

УДК 621.315.592

**З.Ю. Готра, Р.Л. Голяка, В.Ю. Ільканич, Т.А. Марусенкова**  
Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електронних приладів

## **АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ПРИДУШЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД У ХОЛЛІВСЬКИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЯХ**

*Ó Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Марусенкова Т.А., 2013*

**Z. Hotra, R. Holyaka, V. Ilkanych, T. Marusenkova**

## **AN ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC NOISE SUPPRESSION IN HALL SENSOR DEVICES**

*Ó Hotra Z., Holyaka R., Ilkanych V., Marusenkova T., 2013*

**Розглянута проблема впливу електромагнітної завади на відтворюваність вимірювання сигналу в холлівських сенсорних пристроях. Спосіб компенсації електромагнітної завади забезпечується двотактним вимірюванням сигналу при протилежних напрямках імпульсів струму живлення холлівських сенсорів. Встановлена залежність ефективності двотактного режиму роботи від затримки між суміжними вимірюваннями. Експериментальними дослідженнями показано, що за наявності електромагнітної завади використання двотактного режиму забезпечує підвищення відтворюваності вимірювання в 6–8 разів.**

***Ключові слова: холлівські сенсори, сигнальні перетворювачі, заводостійкість***

**The work gives an analysis of electromagnetic noise influence on signal repeatability in Hall sensor devices. The electromagnetic noise compensation is based on signal two tact mode measurements at reverse direction of Hall sensor supply current. The functional dependence of two tact mode efficiency on time delay between serial measurements is described. It was experimentally shown that two tact mode of electromagnetic noise compensation provides an efficiency improving by 6..8 times.**

***Key words: Hall sensor, signal transducer, noise-immunity.***

### **Вступ**

Електромагнітні завади силових ліній частотою 50 Hz (чи 60 Hz, залежно від стандарту енергомережі) є причиною погіршення точності вимірювання багатьох сенсорних пристроїв. Значна увага до придушення /reduction/ електромагнітних завад приділяється в пристроях вимірювання біопотенціалів [1, 2], ємнісних сенсорах [3, 4], сенсорах вимірювання магнітного поля [5, 6] тощо. У цій роботі досліджується ефективність придушення електромагнітних завад, а відтак, підвищення співвідношення сигнал-шум в пристроях вимірювання магнітного поля на основі холлівських сенсорів. Актуальність такої задачі має місце, принаймні, в двох галузях застосувань.

Першою галуззю застосування є сенсорні мережі з автономними малопотужними джерелами живлення [7, 8]. З метою мінімізації енергоспоживання в таких сенсорах використовують імпульсні режими вимірювання. Типово вимірювання проводять в коротких інтервалах часу (декілька мілісекунд і менше), за якими слідує довготривалі паузи з мінімальним енергоспоживанням.

Використовують різноманітні алгоритми циклічного переходу від активного до очікувального режимів функціонування. Актуальність задачі придушення електромагнітних завад у таких сенсорах полягає в необхідності забезпечити необхідну точність вимірювання за мінімальних тривалості вимірювання та струму живлення.

Другою галуззю застосування сенсорів магнітного поля, в яких необхідно забезпечити придушення електромагнітних завад, є картографування магнітного поля прискорювачів заряджених частинок та магнітна діагностика реакторів термоядерного синтезу [9, 10]. Проблемою тут є доволі низька чутливість холлівських сенсорів та значна довжина сигнальних ліній. Причиною низької чутливості сенсорів є необхідність забезпечення високої радіаційної та температурної стабільності, що реалізується спеціальними технологіями легування та радіаційної модифікації матеріалів [11]. Типово такі радіаційностійкі холлівські сенсори характеризуються чутливістю не більше 200 mV/T. Значна довжина сигнальних ліній обумовлена неможливістю розміщення сигнальних перетворювачів (драйверів струму живлення, підсилювачів, аналого-цифрових перетворювачів) поблизу холлівських сенсорів, що розміщені в магнітних системах прискорювачів та реакторів. Довжина сигнальних ліній, що з'єднують холлівські сенсори з сигнальними перетворювачами, може становити декілька десятків метрів. Це обумовлює індукування в сигнальних лініях електромагнітних завад, які з метою підвищення співвідношення сигнал-шум, необхідно мінімізувати сигнальним перетворювачем.

### Аналіз та базові вирішення проблеми

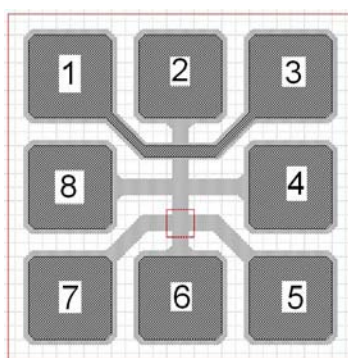
Індукування паразитної змінної напруги  $V_{EM}$  на струмових та потенціальних виводах холлівських сенсорів [12] визначається швидкістю зміни магнітного потоку  $\Phi$ , що пронизує ефективну площу  $s$  петлі, що сформована виводами сенсора та сигнальною лінією:

$$V_{EM} = -\frac{d\Phi}{dt} = -s \frac{dB}{dt},$$

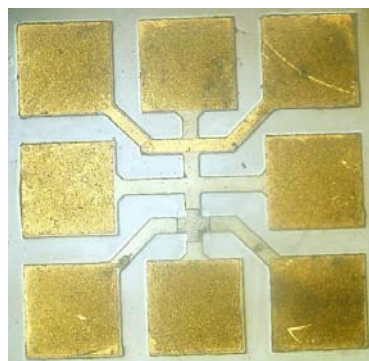
де  $B$  – індукція магнітного поля.

З метою мінімізації електромагнітної складової завади виводи холлівських сенсорів укладають з мінімальною площею  $s$ , а також формують додаткові петлі, які вмикають у сигнальне коло так, щоб наведена в цих петлях напруга компенсувала паразитну електромагнітну складову сигналу.

Приклад конструкції холлівського сенсора з петлею компенсації електромагнітної завади показано на рис. 1. Струмове коло сенсора формують виводи 2 та 6. Виводи 4 та 8 формують традиційне для холлівських сенсорів коло вихідної напруги. Відмінністю наведеного сенсора є петля компенсації електромагнітної завади, яка сформована між виводами 1 та 3, а також, дзеркально



а)



б)

Рис. 1. Топологія (а) та фотографія (б) холлівського сенсора з петлею компенсації електромагнітної завади

симетричне їй коло формування вихідної напруги між виводами 5 та 7. Особливістю останнього є потоншена ділянка в активній частині сенсора, що забезпечує збільшення корисної складової сигналу [13].

Під час вимірювання постійних та низькочастотних магнітних полів використовують традиційний варіант формування вихідної напруги між виводами 4 та 8. Натомість під час вимірювання високочастотних полів використовують два сигнали –

перший від контуру високочутливої холлівської чутливості між виводами 5 та 7, а другий, в протифазі до першого, від контуру петлі компенсації електромагнітної завади.

Інший, ефективніший спосіб компенсації електромагнітної завади, а відтак, підвищення співвідношення сигнал-шум, є двотактне вимірювання сигналу при протилежних напрямках імпульсів струму живлення холлівських сенсорів. Зміна знака (напрямку) струму обумовлює відповідну зміну знака (полярності) вихідної напруги холлівського сенсора. Натомість електромагнітна завада не залежить від струму живлення холлівського сенсора. Отже, можна записати

$$V_{I+} = V_H + V_{EM}, \quad V_{I-} = -V_H + V_{EM},$$

де  $V_{I+}$ ,  $V_{I-}$  – вихідні напруги при протилежних напрямках струму живлення;  $V_H$ ,  $V_{EM}$  – холлівська (корисна) та електромагнітна (паразитна) складові сигналу.

Результатом двотактного вимірювання є половина різницевого значення сигналів у двох тактах

$$V_{COR} = (V_{I+} - V_{I-})/2,$$

яке за певних ідеальних умов (у першому наближенні) дорівнює корисній холлівській складовій сигналу та не залежить від паразитної електромагнітної складової

$$V_{COR} = (V_H + V_{EM} + V_H - V_{EM})/2 = V_H.$$

Для виконання цих умов та ефективного придушення електромагнітної завади необхідно, щоб частота перемикавання струму живлення була істотно вищою від частоти завади. У двотактному вимірюванні ця частота перемикавання визначається часовою затримкою між двома суміжними вимірюваннями  $dt$ .

На практиці часто використовують дещо інший алгоритм – під час перемикавання напрямку струму холлівського сенсора одночасно перемикають і полярність вихідної напруги сигнального перетворювача. Здебільшого це здійснюють за схемою, що реалізує принцип синхронного детектування, зокрема, періодично перемикаючи режим роботи підсилювача з неінверсного в інверсний. При такому алгоритмі полярність корисної складової сигналу в суміжних тактах залишається незмінною, а полярність електромагнітної завади змінюється на протилежну. Відповідно результатом двотактного вимірювання є сума сигналів двох суміжних тактів:

$$V_{COR} = (V_{I+}(t + dt) + (-V_{I-}(t)))/2.$$

Для такого алгоритму на рис. 2 наведена форма електромагнітної завади (суцільна лінія) та сигнали двотактного вимірювання (кружки з пунктирною лінією) при  $dt = 1$  мс (а) та  $dt = 0.5$  мс (б). Можна бачити, що при зменшенні часової затримки між двома суміжними вимірюваннями  $dt$  розбіжність між абсолютними значеннями електромагнітної завади в двох суміжних зменшується, що підвищує ефективність придушення завади.

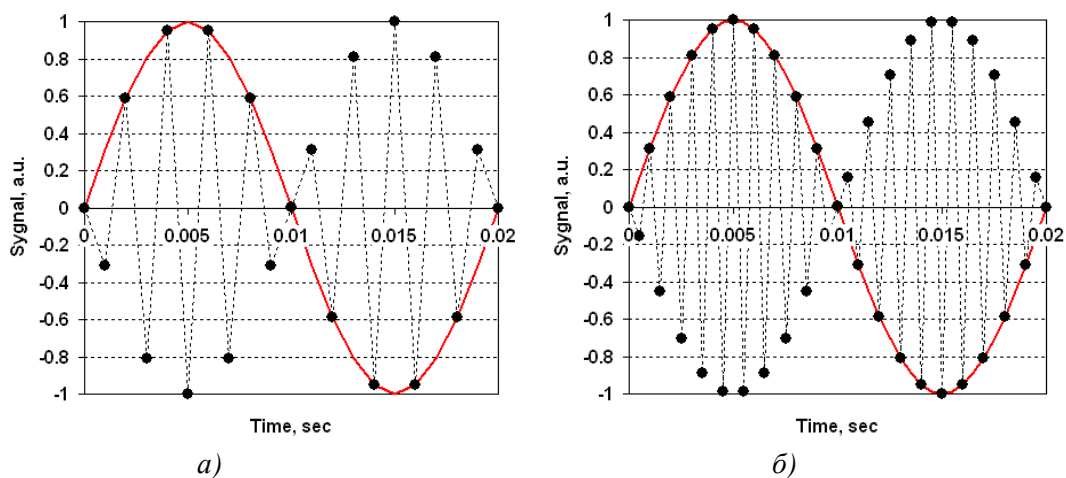


Рис. 2. Етери електромагнітної завади (суцільна лінія) та сигнали двотактного вимірювання (кружки з пунктирною лінією) для:  $dt = 1$  мс (а) та  $dt = 0.5$  мс (б)

Отже, маємо протиріччя – з метою підвищення точності вимірювання частота перемикання струму та вимірювання сигналів повинна бути якомога вищою, однак, з метою зменшення енергоспоживання та створення багатоканальних картографів магнітного поля з використанням одного аналого-цифрового перетворювача ця частота мала б знижуватися. Під час аналізу опублікованих літературних даних не знайдено методики кількісного аналізу впливу затримки між суміжними вимірюваннями на ефективність двотактного вимірювання. Враховуючи вищевказане, у роботі розв’язується задача розробки методики аналітичного розрахунку та засобів експериментальних досліджень ефективності двотактного вимірювання.

### Аналітичний розрахунок

Запишемо часову залежність паразитної електромагнітної складової  $V_{EM}(t)$  у вигляді рівняння гармонічного коливання амплітудою  $V_{EM0}$  та частотою  $f$ . Тоді різниця сигналів між двома суміжними вимірюваннями визначається виразами:

$$V_{EM1} = V_{EM}(t) = V_{EM0} \sin(2\pi ft) ; \quad V_{EM2} = V_{EM}(t + dt) = V_{EM0} \sin(2\pi f(t + dt)) ;$$

$$V_{COR} = V_H + V_{EM0} \frac{\sin(2\pi f(t + dt)) - \sin(2\pi ft)}{2} .$$

Вплив часової затримки  $dt$  на відносну похибку двотактного вимірювання розрахуємо за формулою:

$$\delta(V_{COR}) = \left( \frac{V_{COR}}{V_H} - 1 \right) \cdot 100\% = \frac{V_{EM0}}{V_H} \frac{\sin(2\pi f(t + dt)) - \sin(2\pi ft)}{2} \cdot 100\% = \frac{V_{EM0}}{V_H} K_{ER} \cdot 100\% ,$$

де  $K_{ER} = \frac{\sin(2\pi f(t + dt)) - \sin(2\pi ft)}{2}$  – часова компонента похибки.

Зокрема, при  $t=0$  отримуємо  $K_{ER0} = K_{ER}(t=0) = \frac{\sin(2\pi fdt)}{2}$ . Потім, прийнявши, що при  $a \rightarrow 0$

в першому наближенні функція синуса може бути представлена її аргументом  $\sin(a) \approx a$ , отримуємо  $K_{ER0} \approx \pi fdt$  (при  $\pi fdt < 0.1$ ).

Отже, в першому наближенні для частоти  $f = 50$  Гц отримуємо коефіцієнт часової компоненти похибки  $K_{ER0} \approx 157dt$ . Зокрема, для  $dt = 0,1$  мс отримуємо значення  $K_{ER0} \approx 0,0157$ . За умови взаємної рівності електромагнітної та холлівської напруг  $V_{EM0} = V_H$ , а саме таку умову пропонуємо для кількісного аналізу ефективності двотактного вимірювання, відносна похибка вимірювання (у цьому випадку йдеться про невідтворюваність вимірювання сигналу) становить  $\delta(V_{COR}) \approx 1,57\%$ . Є очевидним, що на практиці в процесі проектування пристрою вимірювання магнітного поля  $V_{EM0} \ll V_H$ , а отже, похибка вимірювання є істотно меншою.

Для точнішого аналізу розглянемо наведені на рис. 3 результати числового розрахунку часової компоненти похибки  $K_{ER}$  для різних значень часової затримки  $dt$ . Зокрема, можна бачити, що при великих значеннях  $dt$  (для частоти 50 Гц ці значення приблизно визначаються умовою  $dt > 1$  мс) має місце залежність максимального значення часової компоненти похибки  $K_{ER}$  від  $t$  (рис. 3, а). Відзначимо, також, що при  $dt = 10$  мс це значення наближається до 1, тобто придушення електромагнітної завади, а відтак, підвищення співвідношення сигнал-шум, не відбувається. Натомість, при таких великих значеннях  $dt$  слід очікувати стробоскопічного ефекту, за якого сигнал матиме паразитну модуляцію частотою, що дорівнює різниці частоти електромагнітної завади та частоти двотактного вимірювання. Тому такі великі значення  $dt$  для розв’язання задачі підвищення точності магнітометрів імпульсної дії неприпустимі.

При  $dt < 1$  мс (рис. 3, б) залежності часової компоненти похибки  $K_{ER}$  від  $t$  мають характерні максимуми, які не залежать від  $dt$ . Зокрема, максимальне значення часової компоненти похибки при  $dt = 1$  мс становить  $K_{ER0} \approx 0,157$ , при  $dt = 0,1$  мс –  $K_{ER0} \approx 0,0157$ , а при  $dt = 0,01$  мс –  $K_{ER0} \approx 0,00157$ . Ці значення відповідають вищеотриманим результатам наближених розрахунків.

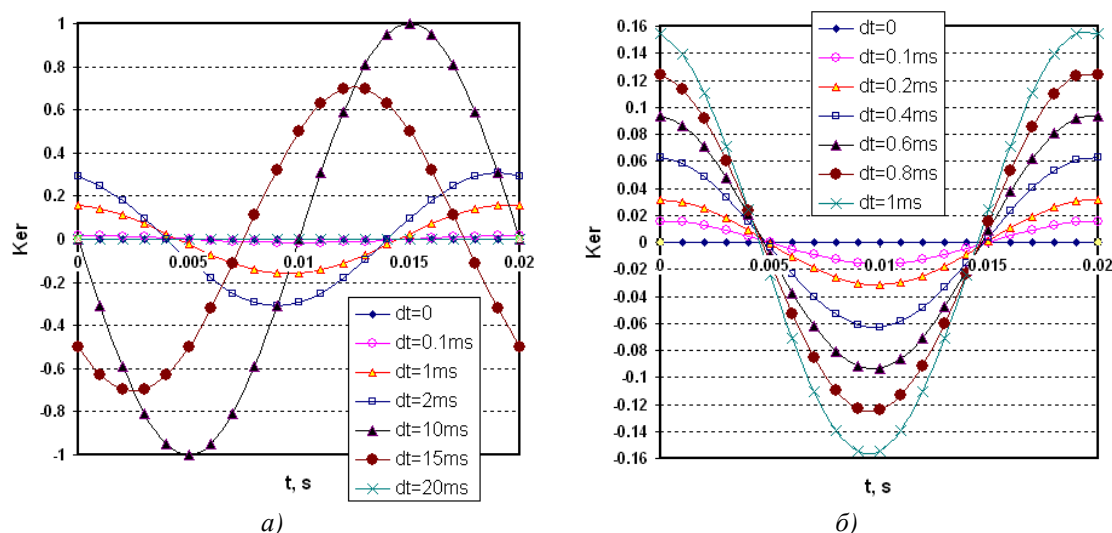


Рис.3. Часова компонента похибки  $K_{ER}$ :  $dt = 0 \dots 20$  мс (а) та  $0 \dots 1$  мс (б)

### Апаратно-програмне забезпечення експериментальних досліджень

З метою експериментального дослідження ефективності двотактного вимірювання сигналу холлівських сенсорів в умовах значних електромагнітних завад був розроблений та виготовлений дослідний зріз апаратно-програмного забезпечення OSC\_HI. Магнітне поле формувалося постійним магнітом з індукцією поля  $B = 0,132$  Т, а електромагнітна завада частотою 50 Гц – розміщеним поруч з магнітом силовим трансформатором.

У ході експериментальних досліджень була поставлена задача аналізу ефективності двотактного вимірювання при дискретному зменшенні струму живлення холлівського сенсора – від номінального  $I_H = 10$  мА і до мінімально можливого з погляду подальшого сигнального перетворення  $I_H = 0,1$  мА. Метою вказаного зменшення струму живлення холлівського сенсора було, по-перше, забезпечити відповідне зменшення співвідношення сигнал-шум, тобто розширити діапазон дослідження впливу електромагнітної завади, і, по-друге, дослідження можливості зменшення енергоспоживання, зокрема, як це показано в [14]. При цьому зменшення корисного сигналу (холлівської напруги за заданої величини магнітного поля) при зменшенні струму живлення холлівського сенсора компенсувалося відповідним збільшенням коефіцієнта підсилення.

Структурна схема дослідного зріз сигнального перетворювача апаратно-програмного забезпечення OSC\_HI наведена на рис. 4, а а його фотографія – на рис. 4, б. Сигнальний перетворювач складається з цифрового та аналогового тракту.

Цифровий тракт реалізовано на мікроконвертері ADuC841 (Analog Devices), основними вузлами якого 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 компенсацію температурного дрейфу сигнального перетворювача; MEM – пам'ять програми та даних вимірювання; UART – універсальний послідовний порт передавання даних. Зв'язок з персональним комп'ютером здійснюється по послідовній UART шині на основі USB контролера FT232R (Future Technology Devices International).

Аналоговий тракт реалізовано на операційних підсилювачах  $OA_1$ - $OA_4$  (AD8554) та аналогових ключах SW (ADG704), за допомогою яких забезпечується програмне керування коефіцієнтом підсилення



сигналу. Керування амплітудою та полярністю струму  $I_H$  живлення холлівського сенсора HG забезпечується напругами  $V_{DAC1}$ ,  $V_{DAC2}$  цифро-аналогових перетворювачів мікроконвертера:

$$I_H = \frac{V_{DAC1} - V_{DAC2}}{R_1}$$

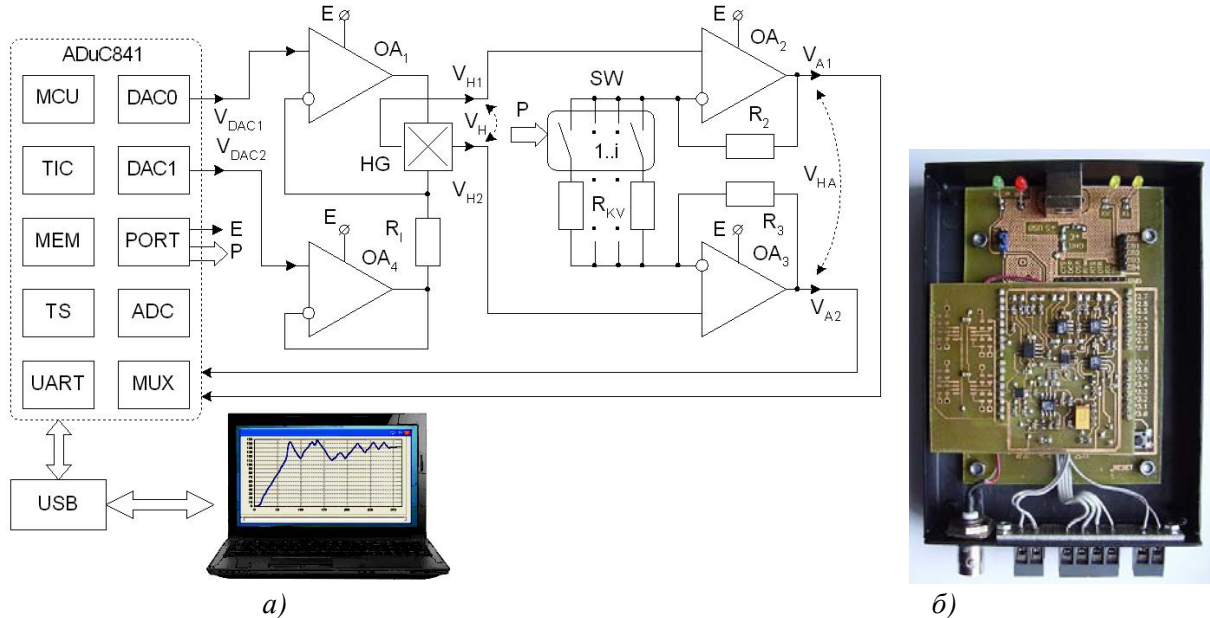


Рис. 4. Структурна схема (а) та фотографія (б) сигнального перетворювача апаратно-програмного забезпечення OSC\_HI

Струм стабілізується колом зворотного зв'язку операційного підсилювача  $OA_1$ . Операційний підсилювач  $OA_2$  використовується в режимі повторювача напруги, що дозволяє мінімізувати вплив струмового кола холлівського сенсора HG на вихід цифро-аналогового перетворювача. Підсилення вихідної напруги холлівського сенсора HG здійснюється диференціальним підсилювачем на  $OA_3$ ,  $OA_4$ , SW та матриці резисторів  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_{KV}$ . Результат двотактного вимірювання визначається виразом

$$V_S = (V_{A1} - V_{A2})_{T1} - (V_{A1} - V_{A2})_{T2},$$

де  $(V_{A1} - V_{A2})_{T1}$  та  $(V_{A1} - V_{A2})_{T2}$  – різниці напруг на виходах диференціального підсилювача в першому  $T_1$  та другому  $T_2$  тактах, відповідно.

Коефіцієнт підсилення  $K_V$  диференціального підсилювача дискретно змінювався шляхом перемикання резисторів кола зворотного зв'язку  $R_{KV}$ , що здійснювалося відповідними логічними сигналами  $P$  керування комутатора-мультиплектора SW.

Значення напруги  $V_{DAC1}$  в обох тактах визначається оптимальним значенням синфазної складової сигналу. Натомість, значення напруги  $V_{DAC2}$  в першому такті  $T_1$  вибирається мінімально можливим, а в другому такті  $T_2$  – максимально можливим з погляду гарантованого діапазону вихідних напруг

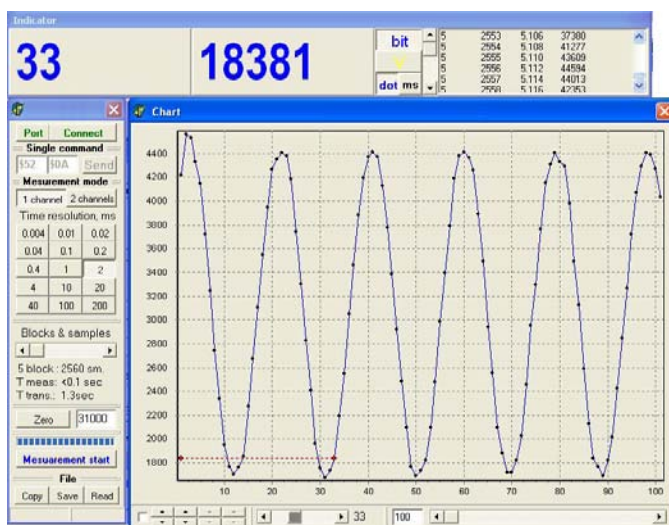


Рис. 5. Робочі вікна програмного забезпечення OSC\_HI та приклад результатів вимірювання електромагнітної завади частотою 50 Гц

цифро-аналогового перетворювача та нормального функціонування операційного підсилювача ОА<sub>4</sub>. У першому наближенні  $V_{DAC2} = 0$  в першому та  $V_{DAC2} = V(E)$  – в другому тактах вимірювання сигналу.

Вигляд робочого вікна програмного забезпечення наведено на рис. 5.

### Результати експериментальних досліджень та їх аналіз

Експериментальні дослідження проводили з використанням радіаційностійкого холлівського тонкоплівкового InSb сенсора, магнітна чутливість якого за номінального струму живлення  $I_H = 10$  мА становила  $S = 194$  мВ / Т.

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. 6. Параметром Measurement N позначено номер вимірювання, а DS – результат аналого-цифрового перетворення в десятковій системі числення DEC. Можна бачити, що за відсутності завади невідтворюваність результату знаходиться в межах плюс-мінус двох одиниць, а за наявності електромагнітної завади збільшується у 3–5 разів.

У всіх наведених нижче даних експериментальних досліджень коефіцієнт підсилення сигналу  $K_V$  дискретно змінювався залежно від струму живлення холлівського сенсора:  $K_V \approx 35$  для струму живлення  $I_H = 10$  мА;  $K_V \approx 350$  – для  $I_H = 1$  мА;  $K_V \approx 3500$  для –  $I_H = 0.1$  мА. Отже, у всіх режимах вимірювання при фіксованому магнітному полі  $B = 0,132$  Т та наборі струмів живлення 10 мА, 1 мА та 0,1 мА (чутливості 194 мВ / Т, 19,4 мВ / Т та 1,94 мВ / Т) різниця вихідних сигналів диференціального підсилювача приблизно становила  $V_{AH} \approx 0,88$  В. У режимі двотактного вимірювання затримка між тактами з протилежним напрямком струму холлівського сенсора становила  $dt = 0,5$  мс.

Приклади гістограм результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу з двотактним вимірюванням (режим Bidirect) – на рис. 7 (позначення: Number of measurement % – кількість вимірювань, DS – результат аналого-цифрового перетворення в десятковому представленні).

Оцінку точності сигнального перетворення проведемо з застосуванням правила “трьох сигм” [15], згідно з яким при нормальному законі розподілу практично всі можливі вимірювання, а точніше їх 99.7%, лежать в інтервалі  $[m_x - 3\sigma; m_x + 3\sigma]$ . Тоді відносну похибку сигнального перетворення  $\delta$  можна визначити у вигляді виразу

$$\delta = \left( \frac{m_x \pm 3\sigma}{m_x} - 1 \right) 100\% = \pm \frac{3\sigma}{m_x} 100\% ,$$

де  $\sigma = \sqrt{D_x} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2}$  – середньоквадратичне відхилення;  $m_x = \sum_{i=1}^n x_i p_i$  – математичне очікування  $m_x$ ;  $D_x$  – дисперсія,  $n$  – кількість результатів вимірювання в масиві;  $x_i$  –  $i$ -й результат вимірювання;  $p_i$  – ймовірність виявлення результату вимірювань. Оскільки аналіз проводився за

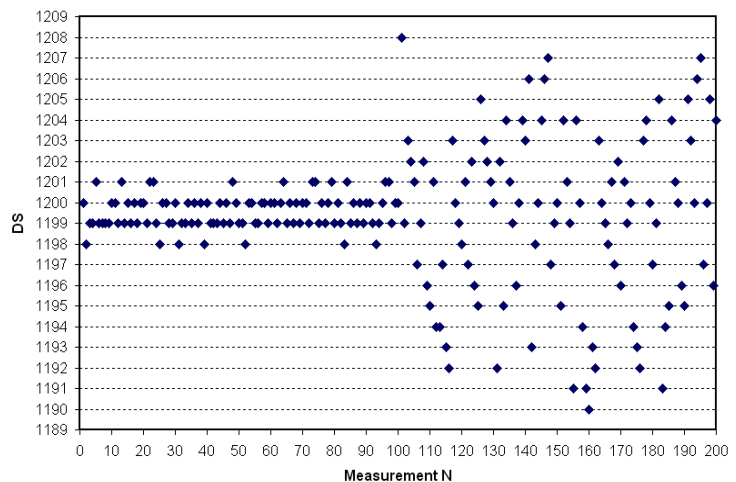


Рис. 6. Приклад типових результатів сигнального перетворення без ЕМ-завади (вимірювання від 1 до 100) та з ЕМ-завадою (вимірювання від 101 до 200)

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

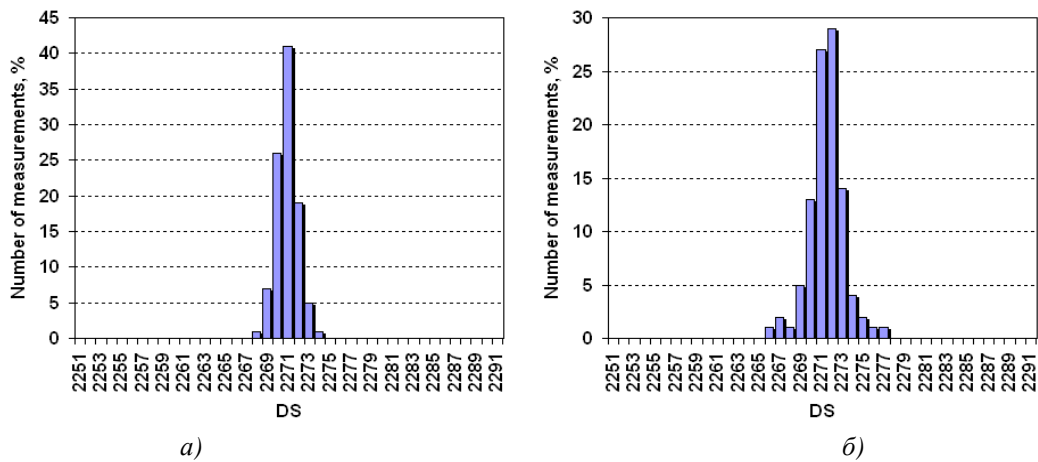


Рис. 7. Гістограми результатів експериментальних досліджень відтворюваності сигналу в режимі Bidirect при  $I_H = 1$  mA без (а) та з (б) ЕМ-завадою

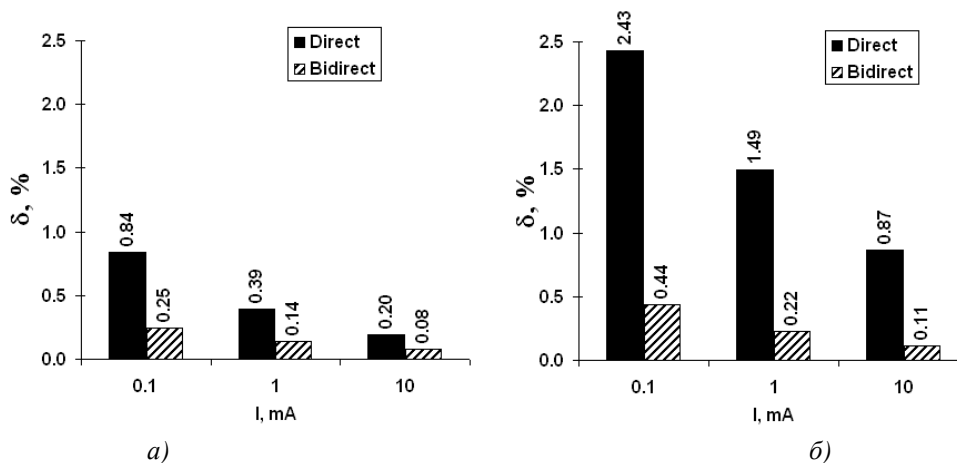


Рис. 9. Відносна похибка сигнального перетворення без (а) та з (б) ЕМ-завадою

Можна бачити, що мінімальне значення відносної похибки за відсутності електромагнітної завади має місце при струмі  $I_H = 10$  mA і знаходиться на рівні  $\delta \approx 0.2\%$  в режимі однократного вимірювання та  $\delta \approx 0.08\%$  в режимі двократного вимірювання. Здебільшого ці значення відповідають мінімально можливій невідтворюваності сигналу DS на рівні одного-двох квантів аналого-цифрового перетворювача. У разі зменшень струму живлення холлівського сенсора відносна похибка зростає, що обумовлюється збільшеними коефіцієнтами підсилення сигналу, а відтак – збільшенням рівнів шумів на виході підсилювачів. За наявності електромагнітної завади режим двотактного вимірювання дає підвищення точності в 6–8 разів.

## Висновки

Розглянута проблема впливу електромагнітної завади на відтворюваність вимірювання сигналу в холлівських сенсорних пристроях, що має значну актуальність в енергоекономних сенсорних мережах з автономними малопотужними джерелами живлення, багатоканальних пристроях діагностики магнітного поля в прискорювачах заряджених частинок та реакторах термоядерного синтезу.



Спосіб компенсації електромагнітної завади, а відтак підвищення співвідношення сигнал-шум, забезпечується двотактним вимірюванням сигналу при протилежних напрямках імпульсів струму живлення холлівських сенсорів. Зміна знака (напрямку) струму обумовлює відповідну зміну знака (полярності) вихідної напруги холлівського сенсора. Натомість електромагнітна завада не залежить від струму живлення холлівського сенсора, а отже, за результатами двотактного вимірювання може бути компенсованою.

Наведена методика аналітичного розрахунку ефективності придушення електромагнітної завади в режимі двотактного вимірювання. Показана залежність цієї ефективності від затримки між двома суміжними вимірюваннями.

Для експериментального дослідження ефективності двотактного вимірювання сигналу холлівських сенсорів в умовах значних електромагнітних завад розроблено та виготовлено дослідний взірць апаратно-програмного забезпечення OSC\_HI. Сигнальний перетворювач складається з цифрового та аналогового тракту. Цифровий тракт реалізовано на мікроконвертері ADuC841, а аналоговий – на операційних підсилювачах AD8554 та аналогових ключах ADG704, за допомогою яких забезпечується програмне керування коефіцієнтом підсилення сигналу. Програмне керування амплітудою та полярністю струму живлення холлівського сенсора забезпечується напругами цифро-аналогових перетворювачів мікроконвертера.

Експериментальні дослідження проводили з використанням холлівського тонкоплівкового InSb сенсора, магнітна чутливість якого при номінальному струмі живлення  $I_H = 10$  мА становила  $S = 194$  мВ/Т. Магнітне поле формувалося постійним магнітом з індукцією поля  $B = 0,132$  Т, а електромагнітна завада частотою 50 Гц – розміщеним поруч з магнітом силовим трансформатором. Експериментальні дослідження показали, що за наявності електромагнітної завади використання двотактного режиму забезпечує підвищення відтворюваності вимірювання в 6–8 разів.

1. Enrique M. Spinelli, Miguel A. Mayosky. *Two-Electrode Biopotential Measurements: Power Line Interference Analysis // IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, Vol. 52, No. 8, – 2005 – PP. 1436–1442.*
2. Mireya Fernandez Chimeno, Ramon Pallàs–Areny. *A Comprehensive Model for Power Line Interference in Biopotential Measurements // IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT. –Vol. 49. –No. 3. – 2000 – PP.535–540.*
3. Akinori Ueno, Yasunao Akabane, Tsuyoshi Kato, Hiroshi Hoshino, Sachiyo Kataoka, and Yoji Ishiyama. *Capacitive Sensing of Electrocardiographic Potential Through Cloth From the Dorsal Surface of the Body in a Supine Position: A Preliminary Study // IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL. 54, NO. 4, APRIL 2007 PP.759–766.*
4. Hotra Z., Holyaka R., Marusenkova T., Potencki J. *Signal transducers of capacitive microelectronic sensors // Elektronika. Poland. – № 8. 2010. PP.129–132.*
5. James Lenz, Alan S. Edelstein. *Magnetic Sensors and Their Applications. IEEE Sensors journal, Vol. 6, No. 3, June 2006. PP. 631 –649.*
6. D.R. Popovic, S. Dimitrijevic, M. Blagojevic, P. Kejik, E. Schurig, R. S. Popovic. *Three–Axis Teslameter With Integrated Hall Probe // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. Vol. 56. N. 4, 2007. PP. 1396–1402.*
7. Jason A. Fuemmeler, Venugopal V. Veeravalli. *Energy Efficient Multi–Object Tracking in Sensor Networks // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 58, NO. 7, JULY 2010. – PP. 3742–3750.*
8. E. Sifuentes, O. Casas, R. Pallàs–Areny. *Wireless Magnetic Sensor Node for Vehicle Detection With Optical Wake–Up // IEEE SENSORS JOURNAL, VOL. 11, NO. 8, 2011 PP.1669–1676.*
9. Bolshakova I., Holyaka R., Erashok V., Kumada M. *High precision mapper for cyclotron magnet // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2004. – Vol.14. №2. – P.1818–1821.*

10. Bolshakova, I.; Quercia, A.; Coccorese, V.; Murari, A.; Holyaka, R.; Duran, I.; Viererbl, L.; Konopleva, R.; Yerashok, V. *Magnetic Measuring Instrumentation with Radiation-Resistant Hall Sensors for Fusion Reactors: Experience of Testing at JET // JET Preprints and Reports.* – 2012. – EFDA-JET-PR(11)54. <http://www.iop.org/Jet/fulltext/EFDP11054.pdf>.
11. Bolshakova I., Krukovskii S., Holyaka R., Matkovskii A., Moroz A. *Ways of providing radiation resistance of magnetic field semiconductor sensors // Radiation Physics and Chemistry.* – 2001. – Vol.61. – P. 743–745.
12. *Bill Drafts. Understanding Hall Effect Devices // <http://archives.sensormag.com/>*
13. Сенсорні пристрої магнітного поля на сенсорах Холла з розщепленою структурою / І.А. Большакова, Р.Л. Голяка, А.П. Мороз, В.Е. Єрашок, Т.А. Марусенкова // *Електроніка. Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка".* – 2009. – № 646. – С. 38–46.
14. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Годинюк І.М., Марусенкова Т.А., Ільканич В.Ю. *Дослідження енергоефективності імпульсних режимів функціонування гальваномагнітних сенсорних пристроїв // Електроніка. Вісник Нац. ун-ту „Львівська політехніка”.* – 2012. – № 734. – С. 48–58.
15. Ghahramani Saeed. *Fundamentals of Probability. 2nd Edition. Prentice Hall: New Jersey.* – 2000. 438 p.