

УДК 621.315.592

З.Ю. Готра<sup>1</sup>, Р.Л. Голяка<sup>1</sup>, І.М. Годинюк<sup>2</sup>, Т.А. Марусенкова<sup>1</sup>, В.Ю. Ільканич<sup>1</sup>Національний університет "Львівська політехніка",  
<sup>1</sup>кафедра електронних приладів,

Чернівецький національний університет імені Ю. Федьковича

<sup>2</sup>кафедра радіотехніки та інформаційної безпеки

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ІМПУЛЬСНИХ РЕЖИМІВ ФУНКЦІОНУВАННЯ ГАЛЬВАНОМАГНІТНИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ

© Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Годинюк І.М., Марусенкова Т.А., Ільканич В.Ю., 2012

Z. Hotra, R. Holyaka, I. Hodynyuk, T. Marusenkova, V. Ilkanych

## ENERGY-EFFICIENCY INVESTIGATION IN PULSE MODE GALVANO-MAGNETIC SENSOR DEVICES

© Hotra Z., Holyaka R., Hodynyuk I., Marusenkova T., Ilkanych V., 2012

Наведено аналіз енергоефективності функціонування сенсорних пристроїв магнітного поля на холлівських сенсорах з імпульсним режимом живлення. Мінімізація енергоспоживання забезпечується циклічним переходом між короткочасними імпульсами вимірювання та тривалими паузами з вимкнутими колами живлення холлівського сенсора та сигнального перетворювача. Керування здійснюється Wake-up таймером мікроконвертера. Сформульовано та проаналізовано функції оптимізації енергоспоживання в імпульсному режимі живлення. Наводяться результати експериментальних досліджень динамічних характеристик сигнальних перетворювачів та аналіз впливу цих характеристик на енергоспоживання пристрою.

*Ключові слова:* холлівські сенсори, сигнальні перетворювачі, енергоефективність.

The work gives an analysis of energy-efficiency of magnetic field sensor devices based on Hall elements with pulse feed mode. Power consumption minimization is provided by the cyclic change of short-term measurement impulses and long-term pauses with the open feed circuits of a Hall sensor and a signal transducer. Control is performed by the Wake-up timer of a microconverter. The work gives a formulation and an analysis of the function of power consumption optimization in a pulse feed mode. The results of experimental investigations on the dynamic characteristics of signal transducers and an analysis of the influence of these characteristics on the device's power consumption are presented.

*Key words:* Hall sensor, signal transducer, energy-efficiency.

### Вступ

Енергоефективність є однією з ключових вимог до сучасних портативних пристроїв електронної техніки. 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 проблема енергоефективності успішно вирішується використанням CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) інтегральних схем, які у стаціонарному режимі практично не споживають енергії джерела живлення. У пристроях аналогової техніки нове покоління BiCMOS (Bipolar Complementary Metal-Oxide Semiconductor) інтегральних схем, що відповідають вимогам Rail-to-Rail функціонування (функціонування без обмеження на розмах сигналу в границях напруги живлення), 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].

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, і аналогічно до сучасних систем стільникового зв'язку, передають отримані результати вимірювання до централізованої інформаційної системи. У деяких задачах сенсорні пристрої безпосередньо вбудовуються в мобільні телефони з розширеними функціональними можливостями – смартфони. Це, зокрема, пристрої GPS навігації, акселерометричні інклінометри (для визначення просторового положення смартфона відносно горизонту), пульсометри (для моніторингу фізіологічних показників людини) тощо. З метою мінімізації енергоспоживання такі пристрої забезпечуються Sleep та Wake-up режимами роботи (режими очікування та пробудження, відповідно) [3–5].

У роботі досліджується енергоефективність сенсорних пристроїв магнітного поля на холлівських сенсорах [6, 7], що функціонують в імпульсному режимі живлення. Робота спрямована на виявлення взаємозв'язків між мінімальною тривалістю імпульсів вимірювання, параметрами елементної бази та струмом живлення холлівських сенсорів.

### Аналіз проблеми

Імпульсні режими роботи електронних пристроїв є добре відомими і широко застосовуються, зокрема, в комп'ютерній техніці, системах зв'язку, засобах навігації тощо. Останнім часом інтенсивно розвивається напрям мінімізації енергоспоживання пристроїв з мікропроцесорним керуванням, що використовує циклічний перехід між активним режимом роботи та режимом очікування Sleep mode. Відомі два основні алгоритми автоматичного Wake-up переходу між цими режимами – за часом та за рівнем сигналу [8, 9].

Для реалізації першого з них використовують мікропроцесор із вбудованим ТІС таймером (ТІС Timer – Time Interval Counter), що забезпечує Wake-up перехід з енергоекономного режиму в робочий режим, причому в енергоекономному режимі переважна більшість вузлів мікроконтролера є вимкненими. Для реалізації другого алгоритму використовують пороговий пристрій, який вмикає кола живлення енергозатратних вузлів сигнального перетворювача за певного рівня вимірюваного сигналу та вмикає ці вузли з певною затримкою у разі зменшення сигналу до рівня, меншого за пороговий. Прикладом пристрою на основі першого алгоритму є радіомаяк імпульсної дії чи засоби радіочастотної ідентифікації, а другого – радіомікрофон, вхідний сигнальний каскад підсилення та компарування є ввімкненим постійно, а вихідний потужний каскад радіочастотної генерації активується лише у разі певної потужності звукових коливань [10].

Очевидно, що для реалізації пристроїв з широким діапазоном вимірювання, які не допускають відмикання сигнального перетворювача при низьких рівнях вимірювальної величини, Wake-up перехід за рівнем сигналу є недопустимим. Тому в межах цієї роботи розглядається лише алгоритм Wake-up переходу за часом, за якого короткочасні імпульси вимірювання чергуються з тривалими паузами енергоекономного режиму очікування.

### Структурно-схемне рішення сигнального перетворювача

Для вирішення поставленої в роботі задачі був розроблений та виготовлений дослідний взірець сигнального перетворювача, що забезпечує циклічний Wake-up режим функціонування. Більшість компонентів сигнального перетворювача реалізуються на базі мікроконвертера, зокрема 12-розрядного ADuC841 (Analog Devices) [11], інтегрують у собі не лише мікроконтролер (MCU – MicroController Unit) та типові для нього інтерфейсні вузли (Interface), порти (Port), таймери (Timer), енергонезалежну програмну пам'ять (Program Memory) та пам'ять даних (Data Memory), але і вузли аналого-цифрового (ADC – Analog to Digit Converter) та цифро-аналогового (DAC – Digit to Analog Converter) перетворення (рис. 1). Важливим з погляду розв'язуваної задачі вузлом мікроконвертера є TIC таймер, що керує Wake-up переходом з енергоекономного режиму в робочий режим вимірювання. Передавання даних вимірювання та, за необхідності, керування режимами роботи (Control and data transfer) здійснюється через відповідний інтерфейс з боку персонального комп'ютера (PC) чи цифрової шини даних (Bus) мережі.

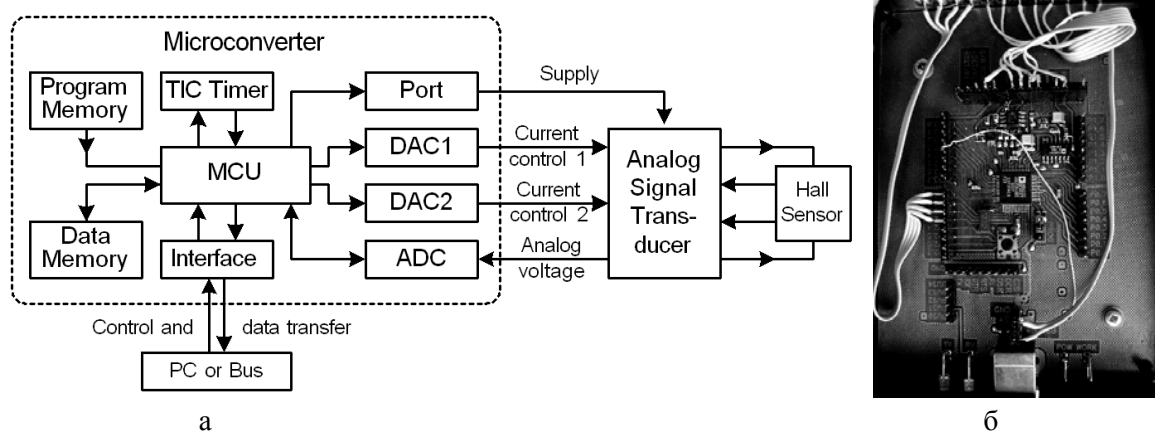


Рис. 1. Узагальнена структурна схема (а) та вигляд дослідного взірця (б) енергоефективного імпульсного сигнального перетворювача холлівського сенсорного пристрою

Керування струмом живлення холлівського сенсора (Hall Sensor) та нормоване підсилення сигналу здійснюється через вузол аналогового тракту перетворювача (Analog Signal Transducer). Своєю чергою, цей вузол керується сигналами Current control 1 та Current control 2, які задають напрям та величину струму живлення холлівського сенсора, а його вихідна напруга Analog voltage перетворюється в цифровий код за допомогою ADC.

Принциповою особливістю схеми є імпульсне живлення не лише холлівського сенсора, але і аналогового тракту сигнального перетворювача. Ця особливість, по-перше, ставить задачу дослідження імпульсних характеристик сигнального перетворювача при одночасному формуванні напруги живлення та сигналу. І, по-друге, на відміну від традиційних схем, у цьому варіанті є неможливим використання фільтруючих конденсаторів кола живлення, що накладає додаткові вимоги щодо забезпечення стабільності та завадостійкості такої схеми. Формування напруги живлення Supply здійснюється виводом цифрового порту Port.

Визначальним критерієм вибору елементної бази аналогового тракту сигнального перетворювача є можливість функціонування з низьковольтними джерелами живлення (типово, 3 В), мікропотужне споживання, висока прецизійність та хороші імпульсні характеристики. Оскільки ці вимоги частково є взаємно суперечливими, йдеться про компромісний вибір елементної бази. Здебільшого, йдеться про вибір операційних підсилювачів – чим коротший час формування сигналу необхідно забезпечити, тим більшим енергоспоживанням характеризується підсилювач. Причому операційні підсилювачі з мінімізованим енергоспоживанням характеризуються не лише низькою швидкістю, але й низькою точністю функціонування. Для подальшого аналізу були вибрані декілька принципово різних за

параметрами типів сучасних Rail-to-Rail операційних підсилювачів, зокрема, AD854X (мікропотужне споживання), AD855X (висока прецизійність) та AD8650X (хороші імпульсні характеристики).

Як буде показано нижче, основним фактором, що обмежує тривалість імпульсу вимірювання, а відтак, енергоспоживання пристрою, є швидкість наростання напруги на виході підсилювача. Своєю чергою, швидкість наростання залежить від коефіцієнта підсилення – із збільшенням коефіцієнта підсилення швидкість наростання вихідної напруги підсилювача зменшується. І, хоч дані про динамічні параметри операційних підсилювачів наводяться у відповідних інформаційних матеріалах (Datasheet), для розв’язання поставлених у роботі задач цих даних було недостатньо. Так, в інформаційних матеріалах не вказується час наростання вихідної напруги на заданому у відповідності до прецизійності сигнального перетворювача рівні відносно номінального (теоретично розрахованого) значення.

Тому з метою експериментального дослідження імпульсних властивостей різних типів операційних підсилювачів та, як буде показано нижче, визначення коефіцієнтів функції оптимізації енергоспоживання, вищезгаданий дослідний взірць сигнального перетворювача імпульсної дії доповнено схемою вимірювання залежностей часу наростання вихідних напруг підсилювачів  $V_{OUT}$  від коефіцієнтів їх підсилення  $K_V$  (рис. 2,а). Зовнішній вигляд дослідного взірця сигнального перетворювача та магніту, за допомогою якого формувалися сигнали холлівського сенсора, наведені на рис. 2, б, а робоче вікно програмного забезпечення, що дозволяє програмно перемикає коефіцієнти підсилення, – на рис. 3.

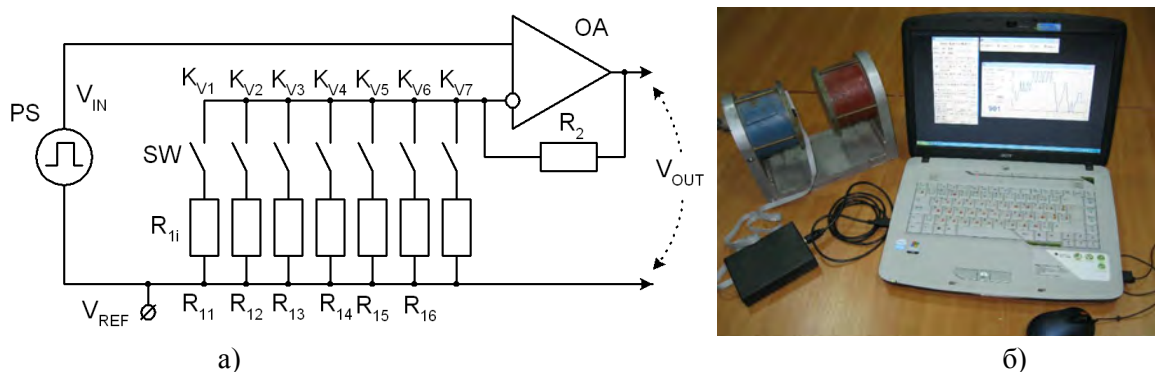


Рис. 2. Схема вимірювання залежності часу наростання вихідної напруги  $V_{OUT}$  від коефіцієнта підсилення  $K_V$  (а) та дослідний стенд (б)

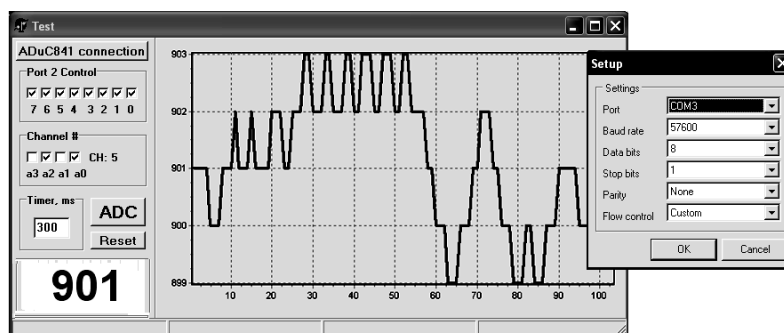


Рис. 3. Вигляд робочого вікна програмного забезпечення керування

### Формалізація функції енергоспоживання

Функцію енергоспоживання подамо виразом в узагальненому вигляді

$$P_{AV} = (I_H, I_{TR}, I_S, V_E, t_i, j),$$

де  $P_{AV}$  – середня потужність споживання сенсорним пристроєм за період  $T$ ;  $I_H$  – модуль струму живлення холлівського сенсора в імпульсах вимірювання;  $I_{TR}$  – струм живлення сигнального перетворювача в імпульсах вимірювання;  $I_S$  – струм живлення пристрою в такті очікування;  $V_E$  – напруга джерела живлення;  $t_i$  – набір часових параметрів вимірювання (про них йтиметься нижче);  $M_j$  – набір експлуатаційних параметрів елементної бази сигнального перетворювача (переважно – операційних підсилювачів та аналого-цифрового перетворювача).

Тривалість вимірювання виразимо сумою  $t_M = t_{AAC} + t_{ADC}$ , де  $t_{AAC}$  – час встановлення вихідних напруг  $V_{AH1}$  та  $V_{AH2}$  на виході аналогового вузла сигнального перетворювача,  $t_{ADC}$  – час аналого-цифрового перетворення. Є очевидним, що аналого-цифрове перетворення не повинно розпочинатися до завершення встановлення вихідних напруг  $V_{AH1}$  та  $V_{AH2}$ .

З метою придушення електромагнітної завади кожне вимірювання проводиться різницевим методом у два етапи – в кожному з послідовних етапів 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 є незначною). Здебільшого йдеться про електромагнітну заваду енергомережі 50 Гц.

Часова діаграма енергоспоживання сенсорного пристрою з тривалістю вимірювання  $t_M$  та тривалістю очікування  $t_S$  наведена на рис. 4. Тривалість періоду визначається сумою тривалостей  $T = 2t_M + t_S$ , а середня потужність споживання – добутком  $P_{AV} = V_E I_{AV}$ , де  $V_E$  – напруга живлення;  $I_{AV}$  – середній за період  $T$  струм енергоспоживання.

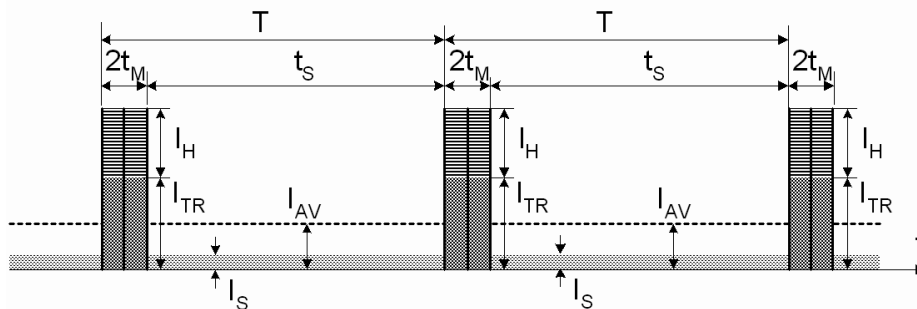


Рис. 4. Енергоспоживання імпульсного режиму живлення

У тактах вимірювання імпульсний струм споживання  $I_M$  визначимо сумою струмів сигнального перетворювача  $I_{TR}$  та струму холлівського сенсора  $I_H$ :  $I_M = I_{TR} + I_H$ . У такті очікування кола струмів живлення розмикаються:  $I_{TR} = 0$ ,  $I_H = 0$ , а струм енергоспоживання  $I_S$  визначається лише Wake-up таймером мікроконтролера. Отже, усереднений за період  $T$  струм енергоспоживання визначимо виразом:

$$I_{AV} = \frac{2I_M t_M + I_S t_S}{T} \quad (1)$$

Є очевидним, що з погляду мінімізації енергоспоживання тривалість вимірювання  $t_M$  повинна бути мінімізованою. Ця тривалість в подальшому аналізується з погляду взаємозв'язку з набором експлуатаційних параметрів  $M_j$  елементної бази сигнального перетворювача:  $t_M = f(I_H, M_j)$ . Натомість тривалість такту очікування  $t_S = T - 2t_M$  є параметром, який, як і період  $T$ , визначається заданою вимогою кількості вимірювань за секунду. За фіксованої тривалості періоду  $T$  чим коротшими є імпульси вимірювання, тим довшою є тривалість такту очікування, а відтак – меншою потужність енергоспоживання  $P_{AV}$ .

Відповідно до вищенаведеного та рівняння (1) усередненого за період струму, функція оптимізації визначається виразом:

$$P_{AV} = \frac{V_E}{T} [2(I_{TR} + I_H)t_M + I_S(T - 2t_M)]. \quad (2)$$

Визначальним аргументом функції оптимізації виберемо струм живлення холлівського сенсора  $I_H$ . Як буде показано в подальших викладеннях, при заданому наборі параметрів елементної бази сигнального перетворювача, саме струм живлення  $I_H$  є аргументом, який визначає тривалість тактів вимірювання  $t_M$ , а відтак – енергоспоживання пристрою. Причому вперше встановлено, що для мінімізації енергоспоживання струм  $I_H$  холлівського сенсора не мінімізується, а в протиріччя до енергоекономних схем постійного струму, струм повинен приймати оптимальне значення  $I_{HN}$ . У деяких випадках йдеться навіть про збільшення струму живлення холлівського сенсора, що в результаті відповідної оптимізації забезпечить менше енергоспоживання пристрою загалом.

Для знаходження мінімуму функції оптимізації (2) проведемо її диференціювання по струму живлення  $I_H$  холлівського сенсора:

$$\frac{dP_{AV}}{dI_H} = \frac{V_E}{T} \left[ 2t_M + 2(I_{TR} + I_H) \frac{dt_M}{dI_H} - 2I_S \frac{dt_M}{dI_H} \right] = \frac{2V_E}{T} \left[ t_M + (I_{TR} + I_H - I_S) \frac{dt_M}{dI_H} \right].$$

Екстремум функції  $\frac{dP_{AV}}{dI_H} = 0$ , який визначає її мінімум, буде наявним при

$$t_M + (I_{TR} + I_H - I_S) \frac{dt_M}{dI_H} = 0. \quad (3)$$

Визначимо залежність мінімального часу  $t_M$  від струму живлення холлівського сенсора  $I_H$ . Для цього введемо поняття номінальної напруги на виході аналогового тракту сигнального перетворювача  $V_{AHN}$  при максимальному значенні індукції магнітного поля в заданому діапазоні вимірювання. Є очевидним, що номінальна напруга  $V_{AHN}$  на межі діапазону вимірювання  $B = B_N$  не повинна перевищувати граничного значення, що обмежує лінійний режим підсилення та аналого-цифрового перетворення сигналу. Значення  $V_{AHN}$  повинно бути максимально можливим, що забезпечує найвище значення роздільної здатності аналого-цифрового перетворення та співвідношення сигнал-шум, а відтак, максимальну точність сенсорного пристрою.

Оскільки напруга на виході аналогового тракту сигнального перетворювача  $V_{AHN}$  визначається його коефіцієнтом підсилення

$$K_V = \frac{V_{AHN}}{V_{HN}}$$

та вихідною напругою холлівського сенсора  $V_{HN} = K_H I_H B_N$ , де  $[K_H] = \frac{B}{A \cdot T}$  – приведена до струму холлівська чутливість сенсора ( $B$  – Вольт,  $A$  – Ампер,  $T$  – Тесла), отримуємо вираз оптимального коефіцієнта підсилення:

$$K_V = \frac{V_{AHN}}{K_H B_N I_H} \cdot 1. \quad (4)$$

### Дослідження та аналіз динамічних властивостей

Більшість сигнальних підсилювачів, і зокрема, операційні підсилювачі, характеризуються сталим добутком  $K_V f = f_{GBP}$  (Frequency of Gain Bandwidth Product) коефіцієнта підсилення  $K_V$  на смугу частот  $f$ . Чим більшим є коефіцієнт підсилення, тим вужчою є смуга частот  $f$ , а відтак, більшим час наростання вихідної напруги підсилювача аналогового тракту сигнального

перетворювача -  $t_{AAC}$ . Відзначимо важливі чинники, які необхідно враховувати під час аналізу такого часу наростання.

В інформаційних матеріалах на операційні підсилювачі серед динамічних характеристик (Dynamic Performance) наводиться швидкість наростання вихідного сигналу  $SR$  (Slew Rate). Зокрема, для AD855X цей параметр становить  $SR = 0,4$  В/мкс. Можна було б припустити, що час наростання амплітуди вихідного імпульсу  $V_A = 2$  В становить  $t_{AAC} = 2/0,4 = 5$  мкс. Однак таке припущення справедливе лише при одиничному коефіцієнті підсилення  $K_V$ . Збільшення коефіцієнта підсилення зумовлює зменшення швидкості наростання, а відтак, важливішим параметром у сигнальних перетворювачах з високим коефіцієнтом підсилення слід вважати частоту  $f_{GBP}$ , яка для згаданого підсилювача становить  $f_{GBP} = 1,5$  МГц.

Все ж ці дані є неоднозначними, а для деяких типів операційних підсилювачів взагалі не наводяться. Тому з метою визначення динамічних властивостей були проведені експериментальні дослідження залежностей часу наростання вихідної напруги від коефіцієнта підсилення. Схема таких досліджень була наведена на рис. 2, а. Номінальні (розрахункові) значення коефіцієнтів підсилення становили  $K_V = 10, 20, 50, 100, 200, 500$  та  $1000$ . У реальній схемі ці коефіцієнти мали певні відхилення, що обумовлено відповідним відхиленням резисторів кола зворотного зв'язку.

Обов'язковою умовою об'єктивного дослідження є сталість амплітуди імпульсу вихідної напруги  $V_{OUT}$ , зокрема, на рівні 1 В, під час перемикавання коефіцієнта підсилення. Це досягалося відповідною зміною амплітуди вхідного сигналу  $V_{IN}$ . Так, за коефіцієнта підсилення  $K_V = 10$  амплітуда імпульсу вхідного сигналу становила  $V_{IN} = 100$  мВ, при  $K_V = 20$  -  $V_{IN} = 50$  мВ, при  $K_V = 50$  -  $V_{IN} = 20$  мВ тощо. Формування вхідного та вимірювання вихідного сигналів проводилося відносно опорної напруги  $V_{REF}$ , яка становила половину напруги живлення  $V_E/2$ . Дослідження проводилися за напруги однополярного живлення  $V_E = 3$  В.

Інформативний сигнал формувався у вигляді двійкового коду за допомогою розробленого нами інструментального забезпечення на основі мікроконвертера ADuC841. На відміну від традиційного осцилографічного дослідження, створене нами інструментальне забезпечення дає змогу проводити кількісний аналіз імпульсних характеристик із істотно розширеною роздільною здатністю.

Досліджувалися декілька характерних для мікропотужних сигнальних перетворювачів Rail-to-Rail операційних підсилювачів, зокрема, AD854X, AD855X та AD8650X. З метою скорочення обсягу викладеного нижче матеріалу проаналізуємо динамічні властивості на прикладі лише одного експериментального дослідження, результати якого наведені на рис. 5 (досліджувався підсилювач AD855X).

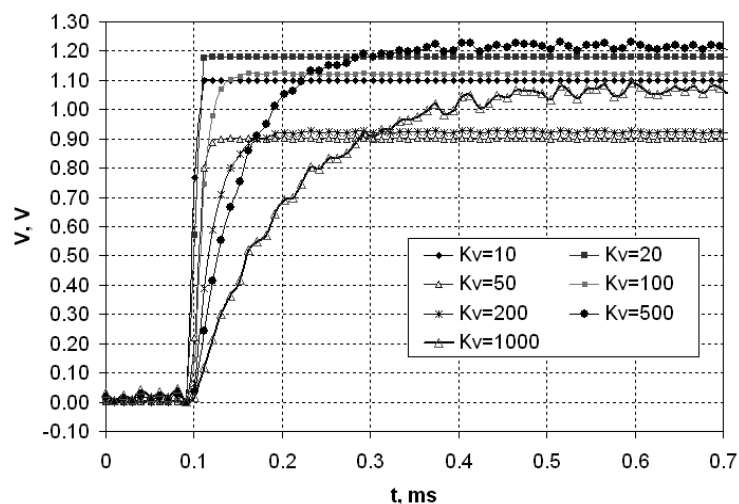


Рис. 5. Результати експериментальних досліджень наростання вихідної напруги AD855X

Можна бачити, що зі збільшенням коефіцієнта підсилення зростає і час наростання вихідної напруги. Спостерігають і артефакти. Це, зокрема, збільшення шуму (хаотичні відхилення результатів вимірювання від номінальних кривих) за збільшення коефіцієнта підсилення, причиною якого є як типовий шум підсилювачів, так і електромагнітна завада сигнального кола. Крім того, спостерігається певний розкид амплітуд вихідних імпульсів, що обумовлено відповідним розкидом коефіцієнтів підсилення. Оскільки реалізація точних значень коефіцієнтів підсилення потребує відповідного підбору співвідношень резисторів, що на практиці не завжди є доцільним, отримані імпульсні характеристики повинні бути нормованими за вихідною амплітудою.

Остаточним результатом проведених досліджень є встановлення функціональної залежності часу наростання вихідної напруги підсилювача від коефіцієнта його підсилення. Цей результат для операційного підсилювача AD855X під час аналізу встановлення вихідної напруги на рівні не менше ніж 99 % від її амплітудного значення наведено на рис. 6. Можна бачити, що отримані результати достатньо якісно апроксимуються лінійною функцією  $t_{AAC}(мс) = 0,0007K_V + 0,0086$ .

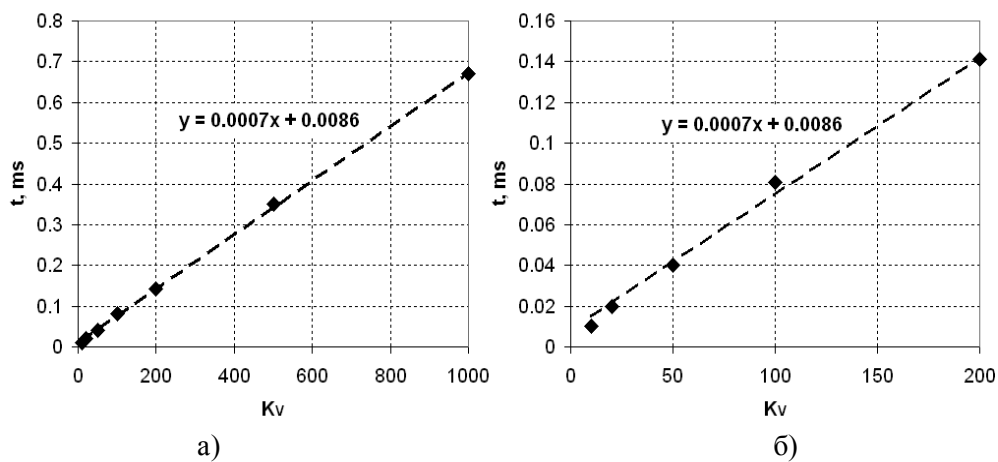


Рис. 6. Лінійна апроксимація часу наростання вихідної напруги AD855X від коефіцієнта підсилення в діапазоні  $K_V = 1000$  (а) та  $K_V = 200$  (б)

Для поєднання отриманої апроксимації з параметрами конкретної елементної бази сигнального перетворювача введемо коефіцієнт  $K_f$ , який зв'язує лінійною залежністю час наростання вихідної напруги  $t_{AAC}$  від згаданого вище параметра операційного підсилювача – частоти  $f_{GBP}$  та коефіцієнта підсилення  $K_V$ . Цей зв'язок подамо виразом

$$t_{AAC} = \frac{K_f}{f_{GBP}} K_V. \tag{5}$$

Знехтувавши постійною складовою отриманої лінійної апроксимації та перевіривши результати в систему СИ, одержуємо  $K_f/f_{GBP} = 0,7 \cdot 10^{-6}$  (с). Тоді, з урахуванням, що  $f_{GBP} = 1,5$  МГц (для AD855X), знаходимо числове значення

$$K_f = 0,7 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^6 = 1,05 \approx 1.$$

Знаючи цей коефіцієнт та використовуючи вирази (4) та (5), запишемо

$$K_V = \frac{f_{GBP}}{K_f} t_{AAC} = \frac{V_{AHN}}{K_H B_N I_H} \cdot 1.$$

Отже, час наростання вихідної напруги аналогового тракту сигнального перетворювача можна визначити за формулою

$$t_{AAC} = \frac{V_{AHN}}{K_H B_N} \frac{K_f}{f_{GBP}} \frac{1}{I_H} = \frac{F_M}{I_H}, \tag{6}$$



де  $F_M = \frac{V_{AHN} K_f}{K_H B_N f_{GBP}}$  – коефіцієнт, що зв'язує час наростання з набором параметрів елементної бази сигнального перетворювача.

### Аналіз функції оптимізації

Відповідно до вищеведеного, тривалість імпульсу  $t_M$ , під час якого відбувається встановлення та аналого-цифрове перетворення сигналу, становить

$$t_M = \frac{F_M}{I_H} + t_{ADC}, \text{ а його похідна за струмом живлення холлівського сенсора } -\frac{dt_M}{dI_H} = -\frac{F_M}{I_H^2}.$$

Підставляючи отримані залежності у вираз (3), отримуємо рівняння, що визначає умову екстремуму функції енергоспоживання:

$$\frac{F_M}{I_H} + t_{ADC} - (I_{TR} + I_H - I_S) \frac{F_M}{I_H^2} = 0.$$

Рішенням цього рівняння є оптимальне з погляду енергоспоживання сенсорного пристрою значення струму живлення холлівського сенсора:

$$I_H = I_{HN} = \sqrt{\frac{(I_{TR} - I_S) F_M}{t_{ADC}}}.$$

Відзначимо, що оскільки струм живлення сигнального перетворювача  $I_{TR}$  істотно перевищує струм схеми в режимі очікування  $I_S$ , зокрема їх типові значення знаходяться в межах  $I_{TR} = 1 \dots 20$  мА та  $I_S = 0,005 \dots 0,05$  мА, оптимальне значення струму живлення холлівського сенсора  $I_{TR} \gg I_S$  можна визначати за спрощеною рівністю:

$$I_{HN} \approx \sqrt{\frac{I_{TR} F_M}{t_{ADC}}}. \quad (7)$$

Низка результатів кількісного аналізу впливу параметрів сигнального перетворювача на оптимальне значення струму живлення  $I_{HN}$  наведені в таблиці. Варіант #1 вважається базовим відносно інших варіантів - #2, #3, #4, #5 та #6, у кожному з яких змінюється один параметр. Зокрема, згідно з варіантом #3, використання холлівських сенсорів з меншою на порядок чутливістю обумовлює збільшення струму  $I_{HN}$  з 1 мА до  $\approx 3$  мА.

### Оптимальні значення струму $I_{HN}$ за різних варіантів параметрів (підкреслено значення, що змінюються відносно варіанта #1)

Параметр \ Варіант	#1	#2	#3	#4	#5	#6
$I_{TR}$ , А	$10^{-2}$	$10^{-2}$	$10^{-2}$	$10^{-2}$	$10^{-2}$	$10^{-2}$
$V_{AHN}$ , В	1	1	1	1	1	1
$K_f$ , безрозмірн.	1	<u>4</u>	1	1	1	1
$K_H$ , В/(А·Т)	100	100	<u>10</u>	100	100	100
$B_N$ , Т	0,1	0,1	0,1	0,1	<u>10</u>	0,1
$f_{GBP}$ , Гц	$10^6$	$10^6$	$10^6$	<u><math>4 \cdot 10^6</math></u>	$10^6$	$10^6$
$t_{ADC}$ , сек	$10^{-5}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$	<u><math>10^{-4}</math></u>
$I_{HN}$ , А	<b><math>10^{-2}</math></b>	<b><math>2 \cdot 10^{-2}</math></b>	<b><math>\approx 3 \cdot 10^{-2}</math></b>	<b><math>5 \cdot 10^{-3}</math></b>	<b><math>10^{-3}</math></b>	<b><math>\approx 3 \cdot 10^{-3}</math></b>

Для цих же варіантів на рис. 7 – 9 наведені графічні залежності середньої потужності споживання  $P_{AV}$  від струму живлення холлівського сенсора, які розраховували за формулою (2) при декількох значеннях струму живлення сигнального перетворювача:  $I_{TR} = 1$  мА, 3 мА, 10 мА та 30 мА.

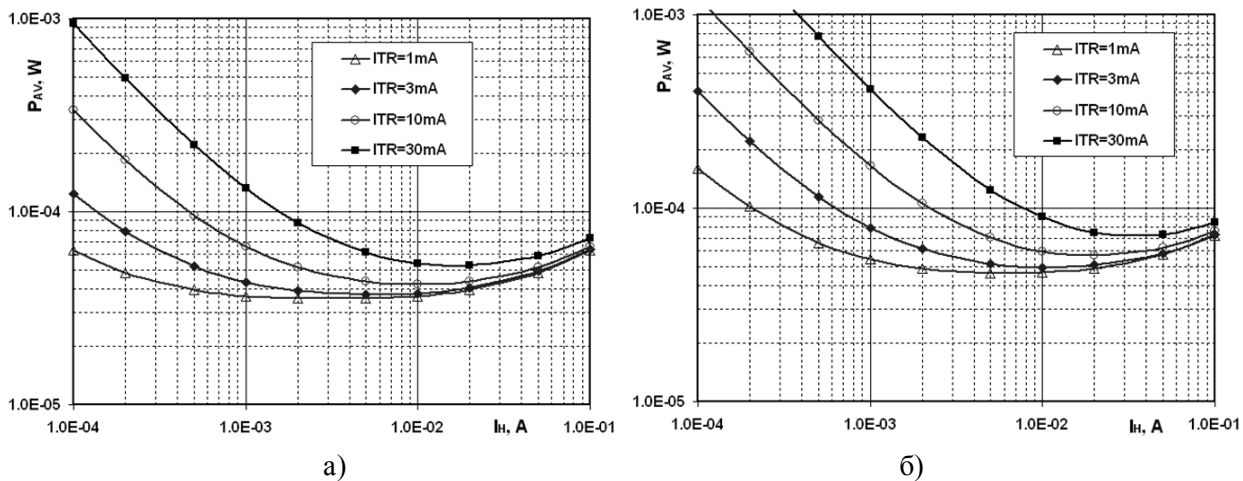


Рис. 7. Залежність потужності споживання сенсорного пристрою від струму живлення холлівського сенсора для варіантів #1 (а) та #2 (б)

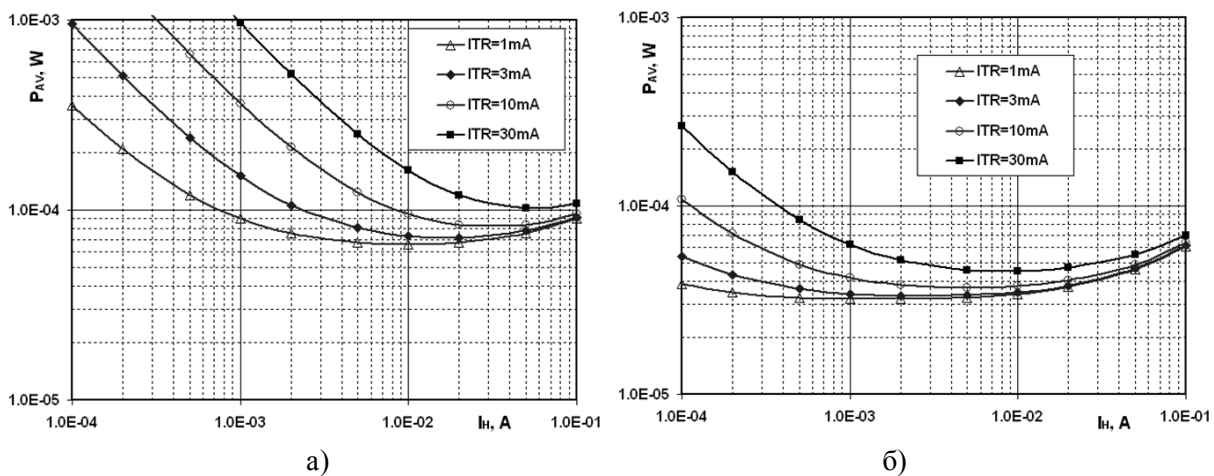


Рис. 8. Аналогічно для варіантів #3 (а) та #4 (б)

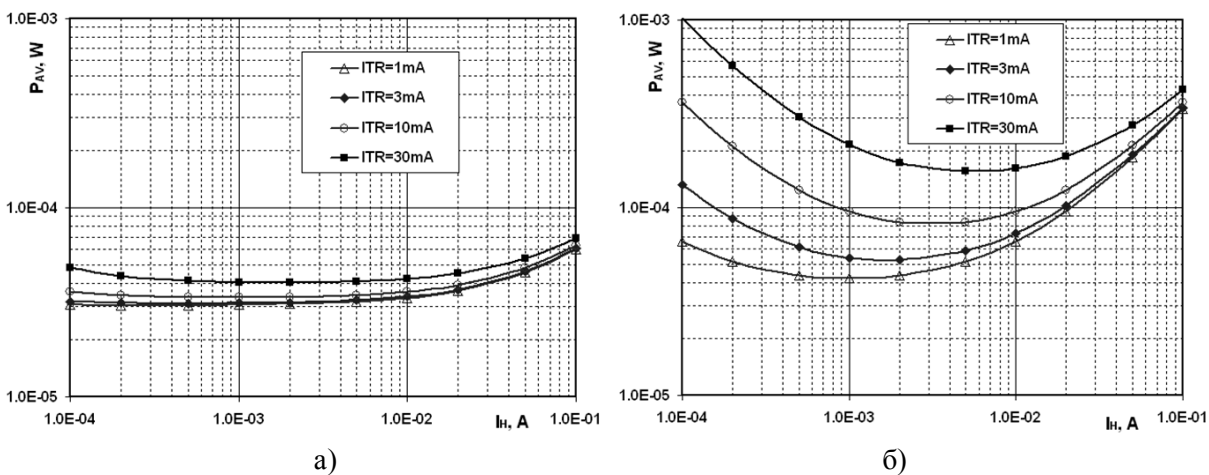


Рис. 9. Аналогічно для варіантів #5 (а) та #6 (б)

### Висновки

Розроблена методика мінімізації функції енергоспоживання гальваноманітного пристрою вимірювання магнітного поля дозволяє оптимізувати струм живлення холлівського сенсора при заданих режимах роботи та параметрах елементної бази сигнального перетворювача.

Вперше виявлені нові закономірності, які не є характерними для традиційних холлівських сенсорних пристроїв. Зокрема, для параметрів за варіантом #3 при струмі живлення сигнального перетворювача  $I_{TR} = 10$  мА збільшення струму живлення холлівського сенсора  $I_H$  з 1 мА до 10 мА забезпечує зменшення середньої потужності споживання  $P_{AV}$  у 4 рази - з 0,4 мВт до 0,1 мВт.

Наведені приклади розрахунків, що дають змогу встановити вплив різних факторів на функцію оптимізації та визначити області її високої та низької чутливості до цих факторів. Зокрема, у діапазоні вимірювання  $B_N = 0.1$  Т при  $K_H = 10$  В/(А·Т), що при номінальному струмі живлення сенсора  $I_{HN} = 10$  мА відповідає вольтовій чутливості 100 мВ/Т (варіант #3), має місце значна обернено пропорційна залежність середньої потужності споживання від струму живлення сенсора – для зменшення енергоспоживання пристрою струм холлівського сенсора збільшують до декількох десятків міліампер. Такі параметри та закономірності є типовими для прецизійних тесламетрів на основі сильнолегованих холлівських сенсорів, що призначені для стабільної роботи в екстремальних умовах експлуатації (високої температури, підвищеної проникаючої радіації тощо). Натомість, функція енергоспоживання пристроїв з високочутливими холлівськими сенсорами -  $K_H = 100$  В/(А·Т) та широким діапазоном вимірювання -  $B_N = 10$  Т (варіант #5), не має вираженого екстремуму при зміні струму живлення холлівського сенсора. Типово, такі параметри та закономірності є характерними для тесламетрів індикаційного типу.

1. Mark Balch. *Complete Digital Design*. McGraw-Hill. 2003. 481 P.
2. J. Fraden. *Handbook of modern sensors: Physics, design, and applications*. Springer. 2004. – 580 p.
3. Schmalzel J.L., Rauth D.A. *Sensors and signal conditioning // Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*. 2005. – Vol. 8. № 2.– PP. 48–53.
4. J. Fan, X. Li, X. Qian. *Pulse Excitation Approach for Low Power Orthogonal Fluxgate Sensor // International Magnetics Conference INTERMAG 2006*. – 2006. – P.877.
5. Lei Xu, Tie Li, Xiuli Gao, Yuelin Wang, Rui Zheng, Lei Xie, Lichung Lee. *Behaviour of a catalytic combustion methane gas sensor working on pulse mode // Sensors – 2010*. – PP. 391 – 394.
6. R.S. Popovic, *Hall Effect Devices. Second edition*. Adam Hilger, Bristol, Philadelphia and New York, 2002.
7. Мікроелектронні сенсорні пристрої магнітного поля. За ред. Готри З.Ю. / Большакова І.А., Гладун М.Р., Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є., Потенцік Є., Сопільник Л.І. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 2001.
8. 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.
9. 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.
10. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. Готри З., Голяки Р. – Львів: Вид-во Держ. ун-ту "Львівська політехніка", 1999. – 364 с.
11. DuC841. *MicroConverter® 12-Bit ADCs and DACs with Embedded High Speed 62-kB Flash MCU* [www.analog.com](http://www.analog.com).