

---

---

## ОПТИЧНІ ТА ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ В СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ТА ЕКОЛОГІЧНОГО МОНІТОРИНГУ

---

---

УДК 621.315.592

З.Ю. ГОТРА, Р.Л. ГОЛЯКА, І.М. ГОДИНЮК, Т.А. МАРУСЕНКОВА, В.Ю. ІЛЬКАНИЧ

### МУЛЬТИФУНКЦІОНАЛЬНИЙ СЕНСОР НА ІНТЕГРАЛЬНІЙ МАГНІТОТРАНЗИСТОРНІЙ СТРУКТУРІ

*ІТРЕ, НУ “Львівська політехніка”  
кафедра електронних приладів*

**Анотація.** Представлені нові підходи реалізації мультифункціонального сенсора на основі інтегральної структури латерального магнітотранзистора. Сенсор забезпечує вимірювання трьох параметрів – двох ортогональних проекцій вектора індукції магнітного поля та температури. Інформативними сигналами параметрів магнітного поля є різниця та сумарна складова колекторних струмів магнітотранзистора, а температури – падіння напруги на прямо-зміщеному колекторному р-п переході в інверсному режимі живлення.

**Ключові слова:** мультифункціональний сенсор магнітного поля, інтегральна структура, магнітотранзистор.

**Abstract.** The work gives new approaches to implementation of a multifunctional sensor based on the lateral magnetotransistor's integral structure. The sensor provides measurement of three parameters – two orthogonal magnetic-field vector's projections and temperature. The informative signals of the magnetic field parameters are the differential and summed collector currents of a magnetotransistor whereas the temperature informative signal is the voltage drop on the forward-biased collector p-n-junction in reverse operation mode.

**Keywords:** multifunctional magnetic field sensor, integral structure, magnetotransistor.

#### ВСТУП

Одним з визначальних напрямків розвитку сучасної сенсорної техніки є створення мультифункціональних пристроїв [1, 2]. Здебільшого, ці пристрої відносяться до класу інтелектуальних сенсорів і забезпечують розширені функціональні можливості вимірювання фізичних величин [4, 5].

Дана робота присвячена проблемі розширення функціональних можливостей сенсорів на основі інтегральних структур магнітотранзисторів. Їх характеризує висока магнітна чутливість, простота виконання в складі інтегральних схем, низьке енергоспоживання та можливість багатofакторного керування режимами роботи. В складі МДН (Метал-Діелектрик-Напівпровідник) сенсори магнітного поля базуються на структурах МДН транзисторів з розщепленим стоком, а в складі біполярних інтегральних схем, відповідно, – на структурах біполярних транзисторів з розщепленим колектором. Такі структури називають двостоковими чи двоколекторними магнітотранзисторами [6, 7].

Розрізняють вертикальні (типово, п-р-п типу провідності) та латеральні (типово, р-п-р типу провідності) біполярні структури двоколекторних магнітотранзисторів. Вісь чутливості за магнітним полем вертикальних магнітотранзисторів є паралельною, а латеральних – перпендикулярною до поверхні кристала [8, 9].

Нами була поставлена задача дослідження можливості використання латеральної біполярної структури двоколекторних магнітотранзисторів в сенсорному пристрої, що забезпечує вимірювання трьох параметрів – двох ортогональних проекцій вектора індукції магнітного поля та температури. Поєднання таких функціональних можливостей в єдиній транзисторній структурі має значну актуальність. По-перше, формування сигналів, що забезпечують вимірювання ортогональних проекцій

вектора індукції магнітного поля, дозволяє визначити не лише модуль цього вектора, але і його нахил відносно певної системи координат. Ця функціональна можливість є визначальною в 3D картографіях магнітного поля. По-друге, формування сигналу, що забезпечує вимірювання температури, є визначальним в задачах термокомпенсації функції перетворення сенсорного пристрою.

### КОНЦЕПЦІЯ МУЛЬТИФУНКЦІОНАЛЬНОСТІ

Новизною запропонованого нами рішення є можливість реалізації мультифункціонального сенсора на основі традиційної структури латерального біполярного магнітотранзистора без введення будь-яких змін в його конструкцію. Наперед відзначимо, що таке рішення, на відміну від відомих 3D сенсорів магнітного поля, не потребує збільшення кількості виводів первинного перетворювача, а отже є більш ефективним в багатоканальних картографіях магнітного поля. Крім того, формування інформативного сигналу температури з використанням магнітосенсорних структур є доволі проблематичним – мають місце складні функціональні залежності, що описують сумарний вплив на сигнал магнітного поля та температури. Тому традиційно для термокомпенсації функції перетворення сенсорів магнітного поля використовують допоміжні сенсори температури – спеціальні терморезистори чи термодіоди, сигнал яких не модулюється вимірювальним магнітним полем. Як буде показано далі, нами встановлена можливість формування сигналу температури без використання таких допоміжних сенсорів. Ця можливість реалізована відповідним режимом зміщення р-n переходів магнітотранзистора.

Фотографія інтегральної структури досліджуваного латерального двоколекторного р-n-p магнітотранзистора та його еквівалентна схема наведені на рис. 1. Емітерна область (E) магнітотранзистора формується між двома колекторними областями ( $C_1$ ,  $C_2$ ), різниця струмів яких є функцією обумовленого силою Лоренца відхилення носіїв заряду і служить інформативним сигналом сенсора магнітного поля. Підвищення коефіцієнта передачі струму структури магнітотранзистора забезпечується дрейфовим полем бази і реалізується двома базовими електродами ( $B_1$ ,  $B_2$ ).

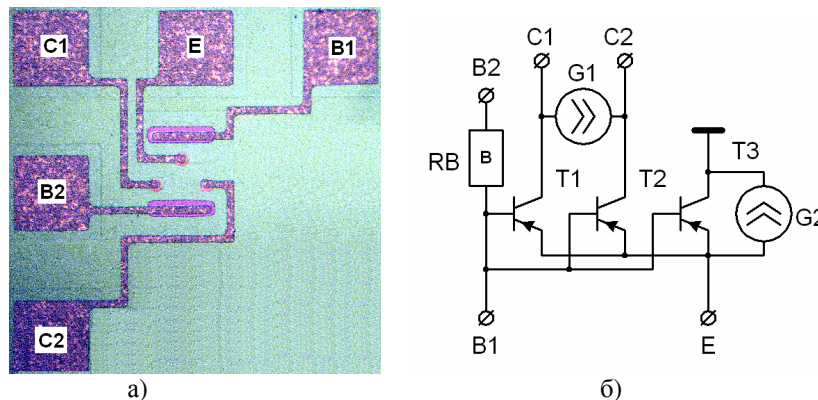


Рис. 1. Інтегральна структура магнітотранзистора (а) та його еквівалентна схема (б)

На еквівалентній схемі показано два транзистори  $T_1$ ,  $T_2$ , що визначають струми магнітотранзисторів при відсутності магнітного поля, та функціонально кероване джерело  $G_1$ , що визначає перерозподіл струмів між двома колекторами структури при дії на неї магнітного поля. Крім того, показано транзистор  $T_3$  та функціонально кероване джерело  $G_2$ , що визначають паразитний вплив на вихідні струми магнітотранзистора підкладки інтегральної структури. Ця підкладка, в біполярних інтегральних схемах – р-типу провідності, функціонує в ролі колектора паразитного транзистора, що екстрагує носії заряду з області бази, а відтак, зменшує колекторні струми магнітотранзистора. Омична структура між двома виводами бази  $B_1$  та  $B_2$  показана резистором  $R_B$ , опір якого модулюється магнітним полем  $B$ .

Корисний з точки зору типових одновимірних сенсорів магнітного поля перерозподіл струму між колекторами латерального магнітотранзистора показано на рис. 2. Траєкторія руху інжекттованих емітером носіїв заряду, що дрейфують в електричному полі бази, зазнає відхилення. У відповідності до фізичних основ взаємодії рухомих носіїв заряду з магнітним полем, відхилення відбувається в перпендикулярній до вектора індукції поля площині. Для наведеної на рисунку структури величина перерозподілу струму між колекторами  $C_1$  та  $C_2$  визначається проекцією індукції поля на нормаль (перпендикуляр) до поверхні інтегральної структури –  $B_z$ .

Паразитний перерозподіл струму, що обумовлений відхиленням носіїв в перпендикулярній до

поверхні інтегральної структури площині, показано на рис. 3. Це відхилення обумовлене дією паралельної до площини структури та перпендикулярної до вектора електричного поля (вісь X) базової області проекції вектора поля –  $V_Y$ . У випадку, коли підкладка є заземленою, відхилення носіїв до межі активний шар бази n-типу провідності – підкладка p-типу провідності (при  $V_Y < 0$ ) призводить до зростання екстракції цих носіїв паразитним транзистором. Як наслідок, відбувається зменшення колекторних струмів  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  магнітотранзистора. При відхиленні носіїв в протилежну сторону (при  $V_Y > 0$ ) екстракція зменшується, а колекторні струми  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  збільшуються.

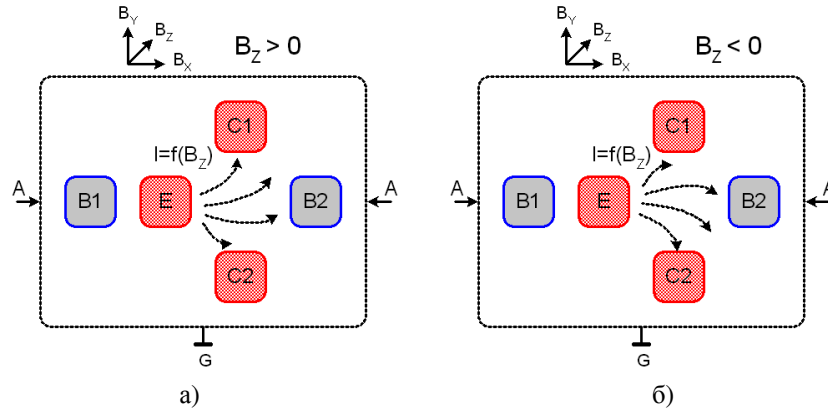


Рис. 2. Відхилення носіїв в паралельній до поверхні інтегральної структури площині при  $B_Z > 0$  (а) та  $B_Z < 0$  (б)

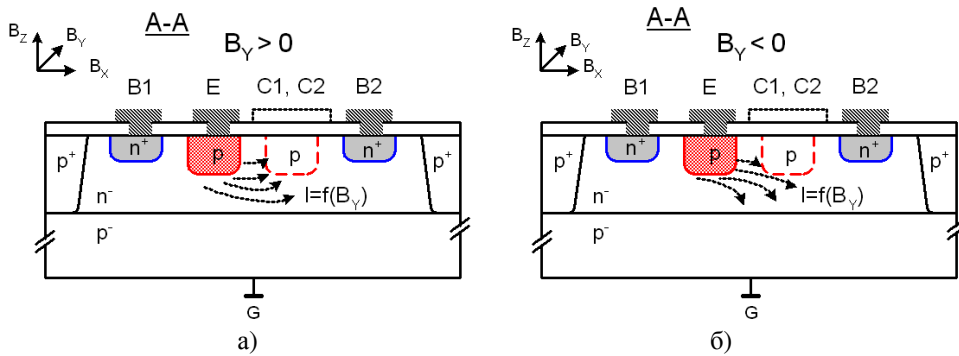


Рис. 3. Відхилення носіїв в перпендикулярній до поверхні інтегральної структури площині при  $V_Y > 0$  (а) та  $V_Y < 0$  (б)

Аналогічний за характером перерозподіл струмів має місце і в режимі незаземленої підкладки, проте основним механізмом в цьому випадку є рекомбінація носіїв в об'ємі базової області та на її границях – чим довша траєкторія руху (при відхиленні носіїв в сторону підкладки), тим більша рекомбінація, а відтак, менші колекторні струми. Очевидно, що ефект перерозподілу носіїв при дії  $V_Y$  проекції поля в режимі незаземленої підкладки буде меншим, ніж в режимі заземленої підкладки.

Розглянемо можливість використання вищезгаданих механізмів перерозподілу струмів для формування сигналів, значення яких дозволяє розрахувати дві проекції вектора магнітного поля  $B_Z = B \cos \alpha$ ,  $B_Y = B \sin \alpha$ , де  $\alpha$  – кут нахилу між вектором індукції поля  $B$  та нормаллю до поверхні інтегральної структури (нормаль  $N$  в даному випадку співпадає з віссю  $Z$  системи координат).

Використовуючи лінійну модель перерозподілу колекторних струмів, запишемо вирази:

$$I_{C1} = 0.5I_S(1 + K_c B_Z), \quad I_{C2} = 0.5I_S(1 - K_c B_Z),$$

$$I_{C1} + I_{C2} = I_S, \quad I_S = I_{S0}(1 + K_S B_Y),$$

де  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  – струми колекторів  $C_1$ ,  $C_2$  магнітотранзистора,  $I_S$  – сумарний струм колекторів при заданій проекції вектора  $V_Y$  індукції поля;  $I_{S0}$  – аналогічно при  $V_Y = 0$ ,  $K_c$ ,  $K_S$  – лінійні коефіцієнти магніточутливості для  $B_Z$  та  $B_Y$  проекцій, відповідно.

Таким чином, колекторні струми магнітотранзистора визначаються як:

$$I_{C1} = 0.5I_{S0}(1 + K_S B_Y)(1 + K_C B_Z), I_{C2} = 0.5I_{S0}(1 + K_S B_Y)(1 - K_C B_Z).$$

Вимірявши їх різницеве та сумарне значення

$$I_{C1} - I_{C2} = I_{S0} K_C B_Z (1 + K_S B_Y), I_{C1} + I_{C2} = I_{S0} (1 + K_S B_Y),$$

можна розрахувати  $B_Z$  та  $B_Y$  проєкції вектора індукції поля

$$B_Y = \frac{1}{K_S} \frac{I_{C1} + I_{C2} - I_{S0}}{I_{S0}}, B_Z = \frac{1}{K_C} \frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{C1} + I_{C2}}$$

а також, при необхідності, його модульне значення та кут нахилу

$$B = \sqrt{B_Y^2 + B_Z^2}, \alpha = \arctg \frac{B_Y}{B_Z}.$$

Експериментальні дослідження залежностей колекторних струмів наведено на рис. 1 магнітотранзистора проводилися шляхом обертання його структури між полюсами постійного магніту з індукцією  $B \approx 130$  мТ. Обертання проводилося навколо осі X з дискретною зміною кута  $\alpha$  від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  з кроком  $30^\circ$ . Схема дослідження (рис. 4, а) передбачала зміщення базового кола магнітотранзистора резисторами  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  та вимірювання вихідних напруг  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  на резисторах  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  колекторних кіл.

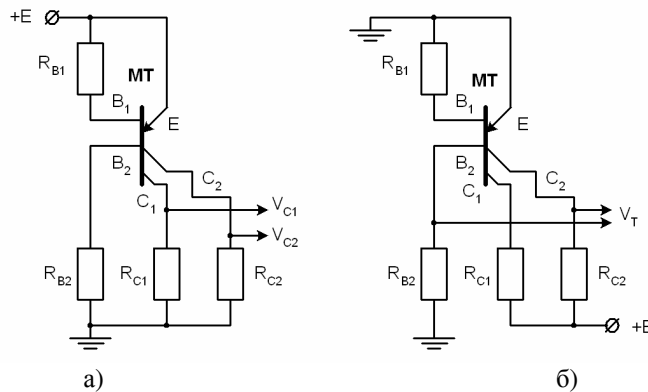


Рис. 4. Схема вимірювання магнітного поля (а) та температури (б) на основі структури латерального магнітотранзистора

Струм базового кола приблизно становив 1 мА, а опори резисторів  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  вибиралися у відповідності до колекторних струмів магнітотранзистора. Так, в режимі заземленої підкладки колекторні струми не перевищували 10 мкА, що обумовило вибір опорів  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  приблизно 100 кОм. В режимі незаземленої підкладки внаслідок відсутності екстракції носіїв у підкладку колекторні струми є більш ніж на порядок вищими, що обумовило встановлення опорів  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  на рівні приблизно 10 кОм.

Реальні структури магнітотранзисторів, як і всіх перетворювачів мостового типу, характеризуються певною асиметрією, яка обумовлена неідеальністю виготовлення структури та її анізотропністю. Тому, з метою визначення початкового розбалансу проводилося вимірювання вихідних напруг без впливу магнітного поля. Так, для режиму заземленої підкладки значення вихідних напруг при  $B = 0$  становили  $V_{C1B0} = 0,832$  В та  $V_{C2B0} = 0,806$  В, а для режиму незаземленої підкладки –  $V_{C1B0} = 0,972$  В та  $V_{C2B0} = 0,939$  В. В подальших дослідженнях початковий розбаланс компенсувався шляхом віднімання певного значення від реальних результатів вимірювання.

Результати експериментально отриманих та відкоректованих з точки зору початкового розбалансу залежностей вихідних напруг  $V_{C1_{ex}}$  та  $V_{C2_{ex}}$  від кута нахилу  $\alpha$  для режимів заземленої та незаземленої підкладки наведені на рис. 5 та рис. 6, відповідно. На цих же рисунках наведені результати апроксимації вказаних залежностей синусоїдальними функціями  $V_{C1_{ap}}$  та  $V_{C2_{ap}}$ , а також їх сумарна (синфазна)  $dV_Y$  та різницєва (диференціальна)  $dV_Z$  складові. Як це вже відзначалося, перша з них є інформативним сигналом  $B_Y$  проєкції, а друга –  $B_Z$  проєкції вектора магнітного поля. Для зручності візуалізації значення  $dV_Y$  та  $dV_Z$  представлені на середньому рівні реально виміряних напруг:

$$dV_Y = (V_{C1_{ap}} + V_{C2_{ap}})/2, dV_Z = V_{C1_{ap}} - V_{C2_{ap}} + V_{Z0},$$

де  $V_{Z0}$  – середні значення, які в даних дослідженнях для режимів заземленої та незаземленої підкладки становили  $V_{Z0} = 0,80$  В та  $V_{Z0} = 0,91$  В, відповідно.

Як слідує з наведених даних, в обох режимах зміщення підкладки залежність вихідних напруг від кута нахилу  $\alpha$  достатньо точно описується функцією синуса. Важливим з точки зору реалізації мультифункціонального сенсора є висновок про суттєву відмінність в різних режимах зміщення підкладки фазового зсуву між вихідними напругами та, відповідно, амплітудних значень сумарної  $dV_Y$  та різницевої  $dV_Z$  складових цих напруг. В режимі з заземленою підкладкою (рис. 5) домінує сумарна  $dV_Y$  складова, а в режимі з незаземленою підкладкою (рис. 6) – різницева  $dV_Z$  складова. Отримані результати є логічними, адже в режимі з заземленою підкладкою вплив останньої на колекторні струми магнітотранзистора є визначальним, а саме проекція  $B_Y$  визначає перерозподіл струму між інформативними колекторними струмами та паразитним струмом підкладки.

Іншим важливим висновком є необхідність у нормалізації сумарної та різницевої складових вихідних сигналів відносно певного оптимального рівня. Для забезпечення максимальної точності визначення обох  $B_Y$  та  $B_Z$  проєкцій ці складові сигналу повинні приймати в заданому діапазоні вимірювання максимально можливі значення. Як буде показано далі, нормалізацію сигналів проводять сигнальними підсилювачами з незалежними коефіцієнтами підсилення сумарної та різницевої складових.

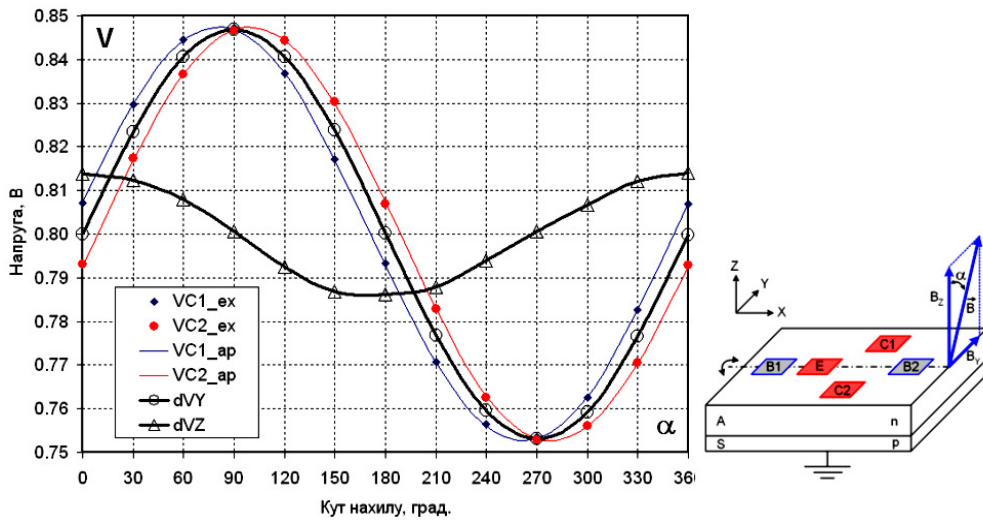


Рис. 5. Результати вимірювання сигналів магнітотранзистора в режимі заземленої підкладки інтегральної структури

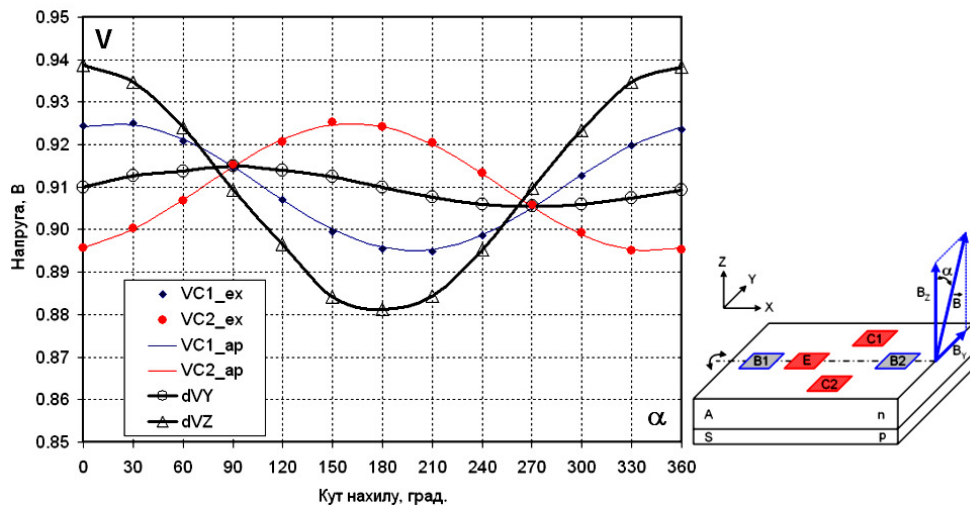


Рис. 6. Результати вимірювання сигналів магнітотранзистора в режимі незаземленої підкладки інтегральної структури

Розглянемо можливість використання елементів магнітотранзисторної структури для функціональної можливості вимірювання температури. Типово, така функціональна можливість є доволі проблематичною, адже параметри структур сенсорів магнітного поля, зокрема холлівських сенсорів та

магніторезисторів, мають доволі складні та багатофакторні залежності від магнітного поля та температури. Ще більшою багатофакторністю характеризуються параметри магніотранзисторів.

З функціональної точки зору для вимірювання температури магніотранзистора можна використати температурні залежності як резистивних, так і діодних елементів його структури. В якості резистивного елемента з заданим температурним коефіцієнтом опору може бути використано область бази магніотранзистора, до якої сформовано два омичні контакти. Як це відзначалося вище, така двоконтактна конструкція бази є типовим рішенням магніотранзистора. Однак, опір базової області характеризується значною магніторезистивною залежністю, що робить проблематичним виділення корисного температурного сигналу.

Альтернативним рішенням може бути використання в якості інформативного сигналу сенсора температури величини падіння напруги на прямо-зміщених p-n переходах транзисторної структури. Відомо, що температурний коефіцієнт напруги на прямо-зміщеному p-n переході при фіксованому струмі [10] є від'ємним і, в залежності від електрофізичних параметрів структури та струму, знаходиться в межах  $dV_{pn} / dT = -1,6 \dots -2,2$  мВ/К. Природно вважати, що такий сенсорний елемент температури можна реалізувати на емітерному p-n переході, який, на відміну від колекторних p-n переходів, в традиційному режимі роботи магніотранзистора є прямо-зміщеним.

Однак, необхідно прийняти до уваги, що між емітерним та базовими контактами в структурі магніотранзистора знаходиться резистивна дрейфова область бази. Таким чином, падіння напруги між емітерним та базовим контактами буде визначатися не лише корисною з точки зору сенсора температури напругою емітерного p-n переходу  $V_{EB}$ , але і паразитним падінням напруги на резистивній області бази  $V_{RB}$ . Відтак виникають дві наступні проблеми.

Першою проблемою є нестабільність та невідтворюваність температурного коефіцієнта сумарного  $V_{DR} = V_{EB} + V_{RB}$  падіння напруги: напруга  $V_{EB}$  характеризується від'ємним температурним коефіцієнтом  $dV_{EB} / dT < 0$ , а напруга  $V_{RB}$  – додатним  $dV_{RB} / dT > 0$ . При певних параметрах структури їхня результуюча температурна залежність може наближатися до нуля, що робить неможливим використання такої структури в якості сенсора температури. Другою проблемою є магніторезистивна модуляція напруги  $V_{RB}$ , а відтак – вищезгадана проблематичність виділення корисного температурного сигналу.

З метою визначення закономірностей температурного коефіцієнта сумарної напруги між емітерним та базовим виводами нами були проведені модельні та експериментальні дослідження залежності сумарної напруги  $V_{DR} = V_{EB} + V_{RB}$  від температурного коефіцієнта опору області бази та її струму. Модельні дослідження проводилися у широко визнаному пакеті MicroCAP з використанням SPICE моделей елементної бази [11]. Ряд результатів таких модельних досліджень наведені на рис. 7 та рис. 8. Моделювання проводилося для значення опору дрейфової області бази  $R_{BMT} = 500$  Ом (в структурах типових латеральних магніотранзисторів значення цього опору знаходиться в межах 200 Ом...1 кОм) з живленням кола бази джерелом стабільного струму.

Можна бачити, що при живленні кола бази струмом  $I_B = 1$  мА та у варіанті з гіпотетичним нульовим температурним коефіцієнтом резистивної області бази  $dV_{RB} / dT = 0$  (рис. 7, а) температурний коефіцієнт сумарної напруги  $V_{EB} + V_{RB}$  є від'ємним та рівним температурному коефіцієнту падіння напруги на прямо-зміщеному емітерному p-n переході (приблизно -2 мВ/К). Однак, в реальному варіанті при типовому значенні температурного коефіцієнта опору бази  $TCR = 0.005$  (рис. 7, б) температурний коефіцієнт сумарної напруги змінює свій знак на протилежний. При цьому зменшення струму бази обумовлює зворотний процес зменшення температурного коефіцієнта сумарної напруги до нуля при  $I_B = 0,7$  мА (рис. 7, а) та від'ємного значення (приблизно -1,5 мВ/°С) при  $I_B = 0,3$  мА.

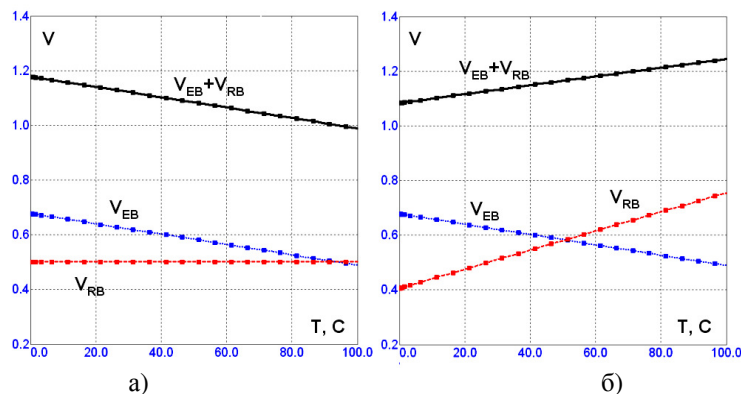


Рис. 7. Температурні залежності напруг  $V_{EB}$  та  $V_{RB}$  при  $R_{BMT} = 0,5$  кОм з живленням структури джерелом струму  $I_B = 1$  мА:  $TCR = 0$  (а) та  $TCR = 0.005$  (б)

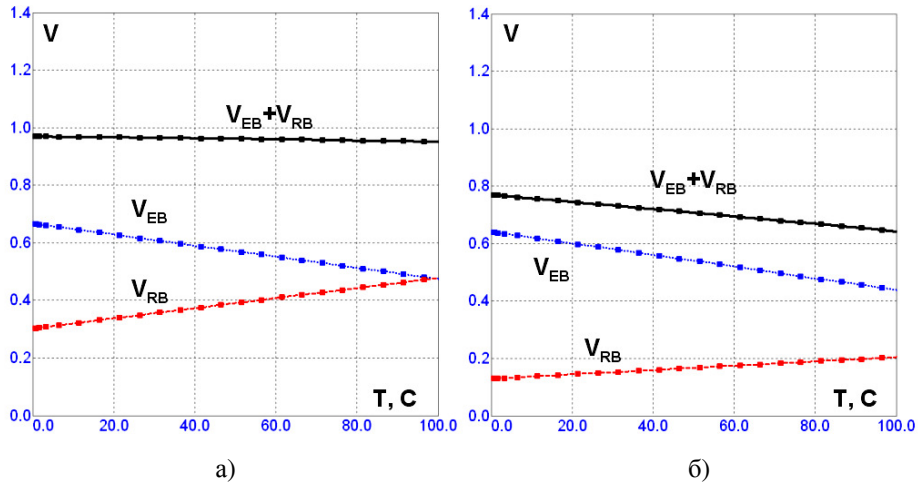


Рис. 8. Температурні залежності напруг  $V_{EB}$  та  $V_{RB}$  при  $R_{BMT} = 0,5 \text{ кОм}$ ,  $TCR = 0.005$  з живленням структури джерелом струму:  $I_B = 0,7 \text{ мА}$  (а) та  $I = 0,3 \text{ мА}$  (б).

Результати проведених нами експериментальних досліджень залежності напруги між емітерним та базовим електродами магнітотранзистора  $V_{DR} = V_{EB} + V_{RB}$  від струму живлення наведені на рис. 9, а, а температурного коефіцієнта  $dV/K$  та магніторезистивної модуляції  $dV(B)$  цієї напруги – на рис. 9, б. Дослідження проводилися для п'яти значень струму:  $I = 0,03 \text{ мА}$ ,  $0,1 \text{ мА}$ ,  $0,3 \text{ мА}$ ,  $1 \text{ мА}$  та  $3 \text{ мА}$ . Температурний коефіцієнт визначався як відношення зміни напруги  $V_{DR}$  до зміни температури (в даному експерименті це були дві температури:  $25^\circ\text{C}$  та  $75^\circ\text{C}$ ). Крім того, на графік температурних коефіцієнтів накладено декілька значень зміни напруги  $dV(B)$  при зміні магнітного поля та кутів нахилу структури магнітотранзистора відносно вектора індукції поля (магнітне поле змінювалося в діапазоні до  $1 \text{ Т}$ , а положення структури в полі було довільно вибраним).

Результати експериментальних досліджень підтверджують, що напруга  $V_{DR}$  та її температурний коефіцієнт  $dV/K$  залежать від струму живлення, а при струмі живлення порядку  $1 \text{ мА}$  має місце  $dV/K \rightarrow 0$ . Крім того, збільшення струму, а відтак – падіння напруги на резистивній структурі бази магнітотранзистора обумовлює значну зміну напруги  $V_{DR}$  в магнітному полі. Так, при струмі  $I = 1 \text{ мА}$  нестабільність напруги  $V_{DR}$  в магнітному полі становить  $5 \text{ мВ}$ , а при  $I = 3 \text{ мА}$  – зростає майже до  $30 \text{ мВ}$ .

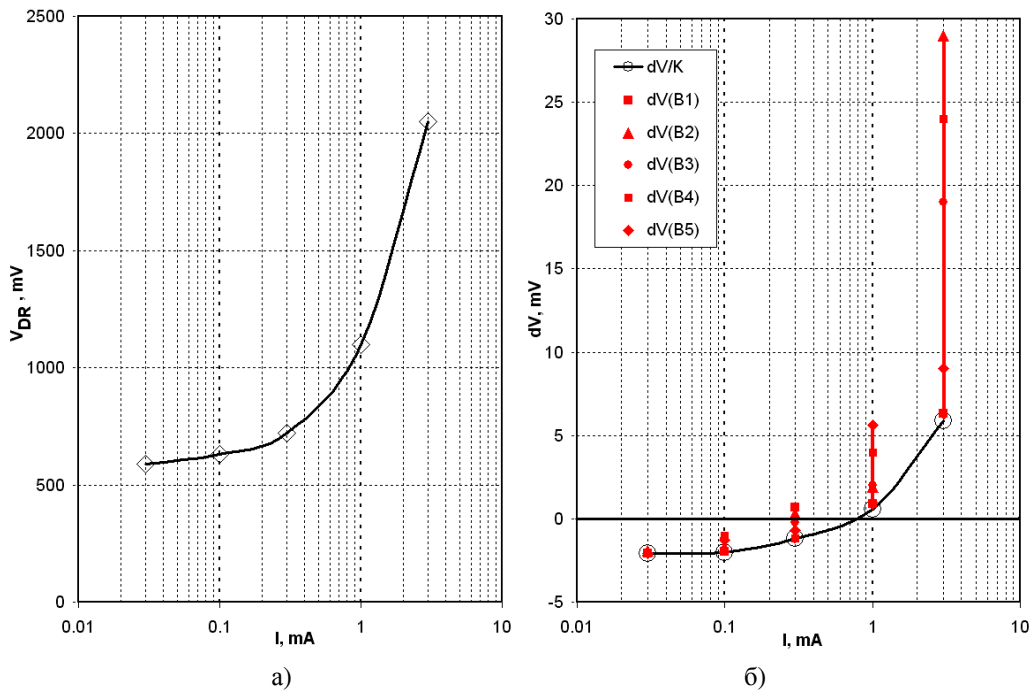


Рис. 9. Результати експериментальних досліджень вольт-амперної характеристики

На основі проведеного аналізу можна зробити наступні висновки:

- по-перше, температурний коефіцієнт падіння напруги між базовим та емітерним електродами структури магнітотранзистора характеризується значною нестабільністю температурного коефіцієнта (особливо при типовому базовому струмі порядку 1 мА);

- по-друге, враховуючи значне падіння напруги на резистивній структурі базової області має місце значна магніторезистивна модуляція падіння напруги між базовим та емітерним електродами структури, а відтак – неможливість використання напруги VDR для вимірювання температури при зміні магнітного поля.

Як показують результати проведених досліджень, ці проблеми можна вирішити шляхом зменшення струму бази до рівня 0,1 мА, при якому мінімізується паразитне падіння напруги на резистивній структурі бази магнітотранзистора. Однак, такий низький рівень базового струму не дозволяє отримати достатньої магнітної чутливості сенсора.

Таким чином, для реалізації поставленої задачі мультифункціонального вимірювання параметрів магнітного поля та температури інформативні сигнали повинні вимірюватися в двох режимах – перший з них передбачає оптимальний струм з точки зору вимірювання магнітного поля (1 мА і більше), а другий – оптимальний з точки зору вимірювання температури (0,1 мА і менше).

Аналіз розподілу струму в структурі магнітотранзистора показує, що подальша мінімізація падіння напруги на резистивній структурі бази досягається в інверсному режимі роботи магнітотранзистора. Схема формування інформативного сигналу температури VT в такому режимі наведена на рис. 4,б. Вимірюється напруга на одному з прямо-зміщених колекторних електродів. Інверсний режим забезпечується комутацією резисторів навантаження колекторних кіл магнітотранзистора до плюсової напруги живлення +E. При цьому емітерне та базові кола заземляються.

Як вже відзначалося, позитивний ефект досягається мінімізацією падіння напруги на резистивній структурі базового кола. Оскільки опори резисторів навантаження колекторних кіл RC1, RC2 є значними (50 кОм і більше), струм прямо-зміщених колекторних р-п переходів є мінімальним (менше 0,1 мА). Це забезпечує мінімальне падіння напруги на резистивній області бази  $VRB \rightarrow 0$ , а відтак: по-перше, стабільність температурного коефіцієнта напруги VT (останній визначається лише температурним коефіцієнтом прямо-зміщеного колекторного р-п переходу) і, по-друге, незначний вплив на інформативний сигнал паразитної магніторезистивної модуляції.

### РЕАЛІЗАЦІЯ МУЛЬТИФУНКЦІОНАЛЬНОГО СЕНСОРА

Для реалізації запропонованої концепції мультифункціональності сенсора на магнітотранзисторній структурі нами розроблено та виготовлено дослідний взірць сигнального перетворювача, схема якого наведена на рис. 10.

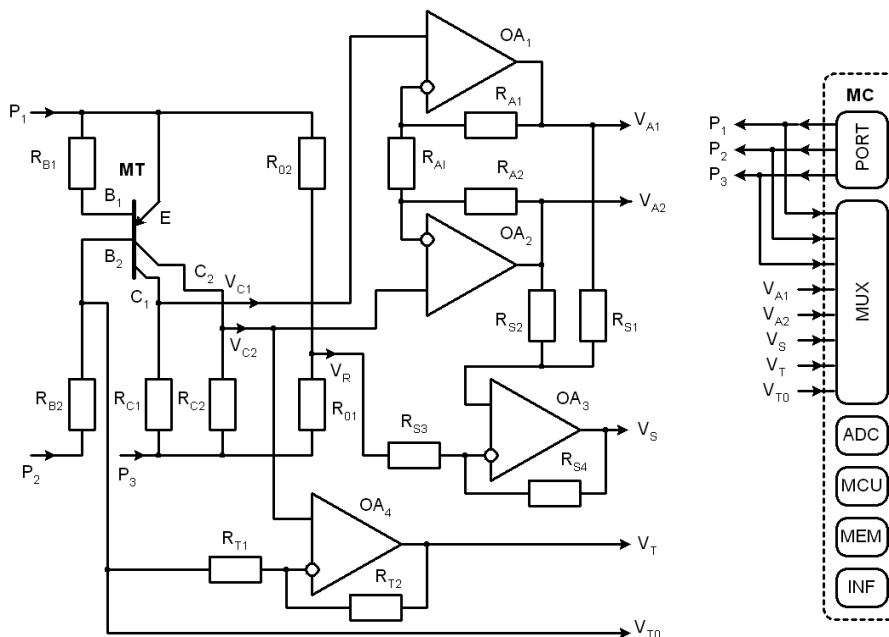


Рис. 10. Схема сигнального перетворювача мультифункціонального сенсора

Алгоритм вимірювання, комутація режимів роботи, аналого-цифрове перетворення напруг та інтерфейсний зв'язок здійснюється мікроконвертером MC компанії Analog Devices типу ADuC841.



Основними вузлами мікроконвертера, що задіяні в даному сигнальному перетворювачі, є:

ADC – аналого-цифровий перетворювач, що формує 12-бітний цифровий код інформативних сигналів;

MCU – мікропроцесорне ядро, що керує процесом вимірювання, комутації та передавання інформації;

MUX – мультиплексор, що забезпечує комутацію набору інформативних напруг на вхід аналого-цифрового перетворювача;

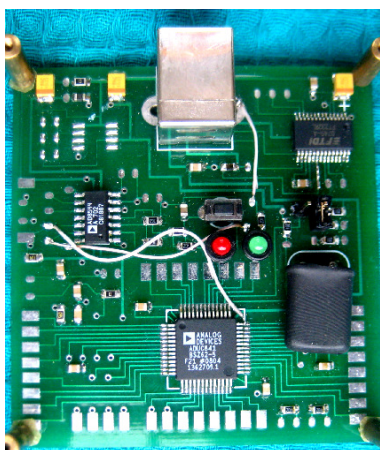
MEM – масиви енергонезалежної пам'яті програми керування та цифрових результатів вимірювання;

PORT – порт, на P1, P2 та P3 виходах якого формуються напруги кіл живлення магнітотранзистора (в стані логічного нуля – приблизно 0 В, а в стані логічної одиниці – приблизно 5 В);

INF – інтерфейсний вузол, що забезпечує зв'язок сенсорного пристрою з персональним комп'ютером (в даному пристрої використовувався послідовний UART інтерфейс з USB драйвером на основі мікросхеми FT232R).

Підсилення сигналів здійснюється зчетвереними операційними підсилювачами AD8554, перші два з яких ( $OA_1$ ,  $OA_2$ ) виконують функцію підсилення різницевої складової сигналу  $V_{A1}$ ,  $V_{A2}$ , третій ( $OA_3$ ) – синфазної складової  $V_S$ , а четвертий ( $OA_4$ ) – температурного сигналу  $V_T$ , який вимірюється відносно фіксованої напруги  $V_{T0}$ . Коефіцієнт підсилення різницевої складової задається резисторами  $R_{A1}$ ,  $R_{A2}$ ,  $R_{A1}$ . Синфазна складова формується в середній точці між резисторами  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ , а її коефіцієнт підсилення відносно опорної напруги  $V_R$  задається  $R_{S3}$ ,  $R_{S4}$ . Опорна напруга  $V_R$  формується резистивним подільником  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ . Коефіцієнт підсилення напруги  $V_T$  температурного сигналу відносно фіксованої напруги  $V_{T0}$  задається резисторами  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$ . Таким чином забезпечується можливість нормування сигналів відносно певних рівнів опорних напруг та незалежного підсилення цих сигналів. Порт мікроконвертера в режимі вимірювання параметрів магнітного поля (напруги  $V_{A1}$ ,  $V_{A2}$  та  $V_S$ ) формує логічні рівні  $P_1 = 5$  В,  $P_2 = 0$  В,  $P_3 = 0$  В, а в режимі вимірювання температури (напруги  $V_T$  та  $V_{T0}$ ) –  $P_1 = 0$  В,  $P_2 = 0$  В,  $P_3 = 5$  В.

Плата дослідного взірця сигнального перетворювача та вимірювальний стенд на його основі наведені на рис. 11.



а)



б)

Рис. 11. Плата сигнального перетворювача (а) та стенд на його основі (б)

Для реалізації максимальної точності визначення обох  $V_Y$  та  $V_Z$  проєкцій магнітного поля напруга  $V_S$  та різниця напруг  $V_{A1}-V_{A2}$  повинні приймати максимально можливі значення, однак не виходити за межі лінійного режиму підсилення в заданому діапазоні вимірювання. Для цього на першому етапі оптимізації схеми підбирають опір резисторів  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  таким чином, щоб синфазна складова напруги на них була рівною половині напруги живлення (в даному випадку – 2,5 В). На другому етапі визначають опори резисторів  $R_{A1}$ ,  $R_{A2}$ ,  $R_{A1}$ , співвідношення між якими задає розмах вихідних напруг  $V_{A1}$ ,  $V_{A2}$ . На третьому етапі визначають опорну напругу  $V_R$  та опори резисторів  $R_{S3}$ ,  $R_{S4}$ , що задають розмах напруги  $V_S$ . Приклад отриманих в результаті схемної оптимізації сигнального перетворювача напруг при повороті магнітотранзистора в магнітному полі з індукцією  $B \approx 130$  мТ з урахуванням діапазону вимірювання  $\pm 200$  мТ наведено на рис. 12. На завершальному етапі визначають опори резисторів підсилювача температурного сигналу.

Проведені нами дослідження параметрів створеного сигнального перетворювача мультифункціонального сенсора показали можливість вимірювати  $V_Y$  та  $V_Z$  проекції магнітного поля в діапазоні  $\pm 200$  мТ з відносною похибкою не гірше 1%. В режимі вимірювання температури паразитна магніторезистивна модуляція напруги  $V_T$  не перевищувала поріг роздільної здатності вимірювання, що свідчить про відсутність впливу магнітного поля на результат вимірювання температури. Похибка вимірювання температури в діапазоні 20...60 С не перевищувала 1 С.

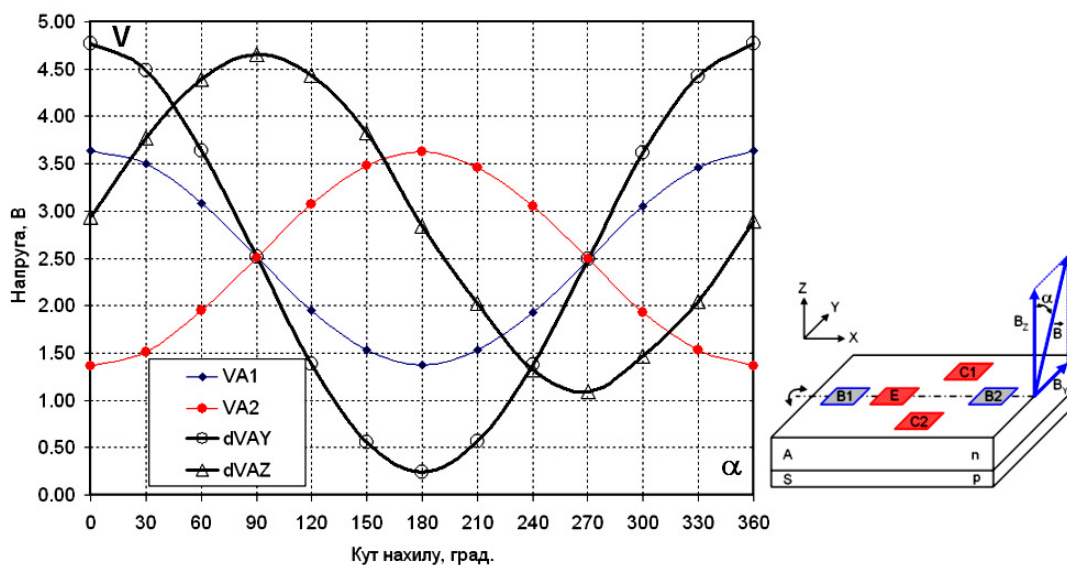


Рис. 12. Нормалізовані сигнали сигнального перетворювача

## ВИСНОВКИ

Запропонована нова концепція побудови мультифункціонального сенсора на основі інтегральної структури латерального магнітотранзистора. Сенсор забезпечує вимірювання трьох параметрів – двох ортогональних проекцій вектора індукції магнітного поля та температури. Інформативними сигналами параметрів магнітного поля є різницева та сумарна складова колекторних струмів магнітотранзистора, а температури – падіння напруги на прямо-зміщеному колекторному р-п переході в інверсному режимі живлення. Різницева складова колекторних струмів обумовлена перпендикулярною до поверхні структури проекцією вектора індукції поля, а сумарна складова – паралельною проекцією, що обумовлює перерозподіл струму між колекторами та підкладкою інтегральної структури магнітотранзистора. Досліджено паразитну магніторезистивну модуляцію падіння напруги між базовим та емітерним електродами, що обмежує можливість використання цієї напруги для вимірювання температури. Показано, що мінімізація магніторезистивної модуляції забезпечується зменшенням струму прямо-зміщених р-п переходів магнітотранзистора.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. J. Fraden. Handbook of modern sensors: Physics, design, and applications. Springer. 2004. 580 p.
2. L. Mehnen, E. Kaniusas, J. Kosel, H. Pftzner, T. Meydan, M. Vazquez, M. Rohn, A. Merlo, B. Marquardt. Magnetostrictive bilayer sensors: multifunction sensors // IEEE Sensors Conference. –2004. Proceedings. PP. 326 – 328.
3. Guiping Wang, Xu Lei, Minjie Zhu, Xu Lu. Multi-function Intelligent Instrument of Vehicle Detection Based on Embedded System // The Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation – WCICA. – 2006. Proceedings. PP. 5149 – 5152.
4. Z. Xu, D. Koltsov, A. Richardson, L. Le, M. Begbie. Design and simulation of a multi-function MEMS sensor for health and usage monitoring // Prognostics and Health Management Conference – PHM '10. – 2010. Proceedings. PP. 1 – 7.
5. Ming Zhang, Wenbin Yang, N. Llaser, H. Mathias. CMOS reconfigurable readout circuit for a multifunction sensor // Joint IEEE North-East Circuits and Systems and TAISA Conference. NEWCAS-TAISA '09. – 2009. Proceedings. PP. 1 – 4.
6. James Lenz and Alan S. Edelstein. Magnetic Sensors and Their Applications // IEEE Sensors Journal. – 2006. - Vol. 6. No. 3. PP.631-649.

7. Marioara Avram, Otilia Neagoe, Cecilia Codreanu, Corneliu Voitincu, Monica Simion. An optimised bipolar lateral magnetotransistor // International Semiconductor Conference, CAS'2002. - 2002. Proceedings. Vol.1. PP. 83 – 86.
8. Toempong Phetchakul, Panyakorn Sottip. The Deflection Length and Emitter Width on Sensitivity of Magnetotransistor // 6th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems. Kaohsiung, Taiwan. – 2011. Proceedings. PP.359-362.
9. Chana Leepattarapongpan, Toempong Phetchakul. Magnetotransistor Based on the Carrier Recombination-Deflection Effect // IEEE Sensors Journal. – 2010. Vol. 10, No. 2. PP. 294 – 299.
10. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. Готри З., Голяки Р. - Львів: Вид. Державного університету "Львівська політехніка", 1999. -364с.
11. Micro-Cap 7.0, 8.0, 9.0 Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. Spectrum Software. 2001, 2005, 2008. [www.spectrum-soft.com](http://www.spectrum-soft.com).

Надійшла до редакції 20.06.2012р.