

© 2011 р. З.Ю. Готра, Р.Л. Голяка, І.М. Годинюк*,
Т.А. Марусенкова, В.Ю. Ільканич

ІТРЕ, Національний університет "Львівська політехніка"

*Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, Чернівці

СЕНСОРНІ ПРИСТРОЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НА СТРУКТУРАХ ІНТЕГРАЛЬНИХ МАГНІТОТРАНЗИСТОРІВ

Запропоновано нові підходи у побудові сенсорних пристроїв магнітного поля на інтегральних структурах латеральних магніотранзисторів. Наведено схеми заміщення *SPICE* математичних моделей магніотранзисторів, сигнальний перетворювач сенсорних пристроїв магнітного поля та результати експериментальних досліджень, що демонструють можливість використання магніотранзисторів для вимірювання ортогональних проекцій індукції магнітного поля.

Ключові слова: сенсор магнітного поля, інтегральна структура, магніотранзистор.

Предложено подходы для построения сенсорных устройств магнитного поля на интегральных структурах латеральных магнитотранзисторах. Представлено схемы замещения *SPICE* математических моделей магнитотранзисторов, сигнальный преобразователь сенсорных устройств магнитного поля и результаты экспериментальных исследований, демонстрирующих возможность использования магнитотранзисторов для измерения ортогональных проекций индукции магнитного поля.

Ключевые слова: сенсор магнитного поля, интегральная структура, магнитотранзистор.

The work gives new approaches to development of magnetic-field sensor devices based on the lateral magnetotransistor's integral structures. The main results of this work are *SPICE* equivalent circuits of the magnetotransistors mathematical models, the signal transducer of magnetic-field sensor devices and the results of experimental investigations that show a possibility of using magnetotransistors for measurement of orthogonal magnetic-field vector's projections.

Keywords: magnetic field sensor, integral structure, magnetotransistor.

Вступ

Одним із сучасних класів гальваноманітних сенсорів є магніотранзистори [1,2]. Їх характеризує висока магнітна чутливість, простота виконання у складі інтегральних схем, низьке енергоспоживання і можливість багатфакторного керування режимами роботи. У складі МДН (метал-діелектрик-напівпровідник) сенсори магнітного поля базуються на структурах МДН-транзисторів із розщепленим стоком, а в складі біполярних інтегральних схем – на структурах біполярних транзисторів із розщепленим колектором. Такі структури називають двостоковими або двоколекторними магніотранзисторами [3,4].

Розрізняють вертикальні (п-р-п типу провідності) та латеральні (р-п-р типу провідності) біполярні структури двоколекторних магніотранзисторів. Вісь чутливості за магнітним полем вертикальних магніотранзи-

сторів є паралельною, а латеральних – перпендикулярною до поверхні кристала [5,6].

У даній праці розглядаються нові підходи у побудові сенсорних пристроїв магнітного поля на інтегральних структурах латеральних магніотранзисторів р-п-р типу провідності. Новизна проведених досліджень полягає:

- по-перше, у підходах до синтезу схем заміщення *SPICE* математичних моделей магніотранзисторів,
- по-друге, у використанні сигнального перетворювача сенсорних пристроїв магнітного поля на основі магніотранзисторів, що відповідає вимогам сучасної мікропроцесорної електроніки з низьковольтним однополярним живленням та універсальним *USB* інтерфейсом [7,8],
- по-третє, у можливості (за результатами експериментальних досліджень) викорис-

тання магнітотранзисторів для вимірювання ортогональних проєкцій індукції магнітного поля.

Досліджувані структури та принципи їх функціонування

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

Можливі різноманітні модифікації структур магнітотранзисторів, які спрямовані на розширення функціональних можливостей, підвищення чутливості, зменшення паразитної напруги розбалансу тощо. Приклади таких магнітотранзисторів, зокрема з викорис-

танням двох і чотирьох структур, наведені на рис.2. Магнітотранзистори виготовлялися за технологією кремнієвих біполярних інтегральних схем з ізоляцією елементів зворотно-зміщеними $p-n$ переходами.

На еквівалентній схемі (рис.1а) наведено два транзистори T_1, T_2 , що визначають струми магнітотранзисторів за 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, для визначення паразитного впливу на вихідні струми магнітотранзистора підкладка інтегральної структури до складу схеми входять транзистор T_3 та функціонально кероване джерело G_2 . Зазначена підкладка в біполярних інтегральних схемах p -типу провідності функціонує як колектор паразитного транзистора, що екстрагує носії заряду з області бази, а відтак, зменшує колекторні струми магнітотранзистора. Омічна структура між двома виводами бази B_1, B_2 показана резистором R_B , опір якого модулюється магнітним полем B .

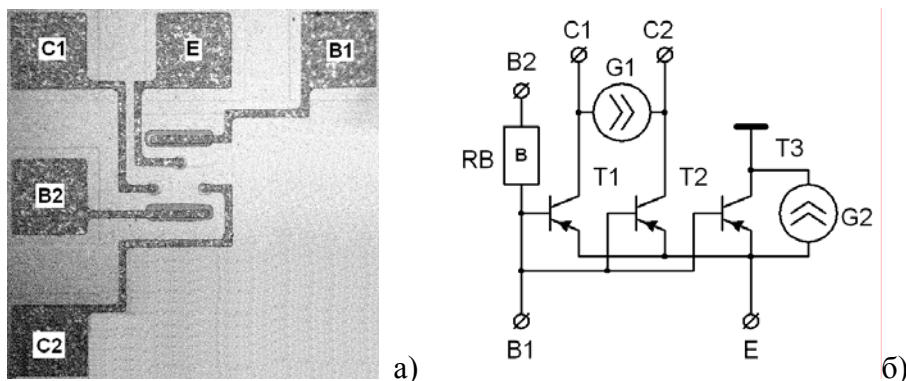


Рис. 1. Інтегральна структура магнітотранзистора (а) та його еквівалентна схема (б).

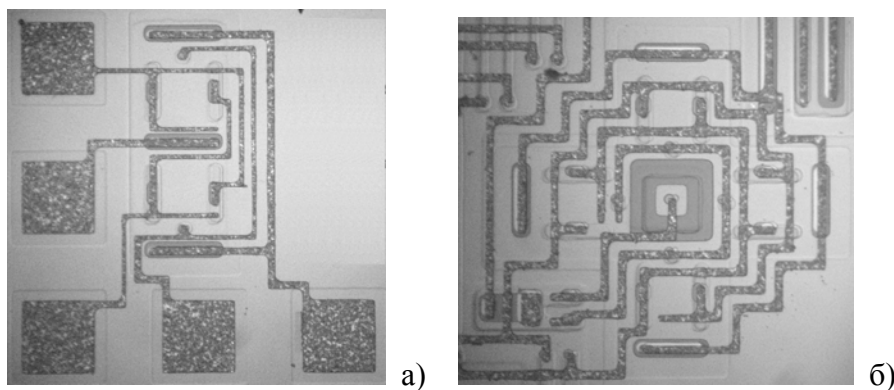


Рис. 2. Магнітотранзистори на здвоєній (а) та зчетвереній (б) структурі.

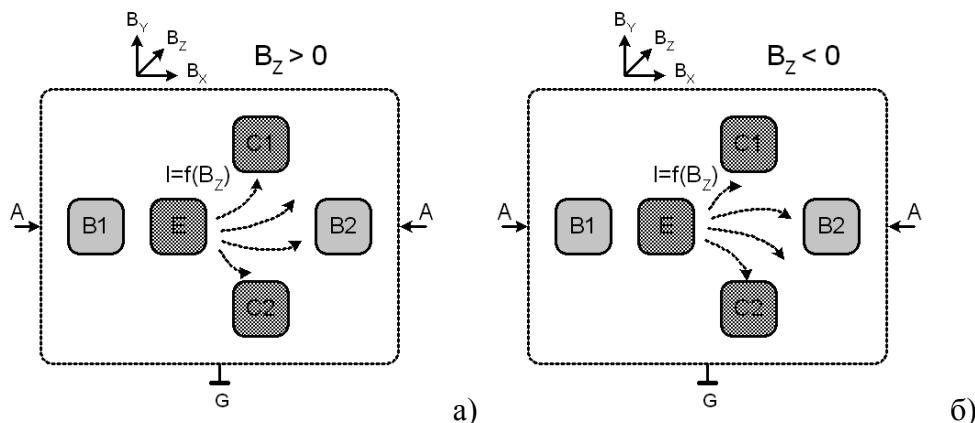


Рис. 3. Відхилення носіїв заряду у паралельній до поверхні інтегральної структури площині при $B_z > 0$ (а), $B_z < 0$ (б).

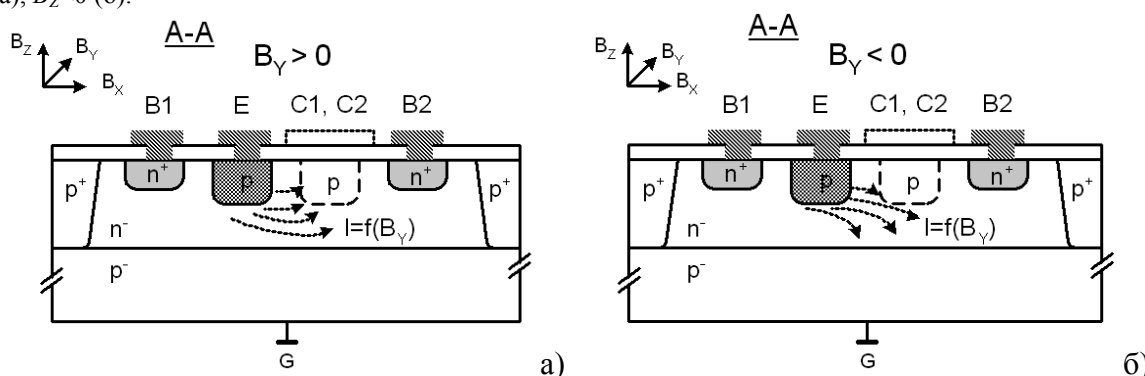


Рис. 4. Відхилення носіїв заряду в перпендикулярній до поверхні інтегральної структури площині при $B_y > 0$ (а), $B_y < 0$ (б).

Корисний з точки зору типових одновимірних сенсорів магнітного поля перерозподіл струму між колекторами латерального магнітотранзистора показано на рис.3. Траєкторія руху інжектованих 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 рис.3 структури величина перерозподілу струму між колекторами C_1 , C_2 визначається проекцією індукції поля на нормаль до поверхні інтегральної структури B_z .

Паразитний перерозподіл струму, який обумовлений відхиленням носіїв у перпендикулярній до поверхні інтегральної структури площині, наведено на рис.4. Це відхилення обумовлене дією паралельної до площини структури і перпендикулярної до вектора електричного поля (вісь Ox) базової області проекції вектора поля B_y . У випадку,

коли підкладка є заземленою, відхилення носіїв до межі "активний шар бази n^- -типу провідності – підкладка p^- -типу провідності" (при $B_y < 0$) приводить до зростання екстракції цих носіїв паразитним транзистором. Як наслідок, відбувається зменшення колекторних струмів I_{C1} , I_{C2} магнітотранзистора. При відхиленні носіїв у протилежний бік (при $B_y > 0$) екстракція зменшується, а колекторні струми I_{C1} , I_{C2} збільшуються.

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

Базові підходи модельних досліджень

Математичне моделювання є важливою складовою сучасних методів досліджень, а також невід'ємною частиною процесу проектування і оптимізації електронних схем. На сьогодні базовим стандартом представлення моделей електронних схем і процесу їх моделювання є *SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)*. На його основі створено ряд програмних засобів схемного моделювання: *PSPICE, LTSPICE, MicroCAP* тощо.

Розглянемо алгоритм побудови універсальних схем заміщення математичних моделей магнітотранзисторів у пакеті програм *MicroCAP (Spectrum Software)*, який є одним з найбільш розповсюджених, підтримує *SPICE* синтаксис, має широкую бібліотеку компонентів та зручний графічний інтерфейс.

Для модельного представлення залежностей вихідних струмів магнітотранзисторів від магнітного поля використовуємо відомий підхід, згідно з яким фізичну величину (в даному випадку вектор індукції магнітного поля) та коефіцієнти, що пов'язують цю величину з електричними характеристиками схеми заміщення, представляють параметрами функціональних аналогів [9].

Такими функціональними аналогами можуть бути джерела, напруга яких є кількісним аналогом амплітудного значення вектора індукції магнітного поля і його проек-

цій на систему координат структури сенсора. Використовуючи параметри джерел – функціональних аналогів, як аргументи, проводять синтез схеми заміщення, причому залежність електричних параметрів схеми (для магнітотранзисторів – колекторних струмів) від магнітного поля описують керованими джерелами. Пріоритетним є використання керованих джерел, параметри яких можна задавати аналітичними залежностями.

Для математичного представлення залежності вихідного струму від індукції магнітного поля можна використати безпосередньо задані коефіцієнти магнітної чутливості або кількісні параметри допоміжних джерел, що слугують функціональними аналогами цих коефіцієнтів.

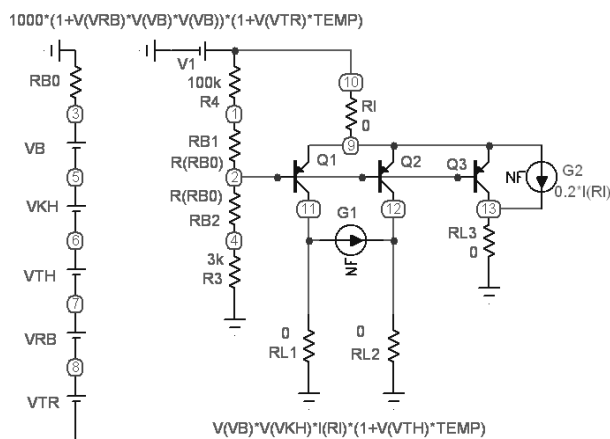


Рис. 5. Реалізація схеми заміщення магнітотранзистора з функціонально керованими джерелами струму типу *NFI*.

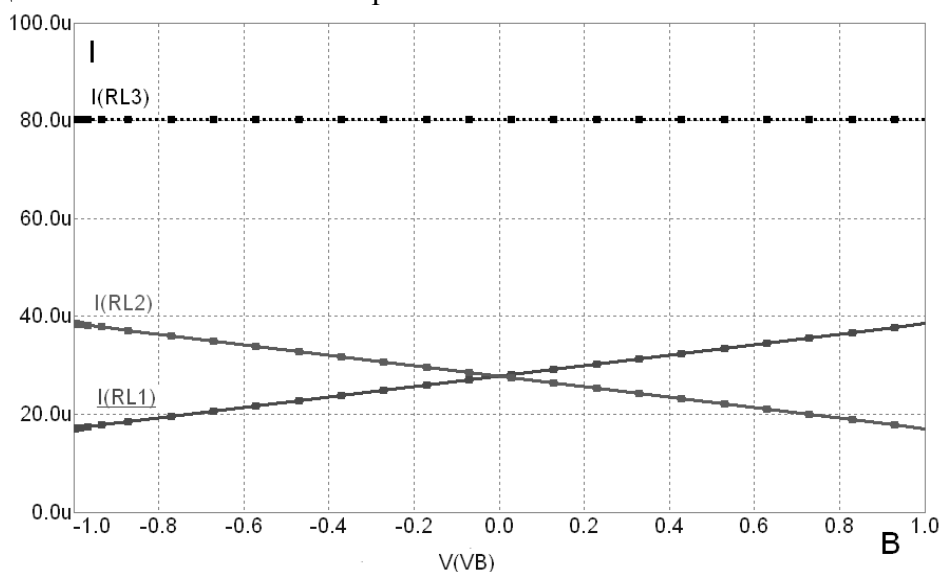


Рис. 6. Приклад модельного дослідження вихідних струмів магнітотранзистора.

Приклад реалізації такої схеми заміщення магнітотранзистора у середовищі *SPICE* наведено на рис.5, а результат модельного дослідження залежності вихідних струмів, що представлені струмами гіпотетичних резисторів з нульовим опором $I(RL1)$, $I(RL2)$ та $I(RL3)$, від магнітного поля B (формальним аналогом індукції магнітного поля є допоміжне джерело VB) – на рис. 6.

Резистор з нульовим опором RI введено для модельного розрахунку струму емітера, який є одним з аргументів функціонально керованих джерел $G1$, $G2$. Опір розподіленої структури базової області представлено резисторами $RB1$, $RB2$. Ці резистори функціонально пов'язані з модельним резистором $RB0$, опір якого описує модуляцію резистивних областей структури магнітотранзистора. Резистори $R3$, $R4$ представляють "зовнішні" елементи зміщення базового кола, а джерело $V1$ – напругу живлення схеми.

Допоміжними джерелами, напруги яких використовуються формальними аналогами є:

- VB – аналог індукції магнітного поля;
- VKH – аналог коефіцієнта магнітної чутливості магнітотранзистора;
- VTH – аналог температурного коефіцієнта магнітної чутливості;
- VRB – аналог коефіцієнта магнітної залежності опорів (магнітоопору);
- VTR – аналог температурного коефіцієнта магнітоопору.

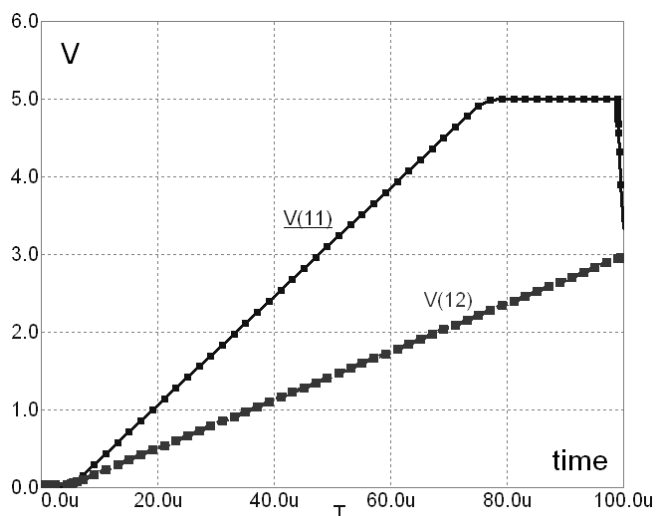
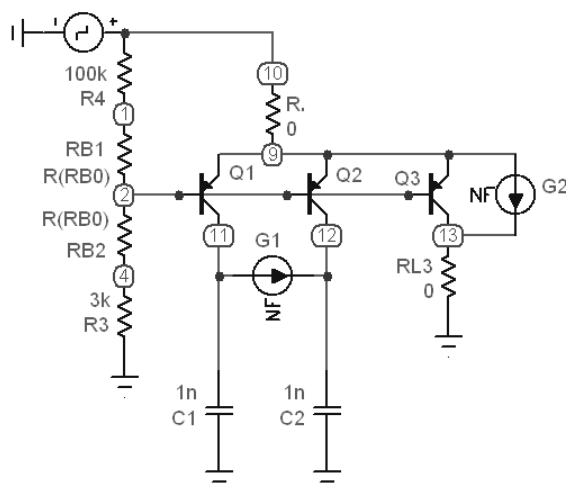


Рис. 7. Приклад модельного дослідження заряду конденсаторів в колекторних колах магнітотранзистора при заданому значенні магнітного поля.

Результати експериментальних досліджень

Розглянемо можливість використання вищерозглянутих (рис.3, рис.4) механізмів перерозподілу струмів в інтегральній структурі латерального магнітотранзистора для формування сигналів, значення яких дозволяє розрахувати дві ортогональні проекції вектора магнітного поля $B_Z = B \cos \alpha$, $B_Y = B \sin \alpha$, де α – кут нахилу між вектором індукції поля B і нормаллю до поверхні інтегральної структури, а нормаль N співнапрямлена до осі Oz системи координат.

Використовуючи лінійну модель перерозподілу колекторних струмів, запишемо:

$$I_{C1} = 0,5I_S(1 + K_c B_Z),$$

$$I_{C2} = 0,5I_S(1 - K_c B_Z),$$

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

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

Отже, 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 і 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 ортогональні B_Z і B_Y проекції 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 і кут нахилу

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

Експериментальні дослідження залежностей колекторних струмів магнітотранзистора, наведеного на рис.1, проводилися шляхом обертання його структури між полюсами постійного магніту з індукцією $B \approx 130$ мТ. Обертання проводилося навколо осі Ox з дискретною зміною кута α від 0° до 360° з кроком 30° .

Схема дослідження передбачала зміщення базового кола магнітотранзистора МТ резисторами R_{B1} , R_{B2} і вимірювання вихідних напруг V_{C1} , V_{C2} на резисторах R_{C1} , R_{C2} колекторних кіл (рис.8а). Основою сигнального перетворювача є високопрецизійні операційні підсилювачі OA_1 , OA_2 типу $AD8552$ та мікроконвертер $ADuC841$, що забезпечує аналого-цифрове перетворення (ADC) сигналу та функції передавання інформації через USB інтерфейс до персонального комп'ютера. Коефіцієнт підсилення напруг визначається резисторами кола зворотного зв'язку R_{A0} , R_{A1} і R_{A2} . Сигнальний перетворювач живиться від напруги 5 В USB порту. Зовнішній вигляд плати сигнального перетворювача наведено на рис.8б.

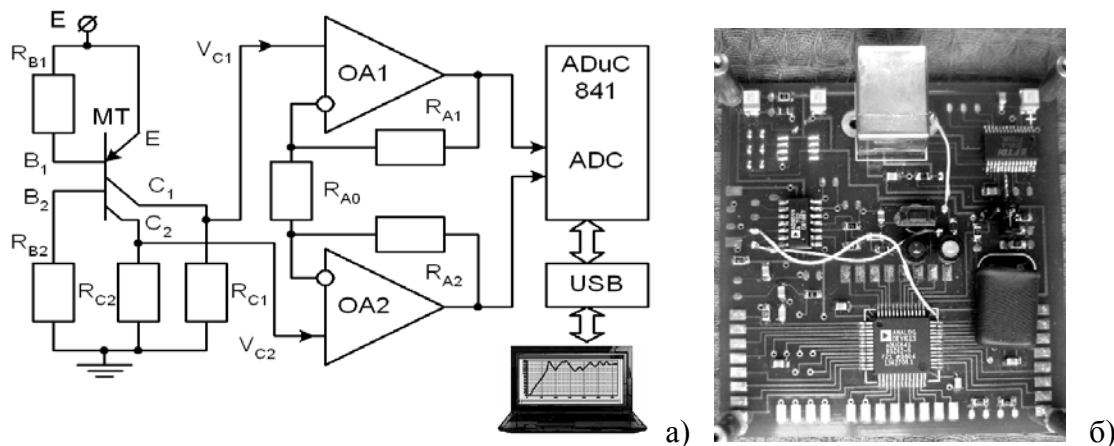


Рис. 8. Блок-схема сигнального перетворювача (а) та його плата (б).

Струм базового кола приблизно становив 1 мА, а опори резисторів R_{C1} , R_{C2} вибиралися у відповідності до колекторних струмів магнітотранзистора. Так, у режимі заземленої підкладки колекторні струми не перевищували 10 мкА, що обумовило вибір опорів R_{C1} , R_{C2} приблизно 100 кОм. У режимі незаземленої підкладки, через відсутність 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 і $V_{C2B0}=0,806$ В, а для режиму незаземленої підкладки – $V_{C1B0}=0,972$ В і $V_{C2B0}=0,939$ В. Надалі початковий розбаланс компенсувався шляхом віднімання певного значення від реальних результатів вимірювання.

Результати, експериментально отриманих і відкоректованих з точки зору початкового розбалансу, залежностей вихідних напруг V_{C1_ex} , V_{C2_ex} від кута нахилу α для режимів заземленої і незаземленої підкладки наведені на рис.9 і рис.10, відповідно. На цих же рисунках наведені результати апроксимації вказаних залежностей синусоїдними функціями V_{C1_ap} і V_{C2_ap} , а також їх сумарна (сінфазна) dV_Y та різницева (диференціальна) dV_Z складові. Для зручності візуалізації значення dV_Y і dV_Z наведені 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 становили $V_{Z0}=0,80$ В для режимів заземленої і $V_{Z0}=0,91$ В для незаземленої підкладки.

Аналіз отриманих результатів вказує на те, що в обох режимах зміщення підкладки залежність вихідних напруг від кута нахилу

α достатньо точно описується функцією синуса. Важливим, з точки зору реалізації сенсора вимірювання ортогональних проєкцій вектора індукції магнітного поля, є висновок про суттєву відмінність у різних режимах зміщення підкладки фазового зсуву між вихідними напругами і, відповідно, амплітудних значень сумарної dV_Y і різницевої dV_Z складових цих напруг. В режимі з заземленою підкладкою (рис.9) домінує сумарна dV_Y складова, а в режимі з незаземленою підкладкою (рис.10) – різницева dV_Z складова. Отримані результати є логічними, адже в режимі з заземленою підкладкою вплив останньої на колекторні струми магнітотранзистора є визначальним, а саме проєкція 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 і B_Z проєкцій ці складові сигналу повинні приймати в заданому діапазоні вимірювання максимально можливі значення. Нормалізацію сигналів проводять сигнальними підсилювачами з незалежними коефіцієнтами підсилення сумарної і різницевої складових.

Для реалізації 3D-сенсора вимірювання трьох B_X , B_Y і B_Z ортогональних проєкцій вектора індукції магнітного поля використовують дві розвернуті під прямим кутом структури магнітотранзистора (рис.2б), перша з яких вимірює B_X і B_Z , а друга – B_Y і B_Z проєкції.

Висновки

Розроблено і виготовлено дослідний взірець сигнального перетворювача сенсорних пристроїв магнітного поля на основі магнітотранзисторів, що відповідає вимогам сучасної мікропроцесорної електроніки з низьковольтним однополярним живленням і універсальним USB інтерфейсом. Результати експериментальних досліджень показали можливість використання магнітотранзисторів для вимірювання ортогональних проєкцій індукції магнітного поля.

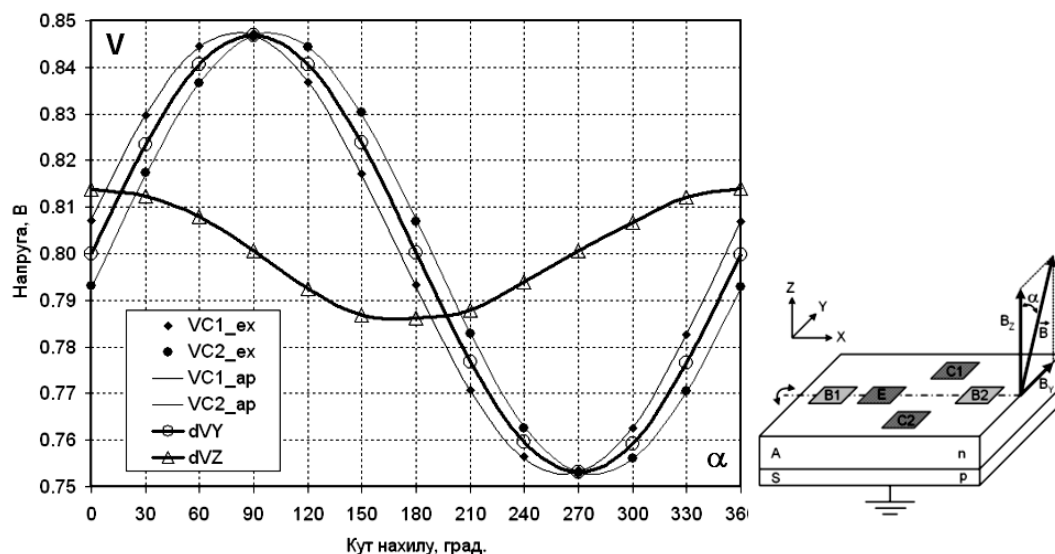


Рис. 9. Результати вимірювання сигналів магнітотранзистора у режимі заземленої підкладки інтегральної структури.

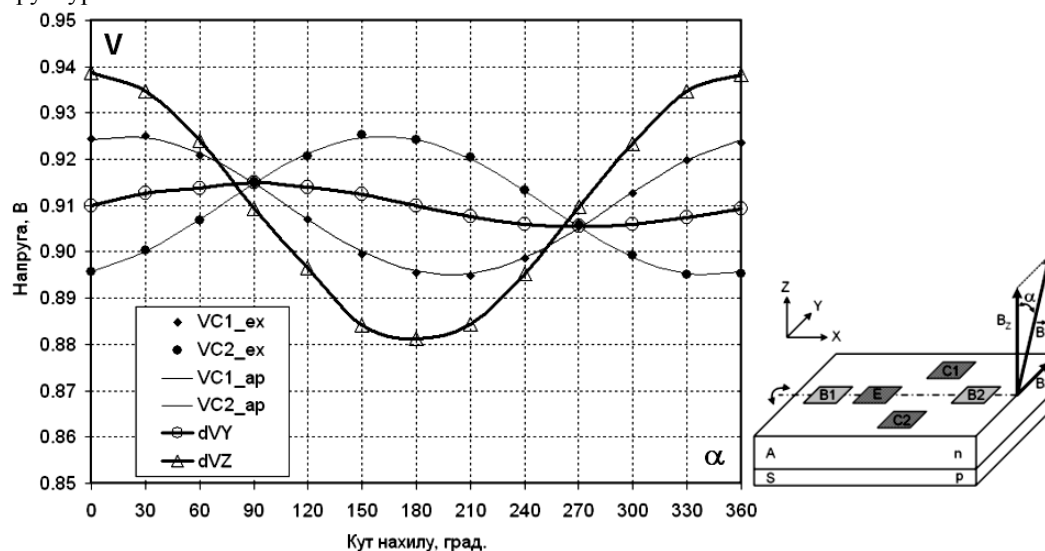


Рис. 10. Результати вимірювання сигналів магнітотранзистора у режимі незаземленої підкладки інтегральної структури.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Popovic R.S.* Hall Effect Devices. – Adam Hilger, Bristol, Philadelphia and New York, 2002.
2. *Большакова І.А., Гладун М.Р., Голяка Р.Л. та ін.* Мікроелектронні сенсорні пристрої магнітного поля. – Львів: "Львівська політехніка", 2001.
3. *Lenz J., Edelstein A.S.* Magnetic sensors and their applications // *IEEE Sensors J.* – 2006. - **6**(3). – P. 631-649.
4. *Leepattarapongpan Ch., Phetchakul T.* Magnetotransistor based on the carrier recombination-deflection effect // *IEEE Sensors J.* – 2010. – **10**(2). – P.294-299.
5. *Avram M., Neagoe O., Codreanu C. et all.* An optimised bipolar lateral magnetotransistor // *International Semiconductor Conference, CAS'2002.* - 2002. Proceedings. Vol.1. – P. 83-86.
6. *Phetchakul T., Sottip P.* 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. – P.359-362.
7. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. Готри З., Голяки Р. – Львів: "Львівська політехніка", 1999.
8. *Schmalzel J.L., Rauth D.A.* Sensors and signal conditioning // *Instrumentation and Measurement Magazine, IEEE.* – 2005. – **8**(2). – P. 48-53.
9. *Большакова І.А., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. та ін.* Методи моделювання та калібрування 3D-зондів магнітного поля на розщеплених холлівських структурах // *Електроніка та зв'язок. "Електроніка та нанотехнології".* – 2011. – **61**(2). – С. 34-38.
10. *Malcovati P., Castagnetti R., Baltes H. et all.* Switched capacitor dual-collector magnetotransistors // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '94.* – 1994. – **5.** – P.595-598.