівнює числу DS. Режим одноктного вимірювання з однонаправленим струмом позначено Direct, а режим двотактного вимірювання з перемиканням напрямку струму між тактами – Bidirect. Відповідно до вищесказаного очевидно, що отримані в двотактному режимі вимірювання значення аналого-цифрового перетворення є, здебільшого, вдвічі більшими за значення в одноктному режимі. Гістограми *a* відповідають умовам без електромагнітної завади, а *б* – з електромагнітною завадою.

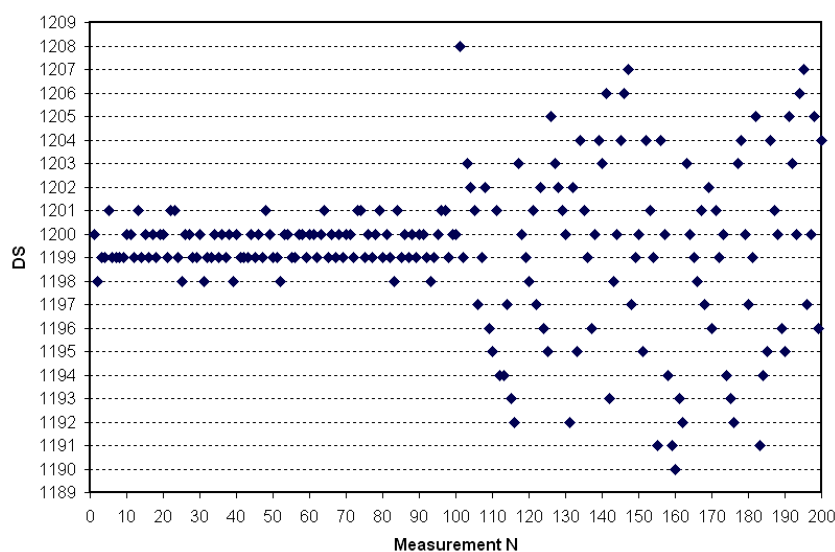


Рис. 4. Приклад типових результатів сигнального перетворення без ЕМ-завади (вимірювання від 1 до 100) та з ЕМ-завадою (вимірювання від 101 до 200)

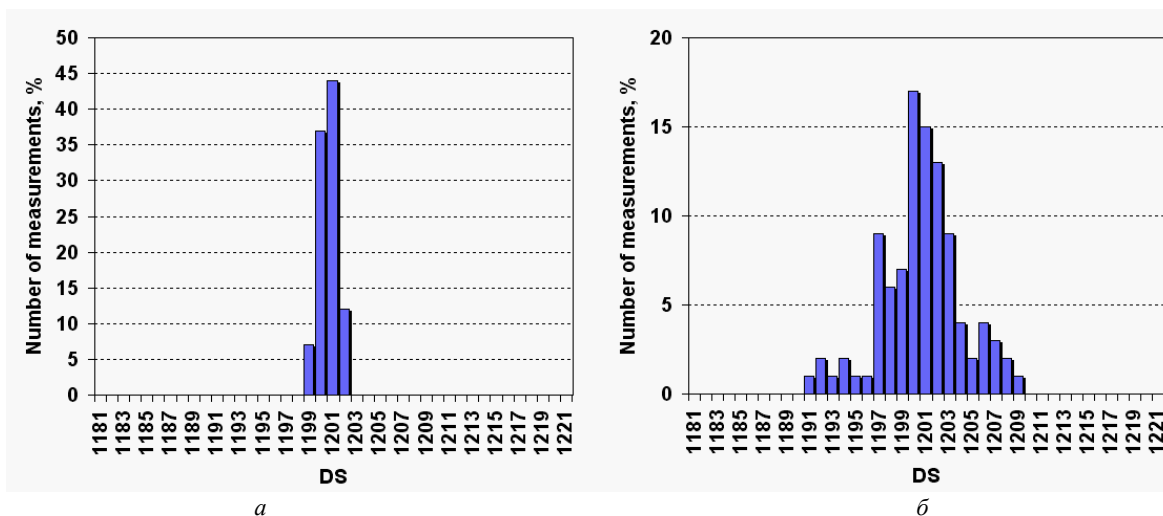


Рис. 5. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Direct при $I_H = 10$ mA без ЕМ-завади (а) та з ЕМ-завадою (б)

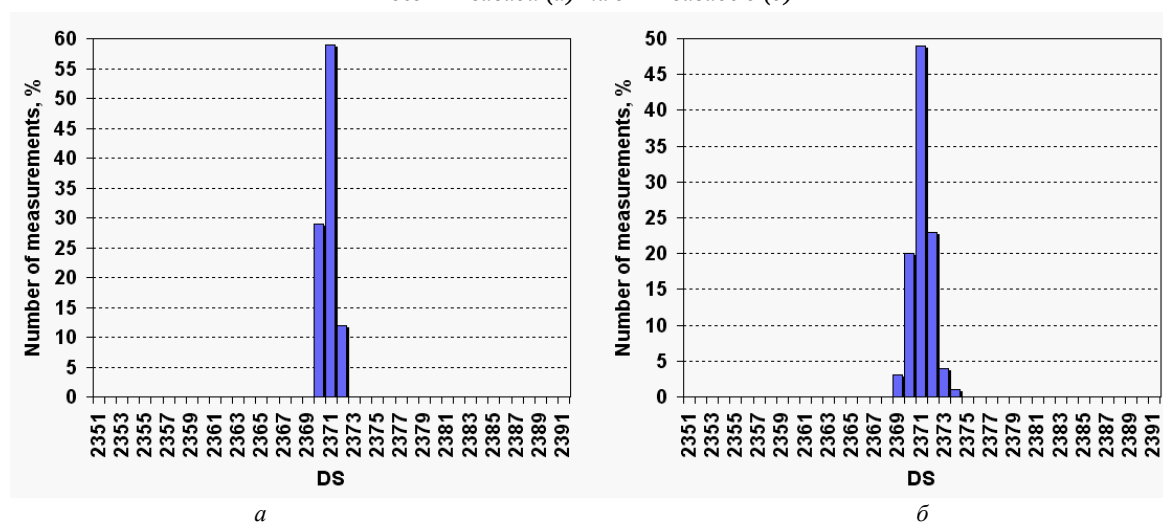


Рис. 6. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Bidirect при $I_H = 10$ mA без ЕМ-завади (а) та з ЕМ-завадою (б)

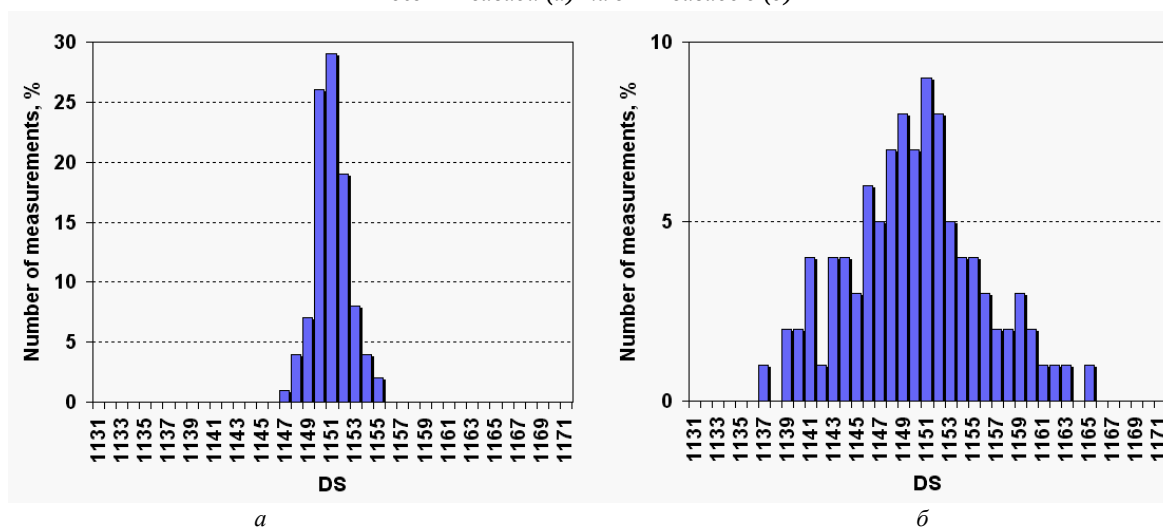


Рис. 7. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Direct при $I_H = 1$ mA без ЕМ-завади (а) та з ЕМ-завадою (б)

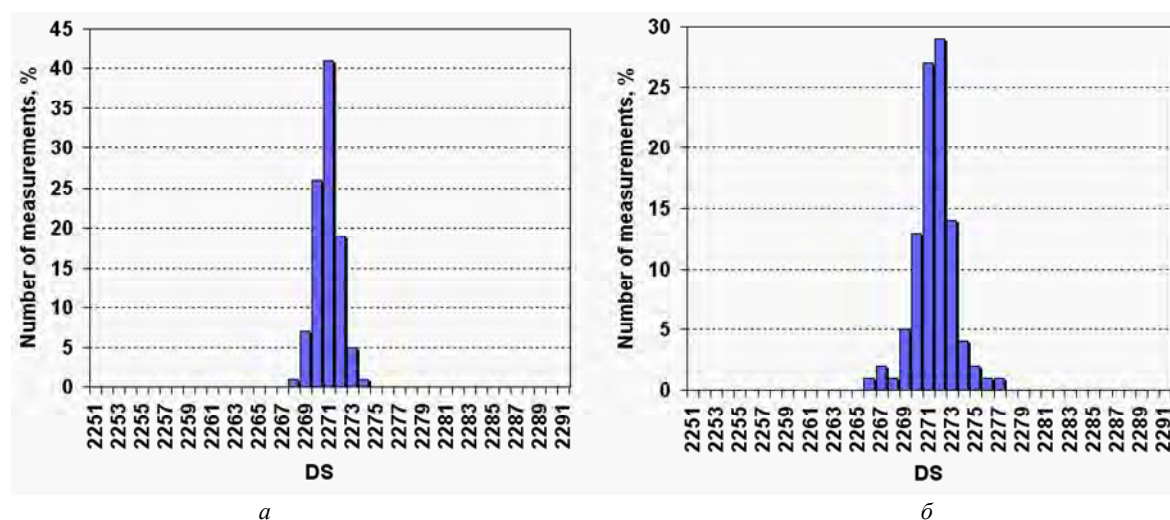


Рис. 8. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Bidirect при $I_H = 1 \text{ mA}$ без ЕМ-завади (а) та з ЕМ-завадою (б)

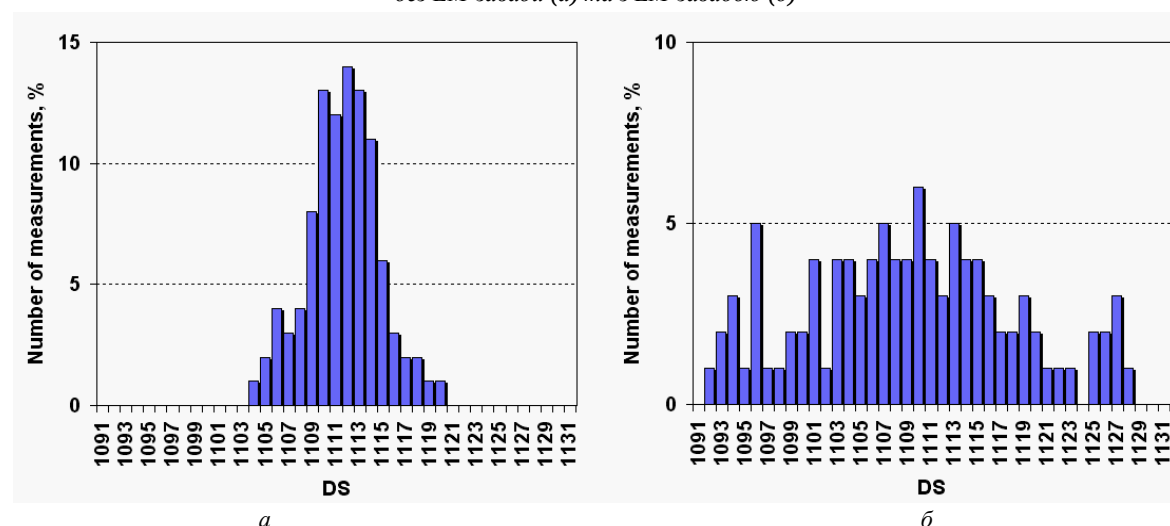


Рис. 9. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Direct при $I_H = 0.1 \text{ mA}$ без ЕМ-завади (а) та з ЕМ-завадою (б)

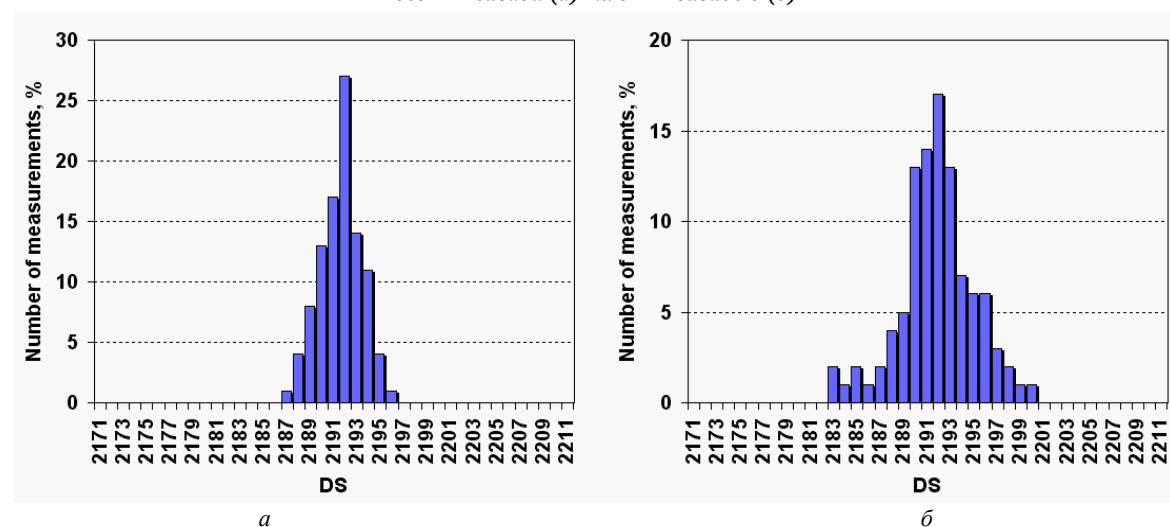


Рис. 10. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Bidirect при $I_H = 0.1 \text{ mA}$ без ЕМ-завади (а) та з ЕМ-завадою (б)

Зведені результати аналізу результатів вимірювання

Струм	$I_H = 0.1 \text{ mA}$		$I_H = 1 \text{ mA}$		$I_H = 10 \text{ mA}$	
Параметр	m_x	σ	m_x	σ	m_x	σ
Режим	Однотактні [Direct] вимірювання					
Без ЕМ-завади	1200,6	3.101	1151,0	1.450	1111.6	0.786
З ЕМ-завадою	1200,7	8.990	1150,0	5.724	1109.2	3.468
	Двотактні [Bidirect] вимірювання					
Без ЕМ-завади	2370,8	1.808	2270.9	1.048	2191.6	0.617
З ЕМ-завадою	2371,1	3.215	2271.5	1.700	2191.8	0.891

Зведені результати статистичного аналізу відтворюваності результатів вимірювання у всіх режимах та умовах подано в таблиці. Для кількісного аналізу розраховано значення середньоквадратичного відхилення (RMS) – σ :

$$s = \sqrt{D_x} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2},$$

де D_x – дисперсія; n – кількість результатів вимірювання в масиві (генеральній сукупності нефільтрованих значень); x_i – i -й результат вимірювання; m_x – математичне сподівання, яке розраховують як суму добутків всіх результатів вимірювань на ймовірність p_i їх виявлення

$$m_x = \sum_{i=1}^n x_i p_i.$$

Оскільки аналіз виконано за масивами в серії зі 100 вимірювань, ймовірність p_i значення x_i визначалася відношенням $p_i = N(x_i)/100$, де $N(x_i)$ – кількість отриманих значень x_i .

Наведені результати показують, що завдяки використанню алгоритму різницевого двотактного вимірювання за протилежних напрямів струму холлівського сенсора завадостійкість (відтворюваність) вимірювання сигналу в умовах сильного впливу електромагнітної завади підвищується приблизно в три рази.

Висновки. Наведено результати розроблення та дослідження енергоефективного сигнального перетворювача з високою завадостійкістю. Енергоефективність забезпечується імпульсним режимом вимірювання з Wake-up механізмом циклічного переходу між короткочасними тактами вимірювання та тривалими паузами з вимкненим колом живлення сигнального перетворювача. Типово тривалість тактів вимірювання становить 10...20 мс, а паузи з вимкненим колом живлення сигнальних перетворювачів – 100...200 мс. Таке співвідношення

забезпечує зменшення енергоспоживання сенсорного пристрою у 10 разів – з 20...30 мА в неперервному режимі і до 2...3 мА (усередненого за період вимірювання значення струму) в імпульсному режимі вимірювання.

З метою придушення електромагнітної завади вимірювання проведено різницевим методом – в кожному з послідовних тактів струм живлення холлівського сенсора перемикається на протилежний. Позитивний ефект забезпечується тим, що зі зміною напрямку струму холлівського сенсора корисний сигнал відповідно змінює знак, а електромагнітна завада залишається незмінною. Експериментальні дані показали приблизно трикратне підвищення завадостійкості різницевого методу вимірювання.

1. Fraden J. *Handbook of modern sensors: Physics, design, and applications*. Springer. 2004. 580 p.
2. Schmalzel J.L., Rauth D.A. *Sensors and signal conditioning* // *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*. 2005. – Vol. 8. № 2. – PP. 48–53.
3. Fan J., Li X., Qian X. *Pulse Excitation Approach for Low Power Orthogonal Fluxgate Sensor* // *International Magnetism Conference INTERMAG 2006*. – 2006. – P.877.
4. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. Готри З., Голяки Р. – Львів: Вид. Державного університету "Львівська політехніка", 1999. – 364 с.
5. Qiuling Tang; Liuqing Yang; Tuanfa Qin; Shuyi Zhang. *Evaluation and Optimization of Battery-Energy-Aware PPM Schemes for Wireless Sensor Networks* // *Networking, Sensing and Control*. – 2006. PP. 318 – 323.
6. Jason A. Fuemmeler, Venugopal V. Veeravalli. *Energy Efficient Multi-Object Tracking in Sensor Networks*. *IEEE Transactions on signal processing*. – 2010. Vol. 58, No. 7. PP. 3742-3750.
7. Popovic R.S., *Hall Effect Devices*. Second edition. Adam Hilger, Bristol, Philadelphia and New York, 2002.
8. *Мікроелектронні сенсорні пристрої магнітного поля*.

Большакова І.А., Гладун М.Р., Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є., Потенцік Є., Сопільник Л.І. За ред. Готри З.Ю. – Львів: Вид. Національного університету "Львівська політехніка", 2001. 9. Micro-Cap 7.0, 8.0, 9.0 Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. Spectrum Software. 2001, 2005, 2008. www.spectrum-soft.com. 10. Методи моделювання та калібрування 3D-

зондів магнітного поля на розщеплених холлівських структурах / Большакова І.А., Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Марусенкова Т.А. // Електроніка та зв'язок. Тематичний випуск «Електроніка та нанотехнології». – 2011. – № 2(61). – С. 34 – 38. 11. ADuC841. MicroConverter® 12-Bit ADCs and DACs with Embedded High Speed 62-kB Flash MCU www.analog.com.

УДК 621.317.39:578.087

ЄМНІСНИЙ ВОЛОГОМІР

© Куцевол Олег, Куцевол Микола, Петрук Василь, 2012

Вінницький національний аграрний університет

Розроблено структуру ємнісного вологоміра капілярно-пористих матеріалів, в якому передбачено зменшення похибки вимірювання від нестабільних діелектричних втрат.

Разработана структура емкостного влагомера капиллярно-пористых материалов, в котором предусмотрено уменьшение погрешности измерения от нестабильных диэлектрических потерь.

The structure of a capacitor measuring instrument of humidity capillary-porous materials in which reduction of an error of measurement from unstable dielectric losses provided is developed.

Вступ. Нині відомо багато методів визначення вологості, найпоширенішим з яких є метод висушування та різноманітні його модифікації. Як основний термогравіметричний метод визначення вологості використовують висушування зразка подрібненого капілярно-пористого матеріалу в сушильній шафі упродовж 40...60 хвилин за температури 105...140 °С.

Велика трудомісткість термогравіметричного методу контролю вологості та значна його енергозатратність змушують розробників шукати нові методи контролю та розробляти на їх основі прості й ефективні засоби, які були б вільні від вказаних недоліків.

Найперспективнішими в плані автоматизації процесу контролю є електричні методи, серед яких особливе місце займають методи високочастотної діелектрометрії. Незважаючи на висновки деяких дослідників про недоцільність застосування цих методів для контролю вологості капілярно-пористих матеріалів із нестабільними діелектричними втратами і пористістю [1, 2], нині розроблено багато методів, які спростовують ці заяви [3, 4].

Результати досліджень. Відома структура вологоміра [5], що складається із послідовно з'єднаних зразкового елемента і ємнісного перетворювача

(ємнісного первинного перетворювача вологості), увімкнених на виході високочастотного генератора (генератора гармонічної напруги), фазового детектора, до виходу якого під'єднаний вимірювальний прилад, а також блока зворотного зв'язку стабілізації напруги (блок зворотного зв'язку стабілізації напруги на ємнісному первинному перетворювачі вологості). Недоліком вказаного вологоміра є нелінійність функції перетворення фазового детектора, що призводить до збільшення похибок вимірювання.

В основу цієї роботи покладено завдання створення ємнісного вологоміра, в якому завдяки введенню нових блоків та зв'язків між ними підвищується точність вимірювань, оскільки усунуто вплив нелінійності функції перетворення фазового детектора на похибку вимірювань.

Цього досягають тим, що в ємнісному вологомірі, який містить генератор гармонічної напруги, послідовно з'єднані й під'єднані до виходу генератора гармонічної напруги зразковий елемент і ємнісний первинний перетворювач вологості, блок зворотного зв'язку стабілізації напруги на ємнісному первинному перетворювачі вологості, додатково введені вольтметр вологості, виходи вольтметра амплітудного значення