Вінницький національний технічний університет Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

ПРИТУЛА МАКСИМ ОЛЕКСАНДРОВИЧ

УДК: 621.382

ДИСЕРТАЦІЯ

ВИСОКОЧУТЛИВИЙ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПРИЛАД ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

05.11.08 – радіовимірювальні прилади

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело _____ М. О. Притула

Науковий керівник

Осадчук Олександр Володимирович, доктор технічних наук, професор

Вінниця - 2020

АНОТАЦІЯ

Притула М. О. Високочутливий радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.11.08 "Радіовимірювальні прилади". – Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, 2020.

Дисертаційна робота містить результати досліджень, які спрямовані на підвищення чутливості вимірювання індукції магнітного поля.

В роботі проведено аналіз сучасного стану розвитку радіовимірювальних приладів магнітного поля, які в своєму складі використовують різні сенсори та схеми перетворень вимірювальної величини в інші величини.

було проаналізовано радіовимірювальні Зокрема, прилади 3 магніторезистивними сенсорами на ефекті Гаусса, прилади з анізотропними магніторезисторами, прилади з магнітними сенсорами на основі гігантського магінторезистивного ефекту, прилади на основі спін-тунельних магніторезистивних сенсорів, приладів з сенсорами на основі ядерного магнітного резонансу, приладів, які використовують явища надпровідності, прилади з ферозондовими сенсорами, приладів з напівпровідниковими сенсорами, приладів з частотними перетворювачами.

Проведений аналіз сучасних радіовимірювальних приладів параметрів магнітного поля дозволив визначити переваги та недоліки використання існуючих вимірювальних приладів параметрів магнітного поля.

В роботі було вдосконалено математичні моделі радіовимірювальних частотних перетворювачів, які є основними складовими радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля. Саме ними, в основному, визначається чутливість радіовимірювального приладу індукції магнітного поля на транзисторних структурах з диференційним опором. Було отримано їх теоретичні функції перетворення та рівняння чутливості.

За вдосконаленими математичними моделями, були розроблені схемотехнічні рішення, які їх реалізовували. Експериментальні дослідження підтвердили математичні розрахунки моделей. Були визначені основні характеристики частотних перетворювачів радіовимірювальних приладів та побудовані їх графічні залежності від індукції магнітного поля.

Вибравши один із вдосконалених радіовимірювальних частотних перетворювачів магнітного поля, на його основі був розроблений високочутливий радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур. Для реалізації в радіовимірювальному приладі частотоміра середніх значень був вибраний 64 розрядний мікропроцесор. Використання його дозволило зменшити загальну похибку приладу.

У дисертаційній роботі у науковому плані отримано такі результати:

1. Вдосконалено математичну модель радіовимірювального перетворювача магнітного поля радіовимірювального приладу, який складається з сенсора Холла та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що в ній враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних коливань перетворювача, схемотехнічна реалізація якої забезпечила підвищення чутливості до 620 Гц/мТл всього радіовимірювального приладу в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-200 мТл.

2. Вдосконалено математичну модель радіовимірювального перетворювача магнітного поля радіовимірювального приладу, який складається з двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що в ній враховано вплив

індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних коливань перетворювача, схемотехнічна реалізація якої забезпечила зменшення похибки нелінійності перетворювача до 1,8% та приладу в цілому.

3. Вдосконалено математичну модель радіовимірювального магнітного поля радіовимірювального приладу, перетворювача який складається 3 двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що в ній враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних схемотехнічна коливань перетворювача, реалізація якої забезпечила підвищення чутливості радіовимірювального приладу до 1,25 кГц/мТл в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-1000 мТл.

4. Отримано нові функції перетворення та рівняння чутливості перетворювачів радіовимірювального приладу індукції магнітного поля, які відрізняються від існуючих тим, що в них враховано вплив індукції та частоти магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних радіовимірювальних перетворювачів магнітного коливань поля 3 диференційним опором, що дозволило вибрати схемотехнічне рішення з найбільшою чутливістю розробки високочутливого для радіовимірювального приладу індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур.

У дисертаційній роботі отримано такі практичні результати:

1. Запропоновані моделі забезпечують побудову більш досконалих, порівняно з відомими, радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля.

2. Вдосконалено три схемотехнічні рішення радіовимірювальних частотних перетворювачів магнітного поля: перше – магніточутливий елемент Холла з частотним перетворювачем на основі двозатворного та двох

біполярних транзисторів; друге – магніточутливий двоколекторний біполярний транзистор з частотним перетворювачем на основі двозатворного та двох біполярних транзисторів; третє - магніточутливий двоколекторний біполярний транзистор з частотним перетворювачем на основі трьох біполярних транзисторів.

3. Експериментально досліджено характеристики трьох радіовимірювальних частотних перетворювачів вимірювального приладу індукції магнітного поля:

- чутливість першого варіанту радіовимірювального перетворювача радіовимірювального приладу змінюється в межах від 0,6кГц/мТл при магнітній індукції 10 мТл до 0,3кГц/мТл при магнітній індукції 100мТл; подальше коливання чутливості від 0,26кГц/мТл до 0,2кГц/мТл в діапазоні зміни магнітної індукції від 100 до 1000 мТл є незначним;

- чутливість другого варіанту радіовимірювального перетворювача радіовимірювального приладу змінюється в залежності від значення зовнішнього магнітного поля: при індукції магнітного поля 100 мТл, чутливість пристрою становить 0,1765 кГц/мТл, а при магнітній індукції 1000 мТл — 0,1645 кГц/мТл; досліджуваний радіовимірювальний перетворювач радіовимірювального приладу індукції магнітного має найменшу похибку нелінійності, значення якої не перевищує 1,8% в діапазоні 0-300 мТ, та 4,7% в діапазоні 0,3-1 Т;

- третій радіовимірювальний перетворювач радіовимірювального приладу має різну крутість характеристики чутливості при різному рівні магнітної індукції: для індукції магнітного поля B=10 мTл чутливість становить близько S=2,55 кГц/мТл, а при індукції магнітного поля B=1000 мTл чутливість становить близько S=0,83 кГц/мТл; найбільша чутливість спостерігається при магнітній індукції в межах 0-100 мТ.

4. Розроблено радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля з підвищеною чутливістю на основі реактивних властивостей транзисторних структур, який використовує радіовимірювальний частотний перетворювач, що складається з двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів.

5. Розраховані метрологічні характеристики розробленого високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур, що дозволить в подальшому здійснити повірку приладу з метою його використання у вимірювальних процесах.

Ключові слова: радіовимірювальний прилад, індукція магнітного поля, частотний перетворювач, сенсор, функція перетворення, чутливість, математична модель, реактивні властивості транзисторних структур, похибка нелінійності.

ABSTRACT

Prytula M.O. High-sensitivity radiomeasuring device of the magnetic field induction based on reactive properties of transistor structures. – Manuscript copyright.

Candidate of Engineering Science thesis in the specialty 05.11.08 "Radiomeasuring Devices". - Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, 2020.

The dissertation contains the results of research aimed at increasing the sensitivity of measuring the induction of the magnetic field.

The analysis of the current state of development of magnetic field radiomeasuring devices, which use various sensors and schemes of transformations of the measured quantity into other quantities, is carried out in the work.

In particular, radiomeasuring devices with magnetoresistive sensors on the Gaussian effect, devices with anisotropic magnetoresistors, devices with magnetic sensors based on the giant magnetoresistive effect, devices based on spin-tunnel magnetoresistors on sensors using analyzers are used. superconductivity phenomena, devices with ferrosonde sensors, devices with semiconductor sensors, devices with frequency converters were analized.

The analysis of modern radiomeasuring devices of magnetic field parameters allowed to determine the advantages and disadvantages of using existing measuring devices of magnetic field parameters.

Mathematical models of radio measuring frequency converters, which are the main components of magnetic measuring devices of magnetic field induction, were improved in the work. They mainly determine the sensitivity of the radiomeasuring device of magnetic field induction on transistor structures with differential resistance. Their theoretical transformation functions and sensitivity equations were obtained.

According to advanced mathematical models, circuit solutions were

developed and implemented. Experimental studies have confirmed the mathematical calculations of the models. The main characteristics of frequency converters of radio measuring devices were determined and their graphical dependences on magnetic field induction were constructed.

Having chosen one of the advanced radiomeasuring frequency converters of the magnetic field, on its basis the highly sensitive radio measuring device of induction of the magnetic field on the basis of reactive properties of transistor structures was developed. A 64-bit microprocessor was selected for implementation in the radiofrequency meter. Using it allowed to reduce the overall error of the device.

In the dissertation work in the scientific plan the following results are received

1. Improved mathematical model of radiomeasuring transducer of magnetic field of radiomeasuring instrument, which consists of Hall sensor and frequency converter based on two bipolar and field-effect transistors, which differs from existing ones in that it takes into account the influence of induction and external magnetic field voltage on the frequency of the output oscillations of the converter, the circuit implementation of which provided an increase in sensitivity to 620 Hz/mT of the whole radiomeasuring device in the range of measuring the induction of the magnetic field 0-200 mT.

2. Improved mathematical model of radiomeasuring transducer of magnetic field of radiomeasuring device, which consists of two-collector bipolar magnetotransistor and frequency converter based on two bipolar and field-effect transistors, which differs from existing ones in that it takes into account the frequency and field of induction, supply and control voltages on the frequency of output oscillations of the converter, the circuit implementation of which provided a reduction in the error of nonlinearity of the converter to 1.8% and the device as a whole.

3. Improved mathematical model of radio measuring transducer of magnetic

field of radio measuring instrument, which consists of two-collector bipolar magnetotransistor and frequency converter based on three bipolar transistors, which differs from existing ones in that it takes into account the influence of induction and frequency of external field, supply and control voltages on the frequency of the output oscillations of the converter, the circuit implementation of which provided an increase in the sensitivity of the radiomeasuring device to 1.25 kHz/mT in the range of measuring the induction of the magnetic field 0-1000 mT.

4. New analytical dependences of conversion functions and sensitivity equations of magnetic field induction radiomeasuring transducers are obtained, which differ from the existing ones in that they take into account the influence of magnetic field induction and frequency, supply and control voltages on the frequency of output oscillations of radiomeasuring transducers, which allowed to choose the solution for the development of a highly sensitive magnetic measuring device of magnetic field induction based on the reactive properties of transistor structures.

The following practical results were obtained in the dissertation:

1. The proposed models provide the construction of more advanced, compared to known, radiomeasuring devices for magnetic field induction.

2. Three circuit solutions of radiomeasuring frequency converters of the magnetic field have been improved: the first is a magnetosensitive Hall element with a frequency converter based on a gate and two bipolar transistors; the second is a magnetically sensitive two-collector bipolar transistor with a frequency converter based on a gate and two bipolar transistors; the third is a magnetically sensitive two-collector bipolar transistors; the third is a magnetically sensitive two-collector bipolar transistors; the third is a magnetically sensitive two-collector bipolar transistors; the third is a magnetically sensitive two-collector bipolar transistors; the third is a magnetically sensitive two-collector bipolar transistors.

3. The characteristics of three radiomeasuring frequency converters of the magnetic field induction measuring device are experimentally investigated:

- the sensitivity of the first variant of the radiomeasuring converter of the radiomeasuring device varies in the range from 0.6 kH/mT at a magnetic induction

of 10mT to 0.3 kHz/mT at a magnetic induction of 100 mT; further sensitivity fluctuations from 0.26 kHz/mT to 0.2 kHz/mT in the range of changes in magnetic induction from 100 to 1000 mT is insignificant;

- the sensitivity of the second variant of the radiomeasuring converter of the radiomeasuring device varies depending on the value of the external magnetic field: with magnetic field induction 100 mT, the sensitivity of the device is 0.1765 kHz/mT, and with magnetic induction 1000 mT - 0.1645 kHz/mT; the studied radio converter of the magnetic induction radiomeasuring device has the smallest nonlinearity error, the value of which does not exceed 1.8% in the range of 0-300 mT, and 4.7% in the range of 0.3-1 T;

- the third radiomeasuring converter of the radiomeasuring device has different steepness of the sensitivity characteristic at different levels of magnetic induction: for magnetic field induction B = 10 mT the sensitivity is about S = 2.55 kHz/mT, and for magnetic field induction B = 1000 mT the sensitivity is about = 0.83 kHz/mT; the greatest sensitivity is observed at magnetic induction in the range of 0-100 mT.

4. A radiomeasuring device for magnetic field induction with increased sensitivity based on the reactive properties of transistor structures has been developed, which uses a radiomeasuring frequency converter consisting of a twocollector bipolar magnetotransistor and a frequency converter based on three bipolar transistors.

5. The metrological characteristics of the developed high-sensitivity radiomeasuring device of magnetic field induction based on the reactive properties of transistor structures are calculated, which will allow to carry out further calibration of the device for its use in measuring processes.

Keywords: radiomeasuring device, induction of magnetic field, frequency converter, sensor, conversion function, sensitivity, mathematical model, reactive properties of transistor structures, nonlinearity error.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

[1] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з магнітотранзистором та частотним вихідним сигналом", *Вісник Хмельницького національного університету*. №1 (221), с. 102-106, 2015. (ISSN 2307-5732, Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Index Copernicus, Google Scholar).

[2] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, Я. О. Осадчук, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з сенсором Холла та частотним вихідним сигналом", *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, №1(27), с. 106-112, 2015. (ISSN 2219-9365, Наукове фахове видання).

[3] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля на транзисторній структурі". *Радіоелектроніка, інформатика, управління*, №2, с. 15-19, 2016. (ISSN 1607-3274. Наукове фахове видання, індексується Web of Science, РИНЦ, Index Copernicus, Google Scholar).

[4] O. Osadchuk, V. Osadchuk, A. Semenov, Ia. Osadchuk, O. Semenova, S. Baraban, M. Prytula, "Radiomeasuring Optical-Frequency Converters Based on Reactive Properties of Transistor Structures with Negative Differential Resistance". *Data-Centric Business and Applications*. vol 48., Springer, Cham, pp. 229-261. June 2020. DOI: 10.1007/978-3-030-43070-2_12. (ISSN 2367-4512, Індексується Scopus).

[5] A. Semenov, A. Osadchuk, Ia. Osadchuk, K. Koval, M. Prytula. "The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance", in *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016*, Erlagol, Altai, 2016, pp. 178-184. DOI: 10.1109/EDM.2016.7538720. (ISSN 2325-4173, Індексується Scopus).

[6] A. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla, "Mathematical model

of transistor equivalent of electrical controlled capacity", in *Proceedings of the XIII International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, 2008, pp. 35-36. (ISBN 978-966- 553-678-9. INSPEC Accession Number: 11155526. Індексується Scopus, Web of Science)

[7] O. Osadchuk, K. Koval, M. Prytula, A. Semenov, "Comparative Analysis of Radiomeasuring Frequency Converters of the Magnetic Field", in *Proceedings of the XIII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, 2016, pp. 275–278. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452034 (ISBN 978-617-607-806-7, Індексується Scopus, Web of Science).

[8] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Аналіз сучасного стану напівпровідникових магнітних сенсорів", на *IV науковій конференції "Научная индустрия европейского континента – 2007"*, Прага, 2007, с. 57-63.

[9] О. В. Осадчук, В. С. Осадчук, М. О. Притула, "Частотний перетворювач магнітного поля" на *Першій Міжнародній науково-практичній конференції "Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ПРТК-2008)*", Київ, 2008, с. 206-208.

[10] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Аналіз надчутливих пристроїв та їх сенсорів до магнітного поля на ефекті Джозефсона" на *Міжнародній науково-практичній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"*, Київ, 2015, с. 112-114.

[11] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, О. І. Альтман, "Прилад вимірювання просторового магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R* 33/02. №102708, 10.11.2015.

[12] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, О. І. Альтман, "Прилад вимірювання просторового постійного магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R* 33/02. №107489, 10.06.2016.

[13] О. В. Осадчук, А. О. Семенов, М. О. Притула, К. О. Коваль, Г. Л. Антонюк, О. С. Полуденко, "Мікроелектронний прилад для вимірювання магнітної індукції", *МПК(2006.01) H01L 29/82. №108576*, 25.07.2016.

[14] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, А. О. Семенов,
А. І. Лещук, "Прилад вимірювання індукції магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R 33/06. №108578*, 25.07.2016.

3MICT

ВСТУП 16
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ПРИЛАДІВ ВИМІРЮВАННЯ
ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ
1.1 Аналіз особливостей вимірювальних приладів 27
1.2 Аналіз приладів з магніторезистивними сенсорами
1.3 Аналіз приладів з сенсорами на основі ЯМР 39
1.4 Аналіз приладів зі СКВІДами 43
1.5 Аналіз приладів з ферозондовими сенсорами 49
1.6 Аналіз приладів з напівпровідниковими сенсорами 57
1.7 Аналіз приладів з частотними перетворювачами 63
1.8 Висновки до розділу 66
РОЗДІЛ 2 ВДОСКОНАЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ
ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОГО
ПРИЛАДУ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ
2.1 Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального частотного
перетворювача магнітного поля на основі ЕХ та транзисторної струтури
на польовому та біполярних транзисторах
2.2 Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального частотного
перетворювача на основі ДБМТ та транзисторної струтури на
польовому та біполярних транзисторах 85
2.3 Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального частотного
перетворювача на основі ДБМТ та транзисторної струтури на
біполярних транзисторах
2.4 Висновки до розділу 111
РОЗДІЛ З ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОВИМІРЮ-
ВАЛЬНИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПРИЛАДУ 112
3.1 Експериментальне дослідження радіовимірювального частотного
перетворювача приладу на основі EX та транзисторної струтури на
польовому та біполярних транзисторах112

3.2 Експериментальне дослідження радіовимірювального частотного
перетворювача приладу на основі ДБМТ та транзисторної струтури на
польовому та біполярних транзисторах117
3.3 Експериментальне дослідження радіовимірювального частотного
перетворювача приладу на основі ДБМТ та транзисторної струтури на
біполярних транзисторах122
3.4 Порівняльний аналіз експериментальних даних розроблених
радіовимірювальних перетворювачів магнітного поля з частотним
виходом
3.5 Висновки до розділу 133
РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА ВИСОКОЧУТЛИВОГО РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОГО
ПРИЛАДУ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ 136
4.1. Розробка структурної та електричної схем радіовимірювального
приладу індукції магнітного поля136
4.2. Комп'ютерне моделювання радіовимірювального частотного
перетворювача приладу145
4.3. Розрахунок похибок високочутливого радіовимірювального
приладу індукції магнітного поля149
4.4. Висновки до розділу 4 160
ВИСНОВКИ161
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ163
ДОДАТКИ
Додаток А Результати експериментального дослідження частотного
перетворювача на біполярних транзисторах174
Додаток Б Результати експериментального дослідження частотного
перетворювача з польовим транзистором 177
Додаток В Параметри транзисторів для моделювання 179
Додаток Г Акти та довідки впровадження 181
Додаток Д Список публікацій здобувача за темою дисертації 184

ВСТУП

XXI століття збільшило кількість обчислювальної та вимірювальної техніки в житті кожної людини, що негативно відбивається на природі та людині. Таким чином, враховуючи надзвичайну важливість природних та техногенних впливів магнітного поля, розробка високочутливих приладів вимірювання індукції магнітних полів є однією з пріоритетних задач науки.

Загальна стратегія в розробці вимірювальної техніки, в тому числі і для параметрів магнітних полів, передбачає збільшення вимог до чутливості приладів при одночасному вдосконаленні експлуатаційних умов. Таким чином, все це створює передумови для розробки та впровадження нових методів обробки та вимірювання, які б дозволили вирішити задачі вимірювання магнітної фізичної величини з підвищеною чутливістю.

Провідне місце у вимірювальній індустрії займають прилади вимірювання індукції магнітного поля, для яких постійно підвищуються вимоги щодо чутливості. Паралельно з вимогою до чутливості, підвищуються вимоги до ергономічності проектованих приладів а також до їх економічних та фінансових складових реалізації.

На сьогоднішній день ведуться широкомасштабні наукові дослідження по використанню нових ідей, нових матеріалів, фізичних явищ для створення приладів вимірювання індукції магнітних полів [1], [2], [3]. Основними науковими закладами України, які працюють над розробками в області вимірювання параметрів та характеристик магнітних полів є Національний технічний університет "Львівська політехніка" (м. Львів), Київський національний університет імені Тараса Шевченко (м. Київ), НТУУ "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" (м. Київ), Інститут фізики напівпровідників НАН України (м. Київ), Одеський національний університет ім. І.І. Мечникова (м. Одеса), Інститут Кібернетики НАН України (м. Київ), Інститут теплофізики НАН України (м. Київ), Інститут метрології (м. Харків), Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут" (м. Харків), Вінницький національний технічний університет (м. Вінниця) та інші [1], [2], [4].

Слід зазначити, що у Вінницькому національному технічному університет проводяться теоретичні та практичні дослідження в області вимірювання індукції магнітних полів. В науковій школі професорів Осадчука О.В. та Осадчука В.С. розвивають теорію диференційного опору та його реалізації в радіовимірювальних частотних перетворювачах з напівпровідниковими елементами в своїй основі, розробляють варіанти реалізації даної теорії в реальні вимірювальні прилади, проводять оцінку ефективності розроблених приладів [3]-[5].

Обгрунтування вибору теми дослідження. Вимірювання індукції як характеристики магнітного поля є однією магнітного поля 3 найважливіших задач в області створення і забезпечення функціонування навігації. орієнтації i стабілізації; екранування систем квантових комп'ютерів, магнітної томографії, дефектоскопії і неруйнівного контролю виробів, а також реалізації систем безпеки і охорони різних об'єктів. Засоби вимірювання магнітного поля високої точності використовуються також для пошуку і виявлення магнітних аномалій в космосі, в повітряному, підводному, надводному та підземному середовищах, при геофізичному і геологічному моніторингах, вимірюванні великих струмів та ін. Магнітні поля зазвичай поділяють на надсильні (понад 100 Тл), сильні (від 4 до 100 Тл), середні (від 0,05 до 4 Тл), і слабкі (менше 0,05 Тл). Залежно від області застосування магнітометра і значення вимірюваного магнітного поля виникає проблема вибору того чи іншого первинного вимірювального перетворювача магнітного поля. Розвиток сучасних мобільних робототехнічних комплексів підводного і космічного як наземного, так призначення вимагає випереджаючої розробки магнітометрів з високою чутливістю ДЛЯ вимірювання слабких магнітних полів і використання в складі систем навігації, орієнтації і стабілізації. Дуже часто вимірювання індукції магнітного поля повинно проводитись в умовах впливу зовнішніх завад магнітного поля Землі.

В даний час розроблено дуже багато приладів для вимірювання параметрів манітного поля. Серед них є і дуже чутливі – СКВІДи. Але практичного застосування, наприклад, в системах навігації, у військовій розвідці для визначення локації занурених підводних човнів, в геології, вони не отримали, оскільки дані прилади вимагають кріогенної устаткування, що обмежує область їх використання. Таким чином, виникає необхідність розробки приладів, які будуть відповідати вимогам енергоспоживання, чутливості, геометричних розмірів та маси, що дозволять вирішувати вище наведені задачі більш точніше і якісніше.

Сенсор магнітного поля є чутливим елементом будь-якого магнітометра і призначений для перетворення вимірювальної величини магнітного поля в електричний сигнал, найчастіше в напругу [6].

Одним із основних складових вимірювальних приладів є сенсор, який може складається з двох ключових елементів: чутливий елемент і спеціальна схема обробки вихідного сигналу чутливого елемента (перетворювач, буферний каскад), що залежить від специфіки застосування приладу. Схема обробки сигналу необхідна для перетворення аналогового сигналу чутливого елемента в відповідну для узгодження з контрольно-вимірювальними блоками форму. Найчастіше основними елементами схем обробки є підсилювачі і аналогово-цифрові перетворювачі, однак існують і інші підходи. Зокрема, використання частотного перетворення в сенсору магнітного поля дозволяє підвищити чутливість сенсора [6].

Виходячи з вище сказаного, перспективним науковим напрямком є розробка та створення приладів вимірювання індукції магнітного поля в яких використовуються напівпровідникові сенсори з автогенераторними частотними перетворювачами. Застосування автогенераторного частотного перетворювача з напівпровідниковим магніточутливим елементом в якості сенсора радіовимірювального приладу, дозволяє компенсувати активні

втрати в приладі та підвищити коефіцієнт передачі вимірювального перетворювача. Таким чином, вдосконалення високочутливих вимірювальних приладів індукції магнітного поля, які містять у своєму складі частотний перетворювач з магніточутливим елементом, є актуальним напрямком наукових досліджень. Необхідно зазначити, що не менш важливим з точки зору реалізації високочутливого радіовимірювального приладу є розробка схемотехнічних рішень та конструкцій приладу вцілому, а також оцінювання його метрологічних характеристик.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Робота виконувалась згідно з госпдоговірними та держбюджетними науково-дослідними роботами: 32-Д-354 "Розробка радіовимірювальних пристроїв на основі транзисторних структур з від'ємним опором" (2013-2014 р.), № державної реєстрації 0113U003133; 32-Д-373 "Радіовимірювальні сенсори фізичних величин на основі реактивних властивостей і від'ємного опору напівпровідникових структур" (2015-2016 р.), № державної реєстрації, 0115U001123; "Розробка моделей та принципових схем радіовимірювальних перетворювачів магнітного поля та їх дослідження" (2016 р.), № державної реєстрації, 0116U005137; 32-Д-386 "Розроблення теоретичних засад, методів і приладів вимірювання та контролю газового середовища на військових та цивільних об'єктах" (2017 р.), № державної реєстрації, 0117U000573; а також згідно програм розвитку електронної промисловості України на 2015-2020 роки "Електроніка України – 2015".

Мета і завдання дослідження

Метою роботи є підвищення чутливості радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля шляхом використання частотних перетворювачів "магнітна індукція – частота" на основі реактивних властивостей транзисторних структур.

Об'єктом дослідження є процес перетворення індукції магнітного поля

у частотний сигнал в чутливих напівпровідникових структурах.

Предмет дослідження – математичні моделі та схемотехнічні рішення радіовимірювальних частоних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур.

Для досягнення поставленої мети у дисертаційній роботі розв'язуються такі *задачі*:

- провести аналіз сучасного стану розвитку радіовимірювальних приладів з різними сенсорами магнітного поля;

 вдосконалити математичні моделі перетворювачів магнітного поля радіовимірювальних приладів, схемотехнічна реалізація яких забезпечує підвищення чутливості приладу на основі перетворення "магнітна індукція частота", отримати аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості;

- провести експериментальне дослідження запропонованих варіантів радіовимірювальних частотних перетворювачів магнітного поля, щоб підтвердити відповідність математичних моделей реальним схемотехнічним рішенням;

 розробити високочутливий радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур та отримати його метрологічні характеристики.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні:

- рівнянь математичної фізики та фізики напівпровідників при розробці математичних моделей радіовимірювальних перетворювачів магнітного поля;

- положень комплексного аналізу для визначення функції перетворення та рівняння чутливості радіовимірювальних перетворювачів;

 теорії розрахунку нелінійних електричних кіл з використанням законів Кірхгофа для визначення функцій перетворення та рівнянь чутливості; - теорії ймовірності для оцінки випадкових похибок вимірювання.

Наукова новизна отриманих результатів.

Наукова новизна роботи полягає в отриманні таких результатів:

1. Вдосконалено математичну модель радіовимірювального перетворювача магнітного поля радіовимірювального приладу, який складається з сенсора Холла та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що в ній враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних коливань перетворювача, схемотехнічна реалізація якої забезпечила підвищення чутливості до 620 Гц/мТл всього радіовимірювального приладу в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-200 мТл.

2. Вдосконалено математичну модель радіовимірювального перетворювача магнітного поля радіовимірювального приладу, який складається 3 двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що в ній враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних коливань перетворювача, схемотехнічна реалізація якої забезпечила зменшення похибки нелінійності перетворювача до 1,8% та приладу в цілому.

3. Вдосконалено математичну модель радіовимірювального магнітного поля радіовимірювального приладу, перетворювача який складається 3 двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що в ній враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту схемотехнічна вихідних коливань перетворювача, реалізація якої забезпечила підвищення чутливості радіовимірювального приладу до 1,25

кГц/мТл в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-1000 мТл.

4. Отримано нові функції перетворення та рівняння чутливості перетворювачів радіовимірювального приладу індукції магнітного поля, які відрізняються від існуючих тим, що в них враховано вплив індукції та частоти магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних радіовимірювальних коливань перетворювачів магнітного поля 3 диференційним опором, що дозволило вибрати схемотехнічне рішення з найбільшою чутливістю розробки для високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур.

Практичне значення отриманих результатів

Практична цінність роботи полягає в тому, що:

1. Запропоновані моделі забезпечують побудову більш досконалих, порівняно з відомими, радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля.

2. Вдосконалено три схемотехнічні рішення радіовимірювальних частотних перетворювачів магнітного поля: перше – магніточутливий елемент Холла з частотним перетворювачем на основі двозатворного та двох біполярних транзисторів; друге – магніточутливий двоколекторний біполярний транзистор з частотним перетворювачем на основі двозатворного та двох біполярних транзисторів; третє - магніточутливий двоколекторний біполярний транзистор з частотним перетворювачем на основі двозатворного та двох біполярних транзисторів; третє - магніточутливий двоколекторний біполярний транзистор з частотним перетворювачем на основі двозатворного та двох біполярних транзисторів; третє - магніточутливий двоколекторний біполярний транзистор з частотним перетворювачем на основі трьох біполярних транзисторів.

3. Експериментально досліджено характеристики трьох радіовимірювальних частотних перетворювачів вимірювального приладу індукції магнітного поля:

- чутливість першого варіанту радіовимірювального перетворювача радіовимірювального приладу змінюється в межах від 0,6кГц/мТл при магнітній індукції 10 мТл до 0,3кГц/мТл при магнітній індукції 100мТл;

подальше коливання чутливості від 0,26кГц/мТл до 0,2кГц/мТл в діапазоні зміни магнітної індукції від 100 до 1000 мТл є незначним;

- чутливість другого варіанту радіовимірювального перетворювача радіовимірювального приладу змінюється в залежності від значення зовнішнього магнітного поля: при індукції магнітного поля 100 мТл, чутливість пристрою становить 0,1765 кГц/мТл, а при магнітній індукції 1000 мТл — 0,1645 кГц/мТл; досліджуваний радіовимірювальний перетворювач радіовимірювального приладу індукції магнітного має найменшу похибку нелінійності, значення якої не перевищує 1,8% в діапазоні 0-300 мТ, та 4,7% в діапазоні 0,3-1 Т;

- третій радіовимірювальний перетворювач радіовимірювального приладу має різну крутість характеристики чутливості при різному рівні магнітної індукції: для індукції магнітного поля B=10 мTл чутливість становить близько S=2,55 кГц/мТл, а при індукції магнітного поля B=1000 мTл чутливість становить близько S=0,83 кГц/мТл; найбільша чутливість спостерігається при магнітній індукції в межах 0-100 мТ.

4. Розроблено радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля з підвищеною чутливістю на основі реактивних властивостей транзисторних структур, який використовує радіовимірювальний частотний перетворювач, що складається з двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів.

5. Розраховані метрологічні характеристики розробленого високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур, що дозволить в подальшому здійснити повірку приладу з метою його використання у вимірювальних процесах.

Реалізація результатів роботи.

Результати дисертаційної роботи впроваджено на Приватному підприємстві "Мідас П" (м. Вінниця), на ТОВ "ОДА "БЕЗПЕКА-СЕРВІС"

(м. Вишгород). На даних підприємствах, було використано розроблений високочутливий радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур для оцінювання магнітної обстановки на їхніх об'єктах інформаційної діяльності. Підтверджуючими документами даних впроваджень є довідки наведені в Додатку Г даної роботи.

Також результати дисертаційної роботи впроваджено на навчальному процесі Вінницького національного техніного університету. Зокрема, створені лабораторні експериментальні зразки радіовимірювальних частотних перетворювачів та розроблений методичний матеріал для проведення лабораторних робіт. Підтверджуючим документом є акт впровадження наведений в Додатку Г даної роботи.

Особистий внесок здобувача.

Основні положення і результати дисертаційної роботи отримані автором самостійно. В роботах опублікованих у співавторстві здобувачеві належать: аналіз напівпровідникових магнітних сенсорів, які розроблені та використовуються в промисловості [1], аналіз радіовимірювальних приладів на ефекті Джозефсона, визначення їх недоліків та переваг [2], розробка математичної моделі частотного перетворювача, еквівалентна ємність якого керується напругою [9], розробка схемотехнічного рішення частотного магнітного перетворювача поля [10], математичне дослідження автогенератора радіовимірювального перетворювача на транзисторній структурі з диференційним опором [11], розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача магнітного поля з магнітотранзистором та частотним перетворювачем на основі транзисторної структури з трьох транзисторів [12], буполярних розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача магнітного поля з сенсором Холла та частотним перетворювачем на основі транзисторної структури 3 двозатворного та біполярних транзисторів [13], порівняльний аналіз трьох

схемотехнічних рішень радіовимірювальних перетворювачів різних магнітного поля [14], розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача магнітного поля з двоколекторним магнітотранзистором та основі частотним перетворювачем на транзисторної структури З двозатворного та біполярних транзисторів [15], розробка математичних моделей частотних перетворювачів на транзисторних структурах різних типів [20], запропоновано структурну схему трьохканального приладу вимірювання індукції магнітного поля [86], запропоновано використання формувача імпульсів в структурній схемі приладу вимірювання індукції магнітного [87], запропоновано схему автогенераторного поля кола мікроелектронного приладу для вимірювання магнітної індукції [88], запропоновано схему підключення двоколекторного магнітотранзистора в загальну схему приладу вимірювання магнітної індукції [89].

Апробація матеріалів дисертації

Результати досліджень, що викладені в дисертації, були апробовані на наукових конференціях, серед них:

IV наукова конференція "Научная индустрия европейского континента – 2007" (27 – 28 листопада 2007 р., м. Прага, Чехія).

2. Міжнародна конференція TCSET'2008 "Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії" (19-23 лютого 2008р., Львів-Славське, Україна).

3. Перша Міжнародна науково-практична конференція "Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ПРТК-2008)" (19-23 травня 2008р., м. Київ, Україна).

4. Міжнародна науково-практична конференція "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи" (16 – 22 березня 2015 р., м. Київ, Україна).

5. Міжнародна конференція "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science. TCSET'2016" (23-26 лютого 2016 р., Львів-Славське, Україна).

 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016 (30 червня - 4 липня 2016 р., м. Ерлагол, республіка Алтай, Російська федерація).

Публікації

Результати дисертації опубліковано у 14 наукових працях. Серед яких 3 статті у фахових виданнях зі списку ДАК України, 2 статті в міжнародних періодичних виданнях, 5 статей у науково-технічних журналах та збірниках праць науково-технічних конференцій, отримано 4 патенти на корисні моделі України. Серед зазначених наукових праць, чотири опубліковано в фахових виданнях, що внесені до міжнародної наукометричної бази Scopus.

Структура та обсяг дисертації.

Дисертаційна робота складається із вступу і 4–х розділів, 5-х додатків і списку використаних джерел. Загальний обсяг дисертації 186 сторінок, з яких основний зміст викладений на 145 сторінках друкованого тексту, містить 78 рисунків, 4 таблиці. Список використаних джерел складається з 104 найменувань. Додатки містять додаткові результати досліджень та документи про впровадження результатів роботи.

Робота виконана протягом 2007-2020pp. на кафедрі радіотехніки Вінницького національного технічного університету.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ПРИЛАДІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

1.1 Аналіз особливостей вимірювальних приладів

Вимірювання параметрів магнітних полів є одним із найважливіших завдань в області космічних і геофізичних досліджень [6], функціонування систем навігації, орієнтації і стабілізації [21],[22], в системах екранування квантових комп'ютерів [7], [8], [23], магнітної томографії, відображень функцій головного мозку, дефектоскопії і неруйнівного контролю виробів [1], [24], [25]. Засоби вимірювання параметрів магнітного поля високої чутливості використовуються при пошуку і виявленні магнітних аномалій, при дослідженні надслабких магнітних полів [26]-[27] та ін.

Вимірювальний прилад - засіб вимірювань, в якому створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації. Більшість сучасних вимірювальних приладів магнітного поля є цифровими.

Для вимірювання магнітних величин електричними методами їх необхідно спочатку перетворити в інші величини. Для цього застосовуються перетворювачі магнітних величин.

Вимірювальне перетворення фізичної величини - вимірювальна операція, під час якої вхідна фізична величина перетворюється у вихідну, функціонально з нею пов'язану.

Головна задача вимірювальних перетворень полягає в одержанні вихідних фізичних величин та залежностей між ними, зручних для порівняння і відтворення. До вимірювального перетворення фізичних величин у загальному випадку належать: лінійне (масштабне) та нелінійне перетворення фізичної величини без зміни її роду; лінійне та нелінійне перетворення фізичної величини зі зміною її роду. [28]

До вимірювального перетворення залежності між величинами належать: модуляція та демодуляція; масштабно-числове перетворення сигналу; дискретизація; спектральне перетворення і ін. Вимірювальне перетворення багатьох величин є складним завданням, а вимірювальний перетворювач - часто основною за складністю ланкою всього засобу вимірювання.

Вимірювальні перетворювачі (ВП) класифікують за такими ознаками :

- за структурою побудови - на ВП прямого перетворення та ВП зрівноважувального перетворення;

- за зміною роду вихідної величини - на ВП без зміни роду та ВП зі зміною роду вихідної величини, які необхідні у тих випадках, коли для вимірюваної вхідної величини немає міри або компаратора;

- за характером реалізованої залежності - на лінійні та нелінійні;

- за кількістю каналів - на одно- та багатоканальні;

- за видом вихідного сигналу - на параметричні та генераторні;

- за родом використовуваних явищ - на термоелектричні, оптоелектричні, п'єзоелектричні, електромагнітні, магнітоелектричні та ін. [28].

Таким чином, з врахуванням вище сказаного, загальна структурна схема вимірювального приладу магнітного поля зображена на рис. 1.1.



Рисунок 1.1 – Загальна структурна схема вимірювального приладу магнітного поля

Відзначимо, що в деяких випадках, сенсор може бути одночасно і перетворювачем. Або перетворювач може юути взагалі відсутній.

Однією з найважливіших статичних метрологічних характеристик

вимірювального приладу є функція перетворення - залежність між вихідною (у) та вхідною (х) величинами засобу вимірювальної техніки. Функція перетворення може бути подана у вигляді таблиці, графіка, формули.

Аналітична залежність вимірювального перетворення, що входить до складу засобу вимірювань називається рівнянням перетворення. [28]

Ще однією з метрологічних характеристики приладу є чутливість відношення зміни вихідної величини засобу вимірювань до зміни вхідної величини, що її викликає: $S = \Delta y / \Delta x$.

Чутливість характеризує здатність засобу вимірювання реагувати на зміну вхідного сигналу. При лінійному рівнянні перетворення S=const. В даному випадку шкала засобу вимірювань рівномірна, що є досить суттєвою перевагою порівняно із засобами вимірювань із нерівномірною шкалою.

Досить важливою метрологічною характеристикою є діапазон вимірювань - інтервал значень вимірюваної величини, в межах якого пронормовані похибки засобу вимірювань.

Існують також і інші метрологічні характеристики, які наведені в [28]

Однією з характеристик магнітного поля є магнітна індукція. Магнітні поля зазвичай поділяють на надсильні (понад 100 Тл), сильні (від 4 до 100 Тл), середні (від 0,05 до 4 Тл), і слабкі (менше 0,05 Тл) [21]. Для вимірювання індукції магнітного поля, в приладах можуть використовуватись різні сенсори, від яких сильною мірою залежить чутливість всього приладу.

В залежності від значення індукції вимірюваного магнітного поля та від області застосування магнітометра, виникає проблема вибору того чи іншого первинного сенсора магнітного поля. У таких сферах дослідження як мікромагнітне сканування або неруйнівний контроль, єдиним критерієм вибору часто є розмір сенсора. При пошуку і визначені магнітних аномалій на великих відстанях найважливішим параметром є шумові характеристики і роздільна здатність сенсора [28]. В завданнях навігації, орієнтації в просторі і стабілізації, одними з головних характеристик сенсора є лінійність, температурні коефіцієнти і чутливість до поперечного магнітного поля [29]. При дослідженні магнітного поля квантового чіпа, дуже важливими є тепловиділення і працездатність сенсора при наднизьких температурах.

Таким чином, завдання вибору найкращого сенсору магнітного поля для магнітометра в кожній конкретній задачі не є тривіальною.

Сенсор магнітного поля є ключовим елементом будь-якого магнітометра і призначений для перетворення магнітної індукції B в електричний сигнал, найчастіше в напругу U. Сучасні сенсори магнітного поля використовують різноманітні фізичні ефекти, наприклад, Холла, Гаусса, Суля, та ін. [21].

В залежності від того, який ефект використовує сенсор магнітного поля, їх поділяють на наступні типи відповідно до рис. 1.2 [21], [28], [30], [31].



Рисунок 1.2 – Види сенсорів магнітного поля

До основних характеристик сенсорів магнітного поля можна віднести наступні: діапазон вимірювань; лінійність характеристики; діаграма спрямованості; частотний діапазон вимірювань; гістерезис; похибка перетворення магнітної індукції (в тому числі залежність від температури); зміщення; довгострокова стабільність; шумові характеристики; чутливість до поперечного поля; геометричні розміри сенсора; споживана потужність; тепловиділення; діапазон робочих температур [6].

На рис. 1.3 показані типові діапазони вимірювань для різних типів сенсорів магнітного поля.



Рисунок 1.3 – Діапазони вимірювань сенсорів магнітного поля

Аналізуючи дані рис. 1.3 можна зазначити, що для вимірювання слабких полів можуть застосовуватися вимірювальні котушки, перетворювачі Барнетта, віброзонди, ферозонди, магніторезистори, сенсори на ефекті ядерного магнітного резонансу (ЯМР), СКВІД-магнітометри (СКВІДи).

Щодо частотного діапазону вимірювання, то вимірювальні котушки не дозволяють проводити вимірювання постійних магнітних полів.

Перетворювачі Барнетта та віброзонди мають в своєму складі електромеханічний привід, що призводить до збільшення їх розмірів і

ускладнення конструкції, тому в даний час вони широко не застосовуються.

Слід заначити, що магнітна індукція може перетворюватися за допомогою сенсору з струмом, напругою, опором, частотою і .т.д. Далі відбувається аналогово-цифрове перетворення $R \to N, U \to N, I \to N, f \to N$. Але, з усіх таких перетворень, останнє дозволяє зменшити вплив завад на інформативний частотний вимірювальний сигнал, що дає значну перевагу аналогово-цифровому перетворенню такого типу.

Проведемо детальніший аналіз особливостей реалізації та характеристик сучасних приладів з різними сенсорами для вимірювання слабких постійних і змінних магнітних полів відповідно до класифікації, наведеної на рис. 1.1.

1.2 Аналіз приладів з магніторезистивними сенсорами

Для вимірювання слабких магнітних полів в широкому діапазоні температур широкого поширення набули прилади з магніторезистивними сенсорами. Магніторезистивні сенсори використовують ефект зміни електричного опору матеріалу при впливі на нього магнітного поля. Однією з переваг магніторезистивних сенсорів є те, що вони можуть бути виготовлені із застосуванням сучасних інтегральних технологій, що сприяє суттєвому зменшенню їх розмірів і вартості [6].

магніторезисторів Температурні характеристики залежать віл матеріалу легуючих домішок. Зокрема, зі збільшенням температури опір магніторезистора зменшується. Вплив магнітного поля також зменшує опір магніторезистора. Магніторезистори мають низький рівень шумів, малий ефектів вплив поверхневих на характеристики чутливості та характеризуються мінімальним старінням магніторезисторів [32].

В залежності від використовуваних фізичного ефекту і матеріалу, розрізняють такі магніторезистивні сенсори: магніторезистори на ефекті Гаусса; анізотропні магніторезистивні сенсори (AMP); магнітні сенсори на гігантському магінторезистивному ефекті (ГМР); спін-тунельні магніторезистивні сенсори (СТМР).

Прилади з магніторезисторами на ефекті Гаусса

Ефект Гаусса полягає в зміні електричного опору магніточутливого матеріалу внаслідок викривлення траєкторії руху носіїв заряду під дією зовнішнього магнітного поля [33]. При розміщенні магніточутливого матеріалу в магнітне поле його опір зростає.

Велика кількість магніторезисторів на ефекті Гаусса дозволяють вимірювати постійні та змінні магнітні поля в діапазоні від 1 мТл до 1 Тл та частотою до 1 МГц при потужності розсіювання до 1 Вт в діапазоні робочих температур від -40°C до 110°C. Температурний коефіцієнт чутливості типового сенсора на ефекті Гаусса змінюється від 2%/°C до 0,02%/°C [21].

До основних переваг вимірювальних приладів з магніторезисторами на ефекті Гаусса можна віднести їх малі габарити та низьку вартість.

До основних недоліків вимірювальних приладів з магніторезисторами на ефекті Гауса можна віднести низьку чутливість, нелінійність характеристики перетворення, висока залежність від температури, зміна чутливості магніторезистивного елементу при зміні кута між вектором магнітної індукції і площиною елементу, досить велика розсіювана потужність.

Анізотропні магніторезистивні сенсори

АМР сенсори засновані на анізотропному магніторезистивному ефекті, який є результатом спін-орбітальної взаємодії в феромагнітних провідниках [36] і полягає в зміні електричного опору феромагнітного провідника в залежності від зміни кута α між протікаючим струмом I і вектором намагніченості M. Загальний принцип анізотропного магніторезистивного ефекту показаний на рис. 1.4.



Рисунок 1.4 – Принцип анізотропного магніторезистивного ефекту

Зовнішнє магнітне поле H повертає вектор намагніченості M на кут α і змінює електричний опір відповідно до виразу:

$$R = R_0 + \Delta R \cos^2(\alpha) \tag{1.1}$$

де R₀ - базовий опір АМР сенсора, Ом;

 ΔR - максимальна зміна опору, Ом.

З формули (1.1) випливає, що куту $\alpha = 90^{\circ}$ відповідає мінімальний опір, а куту $\alpha = 0^{\circ}$ (у відсутності магнітного поля) - максимальне значення опору, яке дорівнює базовому опору R_{\circ} , до якого додається максимальний опір ΔR , який становить від 2% до 3% від базового опору [34].

З виразу (1.1) слідує, що залежність опору від величини вимірюваного магнітного поля носить нелінійний характер. Для вирішення даної проблеми в АМР сенсорах використовують структуру, в якій алюмінієві смуги напилюють на пермалой під кутом 45°, тим самим змінюючи направлення струму на 45° і роблячи функцію перетворення близькою до лінійної.

Більшість АМР сенсорів дозволяють вимірювати постійні і змінні магнітні поля до частот близько 10 МГц в діапазоні від 10 нТл до 1 мТл, рівень власних шумів на рівні 10 нТл /√Гц, споживана потужність від 0,1 до 0,5 мВт, нелінійність функції перетворення на рівні 0,1%. АМР можуть працювати в діапазоні температур від -55°С до 200°С [31].

Температурний коефіцієнт чутливості типового АМР сенсора складає від 0,25%/°C до 0,01%/°C. Температурний коефіцієнт зміщення складає близько 10 нТл/°C, і варіюється навіть між екземплярами сенсорів однієї партії [29]. Для підвищення чутливості вимірювання індукції магнітного поля, АМР сенсори включають по мостовій схемі [29] і застосовують зворотний зв'язок для компенсації магнітного поля, що вимірюється. Для цього в АМР сенсори вбудовують плоску котушку зворотного зв'язку. Це дозволяє підвищити лінійність та поріг чутливості, але в той же час, ми зменшуємо робочий частотний діапазон.

Вихідна інформативна напруга U в АМР сенсорах залежить не тільки від вимірюваної компоненти вектора магнітної індукції В_х, але і від іншої компоненти В_у, перпендикулярній напрямку вимірювання. Для компенсації похибки від поперечного поля застосовують різні способи: магнітний зворотний зв'язок, одночасне вимірювання кількох компонентів вектора магнітної індукції з подальшою цифровою обробкою та ін. Для реалізації прецизійних вимірювальних приладів з АРМ сенсорами необхідні складні аналого-цифрові схеми, які підвищені енергоспоживання мають та тепловиділення. Спрощення схемотехнічного рішення призводить ДО зниження чутливості сенсора і збільшення рівня шумів [29].

Розвитку АМР сенсорів сприяла необхідність замінити індуктивні головки зчитування інформації в жорстких дисках. На цій позиції використання пізніше вони були замінені ГМР і СТМР сенсорами, оскільки вони мають більш високу щільність зберігання інформації завдяки меншим розмірам.

До основних переваг вимірювальних приладів з АМР сенсорами необхідно віднести: наявність осі чутливості, довгий термін служби і незалежність від магнітного дрейфу [34]. В вимірювальному приладі, наприклад, можна використати сенсор компанії Honeywell HMC1021S з незначними розмірами 5х4х2 мм, що може працювати в широкому діапазоні температур та має мале енергоспоживання і є відносно дешевим.

До основних недоліків вимірювальних приладів з АМР сенсорами слід віднести низьку порогову чутливість та великий рівень шумів. Крім того, магніторезистивні сенсори виділяють багато тепла, що пов'язано з розсіюванням енергії в резистивному елементі.

Огляд патентів за останні 10 років для вимірювальних приладів з АМР сенсорами показав, що ефект АМР використовується в складі таких приладів: "Устройство для измерения крутящего момента и осевого усилия во вращающихся валах" [35], "Anisotropic magneto-resistance gradiometer/magnetometer to read a magnetic track" [36], "Magnetoresistive sensor for determining an angle or a position" [37] та ін.

Прилади з магнітними сенсорами на гігантському магінторезистивному ефекті

ГМР сенсори засновані на гігантському магніторезистивному ефекті, який має місце в тонких металевих плівках з феромагнітними та провідними немагнітними шарами. Ефект полягає в значній зміні електричного опору такої структури при зміні взаємного напрямку намагніченості сусідніх магнітних шарів, як показано на рис. 1.5.

Основним механізмом виникнення ГМР ефекту є спін-залежне розсіювання електронів провідності. У феромагнетику електрони з одним напрямком спіну розсіюються набагато сильніше, ніж електрони з протилежним напрямком (виділений напрям задає намагніченість зразка). Виходячи з одного феромагнітного шару, електрони потрапляють в інший, зберігаючи поляризацію. Таким паралельної свою чином, В разі намагніченості шарів, ті з носіїв, які розсіюються менше, проходять всю структуру без розсіювання; а носії протилежної поляризації відчувають сильне розсіювання в кожному з магнітних шарів. У разі ж антипаралельної намагніченості шарів, носії обох поляризацій сильно розсіюються в одних шарах і слабо в інших. Отже, при паралельній намагніченості шарів опір, як правило, низький, а при антипаралельній - високий [38].

В якості елемента на основі ефекту ГМР як правило використовується якій магнітних в один шарів напилений структура, 3 на шар антиферомагнетика. Завдяки обмінній взаємодії між електронами
феромагнетика і антиферомагнетика спіни в цих двох шарах стають жорстко зв'язаними між собою [38].



B)

 а) - антипаралельний напрямок векторів намагніченості фіксованого і рухомого шашів (кут α ≥180°) - стан з максимальним опором;

- б) паралельний стан шарів (кут $\alpha \ge 0^{\circ}$) стан з мінімальним опором;
- в) графік залежності опору від напрямку прикладеного поля (кута *α*).

Рисунок 1.5 – Принцип роботи ГМР ефекту

До переваг вимірювальних приладів з ГМР сенсорами слід віднести малі розміри і більшу зміну опору сенсору при впливі магнітної індукції, ніж у АМР сенсора. У той час як зміна опору АМР сенсора не перевищує 3%, ГМР-матеріали забезпечують зміну від 10% до 20% [31]. Крім цього, ГМР сенсори виготовляються за технологією, розробленою для виробництва напівпровідників, що зменшує собівартість сенсорів та приладів в цілому. Сучасні ГМР сенсори здатні вимірювати магнітні поля від 10 нТл до 0,1 Тл [38].

Фірма Hitachi розробила ГМР сенсори з покращеною температурною стабільністю. У цих сенсорів в діапазоні температур від -40°С до 120°С чутливість змінюється всього 20%, крім того, вони здатні працювати при температурі 250°С протягом 30 хвилин [29].

Патентний пошук показав, що в напрямку розробки ГМР сенсорів в світі працюють багато розробників з Китаю, США та інших країн. Причому всі винаходи ГМР сенсорів одразу адаптовані під сучасні інтегральні технології виробництва [39]-[42].

Основними перевагами ГМР [43] сенсорів є велика щільність інтеграції, внаслідок чого досягається висока роздільна здатність при розпізнаванні близько розташованих один до одного магнітних мікрооб'єктів (зокрема, бітів на магнітних носіях), високу швидкодію і низьке енергоспоживання.

Основними недоліками вимірювальних приладів з такими сенсорами є те, що діаграма спрямованості цих сенсорів має деформацію, при цьому сильні магнітні поля, особливо при високих температурах, здатні зруйнувати спіновий клапан через зміни в намагніченості з'єднувального шару. Така небезпека не загрожує АМР сенсорам [29].

Прилади зі спін-тунельними магніторезистивними (СТМР) сенсорами

СТМР сенсори використовують спін-тунельний магніторезистивний ефект, який аналогічний гігантському магніторезистивному ефекту, тільки замість немагнітного металу феромагнітні шари розділені шаром діелектрика. Якщо шар діелектрика досить тонкий, проявляється тунельний ефект. Ймовірність тунелювання електрону через потенційний бар'єр сильно залежить від взаємної орієнтації намагніченностей шарів, тому в англомовній літературі цей ефект називається "spin-dependent tunneling" (SDT).

Вимірюваний опір обернено пропорційно ймовірності тунелювання через тонкий ізолюючий бар'єр [21]. Для аморфного ізолюючого шару Al_2O_3 відносна зміна опору досягає 70% при кімнатній температурі. Ще більш перспективним є бар'єр у вигляді монокристалічного шару MgO, який дозволяє досягти значень зміни опору до 600% при кімнатній температурі. Завдяки високому опору СТМР сенсори мають менше енергоспоживання, ніж ГМР сенсори [44]. Однак недоліком СТМР сенсорів залишається висока коерцитивна сила і нелінійність. Так цифровий магнітометр з СТМР сенсором, що згадується в роботі [45], має розширення 1 мкТл і лінійний діапазон вище 1 мТл [29].

Але в напрямку розробки та вдосконалення СТМР сенсорів для вимірювальних приладів в даний момент займаються багато відомих міжнародних фірм, зокрема Multidimension Technology, Qualcomm Incorporated, Bluecircle Therapeutics та ін. Свої позитивні результати по покращенню характеристик СТМР сенсорів вони наводять у відповідних патентах [46]- [49].

Отже, основними перевагами вимірювальних приладів з СТМР сенсорами є малі габарити і висока просторова роздільна здатність, низьке енергоспоживання, можливість роботи в широкому діапазоні температур, довговічність, низька вартість [29].

До основних недоліків вимірювальних приладів з СТМР сенсорами відноситься: невисока чутливість, нелінійність в широкому діапазоні вимірювань, високий рівень шуму і тепловиділення.

1.3 Аналіз приладів з сенсорами на основі ЯМР

Ще один різновид магніточутливих приладів використовують сенсори на ефекті ядерного магнітного резонансу, ефекті Зеемана і Оверхаузера [50].

Ядерний магнітний резонанс виникає внаслідок поглинання або випромінювання електромагнітної енергії речовиною, яка поміщена у зовнішнє магнітне поле і містить ядра з ненульовим спіном, обумовлено переорієнтацією магнітних моментів ядер відносно напрямку магнітної індукції.

Оскільки орієнтації магнітних моментів ядер носить дискретний характер, то зміна орієнтації, а отже, і зміна енергії відбувається стрибкоподібно [50].

Для виникнення резонансу необхідно створити надлишок частинок на одному з енергетичних рівнів. Цього можна домогтися опроміненням речовини електромагнітним полем або світлом резонансної частоти, або впливом сильного магнітного поля [50].

Сенсори магнітного поля, засновані на ядерному магнітному резонансі (ЯМР), поділяються на:

- сенсори з примусовою ядерною прецесією;

- сенсори з вільною ядерною прецесією;

- сенсори з оптичним накачуванням.

Вдосконалення вимірювальних приладів з сенсорами на ядерному магнітному резонансі здійснюється і в наш час. Це підтверджують винаходи провідних розробників в цьому напрямку [51]-[55].

Прилади з сенсорами з примусовою ядерною прецесією

Сенсори з примусовою ядерною прецесією працюють наступним чином [6]: зразок з резонуючими ядрами міститься всередині котушки, яка живиться від зовнішнього генератора. Умова резонансу настає при співпаданні частоти зовнішнього збуджуючого генератора з частотою прецесії ядер у вимірюваному магнітному полі. Тому частота генератора змінюється до тих пір, поки не співпаде з частотою прецесії ядер. Високочастотна енергія, яка створюється котушкою, переводить ядра в збуджений стан. Частина енергії котушки поглинається зразком, що призводить до виникнення напруги на її кінцях.

Вимірювальні прилади з сенсорами з примусовою ядерною прецесією застосовуються для вимірювання полів з індукцією 0,025 Тл і вище. При цьому вимірюване поле служить одночасно і поляризуючим, тобто створює початкову намагніченість. У випадках вимірювання в слабших полях, амплітуда сигналу стає недостатньою і для збільшення сигналу ядерної індукції застосовують попередню поляризацію речовини сильним магнітним полем.

Прилади з сенсорами з вільною ядерною прецесією

В сенсорах з вільною ядерної прецесією робоча речовина поміщається в приймальню котушку, яка включена в перестроюваний по частоті коливальний контур. Допоміжне постійне магнітне поле, більш сильніше ніж вимірюване, поляризує робочу речовину в перпендикулярному робочому полю напряму. Після швидкого відключення допоміжного магнітного поля моменти атомних ядер вільно прецесіюють відносно напряму вимірюваного поля з експоненціально затухаючою протягом 2-3с амплітудою. При цьому в приймальній котушці наводиться ЕРС з частотою прецесії (частота Лармора), яка вимірюється частотоміром. Чутливість протонних ЯМР сенсорів з вільною прецесією в слабких однорідних полях досягає 1 нТл [50].

В сучасних сенсорах з вільною ядерною прецесією для створення ядерної намагніченості застосовують динамічну поляризацію ядер (ефект Оверхаузера). Як зразок, використовують речовини, що містять частинки як з ядерним, так і з електронним магнітним моментом. Динамічна поляризація ядер призводить до намагніченості, приблизно в 500 разів більшою статичної ядерної намагніченості, і досягається накладенням на зразок змінного поля з частотою прецесії електронів.

Сенсори з динамічною поляризацією мають перевагу з точки зору їх швидкодії, так як вони дозволяють спостерігати прецесію ядер (протонів) одночасно з процесом поляризації. Це виявляється можливим внаслідок незалежного утворення поздовжньої складової ядерної намагніченості і прецесійного руху поперечної складової навколо вимірюваної магнітної індукції.

Вимірювальні прилади з сенсорами на ефекті Оверхаузера досягають чутливості до 0,01 нТл. Особливістю цих приладів також є дискретний характер вимірювань. Найбільш швидкодіючі прилади дозволяють здійснювати один вимір за 0,2 с. [50].

Прилади з сенсорами з оптичним накачуванням

Квантові сенсори з оптичним накачуванням використовують зміну оптичних властивостей речовин під дією магнітного поля. Промінь світла певної поляризації і напрямку, проходячи через пари лужного металу (цезій, калій, рубідій), викликає поляризацію. Робоча речовина перестає поглинати світло і стає більш прозорою. Після цього відбувається процес деполяризаціі, при цьому частота деполяризуючого поля прямо пропорційна магнітному полю.

Чутливість квантових сенсорів тим вище, чим вужча спектральна лінія поглинання. Найвужчу спектральну лінію поглинання (менше 1,0 нТл) мають калієві квантові сенсори. Коефіцієнт перетворення ларморової частоти у сенсорів даного типу становить 7 Гц/нТл, а чутливість досягає 10 фТл [50].

Однією з головних переваг вимірювальних приладів з сенсорами з ЯМР є висока роздільна здатність.

До недоліків магнітометрів на основі ЯМР відносяться: великі розміри, висока вартість, чутливість до механічних впливів, висока споживана потужність. Крім того, магнітометри з сенсорами на основі ЯМР мають низьку швидкодію і обмежений температурний діапазон.

Слід зазначити, що сенсори на основі ЯМР не мають осі чутливості, тому не можуть давати інформацію про направлення магнітного поля.

1.4 Аналіз приладів зі СКВІДами

фізики надпровідності Розвиток сприяв створенню нового вимірювального отримав назву "СКВІД" (SQUID, сенсору, ЩО Superconducting Quantum Interference Device). Принцип дії сенсору СКВІД заснований на використанні таких квантових явищ як ефекту Джозефсона і інтерференції хвильової функції електронних пар в надпровідному кільці, що містить джозефсонівський перехід. СКВІД-магнітометр застосовуються для вимірювання магнітного нуля і інших фізичних величин. Чутливість таких сенсорів в 1000 разів вища, ніж у кращих ненадпровідникових магнітометрів [2].

Принцип роботи приладу наступний: для підтримки надпровідного стану, який можливий при дуже низькій температурі, СКВІД поміщають в посудину Дюара з рідким гелієм. Якщо стінки посудини металеві, то виникаючі у них струми спотворюють магнітні поля від зовнішніх джерел. Останнім часом розроблені спеціальні діелектричні посудини Дюара зі склопластику. У них СКВІД розміщений лише в сантиметрі від зовнішньої стінки посудини і може без спотворень сприймати магнітне поле від зовнішнього джерела при кімнатній температурі. Одна із розробок таких приладів описані в [56].

Існують два типи СКВІДів: СКВІД на постійному струмі і високочастотний СКВІД. СКВІД, що складається з двох джозефсонівських контактів, включених паралельно в замкнутий надпровідний контур і працюють при постійному струмі зміщення, називається СКВІДом на постійному струмі. Високочастотний СКВІД працює на змінному струмі і має тільки один джозефсонівський контакт.

Зовнішній вигляд сквіду на постійному струмі зображений на рис. 1.6.



Рисунок 1.6 – Зовншній вигляд СКВІДа.

Прикладений постійний струм в надпровідному кільці СКВІДу розділяється на два рівних по амплітуді струми, кожен з яких проходить через відповідний джозефсонівський контакт, після чого струми підсумовуються. Якщо зовнішнє магнітне поле відсутнє, то обидва струми будуть рівними. При наявності магнітного поля в контурі буде наводитися циркулюючий надпровідний струм. Цей струм в одному з джозефсонівський контактів буде відніматися з постійного зовнішнього струму, а в другому підсумовуватися з ним. Таким чином, дві гілки матимуть різні струми, і між джозефсонівськими контактами виникне різниця фаз [57].

Робота СКВІДу на змінному струмі заснована на нестаціонарному ефекті Джозефсона і використовує тільки один джозефсонівський контакт. Кільце СКВІДу індуктивно зв'язано з коливальним контуром, який живиться від зовнішнього генератора струму. При наявності магнітного поля в СКВІДі виникає екрануючий струм, який створює власний магнітний потік, що частково компенсує зовнішнє магнітне поле. Вимірюється падіння напруги на коливальному контурі, яке прямо пропорційне зміні магнітного поля. [2].

Високочастотний СКВІД менш чутливий порівняно з СКВІДом на постійному струмі, та має більш високий рівень шуму, але дешевший і простіший в виготовленні [2].

На сьогодні, в електроніці набули найбільшого поширення СКВІДи, які виготовлені за тонкоплівковою технологією. Схема такого СКВІДу являє собою замкнутий контур з надпровідника (в який включені два джозефсонівських переходи) з чотирма виводами, які використовуються для подачі струму і зняття напруги [2]. В більшості використовуваних системах на базі низькотемпературних СКВІДів, самі сенсори розташовані всередині малих циліндричних надпровідних магнітних екранів. Багато фірм, які виготовляють низькотемпературні СКВІДи, поширюють не просто кремнієві чіпи, а сенсори закапсульовані в твердий пластиковий матеріал з виведеними на корпус металевими контактами. Такі прилади легко монтуються всередину суперізольованих гелійових кріостатів із оргскла. Також, паралельно розвивається технологія виготовлення високотемпературних СКВІДів [57]. Вони з'явились порівняно недавно і мають більш високий рівень шуму в порівнянні з низькотемпературними СКВІДами. Але не дивлячись на це, високотемпературні СКВІДи постійно вдосконалюються. Приклади таких СКВІДів виготовляються в Юліхському технологічному центрі в Германії [2].

Одним із відомих виробників СКВІД-сенсорів на ринку є американська компанія Tristan Technologies та англійська компанія Cryogeic [2]. Приклади СКВІД сенсорів компанії Tristan Technologies наведено на рис. 1.7.

Параметри СКВІДа високої температури НТМ-8 [2]: розмах сигнальної характеристики 50 мкВ; крутість $\partial V_{SQUID} / \partial \Phi = 150$ мкВ/ $\Phi_0(\Phi_0$ - квант магнітного потоку); коефіцієнт перетворення індукції магнітного поля в магнітний потік $\partial B / \partial \Phi = 2,8$ нТ/ Φ_0 ; чутливість по магнітному полю 50 ϕ Тл/Гц^{1/2}; власний шум 18 мк $\Phi_0/$ Гц^{1/2}; ефективна площа 0,7 мм²; коефіцієнт зв'язку котушки зворотного зв'язку 2,5 мкА/ Φ_0 .



Рисунок 1.7 – Приклади СКВІД сенсорів компанії Tristan Technologies а – СКВІД високої температури НТМ-8; б – СКВІД низької температури LSQ/20LTS; в – СКВІД низької температури LSQ/20M LTS.

Параметри СКВІД-магнетометрів S700X та CF-S700X [2]: індукція магнітного поля $\pm 7,5$ T; однорідність магнітного поля 0,01 %; стабільність магнітного поля 0,1% ppm/ч; роздільна здатність встановлення магнітного поля: 0,11 мT (стандартно), 10⁻⁷ T (опція); максимальний розмір зразка 9 мм; діапазон температур зразка: 1,6 – 300К (стандартно), до 700К (опція); стабільність температури: 2 мК / 10 К, 3 мК / 100 К, 10 мК / 300 К; діапазон вимірювань: $10^{-8} - 10^{-2}$ ети (стандартно), до 5 ети (опція); чутливість 10^{-8} ети.

На основі низькотемпературних (гелієвих) СКВІДів створені найчутливіші вольтметри і підсилювачі, шуми яких наближаються до квантової границі. Сам СКВІД може бути невеликих розмірів, але потреба в кріогенній установці робить всю конструкцію магнітометра громіздкою і важкою. Споживана потужність СКВІДу майже повністю обумовлена наявністю електроніки зчитування вимірювальної інформації і становить кілька ват [2].

Отже, основними перевагами вимірювальних приладів зі СКВІДами є висока чутливість і низький рівень шумів.

До основних недоліків таких приладів відноситься: необхідність в спеціальному обладнанні та додатковому екрануванні, обмежені розміри вимірювального об'єму, висока вартість.

Представники інституту кібернетики ім. В.М. Глушкова запропонували винахід, який належить до вимірювальної техніки, призначеної для реєстрації низькочастотних надслабких магнітних полів за допомогою надпровідникових квантових інтерференційних детекторів (СКВІДІв) і може бути використаний для реєстрації як власних, так і зовнішніх магнітних полів біологічного походження, в першу чергу таких органів людини, як серце, кров та печінка.

Відомо, що життєдіяльність біологічних організмів супроводжується випромінюванням магнітних полів. Ці біомагнітні поля дуже слабкі і їх стало можливим вимірювати тільки після відкриття СКВІДІв, чутливість яких сягає діапазону фемтоТесла (10⁻¹⁵). Магнітне поле Землі приблизно дорівнює 50 мкТл, техногенні магнітні завади лежать в діапазоні нТл. В той же час біомагнітні поля лежать в діапазоні фемто- і пікоТесла. Тому реалізація вимірювань за допомогою СКВІДІв становить значну технічну проблему. Особливо це стосується біомагнітометрів, які призначені для вимірювання магнітних полів біологічного походження. Такі прилади повинні мати одночасно як велику чутливість, так і широкий динамічний діапазон, високу швидкодію, завадозахищеність, стабільність характеристик.

Це спонукає розробників вдосконалювати сенсори магнітного поля на основі СКВІДІв. На сьогодні більш поширені так звані СКВІДи постійного струму, які використовуються для вимірювання слабких квазіпостійних магнітних полів. В їх основу поставлена задача вдосконалення конструкції релаксаційних коливань СКВІДу, в якому шляхом застосування нового обладнання, нових конструктивних та схемних рішень підвищується чутливість сенсору до корисного магнітного сигналу, а також завадозахищеність і стабільність його роботи в умовах відсутності магнітного екранування.

Конструкція такого сенсору передбачає використання:

- спеціального фільтра низьких частот між антеною та вхідною котушкою для зменшення високочастотних завад, проникаючих з антени в СКВІД;

- спеціального концентратора потоку, виготовленого із свинцю, для

збільшення магнітного зв'язку між вхідною котушкою і отвором СКВІДа;

- *RL* шунта з характерним часом близько 1 мс для додаткового послаблення шумів генерованих коливань;

- надпровідного екрану для захисту СКВІДу від магнітних завад;

- подвійного радіочастотного екрану для екранування вихідних проводів, що йдуть до зондової електроніки;

- термічних екранів в кріогенному зонді для зменшення випаровування рідкого гелію;

- антени покращеної конструкції;

- свинцевої магнітоекрануючої трубочки для проводів, що йдуть від антени;

- фільтр низьких частот у вихідних колах та колах нагрівача для зменшення високочастотних завад, що проникають з зондової електроніки;

 двох резисторів в колах зворотного зв'язку та живлення СКВІДу, які разом з розподіленою ємністю звитої пари проводів утворюють ФНЧ, та зменшують завади, що проникають по живленню;

- спіральної вхідної котушки, намотаної в два ряди;

- капсули із ніобію, в яку поміщується сенсор магнітного поля для захисту від завад;

- нагрівача для випуску замороженого потоку, проникаючого в СКВІД;

- механізму для механічного балансу антени.

Основна ідея цього винаходу полягає в тому, щоб за допомогою зазначених вдосконалень покращити чутливість сенсора до магнітного поля та підвищити його завадозахищеність від дії сильних зовнішніх, як імпульсних, так і гармонічних магнітних завад техногенного характеру [2].

Розвитком та вдосконаленням вимірювальних приладів зі СКВІДами також займаються науковці інших країн. Деякі результати їх наукових розробок викладені в [56], [58], [59].

Таким чином, після проведеного аналізу, можна зазначити, що СКВІДи займають у фізиці низьких температур особливе місце і в даний час

використовуються в багатьох практичних областях науки і техніки. Чутливість таких приладів в діапазоні від сотих часток герца до десятків гігагерц знаходиться поза конкуренцією. Тому використання СКВІДів в більшості випадків дозволяє отримати прилади з якісно новим рівнем параметрів. Зокрема, на основі низькотемпературних СКВІДів були створені магнітометри і градієнтометри, які дозволили реєструвати магнітні поля мозку і серця людини. Після відкриття високотемпературної надпровідності були випробувані перші зразки СКВІДів на основі високотемпературних надпровідників. Вони продемонстрували можливість створення вимірювальних систем, що працюють при температурі рідкого азоту і мають параметри, які близькі до їх низькотемпературних аналогів [92].

1.5 Аналіз приладів з ферозондовими сенсорами

Ферозондові перетворювачі (ферозонди) є різновидом фероіндукційних перетворювачів [60]. Чутливим елементом в фероіндукційних перетворювачах є осердя з феромагнітного матеріалу. Поширення отримали три типи фероіндукційних перетворювачів, які відрізняються способом збудження: механічним, тепловим і магнітним (рис. 1.8).

Перетворювач з механічним збудженням (рис. 1.8.а) являє собою кварцеву пластинку з феромагнітним покриттям (наприклад, у вигляді тонкої пермалоєвої плівки), поверх якого розміщена вимірювальна котушка. Кварцева пластинка при впливі на неї електричної напруги резонансної частоти періодично подовжується, механічно впливаючи на плівку. В результаті, магнітна проникність плівки змінюється в часі, що призводить до виникнення електрорушійної сили (ЕРС) у вимірювальній котушці. Ця ЕРС пропорційна компонентові вектора магнітної індукції *B*, що збігається з поздовжньою віссю пластинки і котушки. Такий перетворювач має порівняно низьку чутливість через незначну зміну магнітної проникності.



Рисунок 1.8 – Фероіндукційні перетворювачі з механічним (а), тепловим (б) і магнітним (в) збудженням

У перетворювачі з тепловим збудженням (рис. 1.8.б) в вимірювальну котушку поміщений малоінерційний тепловий інжектор, що знаходиться в безпосередньому контакті з тонкою феромагнітною плівкою, виконаний з матеріалу з низькою точкою Кюрі. При подачі на інжектор постійного струму, сердечник нагрівається до температури, близької до точки Кюрі. При цьому його магнітна проникність різко зростає відповідно до ефекту Гопкінсона. Після подачі на інжектор змінного струму, магнітна проникність вимірювальній котушці ЕРС, яка пропорційна вимірюваній компоненті вектора магнітної індукції *В*.

Такий перетворювач має досить високу чутливість, але вимагає наявності матеріалу з малою тепловою інерційністю.

Перетворювач з магнітним збудженням (рис. 1.8.в) являє собою так званий ферозонд - це прилад, чутливий до зовнішніх магнітних полів, головним чином постійних і повільно змінних, що містить один або два феромагнітних сердечника і обмотки, розподілені по їх довжині [61]. Слід зазначити, що в даний час існують ферозонди для вимірювання магнітної індукції високої частоти [6].

Інформативний сигнал ферозонда містить дані про амплітуду, частоту і

напрямок дії вектора вимірюваного магнітного поля [29].

Принцип дії ферозонда заснований на зміні магнітного стану феромагнетика під впливом двох магнітних полів різних частот [60]. Найпростіший феррозонд (рис. 1.8.в) являє собою феромагнітний стержень з розташованими на ньому котушкою збудження, що живиться змінним струмом, і вимірювальною котушкою. За відсутності вимірюваного магнітного поля сердечник під дією змінного магнітного поля, що створюється струмом в котушці збудження, перемагнічується по симетричному циклу (рис. 1.9.а).

Зміна магнітного потоку, викликана перемагнічуванням сердечника по симетричній кривій, індукує в сигнальній котушці ЕРС, що змінюється за гармонійним законом. При впливі на сердечник вимірюваного (постійного або змінного) магнітного поля, крива перемагнічування змінює свої розміри і форму, стає несиметричною, що призводить до зміни значення ЕРС в вимірювальної котушці (рис. 1.9.6). Зокрема, з'являються парні гармонійні складові ЕРС, величина яких прямо пропорційна індукції вимірюваного поля.



Рисунок 1.9 – Напруги на обмотці збудження (а) та у вимірювальній обмотці ферозонда (б)

За принципом роботи ферозонд схожий з принципом роботи магнітного підсилювача, але на відміну від останнього, ферозонд містить некероване електричне коло, а магнітне - у вигляді сердечника з феромагнітного матеріалу, намагнічуваного вимірюваним полем. Індукція магнітного поля є векторною величиною, причому намагніченість сердечників залежить не тільки від їх орієнтації, а й від співвідношення поздовжніх і поперечних розмірів. Тому ферозонд характеризується діаграмою направленості, завдяки чому він може бути використаний для вимірювання компонентів вектора магнітної індукції і кутів.

На рис. 1.10 представлена типова структурна схема магнітометра на основі ферозондового перетворювача [6].

Для збудження перетворювача сигнал синусоїдальної форми подається генератора струму на обмотку збудження ферозонда, з виходу 3 вимірювальної обмотки ферозонда інформативний сигнал підсилюється і вибірковий підсилювач або синхронний подається на детектор, налаштований на частоту другої гармоніки сигналу збудження. Виділений сигнал фільтрується фільтром нижніх частот і надходить на реєструючий прилад, якій вимірює постійну напругу і проградуйований в одиницях виміру магнітної індукції.



Рисунок 1.10 – Типова структурна схема ферозондового магнітометра

Наявність природної діаграми направленості відрізняє ферозонди від ядерно-прецесійних і квантових сенсорів, які забезпечують більш високу чутливість, але безпосередньо вимірюють модуль вектора магнітної індукції. Вони можуть набувати діаграми спрямованості тільки за рахунок накладення допоміжного поля заздалегідь певного напряму і величини, що призводить до додаткових похибок, зниження надійності і збільшення габаритів.

Серед відомих вчених, що зробили значний вклад в розробку і створення ферозондів слід відзначити М.А. Розенблат, Ю.В. Афанасьєв, Р.І. Янус, Ю.Ф. Понаморьов, G. Goubau, H. Aschenbrener, F. Forster, P. Ripka і ін.

Ферозондові сенсори використовуються для різних магнітних вимірювань з кінця 30-х років 20-го сторіччя [6]. Перші сенсори представляли собою громіздкі прилади, намотані на осерді з відпаленого заліза [60]. У міру вдосконалення ферозондів змінювалися матеріали сердечників і удосконалювалися конструкції і схеми сенсорів. На рис. 1.11 типові сучасні ферозондові перетворювачі FGM-3 компанії Speake & Co, їх розмір становить 62*16 мм. Дані перетворювачі використовуються, наприклад, в магнітометрах для пошуку прихованих феромагнітних об'єктів під землею [61].



Рисунок 1.11 – Ферозондові перетворювачі FGM-3

Сучасні вимірювальні прилади з ферозондовими перетворювачами дозволяють вимірювати магнітну індукцію в діапазоні від 100 пТл до 1 мТл на частотах до 20 МГц, мають рівень власних шумів до 9 пТл/√Гц і нелінійність функції перетворення на рівні до 0,001%. Діапазон робочих

температур може досягати від мінус 180°С до 220°С [62].

До недоліків вимірювальних приладів з ферозондами можна віднести великі габарити, велику споживану потужність і тепловиділення.

Для мінімізації недоліків ферозондового сенсора у вимірювальних приладах, застосовують такі технології: КМОП-сенсори; сенсори з мікросоленоїдами; прилади на друкованій платі з котушками, виготовленими за допомогою доріжок і міжшарових отворів (так звані планарні ферозонди).

КМОП-ферозонди виготовляються за технологією інтегральних схем. Такий підхід веде до зниження споживаної потужності до рівня АМР сенсорів і зменшення вартості сенсора. Ферозонд, виконаний за інтегральною технологією, показаний на рис. 1.12 [63], [64].

Використання інтегральної технології дозволяє створювати ферозондові сенсори з цифровим виходом за рахунок заміни аналогового синхронного детектора і фільтра нижніх частот на їх цифрові аналоги і використання аналого-цифрового перетворювача (АЦП).



Рисунок 1.12 – КМОП-ферозонд

Однак, при виготовленні ферозондових сенсорів за цією технологією потрібно напилення феромагнітного матеріалу сердечника. Процес створення феромагнітних плівок з високою магнітною проникністю складний і вимагає спеціального дорогого обладнання. Матеріал сердечника повинен розташовуватися в одному з внутрішніх шарів, що знижує надійність подібних структур. Неоднорідність структури напиленого сердечника призводить до зростання власних шумів і погіршення лінійності перетворення.

В роботі [65] наводиться опис КМОП-ферозонда який має коефіцієнт перетворення 92 В/Тл, рівень власних шумів 15 нТл/√Гц і споживану потужність 10мВт. В роботі [66] наводиться КМОП-ферозонд з коефіцієнтом перетворення 450В/Тл, рівнем власних шумів 7,4 нТл/√Гц і нелінійністю перетворення 1,15% в діапазоні ±50 мкТл, споживана потужність 13,7 мВт.

Котушки в КМОП-ферозондах мають принципово великий опір, сотні і тисячі Ом [29], і отже, велике тепловиділення.

Сенсори з мікросоленоїдами позбавлені такого недоліку. Вони виготовляються за технологією мікроелектромеханічних систем (МЕМС) з використанням ультрафіолетової фотолітографії для створення котушок і електроосадження для створення осердя. На рис. 1.13 представлений МЕМСферозонд описаний в роботі [67].



Рисунок 1.13 – МЕМС-ферозонд

В роботі [63] наводяться характеристики створеного МЕМС-ферозонду коефіцієнт перетворення 650 В/Тл, рівень власних шумів 32 нТл/√Гц, споживана потужність 14 мВт. Котушка збудження містить 56 витків і має опір 2 Ом, вимірювальна котушка складається з 11 витків. Досягнута роздільна здатність 1мкТл, яка є меншою ніж в АМР сенсорів.

Виготовлення КМОП- і МЕМС-ферозондів вимагає наявність дорогого спеціалізованого обладнання та високої кваліфікації фахівців. Іншою перспективною технологією для виробництва ферозондових сенсорів є

технологія друкованих плат, по ній виготовляють так звані планарні ферозонди. Технологія друкованих плат давно використовується для створення тензосенсорів, акселерометрів та ін. [68]. Для створення планарних ферозондів найбільш часто використовується субтрактивна технологія цій технології використовуються виготовлення друкованих плат. У матеріали, ламіновані мідною діелектричні фольгою додаванням 3 феромагнітного матеріалу, топологія котушок збудження і вимірювальних котушок друкованих формується на платах за допомогою фотолітографічного процесу, потім за допомогою хімічного травлення остаточно створюється мережа провідників. Зазвичай використовуються фольговані з двох сторін матеріали, багатошарові плати виходять шляхом склеювання двошарових плат з про слойкою клеючого діелектричного матеріалу - препрега. Для створення міжслойових з'єднань між котушками в платах створюються металізовані отвори.

Топологія сердечника формується аналогічно топології котушок за допомогою фотолітографії і травлення. Так як при такому підході не відбувається напилення, механічної або термічної обробки матеріалу сердечника, він зберігає свої характеристики. Сучасна технологія виробництва друкованих плат дозволяє виготовляти провідники шириною 25 мкм і з такими ж відстанями між провідниками. Планарні феррозонди характеризуються низьким рівнем власних шумів, високою температурною стабільністю і досить високою роздільною здатністю [29].

На рис. 1.14 показаний зовнішній вигляд прототипу планарного ферозонду [69]. Даний планарний феррозонд має наступні характеристики: коефіцієнт перетворення 241 В/Тл, рівень власних шумів 0,71 нТл/√Гц і нелінійністю перетворення 0,17% в діапазоні ±100 мкТл, споживана потужність менше 5 мВт. Котушка збудження містить 30 витків і має опір 0,86 Ом, вимірювальна котушка складається з 54 витків і має опір 1,28 Ом. Роздільна здатність близько 100 нТл.



Рисунок 1.14 – Планарний феррозонд

У порівнянні з іншими технологіями (намотувальні, інтегральні схеми, і МЕМС) технологія друкованих плат дозволяє створювати мініатюрні сенсори потрібної топології високої якості. Вимірювальні прилади з планарними ферозондами мають меншу чутливість в порівнянні з приладами з традиційними намотувальними ферозондовими перетворювачами, але мають набагато менші енергоспоживання і тепловиділення, є мініатюрними, більш технологічні і прості у виготовленні [68].

1.6 Аналіз приладів з напівпровідниковими сенсорами

Одним із найпоширеніших напівпровідникових перетворювачів магнітного поля, який використовується у вимірювальних приладах, є елемент Холла (ЕХ), який являє собою пластину з напівпровідникового матеріалу, з чотирьох сторін якої розташовані контакти. Конструктивно перетворювачі Холла можуть бути виконані як у вигляді напівпровідникових структур, так і у вигляді дискретних елементів, розташованих в кристалі напівпровідникового матеріалу (рис.1.15), в тому числі і разом з електронною схемою обробки сигналу ЕХ [21].



Рисунок 1.15 – Принципова структура польового елементу Холла [4]

Польовий елемент Холла (рис. 1.15) відрізняється від звичайного тим, що у звичайному ЕХ носії заряду забезпечуються самим матеріалом, а у польовому вони генеруються завдяки поверхневому ефекту поля. Напруга Холла в польовому елементі значно залежить від місця розташування холлівських контактів. Це пояснюється тим, що поле Холла при зменшенні концентрації носіїв заряду збільшується. На практиці оптимальне положення холлівських контактів визначається з умови 0,7 < y / L < 0.8. Розрахована абсолютна чутливість такого ЕХ складає 280 В /(A • T) [4]. Значним недоліком польового ЕХ є вплив поверхневої рекомбінації на напругу Холла.

Перетворювачі на основі ефекту Холла використовуються для вимірювання параметрів постійних, змінних та імпульсних магнітних полів, а також для визначення характеристик феромагнітних матеріалів. Суттєвим недоліком таких сенсорів є значна температурна залежність ЕРС Холла, висока залишкова напруга.

Іншим напівпровідниковим перетворювачем магнітного поля є магнітодіод (МД). Відмінність від звичайних напівпровідникових діодів полягає в тому, що МД (рис. 1.16, а, б, в) виготовляється з високоомного напівпровідникового матеріалу, провідність якого близька до власної, ширина бази d у кілька разів більша за дифузійну довжину пробігу носіїв L [4].

Перевагою МД є висока питома магнітна чутливість при низьких напругах джерела живлення. Таким чином, ефект магнітоопору за рахунок зміни рівня інжекції підсилюється в сотні разів.



Рисунок 1.16 – Принципова структура магнітодіодів: а - з областю високої швидкості рекомбінації, б - торцева структура, в - планарна структура

Наступним напівпровідниковим сенсором вимірювальних приладів є магнітотранзистор (МТ) - це транзистор, структура та параметри якого оптимізовані для отримання магнітної чутливості їх колекторних струмів. Дія магнітного поля на звичайні біполярні транзистори виявляється у викривленні траєкторії інжектованих із емітера носіїв заряду, що приводить до збільшення ефективної довжини бази та відхилення частини носіїв від колектора [4]. Роль останнього ефекту збільшується зі зменшенням ширини емітера та колектора, що забезпечує збільшення магніточутливості. Тому латеральна конструкція виявляє найбільшу магніточутливість. На рис. 1.16 зображена структура такого магнітотранзистора; пунктиром показана область об'ємного заряду колекторного р - п переходу.



Рисунок 1.17 – Структура біполярного одноколекторного магнітотранзистора

На рис. 1.17 лінії із стрілками вказують напрямок руху носіїв заряду: верхня - в магнітному полі \oplus B, нижня - в полі \odot B, середня лінія - при B = 0.

Двоколекторні магнітотранзистори (ДКМТ) характеризуються лінійною залежністю вихідного сигналу від індукції магнітного поля в

широкому діапазоні значень магнітної індукції, чутливістю до напряму магнітного поля і високою чутливістю, оскільки ДКМТ. При однакових робочих струмах, чутливість двоколекторних магнітотранзисторів на два-три порядки вища ніж чутливість сенсорів Холла. Висока чутливість і лінійність характеристики при малих магнітних полях дозволяють використовувати магнітотранзистори як сенсори слабких магнітних полів (відтворюючі магнітних голівок, електронні компаси та ін.). При дії сильних магнітних полів чутливість зменшується за рахунок того, що всі носії вже перерозподілені. Біполярні магнітотранзистори мають великі значення керуючих струмів, високий рівень шумів [3].

i3 напівпровідникових сенсорів магнітного Шe одним поля вимірювальних приладів є магніточутливі польові транзистори (МПТ). Топологія двостокового магніточутливого польового транзистора зображена на рис. 1.18 [4]. Транзистор має два стоки, D1 та D2, які розташовані один біля одного та розділені ізолятором, тому струм витоку S розподіляється між дії зовнішнього магнітного обома стоками рівномірно. При поля перпендикулярно до поверхні транзистора носії заряду під дією сили Лоренца відхиляються в бік одного зі стоків (залежно від напрямку складової індукції В₇), внаслідок чого струм одного стоку збільшується, а іншого зменшується.



Рисунок 1.18 – Принципова структура двостокового магнітотранзистора

Відносна чутливість багатостокових магнітних сенсорів при малих значеннях магнітної індукції визначається як похідна відносного розбалансу

струмів по магнітній індукції, взята при нульовій індукції. Через низьку холлівську рухливість носіїв в області каналу чутливість виявляється низькою (2...3%/Тл). Проте можна одержати високі значення абсолютної чутливості, якщо транзистор працює в режимі насичення з підключеними до стокових елементів високоомними резисторами навантаження. У такому випадку корисний сигнал є різницею напруг між двома стоками. До основних недоліків польових магнітотранзисторів відносять температурну залежність опору каналу. Проте такі вимірювачі характеризуються також низьким рівнем шумів, низькими керуючими струмами, високою швидкодією.

Ще одним класом гальваномагнітних сенсорів є магнітотиристори. Будь-який тиристор можна розглядати як з'єднання транзистора з транзистором, причому колектор кожного із них з'єднаний із базою другого. На відміну від інших існуючих магнітних сенсорів, магніточутливі тиристори можуть бути використані і як магнітокеровані перемикачі, і як вимірювачі магнітного поля, забезпечуючи при цьому струми від десятків міліампер до сотень [3].

Магніточутливі симістори можуть виконувати ту ж роль, причому в обох напрямках провідності. Через невисоку абсолютну чутливість дискретні магнітотиристори не знайшли широкого застосування і їх використовують переважно в інтегральних магнітних сенсорах [4].

Гальваномагніторекомбінаційні сенсори базуються на зміні середньої концентрації носіїв заряду під дією магнітного поля, що проявляється в провідниках, які мають поверхні з різною швидкістю рекомбінації носіїв зарядів.

У табл. 1.1 зведені найважливіші параметри вимірювальних приладів з найпоширенішими напівпровідниковими сенсорами магнітного поля на основі джерел [3]-[4], [70]-[71], [95].

Тип приладу	Неліні- йність, %	Спожива ний струм, мА	Діапазон робочих частот, Гц	Чутливість, В/Тл	Діапазон вимірювань, Тл
Прилади з елементами Холла	1	0,5	0-106	0,0056 6,4	10-4-2-10-2
Прилади з ГМР перетворювачами	0,4	10	0-104	16-80	5 -10-7-1
Прилади з магнітодіодами	0,5	1	0-108	до 30	10"6-1
Прилади з польовими магніто-транзисторами	0,3	5-10-7- 0,3	0-109	до 400	10-6-0,5
Прилади з біполярними магніто-транзисторами	0,3	4-10	0-109	>40	10-6-0,5

Табл. 1.1. Прилади з найпоширенішими напівпровідниковими сенсорами

Гальваномагніторекомбінаційний сенсор являє собою тонку напівпровідникову пластину, у якій одна поверхня погано оброблена, а інша відполірована. Внаслідок цього біля першої поверхні швидкість рекомбінації носіїв зарядів на 2-3 порядки більша, ніж біля другої поверхні. Якщо перетворювач знаходиться в магнітному полі так, що вектор магнітної індукції направлений перпендикулярно вектору густини струму і паралельно площинам. Основними недоліками приладів з такими сенсорами є вплив температури, шумів та контактів. Вони використовуються для вимірювання індукції постійних та змінних магнітних полів, безконтактного вимірювання струму, малих переміщень тощо [4].

При пошуку та аналізі сучасних досягнень було встановлено, що вдосконалення та розробкою таких вимірювальних приладів займаються в усіх розвинених країнах Європи, в Китаї, в США. Слід зазначити, що і українські науковці вносять свій вагомий вклад в даний напрямок [67], [72]-[74].

1.7 Аналіз приладів з частотними перетворювачами

Одним із вдосконалень конструкції напівпровідникових сенсорів є використання напівпровідникового магніточутливого елементу в сенсорі з частотним виходом.

У сенсорах з частотним виходом (СЧВ), зміна частоти електричного інформативного сигналу на виході пропорційна інтенсивності зовнішньому зумовлений впливу. Інтерес до розробки таких сенсорів низкою особливостей і переваг перед традиційними сенсорами, що представляють вихідний сигнал у вигляді струму або напруги. Частотна форма вихідного сигналу забезпечує можливість організації завадозахищеного зв'язку з функціональними блоками апаратури. Це може бути дуже корисно для широкого ряду застосувань [3]. Прилади, які використовують такий метод перетворення, можуть мати порівняно невелику вартість, і при цьому бути високоточними передавачами даних. Крім того, метод перетворення значення фізичної величини в інформативну частоту дозволяє підвищити робочу частоту, підвищити роздільну здатність сенсорів, дозволяє спростити перетворення аналогового сигналу в цифровий, оскільки в деяких випадках це дає можливість відмовитися від використання блоків підсилення. Перетворення інформативного сигналу в частоту дозволяє підвищити захищеність від завад та підвищити точність вимірювального приладу.

Для застосування в реальних приладах та вимірювальних системах дуже важливим є форма вихідного сигналу СЧВ, оскільки сигнал, який передається у вигляді частоти, після квантування подається у вигляді двійкового коду [4]. Інформація, закодована в частоту, може бути передана на мікроконтролер, який реєструє цифрові імпульси та вимірює їх частоту через один із своїх вхідних портів. Ця особливість дає можливість використовувати мікроконтролери з обмеженою кількістю цифрових входів. Тому застосування СЧВ з магніточутливим елементом дозволяє підвищити економічну ефективність виробництва і впровадження приладів вимірювання магнітного поля, розширити сфери застосування і кількість споживачів. Найчастіше мікроелектронні сенсори з частотним виходом створюються з використанням напівпровідникових автогенераторних приладів або на використанні спеціальних коливальних схем, що входять до їх складу з чутливим елементом певного типу.

Дослідження в області створення вимірювальних перетворювачів магнітного поля спрямовані на покращення їх основних параметрів: підвищення чутливості, лінійності, стабільності, економічності, зменшення часу спрацювання, габаритів, ефективності інтеграції з мікропроцесорними засобами обробки вимірювальної інформації. Такі характеристики можна отримати на основі транзисторних структур з диференційним опором, в яких значення індукції відбувається перетворення магнітного поля У інформативну частотну [75]. Проте такий напрямок створення вимірювальних перетворювачів магнітного поля не досить досліджений, це стосується як самих схемотехнічних рішень, так і дослідження характеристик первинних перетворювачів магнітного поля.

У літературі описуються сенсори з частотним виходом на основі осциляторного ефекту. Осцилятор - напівпровідниковий зразок, який генерує близькі до синусоїдальних коливання змінного струму при приміщенні його в магнітне поле, вектор індукції якого паралельний протікаючому струму [76]. Виникнення коливань пов'язано з явищем гвинтової нестійкості електронно-диркової плазми в напівпровідниках, поміщених в магнітне поле, вектор якого збігається з напрямком протікаючого струму. Частота і амплітуда коливань змінюються відповідно до зміни вимірюваної величини. На частоту генерації впливають такі чинники як: температура, магнітне поле, електричне поле в зразку, кут між векторами електричного і магнітного поля [76].

Таким чином, сенсори з частотним виходом на основі осциляторів можуть мати високу чутливість, однак режими високої чутливості досягаються при високих напругах живлення осциляторів, або низьких робочих температурах. Крім того, при вимірюваннях виникають похибки, пов'язані з флуктуаціями температур. Ще одним недоліком є те, що осциляторний режим досягається тільки при впливі на чутливий елемент поздовжнього магнітного поля, що обумовлює необхідність використання в конструкції сенсорів спеціальних магнітних систем. Перераховані вище недоліки обмежують широке використання сенсорів з частотним виходом на основі осциляторів

В [5] розглянуті приклади сенсорів зовнішнього впливу з частотним виходом на основі різних схем автогенераторів. Частота електричних імпульсів на виході автогенераторних схем змінюється пропорційно інтенсивності зовнішнього впливу на частину елементів або окремий елемент схеми. В основі функціонування описаних сенсорів з частотним виходом лежать ефекти зміни електрофізичних параметрів, що входять до складу схеми біполярних, польових транзисторів і інших елементів під впливом магнітного поля.

Прилади з сенсорами на основі автогенераторних схем характеризуються простотою конструкцій, мають високу чутливість, можуть бути виконані в інтегральному виконанні. На відміну від приладів з сенсорами на основі осциляторів вони не вимагають вбудованої магнітної системи, яка забезпечує генерацію коливань. Оскільки такий метод побудови вимірювальних приладів має очевидні переваги, то в даній роботі досліджується його застосування.

Окремої уваги заслуговують сенсори, які використовують схеми транзисторних аналогів негатронів. Перспективи цього напряму викладено в [77]. Транзисторні аналоги негатронів не вимагають застосування зовнішніх елементів в колі позитивного зворотного зв'язку, ці зв'язки є внутрішніми [78]. Крім того, генератори, реалізовані на аналогах негатронів, вимагають мінімального використання реактивних елементів (конденсаторів, котушок), що робить зручним їх застосування в мікроелектроніці. Як чутливі елементи в схемах сенсорів на аналогах негатронів можуть бути використані різні чутливі елементи від терморезисторів до елементів Холла, включені безпосередньо в схему генератора і визначають його вихідну частоту в залежності від амплітуди прикладеного зовнішнього впливу [94].

Таким чином, вимірювальні прилади з сенсорами з частотним виходом на основі схем аналогів негатронів характеризуються високою чутливістю і простотою виконання.

Незважаючи на очевидні переваги зазначених приладів з сенсорами зовнішніх впливів з частотним виходом на основі схем аналогів негатронів, слід відзначити, що для зміни основної частоти генерації електричних імпульсів на виході сенсора необхідно змінювати номінали компонентів, що входять до складу схеми, що спричиняє складність практичної реалізації.

1.8 Висновки до розділу

1. Аналіз публікацій та патентів, присвячених приладам вимірювання параметрів магнітного поля показує, шо розробка приладів 3 радіовимірювальними частотними перетворювачами, які реалізують принцип перетворення "індукція магнітного поля - частота", є перспективним напрямком, оскільки в цьому випадку реалізуються високі економічні та метрологічні показники приладів та можлива технологічна сумісність з обробки мікроелектронними приладами інформації. Використання напівпровідникових диференційного опору частотних перетворювачів компенсує втрати енергії в коливальному контурі, що значно підвищує чутливість таких сенсорів радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля, що дозволяє використовувати їх при малих значеннях індукції магнітного поля та забезпечувати високу чутливість. Ще однією перевагою таких вимірювальних приладів є можливість зменшення абсолютної похибки за рахунок математичного корегування розрахункової формули в процесі вимірювання.

2. Практична реалізація, побудова і промислове виробництво високочутливих радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля з частотними перетворювачами на основі реактивних властивостей транзисторних структур можливі тільки при створенні необхідної теоретичної бази (розробка математичних моделей, в яких будуть враховані фізичні процеси, що протікають в напівпровідникових чутливих елементах, методів побудови, експериментальної перевірки і апробації нових технічних рішень) на основі функціональних залежностей реактивних властивостей транзисторних структур від індукції магнітного поля.

3. Аналіз сучасного стану публікацій та патентів по теоретичним і експериментальним дослідженням приладів вимірювання параметрів магнітного поля дозволив визначити пріоритетний напрямок для розробки радіовимірювального приладу магнітного поля, сформулювати мету і задачі досліджень, а також оцінити їх теоретичний рівень.

4. За результатами проведеного аналізу опубліковано публікації [1], [2].

РОЗДІЛ 2

ВДОСКОНАЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Так як основним елементом, що визначає чутливість вимірювального приладу в даному випадку є частотний перетворювач з напівпровідниковим магніточутливим елементом, тому основну увагу приділимо саме вдосконаленню їх математичних моделей при трьох різних схемотехнічних рішеннях.

2.1 Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля на основі EX та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах

Для визначення теоретичних характеристик та функцій перетворення радіовимірювальних перетворювачів необхідно створити математичну модель запропонованих схемотехнічних рішень перетворювачів.



Перше схемотехнічне рішення зображене на рис. 2.1.

Рисунок 2.1 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з сенсором Холла

В даному схемотехнічному рішенні в якості магніточутливого елементу використовується сенсор Холла, на транзисторові VT3 побудована активна індуктивність, на транзисторах VT1 і VT2 побудована керована еквівалентна ємність.

Принцип роботи даного радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з частотним виходом базується на зміні генерації частоти перетворювача В залежності від зміни рівня інформативного сигналу (який залежить від індукції вимірюваного магнітного поля) з сенсора Холла.

Для цього, складено еквівалентну схему рис. 2.2 з МДН та біполярних транзисторів, та з сенсором Холла в якості чутливого елемента.



Рисунок 2.2 – Нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з сенсором Холла

Основними характеристиками радіовимірювального частотного перетворювача магнітної індукції в динамічному режимі є залежність активної і реактивної складових повного опору на виводах стік-колектор транзисторної структури, функції перетворення і чутливості від дії магнітного поля.

Еквівалентна схема рис. 2.2 радіовимірювального перетворювача магнітної індукції рис. 2.1 враховує нелінійні властивості схеми, так як автогенератор може працювати як у лінійному, так і нелінійному режимах.

Еквівалентна схема рис. 2.2 містить наступні елементи [79]:

 R_G – омічний опір електрода затвора;

 R_{GS} – опір між електродами затвора і витоку;

 R_{DS} – опір стік-витік;

 R_D – опір p-п переходу стоку;

 R_{s} – опір р-п переходу витоку;

 R_n – опір підкладки;

 $R_{\scriptscriptstyle R}$ – опір бази;

 R_{C} – опір колекторного переходу;

 R_E – опір емітерного переходу;

 R_1 , R_3 , R_4 , R_7 , R_6 – опори дільника.

Для спрощення схеми рис. 2.2 перетворимо елементи або їх групи в еквівалентні комплексні опори, а також використовуватимемо еквівалентні схеми заміщення паралельного та послідовного з'єднання елементів. Таким чином, отримаємо перетворену еквівалентну схему рис. 2.3.



Рисунок 2.3 – Перетворена нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітної індукції

Використавши комплексну форму запису для всіх елементів, що визначають режим кола за змінним струмом, представимо геометричні операції над векторами алгебраїчними їхніми зображеннями, а всі співвідношення і закони кіл за постійним струмом застосовувати до розрахунку кіл за змінним струмом.

При комплексній формі запису методи розрахунку кіл за постійним струмом такі як метод контурних струмів, метод вузлових потенціалів, метод перетворення і інші, можна застосовувати і для розрахунку кіл за змінним струмом [79].

На схемі рис. 2.3 використані наступні перетворення комплексних опорів елементів:

$$Z_{1} = \frac{R_{GS_{1}}}{1 + w^{2}R_{GS_{1}}^{2}C_{GS_{1}}^{2}} - j\frac{R_{GS_{1}}^{2}wC_{GS_{1}}}{1 + wR_{GS_{1}}^{2}C_{GS_{1}}^{2}};$$

$$\begin{split} & Z_2 = -\frac{j}{wC_{GD_1}}; \\ & Z_3 = R_{DS_1}; \\ & Z_{R7} = R_7; \\ & Z_4 = -\frac{j}{wC_{DS_1}}; \\ & Z_5 = -\frac{j}{wC_{DS_2}}; \\ & Z_6 = R_{DS_2}; \\ & Z_7 = -\frac{j}{wC_{GD_2}}; \\ & Z_{R4} = R_4; \\ & Z_{R6} = R_6; \\ & Z_8 = \frac{R_{GS2}}{1+w^2R_{GS2}^2C_{GS2}^2} - j\frac{R_{GS2}^2wC_{GS2}}{1+wR_{GS2}^2C_{GS2}^2}; \\ & Z_{10} = \frac{R_{E1}}{1+w^2R_{E1}^2C_{E1}^2} - j\frac{R_{E1}^2wC_{E1}}{1+wR_{E1}^2C_{E1}^2}; \\ & Z_{11} = R_{Bd_1}; \\ & Z_{12} = -\frac{j}{wC_{k_1}}; \\ & Z_{13} = R_{k_1}; \\ & Z_{14} = R_{B_1}; \\ & Z_{15} = R_{B_2}; \\ & Z_{16} = R_{Bd_2}; \\ & Z_{18} = R_{k_2}; \\ & Z_{18} = R_{k_2}; \\ & Z_{18} = R_8; \end{split}$$
$$Z_{19} = \frac{R_{E2}}{1 + w^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{R_{E2}^2 w C_{E2}}{1 + w R_{E2}^2 C_{E2}^2};$$

$$Z_{R1} = R_1;$$

$$Z_{R3} = R_3;$$

$$Z_H = \frac{R_H}{1 + w^2 R_H^2 C_H^2} - j \frac{R_H^2 w C_H}{1 + w^2 R_H^2 C_H^2};$$

$$Z_{C2} = -\frac{j}{w C_2}.$$

Функція перетворення схеми — це залежність частоти генерованого коливання від індукції магнітного поля для даного схемотехнічного рішення. Щоб знайти функцію перетворення, необхідно вирішити систему рівнянь рівноваги, рівняння якої складені за законами Кірхгофа [80].

Позначаємо контурні струми на еквівалентній схемі рис. 2.3. Еквівалентна схема із зазначенням контурних струмів зображена на рис. 2.4.



Рисунок 2.4 – Еквівалентна схема перетворювача із контурними струмами

Система рівнянь Кірхгофа для схеми рис. 2.4, згідно з напрямками контурних струмів, має вигляд:

$$0 = (Z_{11} + Z_{12} + Z_{13})i_5 - Z_{11}i_7 - Z_{13}(I_4 + i_4) - Z_{12}i_6;$$

$$0 = (Z_{R_1} + Z_{R_4} + Z_{R_3})i_1 + Z_{R_4}i_2 + Z_{R_5}i_3;$$

$$\dot{U}_s = (Z_{R_5} + Z_{R_6})i_8 - Z_{R_6}i_6 - Z_{R_6}i_7;$$

$$0 = (Z_{R_5} + Z_{R_6} + Z_{11})i_3 + Z_{R_6}i_1 - Z_{R_6}i_4;$$

$$0 = (Z_{R_5} + Z_{11} + Z_{10} + Z_{13})i_4 - Z_{R_6}i_3 - Z_{11}i_3 - Z_{9}i_7 - Z_{10}i_7 + Z_{13}(I_4 - i_{15});$$

$$0 = (Z_{R_6} + Z_2 + Z_7 + Z_{19} + Z_{18})i_2 + Z_{R_6}i_1 - Z_{2}i_13 + Z_{7}i_7 + Z_{19}i_{10} - Z_{18}(I_3 + i_{12});$$

$$0 = (Z_{R_6} + Z_{14} + Z_{12})i_6 - Z_{R_6}i_8 - Z_{14}i_7 - Z_{14}i_7 - Z_{12}i_5;$$

$$0 = (Z_{R_7} + Z_{14} + Z_{12})i_6 - Z_{R_6}i_8;$$

$$0 = (Z_{16} + Z_{17} + Z_{18})i_{12} + Z_{16}i_{10} + Z_{17}i_{11} + Z_{18}(I_3 - i_2);$$

$$\dot{U}_s = (Z_{C_7} + Z_{R_6})i_9 + Z_{C_7}i_0 + Z_{R_6}i_{11};$$

$$0 = (Z_{R_6} + Z_{17} + Z_{18})i_{12} + Z_{16}i_{10} + Z_{17}i_{11} + Z_{18}i_{12} + Z_{19}i_2;$$

$$0 = (Z_{R_7} + Z_{15} + Z_{16} + Z_{19})i_{10} + Z_{C_7}i_9 - Z_{15}i_{11} + Z_{19}i_{12} + Z_{19}i_2;$$

$$0 = (Z_{R_7} + Z_{15} + Z_{17})i_{11} + Z_{R_6}i_9 - Z_{15}i_{10} + Z_{17}i_{10};$$

$$0 = (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_{13} - Z_{14}i_7 + Z_3(i_{14} + I_2) - Z_4(I_1 + I_2);$$

$$0 = (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_{13} - Z_{14}i_7 + Z_3(i_{14} + I_1) - Z_{22}i_7 + Z_{3}I_2 - Z_{1}(I_2 + I_1) - Z_2(I_1 + I_2);$$

$$0 = (Z_4 + Z_5)i_{15} - Z_4i_{14} - Z_5i_{16} + Z_7i_2 + Z_8i_7 + Z_6(I_1 + I_2) - Z_7(I_1 + I_2) - Z_8(I_1 + I_2),$$

$$0 = (Z_4 + Z_5)i_{15} - Z_4i_{14} - Z_5i_{16} + Z_7i_2 + Z_8i_7 + Z_6(I_1 + I_2);$$

$$0 = (Z_5 + Z_6)i_{16} - Z_3i_{15} - Z_6i_{17} + Z_5(I_1 + I_2) - Z_6(I_1 + I_2);$$

$$0 = (Z_5 + Z_6)i_{16} - Z_3i_{15} - Z_6i_{17} + Z_5(I_1 + I_2) - Z_6(I_1 + I_2);$$

$$(2.1)$$

Розв'язавши систему рівнянь рівноваги знайдемо повний опір на електродах перетворювача. Далі розкладемо повний опір на дійсну й уявну складові, визначимо еквівалентну ємність коливального контура, яка залежить від магнітної індукції.

Струми I_{BS} (струм переходу підкладка-витік) і I_{BD} (струм переходу підкладка-стік) в лінійному режимі, якщо виконується умова $U_{ds} < (U_{gs} - U_T)$, визначаються згідно з виразами [80]

$$I_{bs} = I_{ss}(\exp U_{bs} / (NU_{t}) - 1), \qquad (2.2)$$

$$I_{bd} = I_{ss}(\exp U_{bd} / (NU_t) - 1), \qquad (2.3)$$

де I_{ss} – струм насичення p-п переходу підкладки;

U_{bs} – напруга підкладка-витік;

*U*_{*bd*} – напруга підкладка-стік;

N – коефіцієнт неідеальності переходу підкладка-стік;

 U_t – температурний потенціал p-n переходу.

Статична вихідна характеристика МДН транзистора в лінійному режимі описується виразом [80], [92].

$$I_{ds} = \frac{\mu \cdot C_0 \cdot W}{L} \left((U_{gs} - U_T) \cdot U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2} \right),$$
(2.4)

де *L* – довжина каналу;

U_{gs} – напруга затвор-витік;

*U*_{*T*} – порогова напруга

W – ширина каналу;

μ – рухливість носіїв в каналі;

 C_0 – питома ємність оксиду;

*U*_{*ds*} – напруга стік-витік;

*U*_{*T*} – порогова напруга.

Порогова напруга МДН транзистора для аналітичних моделей описується виразом [79]

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_S}{C_0} + \frac{1}{C_0}\sqrt{4_{\varepsilon_S} \cdot q \cdot N_A \cdot \varphi_B}, \qquad (2.5)$$

де Q_s – питомий поверхневий заряд, Φ / M^2 ;

 ε_s – відносна електрична проникність напівпровідника;

N_A – концентрація домішок;

 $\varphi_{\scriptscriptstyle B}$ - потенціал Фермі, який описується наступним виразом [79]

$$\varphi_B = \pm kT / q \cdot \ln(N_A / n_i) \quad . \tag{2.6}$$

Струм стоку в режимі насичення при $U_{ds} \ge (U_{gs} - U_T)$ описується формулою [80]

$$I_{ds_{SAT}} = \frac{\mu \cdot C_0 \cdot W}{6L} ((U_{ds_{SAT}} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs}(U_{ds_{SAT}} + 2\varphi_B) - -12\varphi_0 (U_{ds_{SAT}} - \varphi_{ds_{SAT}} - \frac{4}{3}K\varphi_{ds_{SAT}}^{1/2}))$$
(2.7)

$$-12\varphi_{B}(U_{gs}-\varphi_{B}-\frac{4}{3}K\varphi_{B}^{1/2})),$$

де

$$U_{ds_{SAT}} = U_{gs} - 2\varphi_B + K^2 (1 - (1 + 2U_{gs} / K^2)^{1/2}), \qquad (2.8)$$

$$K = \left(\varepsilon_{S} q N_{A} / C_{0}\right)^{1/2}.$$
(2.9)

Опір стік-витік R_{ds} в лінійній області визначається за формулою [79]

$$R_{ds} = \frac{L}{W \mu C_0} (U_{gs} - U_T), \qquad (2.10)$$

а в області насичення

$$R_{ds} = \frac{12 \left[L(U_d - U_{ds_{SAT}})^{1/2} - 2(\varepsilon_s / qN_a)^{1/2}(U_d - U_{ds_{SAT}}) \right]}{W \mu C_0 (2\varepsilon_s / qN_A)^{1/2}} \times \frac{1}{(U_{ds_{SAT}} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs}(U_{ds_{SAT}} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B(U_{gs} - \varphi_B - 4/3K\varphi_B^{1/2})},$$
(2.11)

де U_d – напруга на стокові;

 $U_{ds_{SAT}}$ – напруга стік-витік в режимі насичення.

Розв'язання системи рівнянь 2.1 за допомогою обчислювальної техніки, дало змогу отримати теоретичну залежність активної і реактивної складової повного опору, а також функції перетворення та функцію чутливості, яка є похідною від функції перетворення. На рис. 5.15 подані теоретичні залежності активної та реактивної складових повного опору від магнітної індукції.

Розглянемо схему рис. 2.4 та систему рівнянь рівноваги (2.1).

Функція Ляпунова представляє собою скалярну функцію, яка задана на фазовому просторі системи, з допомогою якої можна довести стійкість положення рівноваги. [11].



Рисунок 2.5 – Залежність активної складової повного опору перетворювача від індукції магнітного поля при різних напругах живлення:

R1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 6B$; R2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B$; R3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$.



Рисунок 2.6 – Залежність реактивної складової повного опору перетворювача від індукції магнітного поля при різних напругах живлення: X1(B) – при U_ж = 6B; X2(B) – при U_ж = 5,5B; X3(B) – при U_ж = 5B.

Функції Ляпунова дозволяють встановити стійкість або нестійкість системи [11]. На підставі схеми (рис. 2.4) відповідно до методу Ляпунова визначена функція перетворення радіовимірювального перетворювача, яка являє собою залежність частоти генерації від величини магнітної індукції.

Аналітична залежність функції перетворення має вигляд

$$F(B) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1^2 + R_B A_1 C_{DS2} - L_{e\kappa e} C_{DS2} + A_2}{2L_{e\kappa e} C_{DS2} A_1^2}},$$
 (2.12)

де $A_1 = C_B(B)R_B(B)$, $A_2 = \sqrt{A_1^2 + R_H(B)A_1C_{DS2} - L_{e\kappa_6}C_{DS2})^2 + 4L_{e\kappa_6}C_{DS2}A_1^2}$,

 $C_{H}(B), R_{H}(B)$ - еквівалентна ємність та опір магніточутливого елементу, $L_{e\kappa b}$ - еквівалентна індуктивність частотного перетворювача,

 $C_{\scriptscriptstyle DS2}$ - ємність переходу (стік-витік) двозатворного транзистора.

Графічна залежність теоретичної функції перетворення представлена на рис. 2.7



Рисунок 2.7 – Графіки теоретичної функції перетворення перетворювача магнітного поля при різних напругах живлення:

F1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 6B$; F2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B$; F3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$.

Чутливість перетворювача визначається як похідна від функції перетворення на підставі виразу (2.13)

$$S(B) = \left| \frac{d(F(B))}{dB} \right|.$$
(2.13)

Таким чином, виконавши перетворення отримаємо рівняння $S_B^F = \frac{1}{\sqrt{8}} \left[\left(2C_H(B)R_H^2(B) \left(\frac{\partial C_H(B)}{\partial B} \right) + 2C_H^2(B)R_H(B) \left(\frac{\partial R_H(B)}{\partial B} \right) + 2R_H(B)C_H(B)C_{DS2} \times \right] \right]$ $\times \left(\frac{\partial R_{H}(B)}{\partial B}\right) + R_{H}^{2}(B) \left(\frac{\partial C_{H}(B)}{\partial B}\right) C_{DS2} + \frac{1}{2} \left(2 \left(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{H}(B)R_{H}^{2}(B)C_{DS2} - L_{eks}C_{DS2}\right) \times \frac{1}{2} \left(2 \left(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{H}(B)R_{H}^{2}(B)C_{DS2}\right) + \frac{1}{2} \left(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B)C_{DS2}\right) + \frac{1}{2} \left(C_{H}^{2}(B)R_{H$ $\times \left(2C_{H}(B)R_{H}^{2}(B)\left(\frac{\partial C_{H}(B)}{\partial B}\right)+2C_{H}^{2}(B)R_{H}(B)\left(\frac{\partial R_{H}(B)}{\partial B}\right)+2R_{H}(B)C_{H}(B)C_{DS2}\left(\frac{\partial R_{H}(B)}{\partial B}\right)+2R_{H}(B)C_{DS2}\left(\frac{\partial R_{H}(B)}{\partial$ $+R_{H}^{2}(B)\left(\frac{\partial C_{H}(B)}{\partial B}\right)C_{DS2}+8L_{ekg}C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B)\left(\frac{\partial C_{H}(B)}{\partial B}\right)+8L_{ekg}C_{DS2}C_{H}^{2}(B)\times$ $\times C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B))^{1/2}\Big)\Big/\Big(L_{ekg}C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B)) - 2(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B) - 2(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B)) - 2(C_{H}^{2}(B)$ $-L_{eks}C_{DS2} + \left((C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B) - L_{eks}C_{DS2} \right)^{2} + 4L_{eks}C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B))^{1/2} \right) \times C_{eks}^{2} + C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) - L_{eks}C_{DS2} + C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) - C_{eks}C_{DS2} + C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}^{2}($ $\times \left(\frac{\partial C_{H}(B)}{\partial B}\right) / \left(L_{eks}C_{DS2}C_{H}^{3}(B)R_{H}^{2}(B)\right) - 2(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B) - L_{eks}C_{DS2} + C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B)\right) - 2(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) - C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B) - C_{DS$ $+ \left(C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) + C_{DS2} C_{H}(B) R_{H}^{2}(B) - L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) \right)^{1/2} \left| \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) \right)^{1/2} \right| \right| \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) \right)^{1/2} \right) | \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) \right)^{1/2} \right) | \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) \right)^{1/2} \right) | \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} C_{H}^{2}(B) R_{H}^{2}(B) \right)^{1/2} \right) | \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} + 4 L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{1/2} | \left(L_{eks} C_{DS2} \times \frac{1}{2} \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{eks} C_{DS2} \right)^{2} \right) | \left(L_{eks} C_{DS2} + L_{$ $\times C_{H}^{2}(B)R_{H}^{3}(B))) / \left(\left(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B) + C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B) - L_{eks}C_{DS2} + C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B) - C_{eks}C_{DS2} + C_$ (2.14)+ $\left(\left(C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B)+C_{DS2}C_{H}(B)R_{H}^{2}(B)-L_{eks}C_{DS2}\right)^{2}+\right)$ $+4L_{eks}C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B))^{1/2}\Big)\Big/\Big(L_{eks}C_{DS2}C_{H}^{2}(B)R_{H}^{2}(B)\Big)^{1/2}.$

Графік залежності чутливості представлений на рис. 2.8.

Якщо розглядати радіовимірювальний прилад магнітного поля з таким радіовимірювальним перетворювачем, то оскільки вихідною величиною такого сенсора є частота, ми можемо вибрати в якості засобу вимірювання частоти цифровий частотомір миттєвих значень. Рівняння перетворення цього частотоміра подається у вигляді [27]:

$$N = \frac{T_X}{T_0} = T_X * f_0 = \frac{f_0}{f_X}$$

Підставивши вираз 2.12 в рівняння перетворення частотоміра, отримаємо рівняння перетворення всього приладу:



$$N = \frac{f_0}{F(B)}.$$
(2.15)



S2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B;$ S3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B.$

Як видно з графіка рис. 2.8, найбільша чутливість приладу лежить в діапазоні від 0...100 мТл і складає 300...600 Гц/мТл.

Для теоретичної функції перетворення радіовимірювального перетворювача індукції магнітного поля при напрузі живлення 5В, проведемо її лініаризацію. Розіб'ємо діапазон вимірювання на три піддіапазони:

перший 0...0,2 Т; другий 0,2...0,8 Т; третій 0,8...1 Т. Використовуючи математичний пакет MathCad отримаємо наступні вирази для функції перетворення в піддіапазонах:

$$f_1(B) = 620B + 889;$$

 $f_2(B) = 183B + 992;$
 $f_3(B) = 50B + 1085.$

На рис. 2.9 зображена теоретична функція перетворення та апроксимовані прямі в піддіапазонах.



Рисунок 2.9 – Графіки теоретичної функції перетворення та прямих її лінеаризації в піддіапазонах.

Таким чином при лінеаризації функції перетворення ми отримуємо наступні значення чутливості в піддіапазонах:

0-0,2 Т:
$$S_1(B) = 620 \, \Gamma \text{ц/мTл};$$

0,2-0,8 Т:
$$S_2(B) = 183 \Gamma$$
ц/мТл;

0,8-1 Т: $S_3(B) = 50 \Gamma$ ц/мТл.

Проведемо розрахунок максимальної похибки нелінійності для кожного підідапазону за формулою:

$$\gamma_H = \frac{\Delta_{\max}}{|f_B - f_H|},\tag{2.16}$$

де Δ_{\max} - максимальне відхилення функції перетворення від статичної характеристики,

 $f_{\scriptscriptstyle B},\,f_{\scriptscriptstyle H}$ - значення функції перетворення в кінці та на початку піддіапазону.

Підставляючи чисельні значення отримаємо для кожного піддіапазону:

$$\gamma_{H1} = \frac{1012 - 1007}{1012 - 890} = 0,041;$$

$$\gamma_{H2} = \frac{1091 - 1076}{1138 - 1028} = 0,13;$$

$$\gamma_{H3} = \frac{1128, 5 - 1128}{1135 - 1125} = 0,05.$$

Зменшити похибку нелінійності ми можемо за рахунок розбиття на більшу кількість піддіапазонів.

Використовуючи лабораторне обладнання було проведено експериментальне дослідження функціонування частотного перетворювача на біполярних та польовому транзисторах без магнітного сенсора. Для демонстрації була знята статична вольт-амперна характеристика (рис. 2.10) та продемонстрований процес генерації коливань при різних положеннях робочої точки на спадаючій ділянці динамічної ВАХ (рис. 2.11).

При розміщенні робочої точки на зростаючій ділянці ВАХ, генерація коливань буде відсутня.

Розміщуючи робочу точку на спадаючій частині ВАХ, ми можемо отримати так званий диференційний опір в коливальному контурі, який компенсує втрати в ньому. В цьому випадку буде відбуватись генерація коливань з певною частотою.



Рисунок 2.10 – Статична ВАХ частотного перетворювача на біполярних та польовому транзистрорах (по вертикальній вісі одна поділка – 2мА, по горизонтальній вісі – 2В)



Рисунок 2.11 – Динамічна ВАХ частотного перетворювача на біполярних та польовому транзистрорах(по вертикальній вісі одна поділка – 2мА, по горизонтальній вісі – 2В)

Проаналізувавши рис. 2.10 та рис. 2.11, можна повністю підтвердити генерацію коливань. Причому амплітуда коливань тим більша, чим більшу напругу живлення ми прикладаємо до частотного перетворювача. Необхідно враховувати також і те, що при збільшенні напруги живлення, ми змінюємо положення робочої точки на ВАХ, і в певний момент генерація коливань зникне. Іншим фактором розробки та вдосконалення частотних перетворювачів для вимірювальних приладів є впровадження їх виробництва в сучасній інтегральній технології, де в більшості випадків використовується напруга живлення порядку 3 або 5 В. 2.2 Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального частотного перетворювача на основі ДБМТ та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах

Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля наведена на рис. 2.12. Схема складається з двоколекторного магніточутливого транзистора (сенсор магнітного поля) польового двозатворного транзистора і двох біполярних транзисторів (вони створюють автогенераторний прилад, частота генерації якого змінюється в залежності від напруги на колекторі VT1).



Рисунок 2.12 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля

Транзистор VT4, конденсатор C1 та резистор R11 утворюють активну індуктивність частотного перетворювача. Реалізація активної індуктивності може бути виконана в інтегральному виконанні, що відповідає сучасному технологічному процесі виготовлення інтегральних мікросхем. Фізична активна індуктивність - це напівпровідниковий прилад в якого необхідна фазова затримка створюється всередині приладу за рахунок фізичних процесів в ньому. Для спрощення математичних розрахунків замінимо в схемі рис. 2.12 активну індуктивність, яка утворена елементами C1, VT4, R11, на індуктивність L1. Отримаємо результуючу схему рис. 2.13.



Рисунок 2.13 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля при заміні активної індуктивності

Частотний перетворювач магнітного поля на основі двоколекторного й двозатворного транзисторів з активним індуктивним елементом працює наступним чином. На електродах колектора біполярного транзистора VT3 і стоку польового двозатворного транзистора VT2 існує повний опір, активна складова якого має диференційне значення, а реактивна – ємнісний характер. Підключення індуктивності (транзисторного аналогу індуктивності на основі БТ VT4 та фазозсувного кола C1- R11) до стоку двозатворного польового транзистора VT2 і загальної шини через блокувальну ємність C1 створює коливальний контур, втрати енергії в якому компенсуються диференційним опором. Резистори R9 i R10 забезпечують режим живлення за постійним струмом досліджуваної схеми. Під час дії магнітного поля на двоколекторний магніточутливий транзистор VT1 відбувається зміна еквівалентної ємності коливального контура, що викликає зміну резонансної частоти [79], [93], [96].

Резистори R9 i R10 забезпечують режим живлення за постійним струмом (встановлення необхідного положення робочої точки на ВАХ) досліджуваної схеми. В результаті впливу магнітного поля на двоколекторний магніточутливий транзистор VT1 відбувається зміна еквівалентної ємності коливального контуру, що в свою чергу спричиняє зміну резонансної частоти автогенератора.

Еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля представлена на рис. 2.14.



Рисунок 2.14 – Еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з ДБМТ.

Для спрощення розрахунків перетворимо еквівалентну схему рис. 2.13 на схему для змінного струму, яка подана на рис. 2.14.

Для схеми рис. 2.14 виконаємо наступні дії:

- введемо комплексну форму запису для всіх елементів схеми рис. 2.13;

- виконаємо перетворення паралельних та послідовних з'єднань в один елемент схеми;

- позначимо на схемі контурні струми.

За методом контурних струмів будемо створювати систему рівнянь

рівноваги для даної схеми.

В результаті отримаємо схему рис. 2.15.



Рисунок 2.15 – Перетворена еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля за змінним струмом

На схемі рис. 2.15 елементи розраховуються як:

 $Z_{R_{2}} = R_{2};$ $Z_{R_{1}} = R_{1};$ $Z_{R_{6}} = R_{6};$ $Z_{R_{5}} = R_{5};$ $Z_{R_{7}} = R_{7};$ $Z_{R_{8}} = R_{8};$ $Z_{R_{3}} = R_{3};$ $Z_{R_{4}} = R_{4};$

$$\begin{split} & Z_{R_{10}} = R_{10}; \\ & Z_{R_{9}} = R_{9}; \\ & Z_{1} = \frac{R_{E_{1}}}{1 + w^{2}R_{E_{1}}^{2}C_{E_{1}}^{2}} - j\frac{R_{E_{1}}^{2}wC_{E_{1}}}{1 + wR_{E_{1}}^{2}C_{E_{1}}^{2}}; \\ & Z_{2} = R_{k_{1}}; \\ & Z_{3} = R_{Bd_{1}}; \\ & Z_{4} = -\frac{j}{wC_{k_{1}}}; \\ & Z_{5} = R_{B_{1}}; \\ & Z_{6} = R_{B_{2}}; \\ & Z_{6} = R_{B_{2}}; \\ & Z_{9} = R_{k_{2}}; \\ & Z_{10} = -\frac{j}{wC_{k_{2}}}; \\ & Z_{7} = \frac{R_{E_{2}}}{1 + w^{2}R_{E_{2}}^{2}C_{E_{2}}^{2}} - j\frac{R_{E_{2}}^{2}wC_{E_{2}}}{1 + wR_{E_{2}}^{2}C_{E_{2}}^{2}}; \\ & Z_{11} = \frac{R_{GS_{1}}}{1 + w^{2}R_{GS_{1}}^{2}C_{GS_{1}}^{2}} - j\frac{R_{CS_{1}}^{2}wC_{GS_{1}}}{1 + wR_{CS_{1}}^{2}C_{GS_{1}}^{2}}; \\ & Z_{12} = -\frac{j}{wC_{GD_{1}}}; \\ & Z_{13} = R_{DS_{1}}; \\ & Z_{14} = -\frac{j}{wC_{DS_{2}}}; \\ & Z_{16} = R_{DS_{2}}; \end{split}$$

$$Z_{17} = -\frac{j}{wC_{GD_2}};$$

$$Z_{18} = \frac{R_{GS2}}{1 + w^2 R_{GS2}^2 C_{GS2}^2} - j \frac{R_{GS2}^2 w C_{GS2}}{1 + w R_{GS2}^2 C_{GS2}^2};$$

$$Z_{19} = \frac{R_{E3}}{1 + w^2 R_{E3}^2 C_{E3}^2} - j \frac{R_{E3}^2 w C_{E3}}{1 + w R_{E3}^2 C_{E3}^2};$$

$$Z_{20} = R_{k_3}; \quad Z_{21} = R_{Bd_3};$$

$$Z_{22} = -\frac{j}{wC_{k_3}};$$

$$Z_{23} = R_{B_3}; \ Z_{L_1} = jwL_1;$$

Запишемо систему рівнянь Кірхгофа, згідно з напрямками контурних струмів

$$\begin{cases} 0 = (Z_2 + Z_3 + Z_4)i_3 + Z_2(i_1 - I_1) - Z_3i_2 + Z_4i_5; \\ 0 = (Z_{R_2} + Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_{R_1})i_2 + (Z_{R_3} + Z_1)i_1 - Z_3i_3 + Z_5(i_4 + i_5); \\ \dot{U} = (Z_{R_0} + Z_{R_0})i_3 - Z_{R_0}i_{11} - Z_{R_0}i_{12}; \\ 0 = (Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8)i_4 - Z_3i_3 + (i_1 + i_2)Z_1 + (Z_6 + Z_6)i_5 + (i_5 + i_6)Z_8; \\ 0 = (Z_{R_2} + Z_1 + Z_2 + Z_{R_0})i_1 + Z_{R_1}i_2 + Z_2(i_3 - I_1) - Z_{R_0}i_{15} + Z_1i_4; \\ 0 = (Z_4 + Z_3 + Z_6 + Z_8 + Z_9 + Z_{R_7})i_5 + Z_4i_3 + (i_4 + i_5)Z_5 + Z_6i_4 + \\ + (i_4 + i_6)Z_8 + Z_9(i_6 + I_2) - Z_{R_7}i_8; \\ 0 = (Z_8 + Z_9 + Z_{10})i_6 - Z_{12}i_5 - Z_{11}i_9 + Z_{13}(I_3 + I_4) + Z_{13}i_7 - Z_{11}(I_3 + I_4) - Z_{12}(I_3 + I_4); \\ 0 = (Z_{R_3} + Z_{R_4} + Z_{10})i_6 - Z_{12}i_5 - Z_{R_1}i_9; \\ 0 = (Z_{R_5} + Z_{R_7} + Z_{R_6})i_1 - Z_{22}i_1 - Z_{23}i_1 - Z_{R_6}i_3; \\ 0 = (Z_{R_5} + Z_{R_7} + Z_{R_6})i_1 - Z_{22}i_1 - Z_{23}i_2 - Z_{R_6}i_3; \\ 0 = (Z_{R_5} + Z_{R_7} + Z_{R_6})i_1 - Z_{22}i_1 - Z_{23}i_2 - Z_{R_6}i_3; \\ 0 = (Z_{R_5} + Z_{R_7} + Z_{R_6})i_1 - Z_{22}i_1 - Z_{23}i_1 - Z_{10}i_7 - Z_{11}i_6; \\ 0 = (Z_{R_7} + Z_{20} + Z_{10} + Z_{11})i_9 - Z_{R_7}i_8 + Z_{20}(I_5 - i_{10}) - Z_{10}i_1 - Z_{21}i_{10}; \\ 0 = (Z_{R_7} + Z_{20} + Z_{10} + Z_{11})i_9 - Z_{R_7}i_8 + Z_{20}(I_5 - i_{10}) - Z_{10}i_1 - Z_{20}i_{11} - Z_{20}i_{11} - Z_{20}i_{12} - Z_{20}i_{11} - Z_{20}i_{12} - Z_{11}i_{16}; \\ 0 = (Z_{R_7} + Z_{20} + Z_{21} + Z_{22} + Z_{R_7} + Z_{18})i_{12} - Z_{10}i_9 - Z_{21}i_{10} - Z_{23}i_{11} - Z_{R_6}i_{13} + Z_{18}i_{20}; \\ \dot{U} = Z_{L_7}i_{14} - Z_{L_7}i_{15};$$

$$(2.17)$$

$$0 = (Z_{R_8} + Z_{12} + Z_{17} + Z_{L_7})i_{15} - Z_{R_6}i_1 - Z_{12}i_{16} + Z_{17}i_{20} - Z_{L_7}i_{14}; \\ 0 = (Z_{16} + Z_{17} + Z_{18})i_{20} - Z_{16}i_{19} + Z_{18}i_{12} + Z_{17}i_{15} + Z_{16}(I_3 + I_4) - Z_{17}(I_3 + I_4) - Z_{18}(I_3 + I_4); \\ 0 = (Z_{13} + Z_{14})i_{17} + Z_{13}i_{16} - Z_{16}i_{19} + Z_{18}i_{12} + Z_{17}i_{15} + Z_{16}(I_3 + I_4); \\ 0 = (Z_{13} + Z_{14})i_{19} - Z_{15}i_{18} - Z_{16}i_{20} + Z_{15}(I_3 + I_4) - Z_{16}(I_3 + I_4); \\ 0 = (Z_{14} + Z$$

На рис. 2.16 подана теоретична залежність активної складової повного опору від магнітної індукції при трьох різних напругах живлення.

На рис. 2.17 подана теоретична залежність реактивної складової повного опору від магнітної індукції при трьох різних напругах живлення перетворювача.



Рисунок 2.16 – Залежності активної складової повного опору перетворювача від магнітної індукції для трьох різних напруг живлення:

R1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 6B$; R2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B$; R3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$.



Рисунок 2.17 – Залежності реактивної складової повного опору перетворювача від магнітної індукції для трьох напруг живлення: X1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 6B$; X2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B$; X3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$.

Знаючи залежності елементів еквівалентної схеми від впливу магнітного поля, перейдемо до визначення функції перетворення і рівняння чутливості.

Активна індуктивність є лінійною схемою [79], оскільки автогенератор працює в області низьких частот у лінійному режимі роботи. Тому на підставі методу алгебраїчної лінеаризації для частоти першої гармоніки спектру генерованих електричних коливань еквівалентна схема частотного перетворювача магнітного поля буде лінійною відносно збуджувальної дії [94].

Отримана функція перетворення вдосконаленого радіовимірювального перетворювача має такий вигляд

$$F_{0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_{1} + \sqrt{A_{1}^{2} + 4L_{e\kappa\sigma}C_{GD}A_{2}^{2}}}{2L_{e\kappa\sigma}C_{GD}A_{2}^{2}}},$$
(2.18)

де
$$A_1 = L_{e\kappa e} C_{GD} - A_2^2 - C_{GD} A_2 R_B(B);$$

 $A_2 = C_B(B) R_B(B);$

L_{ekv} – еквівалентна індуктивність транзисторного аналога індуктивності;

C_B(B) – еквівалентна ємність області бази біполярного двоколекторного магнітотранзистора;

R_B(*B*) – еквівалентний опір області бази біполярного двоколекторного магнітотранзистора;

 $C_{\scriptscriptstyle GD}-\epsilon$ мність області затвор-витік МДН транзистора.

Якщо розглядати радіовимірювальний прилад магнітного поля з таким радіовимірювальним перетворювачем, то підставивши вираз 2.18 в 2.13 отримаємо рівняння перетворення всього приладу з таким частотним перетворювачем:

$$N = \frac{f_0}{\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4L_{e\kappa_B}C_{GD}A_2^2}}{2L_{e\kappa_B}C_{GD}A_2^2}}}.$$
(2.19)

Графіки додаткових результатів досліджень для даного схемотехнічного рішення наведені в додатку Б.

Графік функції перетворення розробленого радіовимірювального перетворювача наведено на рис. 2.18.



Рисунок 2.18 – Залежність частоти генерації від індукції магнітного поля радіовимірювального перетворювача при різних напругах живлення: F1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 6B$; F2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B$; F3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$.

Функція чутливості визначається на підставі рівняння перетворення (2.17) і має такий вигляд

$$\begin{split} S_{B}^{F_{0}} &= -0.0198 \Biggl(-2C_{B}(B)R_{B}^{3}(B)C_{GD} \Biggl(\frac{\partial C_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) \sqrt{A_{1} + 2A_{2}} - 2C_{B}^{2}(B)R_{B}^{3}(B) \times \\ &\times \Biggl(\frac{\partial C_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) - 2C_{B}^{3}(B)R_{B}^{2}(B) \Biggl(\frac{\partial R_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) - 3C_{B}(B)R_{B}^{3}(B)C_{GD} \Biggl(\frac{\partial C_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) - \\ &- 2C_{GD}C_{B}^{2}(B)R_{B}^{2}(B) \Biggl(\frac{\partial R_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) + 8C_{B}^{2}(B)R_{B}^{3}(B)LC_{GD} \Biggl(\frac{\partial C_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) + 8LC_{GD}C_{B}^{2}(B) \times \\ &\times R_{B}^{2}(B) \Biggl(\frac{\partial R_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) + 4LC_{GD}R_{B}(B) \Biggl(\frac{\partial C_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) \sqrt{A_{1} + 2A_{2}} + 4R_{B}(B) \times \\ &\times \Biggl(\frac{\partial C_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) LC_{GD} + 4C_{B}(B)LC_{GD} \Biggl(\frac{\partial R_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) \sqrt{A_{1} + 2A_{2}} + 4LC_{GD}C_{B}(B) \times \\ &\times \Biggl(\frac{\partial R_{B}(B)}{\partial B} \Biggr) \Biggr) \Biggr/ \Biggl(\Biggl(2\sqrt{A_{1} + \sqrt{A_{1} + 2A_{2}}} / A_{2} \Biggr) LC_{GD}C_{B}^{3}(B)R_{B}^{3}(B)\sqrt{A_{1} + 2A_{2}} \Biggr) \end{split}$$

Графік функції чутливості вимірювання наведено на рис. 2.19.





активним індуктивним елементом при різних напругах живлення:

S1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 6B$; S2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5,5B$; S3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$.

Як видно з рис. 2.19 найвищу чутливість частотний перетворювач магнітного поля на основі двоколекторного, двозатворного та двох біполярних транзисторів має в діапазоні від 0 до 200 мТл і складає 240...405 Гц/мТл при напрузі живлення 5,5В.

теоретичної функції перетворення радіовимірювального Для перетворювача індукції магнітного поля при напрузі живлення 5B. проведемо її лініаризацію. Розіб'ємо діапазон вимірювання на лва піддіапазони: від 0 до 0,3 Т; 0,3 – 1 Т. Використовуючи математичний пакет MathCad отримаємо наступні вирази функції перетворення для В піддіапазонах:

 $f_1(B) = 0,35B + 840;$ $f_2(B) = 0,15B + 905.$

На рис. 2.20 зображена теоретична функція перетворення та апроксимовані прямі в піддіапазонах.



Рисунок 2.20 – Графіки теоретичної функції перетворення

та прямих її лінеаризації в піддіапазонах.

Таким чином при лінеаризації функції перетворення ми отримуємо наступні значення чутливості в піддіапазонах:

0-0,3 Т: $S_1(B) = 350\Gamma$ ц/мТл;

0,3-1 Т: $S_2(B) = 150\Gamma$ ц/мТл.

Проведемо розрахунок максимальної похибки нелінійності для кожного підідапазону за формулою (2.14).

Підставляючи чисельні значення отримаємо для кожного піддіапазону:

$$\gamma_{H1} = \frac{942 - 940}{949 - 839} = 0,018;$$

$$\gamma_{H2} = \frac{1007 - 1002}{1055 - 950} = 0,047.$$

Зменшити похибку нелінійності ми можемо за рахунок розбиття на більшу кількість піддіапазонів. Але в кожному конкретному випадку потрібно визначати, чи доцільно це робити.

Як бачимо з розрахунків, що для даного варіанту, навіть при розбитті лише на два піддіапазони, ми отримуємо меншу похибку нелінійності у порівнянні з попереднім радіовимірювальним частотним перетворювачем.

Чутливість даного варіанту перетворювача зменшилась майже в два рази при магнітній індукції до 300 мТл.

2.3 Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального частотного перетворювача на основі ДБМТ та транзисторної струтури на біполярних транзисторах

Схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного 2.21. В подана рис. якості магніточутливого поля на сенсору використовується ДБМТ VT1. VT2, VT3 і VT4 реалізують генератор електричних коливань, в якому коливальний контур утворений смнісною складовою повного опору з від'ємним значенням активної складової на електродах колектор-колектор біполярних транзисторів VT2 і VT3 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT4. В результаті маємо, що при дії магнітного поля на ДБМТ VT1, виникає інформативний амплітудний сигнал, який змінює еквівалентну ємність автогенератора, що в свою чергу спричиняє зміну частоти генерації автогенератора, що значно підвищує чутливість перетворювача.



Рисунок 2.21 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача на біполярній магніточутливій структурі з активним індуктивним елементом

Для спрощення математичних розрахунків замінимо в схемі рис. 2.21 схему активної індуктивності на індуктивність L1. Отримаємо результуючу схему рис. 2.22.



Рисунок 2.22 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача на біполярній магніточутливій структурі з пасивним індуктивним елементом

Для створення математичної моделі даного варіанту радіовимірювального перетворювача магнітного поля нам необхідно перетворити дану схему в еквівалентну, з подальшим її описом через систему рівнянь рівноваги. Отже, замінимо транзистори їх еквівалентними схемами і отримаємо еквівалентну схему.

Еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля представлена на рис. 2.21. Вона є лінійною схемою, оскільки автогенератор працює в області низьких частот у лінійному режимі роботи. Тому на підставі методу алгебраїчної лінеаризації для частоти першої гармоніки спектру генерованих електричних коливань еквівалентна схема частотного перетворювача магнітного поля буде лінійною відносно збуджуючої дії.



Рисунок 2.23 – Еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з ДБМТ.

Для схеми рис. 2.23 виконаємо наступні дії:

- введемо комплексну форму запису для всіх елементів схеми рис. 2.23;

- виконаємо перетворення паралельних та послідовних з'єднань в один елемент схеми;

- позначимо на схемі контурні струми.

За методом контурних струмів будемо створювати систему рівнянь рівноваги для даної схеми.

В результаті отримаємо схему рис. 2.24.

Комплексну форму запису для всіх елементів електричного кола можна застосовувати для розрахунку кіл змінного струму.

При комплексній формі запису відомі методи розрахунку кіл постійного струму такі як метод контурних струмів, метод вузлових потенціалів, метод перетворення і інші, можна застосовувати і для розрахунку кіл змінного струму.



Рисунок 2.24 – Перетворена нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітної індукції

На схемі рис. 2.24 елементи розраховуються як:

$$Z_{R_2} = R_2;$$

$$Z_{R_1} = R_1;$$

$$Z_{R_6} = R_6;$$

$$Z_{R_5} = R_5;$$

$$Z_{R_7} = R_7;$$

$$Z_{R_8} = R_8;$$

$$Z_{R_3} = R_3;$$

$$Z_{R_4} = R_4;$$

$$Z_{R_{10}} = R_{10};$$

$$Z_{R_9} = R_9;$$

$$\begin{split} & Z_1 = \frac{R_{E_1}}{1 + w^2 R_{E_1}^2 C_{E_1}^2} - j \frac{R_{E_1}^2 w C_{E_1}}{1 + w R_{E_1}^2 C_{E_1}^2}; \\ & Z_2 = R_{k_1}; \quad Z_3 = R_{Bd_1}; \\ & Z_4 = -\frac{j}{w C_{k_1}}; \\ & Z_5 = R_{B_1}; \quad Z_6 = R_{B_2}; \quad Z_8 = R_{Bd_2}; \quad Z_9 = R_{k_2}; \\ & Z_{10} = -\frac{j}{w C_{k_2}}; \\ & Z_7 = \frac{R_{E_2}}{1 + w^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{R_{E2}^2 w C_{E_2}}{1 + w R_{E2}^2 C_{E2}^2}; \\ & Z_{11} = \frac{R_{GS_1}}{1 + w^2 R_{CS_1}^2 C_{GS_1}^2} - j \frac{R_{CS_1}^2 w C_{GS_1}}{1 + w R_{CS_1}^2 C_{CS_1}^2}; \\ & Z_{12} = R_{Bd_2}; \\ & Z_{13} = \frac{R_{E2}}{1 + w^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{R_{E2}^2 w C_{E2}}{1 + w R_{E2}^2 C_{E2}^2}; \\ & Z_{14} = -\frac{j}{w C_{k_2}}; \quad Z_{15} = R_{k_2}; \\ & Z_{19} = \frac{R_{E3}}{1 + w^2 R_{E3}^2 C_{E3}^2} - j \frac{R_{E3}^2 w C_{E3}}{1 + w R_{E3}^2 C_{E3}^2}; \\ & Z_{20} = R_{k_3}; \quad Z_{21} = R_{Bd_3}; \\ & Z_{22} = -\frac{j}{w C_{k_3}}; \\ & Z_{23} = R_{B_3}; \quad Z_{L_1} = j w L_1; \end{aligned}$$

За основу дослідження беремо метод контурних струмів. Визначаємо незалежні контури перетвореної еквівалентної схеми на рис. 2.22 і позначаємо в цих контурах напрямки відповідних їм контурних струмів. Система рівнянь Кірхгофа, згідно зі схемою має вигляд (2.21).

$$\begin{aligned} 0 &= \left(Z_{R_{2}} + Z_{1} + Z_{2} + Z_{R_{0}}\right)i_{1} + Z_{R_{2}}i_{2} + Z_{1}i_{2} + Z_{2}\left(i_{3} - I_{1}\right) - Z_{R_{0}}i_{15} + Z_{1}i_{4}; \\ 0 &= \left(Z_{11} + Z_{12} + Z_{13}\right)i_{17} + Z_{11}i_{15} + Z_{13}i_{9} + Z_{13}\left(I_{3} + I_{4}\right) + Z_{13}i_{17} \\ 0 &= \left(Z_{2} + Z_{3} + Z_{4}\right)i_{3} + Z_{2}\left(i_{1} - I_{1}\right) - Z_{3}i_{2} + Z_{4}i_{5}; \\ 0 &= \left(Z_{1} + Z_{3} + Z_{5} + Z_{6} + Z_{7} + Z_{8}\right)i_{4} - Z_{3}i_{3} + \left(i_{1} + i_{2}\right)Z_{1} + \left(Z_{6} + Z_{6}\right)i_{5} + \left(i_{5} + i_{6}\right)Z_{8}; \\ \dot{U} &= \left(Z_{R_{0}} + Z_{R_{0}}\right)i_{3} - Z_{R_{0}}i_{11} - Z_{R_{0}}i_{12}; \\ 0 &= \left(Z_{4} + Z_{5} + Z_{6} + Z_{8} + Z_{9} + Z_{8}\right)i_{5} + Z_{4}i_{3} + \left(i_{4} + i_{5}\right)Z_{5} + Z_{6}i_{4} + \\ &+ \left(i_{4} + i_{6}\right)Z_{8} + Z_{9}\left(i_{6} + I_{2}\right) - Z_{R_{0}}i_{8}; \\ 0 &= \left(Z_{8} + Z_{9} + Z_{10}\right)i_{6} + Z_{8}\left(i_{5} + i_{4}\right) + Z_{9}\left(i_{5} + I_{2}\right) - Z_{10}i_{7}; \\ 0 &= \left(Z_{R_{3}} + Z_{R_{4}} + Z_{10}\right)i_{7} - Z_{10}i_{6}; \\ 0 &= \left(Z_{R_{3}} + Z_{R_{7}} + Z_{R_{6}}\right)i_{8} - Z_{R_{7}}i_{5} - Z_{R_{5}}i_{9}; \\ \dot{U} &= Z_{L_{4}}i_{14} - Z_{L_{4}}i_{15}; \\ 0 &= \left(Z_{20} + Z_{21} + Z_{22}\right)i_{10} - Z_{22}i_{11} - Z_{21}i_{12} - Z_{20}\left(I_{5} + i_{9}\right); \\ 0 &= \left(Z_{22} + Z_{23} + Z_{R_{0}}\right)i_{1} - Z_{22}i_{10} - Z_{23}i_{12} - Z_{R_{0}}i_{13}; \\ 0 &= \left(Z_{R_{5}} + Z_{1} + Z_{2} + Z_{R_{6}}\right)i_{12} - Z_{19}i_{9} - Z_{21}i_{10} - Z_{23}i_{11} - Z_{R_{6}}i_{13} + Z_{18}i_{20}; \\ 0 &= \left(Z_{10} + Z_{21} + Z_{23} + Z_{R_{0}}\right)i_{1} - Z_{22}i_{10} - Z_{21}i_{10} - Z_{23}i_{11} - Z_{R_{6}}i_{13} + Z_{18}i_{20}; \\ 0 &= \left(Z_{R_{5}} + Z_{11} + Z_{14} + Z_{4}\right)i_{15} - Z_{R_{6}}i_{1} + Z_{14}i_{16} + Z_{11}i_{17} - Z_{L_{6}}i_{4}; \\ 0 &= \left(Z_{R_{5}} + Z_{11} + Z_{14} + Z_{4}\right)i_{15} - Z_{R_{6}}i_{1} + Z_{14}i_{16} + Z_{11}i_{17} - Z_{L_{6}}i_{4}; \\ 0 &= \left(Z_{R_{5}} + Z_{11} + Z_{14} + Z_{1}\right)i_{15} - Z_{R_{6}}i_{1} + Z_{14}i_{16} + Z_{11}i_{17} - Z_{L_{6}}i_{4}; \\ 1 &= \left(Z_{R_{5}} + Z_{11} + Z_{14} + Z_{1}\right)i_{15} - Z_{R_{6}}i_{1} + Z_{14}i_{16} + Z_{11}i_{17} - Z_{L_{6}}i_{4}; \\ 1 &= \left(Z_{R_{5}} + Z_{1} + Z_{1}\right)i_{17} + Z_{13}i_{16} - Z$$

Розв'язавши дану систему за допомогою ЕОМ чисельним методом, було отримано значення повного опору. На рис. 2.25 подана теоретична залежність активної складової повного опору від магнітної індукції при трьох різних напругах живлення: R1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5B$; R2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 4B$; R3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 3B$.

На рис. 2.26 подана теоретична залежність реактивної складової повного опору від магнітної індукції при трьох різних напругах живлення: $X1(B) - при U_{\mathcal{X}} = 5B; X2(B) - при U_{\mathcal{X}} = 4B; X3(B) - при U_{\mathcal{X}} = 3B.$



Рисунок 2.25 – Залежності активної складової повного опору від індукції магнітного поля для трьох різних напруг живлення перетворювача.



Рисунок 2.26 – Залежності реактивної складової повного опору від індукції магнітного поля для трьох напруг живлення перетворювача.

Вплив магнітного поля на еквівалентні ємність та індуктивність коливального контура передається через зміну параметрів елементів еквівалентної схеми, тому функція перетворення описується рівнянням

$$F_{0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-(A_{1} - A_{3}) + \sqrt{(A_{1} - A_{3})^{2} + 8(C_{e} + C_{b})LC_{b}C_{e}A_{2}^{2}}}{2L_{e\kappa e}C_{b}C_{e}A_{2}^{2}}}, \qquad (2.22)$$

де $A_1 = L_{e\kappa_B}C_bC_e - (C_e + C_b)A_2^2$, $A_2 = C_B(B)R_B(B)$, $A_3 = R_B^2(B)C_B(B)C_eC_b$,

 $L_{\!\scriptscriptstyle\!\textit{e\!K\!B}},\,C_{\!\scriptscriptstyle\!b},\,C_{\!\scriptscriptstyle\!e}$ - еквівалентна індуктивність, ємність бази та емітера.

Графічна залежність функції перетворення перетворювача представлена на рис. 2.27.





Чутливість перетворювача визначається на підставі виразу (2.21) і описується рівнянням

Залежність чутливості від індукції магнітного поля подана на рис. 2.28.



Рисунок 2.28 – Залежність чутливості перетворювача від магнітної індукції при трьох напругах живлення:

S1(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 5$; S2(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 4$; S3(B) – при $U_{\mathcal{K}} = 3B$

Якщо розглядати радіовимірювальний прилад магнітного поля з таким радіовимірювальним перетворювачем, то підставивши вираз 2.22 в 2.15 отримаємо рівняння перетворення всього приладу з таким частотним перетворювачем:

$$N = \frac{f_0}{\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{-(A_1 - A_3) + \sqrt{(A_1 - A_3)^2 + 8(C_e + C_b)LC_bC_eA_2^2}}{2L_{e_{KB}}C_bC_eA_2^2}}}.$$
(2.24)

Аналіз графіків рис. 2.28 показує, що при зростанні значення індукції магнітного поля, чутливість радіовимірювального перетворювача падає. В діапазоні від 0 до 200 мТл, графіки чутливості є близькими до лінійних. І в даному діапазоні чутливість вимірювання радіовимірювального частотного перетворювача приладу змінюється в межах від 1,8 кГц/мТл до 3,3 кГц/мТл

Було проведено експериментальне дослідження функціонування частотного перетворювача на біполярних транзистрорах без магнітного сенсора. Для демонстрації була знята вольт-амперна характеристика при різних напругах живлення (рис. 2.29).



Рисунок 2.29 – Статична ВАХ частотного перетворювача на біполярних транзистрорах (по вертикалі одна поділка – 2мА, по горизонтальній вісі – 2В)

З рис. 2.29 видно, що ВАХ транзисторної структури мають як зростаючу так і спадаючу ділянку. Розміщуючи робочу точку на спадаючій частині ВАХ, ми можемо отримати генерацію коливань (рис. 2.30).



Рисунок 2.30 – Динамічна ВАХ частотного перетворювача на біполярних транзистрорах (по вертикальній вісі одна поділка – 2мА, по горизонтальній вісі – 2В)

Як видно з рис. 2.30, амплітуда генерованих коливань наближається до напруги живлення. Чим більшу напругу живлення ми приклм більшу амплітуду коливань ми отримуємо.

Порівнюючи згенеровані коливання рис. 2.30 з коливаннями рис. 2.10, можна відмітити, що амплітуда генерованих коливань в частотному перетворювачі з польовим транзистором є стабільнішою. Це в свою чергу впливатиме на лінійність функції перетворення.

Графіки додаткових результатів експериментальних досліджень для даного схемотехнічного рішення наведені в додатку А.
Для теоретичної функції перетворення радіовимірювального перетворювача індукції магнітного поля при напрузі живлення 5B. проведемо її лініаризацію. Розіб'ємо діапазон вимірювання на два піддіапазони: від 0 до 0,3 Т; 0,3 – 1 Т. Використовуючи математичний пакет MathCad отримаємо наступні вирази функції для перетворення В піддіапазонах:

 $f_1(B) = 2,4153B + 2665;$

 $f_2(B) = 1,25286B + 3035.$

На рис. 2.31 зображена теоретична функція перетворення та апроксимовані прямі в піддіапазонах.



Рисунок 2.31 – Графіки теоретичної функції перетворення та прямих її лінеаризації в піддіапазонах.

Таким чином при лінеаризації функції перетворення ми отримуємо наступні значення чутливості в піддіапазонах:

0-0,3 Т: $S_1(B) = 2,41$ кГц/мТл;

0,3-1 Т: $S_2(B) = 1,25$ кГц/мТл.

Проведемо розрахунок максимальної похибки нелінійності для кожного підідапазону за формулою (2.14).

Підставляючи чисельні значення отримаємо для кожного піддіапазону:

$$\gamma_{H1} = \frac{3055 - 3023}{3390 - 2638} = 0,044;$$

$$\gamma_{H2} = \frac{3714 - 3677}{4288 - 3412} = 0,043.$$

В даному випадку ми отримали майже однакову похибку нелінійності для обох піддіапазонів.

Як бачимо з розрахунків, що для даного варіанту, навіть при розбитті лише на два піддіапазони, ми отримуємо незначну похибку нелінійності у порівнянні з попереднім радіовимірювальним частотним перетворювачем.

В той же час, ми в кілька разів підвищуємо чутливість перетворювача.

2.4 Висновки до розділу

1. математичної моделі радіовимірювального Вдосконалення перетворювача магнітного поля, який складається з сенсора Холла та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, дозволила підвищити чутливість в радіовимірювальному приладу індукції магнітного поля, що містить у своєму складі такий перетворювач. В перетворювачі було враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту Чутливість вихілних коливань перетворювача. радіовимірювального приладу з таким частотним перетворювачем була підвищена в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-200 мТл і складає 620 Гц/мТл.

2. Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального перетворювача магнітного поля, який складається з двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, дозволила зменшити похибку нелінійності як перетворювача так і радіовимірювального приладу індукції магнітного поля в цілому. В вдосконаленій математичній моделі такого перетворювача радіовимірювального приладу було враховано вплив індукції та частоти зовнішнього магнітного поля, напруг живлення та керування на частоту вихідних коливань перетворювача. Даний варіант має найменшу нелінійну похибку 1,8% з усіх трьох досліджених варіантів в діапазоні індукцій магнітного поля від 0 до 300 мТл.

3. Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального перетворювача магнітного поля, який складається з двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів, дозволила підвищити чутливість в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-300 мТл до значення 2,41 кГц/мТл, в діапазоні 0,3-1 Тл – до значення 1,25 кГц/мТл.

Основні наукові результати розділу опубліковані в працях [9]-[12],
 [12], [20].

РОЗДІЛ З

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПРИЛАДУ

3.1 Експериментальне дослідження радіовимірювального частотного перетворювача приладу на основі ЕХ та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах

Необхідність не лише розробки математичних моделей, але й експериментальне дослідження схемотехнічних рішень на основі вдосконалених моделей, сприяє розробці реальних високочутливих радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля.

Використання частотного принципу роботи перетворювачів магнітної індукції, які використовуються в якості сенсору, забезпечує підвищення завадостійкості радіовимірювальних приладів з одночасним підвищенням чутливості, отриманням значно більших вихідних сигналів з сенсору. В результаті покращуються метрологічні та економічні показники таких приладів [12].

На рис. 3.1 розроблено структурну схему експериментальної установки.



Рисунок 3.1 – Структурна схема експериментальної установки для дослідження радіовимірювального частотного перетворювача приладу на базі ЕХ та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах Об'єктом експериментального дослідження є характеристики радіовимірювального перетворювача магнітного поля з частотним виходом на базі ЕХ та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах.

Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача для вимірювання індукції магнітного поля наведена на рис. 3.2.



Рисунок 3.2 – Електрична принципова схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля

В електричній схемі використовується сенсор Холла SS49 та транзистори VT1 – IRF506, VT2 – BC847, VT3 - BC857. Принцип роботи радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля 3 частотним виходом базується на зміні частоти генерації перетворювача в залежності від зміни рівня інформативного сигналу (який залежить від індукції вимірюваного магнітного поля) з сенсора Холла. Чим більша індукція магнітного поля, тим вища частота генерації вихідного коливання у радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля 3 частотним виходом.

Проведено експериментальні дослідження радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з частотним виходом, яка складається з біполярних та польового транзисторів з сенсором Холла рис. 4. Експериментальна залежність частоти генерації F перетворювача від напруги на магнітній лінзі U_L , табличні дані напруги переведено в одиниці індукції B магнітного поля (табл. 3.1). Дослідження проведено при трьох різних напругах живлення: 4B; 4,5B; 5B.

Таблиця 3.1. Результати експериментальних досліджень функції перетворення радіовимірювального перетворювача від напруги на магнітній лінзі при напрузі живлення 4,5В.

U_L , B	0	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>F</i> , кГц	889,15	960,22	971,44	980,18	987,8	995,08	1002,64	1010,57	1018,93
В, мТл	0	50	110	156,7	215	270	320	370	420
U_L , B	9	10	11	12	13	14	15	16	17
<i>F</i> , кГц	1027,68	1036,57	1045,52	1054,45	1063,46	1072,05	1079,57	1085,9	1091,38
В, мТл	466,7	515	560	600	633,4	687	730	760	790
U_L , B	18	19	20	21	22	23	24	25	26
F, кГц	1096,52	1101,15	1105,17	1109,18	1112,44	1114,67	1116,14	1116,56	1115,58
В, мТл	812	840	860	880	900	922	940	955	965

Основою радіовимірювального частотного перетворювача є автогенератор, утворений транзисторною структурою VT1, VT2 та активною індуктивністю (VT3, C1, R6). Резистори R2-R5 забезпечують налаштування положення робочої точки транзисторів.

Сенсор Холла ввімкнено в схему перетворювача паралельно до транзисторної структури з диференційним опором. Таким чином інформативний сигнал з сенсора Холла впливає на режим роботи транзисторної структури з диференційним опором, змінюючи частоту генерації автогенератора.

За результатами експериментальних досліджень було побудовано залежність частоти генерації від індукції магнітного поля рис. 3.3 при трьох напругах живлення.

Проаналізуємо графіки на рис. 5. При напрузі живлення U_{ж2}=4,5 В крутість функції перетворення мінімальна, а при напругах живлення U_{ж2}=5 В та U_{ж2}=4 В рівнозначна.



Рисунок 3.3 – Залежність частоти генерації радіовимірювального перетворювача від індукції магнітного поля

Перевагою при роботі з напругою U_{ж2}=5 В є те, що частоти робочого діапазону є найбільшими у порівнянні з двома іншими випадками. Як видно з графіків рис.5, на них спостерігається дві майже лінійних ділянки. На першій лінійній ділянці чутливість сенсора Холла є максимальною, хоча діапазон вимірювання магнітного поля є досить маленьким, але достатнім (діапазон вимірювання індукції магнітного поля становить 0-50 мТл). Другий діапазон є досить широким, але чутливість до магнітного поля в цьому випадку є набагато меншою ніж в попередньому випадку. Серед трьох варіантів живлення необхідно відмітити, що при напрузі живлення 4,5 В, чутливість до магнітного поля на першій ділянці (режим слабих магнітних полів) досліджуваного радіовимірювального частотного перетворювача € максимальною та більшою ніж при напругах живлення 4 В та 5 В.

Проведемо дослідження радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля на біполярних та польовому транзисторах з сенсором Холла від температури при напрузі живлення U_{ж2}=4,5 В. Експериментальні дані занесемо до таблиці 2. За результатами експерименту побудуємо графік рис. 3.4.

Таблиця 3.2. Результати експериментальних досліджень залежності частоти радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з частотним виходом від температури

$t, {}^{0}C$	27,8	28,5	29	30,5	35,9	40,2	45,7
F, кГц	884,48	881,63	878,41	866,94	828,94	801,92	767,41
$t, {}^{0}C$	50,4	55	60	65	70	75	80
F, кГц	740,11	714,33	686,57	661,3	635,12	609,62	585,84
$t, {}^{0}C$	85	90	95	100	105	110	-
F, кГц	558,44	534,05	512,79	489,9	469,49	454,95	-



Рисунок 3.4 – Залежність частоти генерації радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля від температури

Проведемо аналіз графіку рис. 3.4. Залежність частоти генерації від температури радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля є майже лінійно. Це пов'язано з тим що при збільшенні температури, рівень вихідної напруги сенсора Холла зменшується, що зумовлює зменшення частоти генерації радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля .

3.2 Експериментальне дослідження радіовимірювального частотного перетворювача приладу на основі ДБМТ та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах

В розділі 2.2 було вдосконалено математичну модель іншого схемотехнічного рішення радіовимірювального перетворювача магнітного поля. Для цього випадку також була поставлена задача розробити електричну схему радіовимірювального перетворювача магнітного поля та провести її експериментальне дослідження.

Розроблено структурну схему радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з частотним виходом (рис. 3.5), в якій використовується двоколекторний магнітотранзистор та частотний перетворювач на основі двох біполярних та одного польового транзисторів.

В магніточутливому радіовимірювальному перетворювачі відбуваються три етапи перетворення енергії: енергія магнітного поля перетворюється в енергію зміни опору; енергія зміни опору перетворюється в енергію зміни еквівалентної ємності; енергія зміни еквівалентної ємності в енергію зміни частоти [13].



Рисунок 3.5 – Структурна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля на транзисторній структурі

Електрична схема розробленого радіовимірювального частотного перетворювача для вимірювання індукції магнітного поля наведено на рис.

Як сенсор магнітного поля використовується двоколекторний біполярний магнітотранзистор VT1. Частотний перетворювач утворено напівпровідниковими активними елементами: біполярні транзистори VT4 (BC847), VT3 (BC857), та польовий транзистор VT2 (BF998).



Рисунок 3.6 – Електрична принципова схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля на транзисторній структурі

Основою радіовимірювального частотного перетворювача є автогенератор, утворений транзисторною структурою VT2, VT3 та активною індуктивністю (VT4, C1, R9). Резистори R5-R8 забезпечують розміщення робочої точки транзисторів на спадній ділянці ВАХ транзисторної структури. Двоколекторний магнітотранзистор ввімкнено в схему перетворювача паралельно до транзисторної структури з від'ємним опором.

Так як, вольт-амперна характеристика на вихідних клемах частотного перетворювача має спадну ділянку, то частотний перетворювач виступає генератором електричних коливань з певною частотою. При впливі зовнішнього магнітного двоколекторний магнітотранзистор, поля на змінюється напруга вихідного сигналу на його колекторові К1. При зміні напруги керування, яка є одночасно і напругою вихідного сигналу двоколекторного магнітотранзистора, змінюється частота генерації частотного перетворювача. Таким чином, чим вища індукція магнітного більша генерації вихідного поля, тим частота коливання У радіовимірювального перетворювача магнітного частотного поля 3 частотним вихолом.

За результатами експериментальних досліджень було побудовано графіки залежності частоти генерації від індукції магнітного поля (функції перетворення) рис. 3.7 при різних напругах керування.



Рисунок 3.7 – Залежність частоти генерації радіовимірювального перетворювача від індукції магнітного поля

Як показано на рис. 3.7, коли на магнітний сенсор діє лише природне магнітне поле Землі та відсутній вплив зовнішнього штучного магнітного поля, то при різних напругах керування частотний перетворювач має різні початкові частоти генерації. При напрузі керування $U_{\kappa} = 1,6B$ чутливість приладу максимальна, оскільки діапазон зміни частоти на виході досліджуваного пристрою становить від 900 кГц до 1065 кГц.

При подальшому збільшенні напруги керування діапазон зміни частоти на виході становить відповідно для $U_{\kappa} = 1,8B$ від 1050 кГц до 1198 кГц, та для

U_к = 2B - від 1150 кГц до 1261 кГц. Таким чином, чутливість радіовимірювального частотного перетворювача зменшується при збільшенні напруги керування.

Використовуючи експериментальні табличні дані та програму TableCurve2D визначено аналітичний опис функції перетворення радіовимірювального перетворювача на основі біполярних, польового та магніточутливого двоколекторного транзисторів.

Найбільш оптимальною є функція перетворення

$$F(B) = a + \frac{b}{1 + \exp\left(\frac{-B + c}{d}\right)},$$
(3.1)

де *В* - індукція магнітного поля, а невідомі коефіцієнти мають наступні величини:

Використовуючи програму TableCurve2D було встановлено, що відносна похибка функції перетворення становить ±1,5%.

За результатами експериментальних досліджень побудовано графік залежності чутливості радіовимірювального перетворювача $S(B) = \left| \frac{d(F(B))}{dB} \right|$ від індукції магнітного поля при напрузі керування $U_K = 1,6B$ (рис. 3.8).



Рисунок 3.8 – Залежність чуливості радіовимірювального перетворювача від індукції магнітного поля

Як показано на рис. 3.8, чутливість радіовимірювального частотного перетворювача приладу змінюється в залежності від рівня зовнішнього магнітного поля. Наприклад, при індукції магнітного поля 100 мТл, радіовимірювального чутливість частотного перетворювача приладу становить 0,1765 кГц/мТл, а при рівні поля 1000 мТл – 0,1645 кГц/мТл. При порівнянні з попередніми результатами, досліджуваний радіовимірювальний перетворювач магнітного поля на біполярних та польовому транзисторах має більш лінійну залежність чутливості віл магнітного поля ніж радіовимірювальний перетворювач, який був досліджений в розділі 3.1 [14].

3.3 Експериментальне дослідження радіовимірювального частотного перетворювача приладу на основі ДБМТ та транзисторної структури на біполярних транзисторах

Для експериментального дослідження третього варіанту радіовимірювального частотного перетворювача було розроблено структурну схему радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля (рис. 3.9), яка складається з двоколекторного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів.



Рисунок 3.9 – Структурна схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля

Електрична схема розробленого перетворювача для вимірювання індукції магнітного поля наведено на рис. 3.10.



Рисунок 3.10 – Електрична принципова схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля

В якості сенсора магнітного поля використовується ДБМТ VT1. Транзистори VT2, VT3, VT4 виконані за інтегральною технологією і представлені мікросхемою *HFA*4094.

Основою радіовимірювального частотного перетворювача є автогенератор, утворений транзисторною структурою VT2, VT3 та активною індуктивністю (VT4, C1, R9). Резистори R5-R8 забезпечують розміщення робочої точки транзисторів (на спадній ділянці ВАХ транзисторної структури). Двоколекторний магнітотранзистор ввімкнено в схему перетворювача паралельно до транзисторної структури з диференційним опором [13].

Принцип роботи радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з частотним вихідним сигналом базується на зміні частоти генерації перетворювача в залежності від зміни рівня інформативного сигналу (який залежить від індукції вимірюваного магнітного поля) з двоколекторного магнітотранзистора. Чим вища індукція магнітного поля, більша зміна генерації вихідного тим частоти коливання y радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля 3 частотним виходом [13].

За результатами експериментальних досліджень було побудовано (функції перетворення) графіки залежності частоти генерації від індукції магнітного поля рис. 3.11 при різних напругах керування.

При зростанні напруги керування зростає частота генерації при відсутності магнітного поля (діє лише магнітне поле Землі). При напрузі керування $U_{\kappa} = 2,6B$ чутливість приладу в області дії від'ємного магнітного поля більша ніж при дії додатнього магнітного поля. Подальше збільшення 2.8 B збільшенню напруги керування ЛО сприяє чутливості радіовимірювального перетворювача. І при напрузі керування $U_{\kappa} = 2,8B$ спостерігаємо найбільшу чутливість радіовимірювального перетворювача до дії магнітного поля. Також при цій напрузі керування чутливість як до дії додатнього так і від'ємного магнітного поля є майже однаковою.



Рисунок 3.11 – Залежність частоти генерації перетворювача від індукції магнітного поля при різних напругах керування

При збільшенні чутливість подальшому напруги керування, радіовимірювального перетворювача до магнітного поля (як додатнього так і від'ємного) зменшується, але зростає нульова (при відсутності магнітного поля) частота вимірювання. І як видно з графіків найбільша чутливість $U_{K} = 2,8B$ напрузі керування спостерігається (досягається) при до магнітного поля яке змінюється в межах: -700 мТл ... +700 мТл.

Використовуючи експериментальні табличні дані та програми TableCurve2D визначено аналітичний опис функції перетворення радіовимірювального перетворювача.

Найбільш оптимальною є функція перетворення яка має наступний вигляд

$$F(B) = a + \frac{b}{\left[1 + \exp\left(\frac{-B - d * \ln\left(2^{1/g} - 1\right) - c}{d}\right)\right]^2},$$
(3.2)

де коефіцієнти мають наступні величини: a=4334,78; b=-3483,43; c=206,856;

d= 540,374; g=2,374.

Використовуючи програму TableCurve2D було встановлено, що відносна похибка функції перетворення становить ±1,5%.

За результатами експериментальних досліджень побудовано графік залежності чутливості радіовимірювального перетворювача *S*(*B*) від індукції магнітного поля при напрузі керування *U_K* = 2,8*B* (рис. 3.12).



Рисунок 3.12 – Залежність чутливості радіовимірювального перетворювача від індукції магнітного поля

Графік чутливості радіовимірювального перетворювача (рис. 3.12) має різну крутість для додатнього та від'ємного магнітних полів. Наприклад, для індукції магнітного поля B=-1000 мТл чутливість становить близько S=0,53 кГц/мТл, а при індукції магнітного поля B=1000мТл чутливість становить близько S=0,90 кГц/мТл. Це пов'язано з тим, що в магнітотранзисторові що використовується, основними носіями є дірки [68]. А при зміні полярності магнітного поля починають електрони (яких менше і які є неосновними носіями) помітно впливати на вихідну напругу сенсора. Найбільша чутливість спостерігається в діапазоні додатнього магнітного поля, індукція якого змінюється в межах 20-100 мТ. 3.4 Порівняльний аналіз експериментальних даних радіовимірювальних частотних перетворювачів індукції магнітного поля

Загальна схема установки, за якою було проведено експериментальне дослідження чутливості до магнітного поля зображена на рис. 3.13 [15].



Рисунок 3.13 – Установка для дослідження радіовимірювальних

частотних перетворювачів магнітного поля

В якості перетворювачів було частотних використано два схемотехнічних рішення основі реактивних на властивостей диференційним напівпровідникових приладів 3 опором: частотний перетворювач на основі трьох біполярних транзисторів (рис.3.14.а) та частотний перетворювач на основі двох біполярних та одного польового транзисторів (рис.3.14.б) [15].

Для дослідження було обрано три різних варіанти радіовимірювальних частотних перетворювачів:

перший – сенсор Холла з частотним перетворювачам на основі двох біполярних та одного польового транзисторів,

другий – двоколекторний біполярний магнітотранзистор з частотним перетворювачам на основі трьох біполярних транзисторів,

третій – двоколекторний біполярний магнітотранзистор з частотним перетворювачам на основі двох біполярних та одного польового

транзисторів.





Одразу ж необхідно зазначити, при використанні першої схеми частотного перетворювача на трьох біполярних транзисторах, ми зможемо забезпечити максимальну чутливість, але лінійність характеристики чутливості в даному випадку буде незначною. При використанні ж другої схеми частотного перетворювача на двох біполярних та польовому транзисторах ми зможемо забезпечити максимальну лінійність [12].

Дослідження проводилось таким чином: на магнітну лінзу (яка має свою функцію перетворення прикладеної напруги в індукцію магнітного поля) подається напруга живлення, та створюється магнітне поле з визначеною індукцією. В радіовимірювальних частотних перетворювачах вихідною величиною є частота, яка вимірюється частотоміром. В готовому радіовимірювальному приладі на базі радіовимірювальних частотних перетворювачів вихідна частота вимірюється мікроконтролером та після перетворення виводиться на дисплей в одиницях зручних для розуміння користувача.

За експериментальними результатами, з використанням програмного пакету TubleCurve 2D, було отримано максимально наближені математичні вирази для функції перетворення виходячи з отриманих табличних даних. Також дана програма визначає похибку відхилення експериментальних даних від математично запропонованих, і похибка становить близько 1,5%.

Для першого варіанту функція перетворення має наступний вигляд

$$F(B) = a + bB + cB^{1.5} + dB^3 + g\sqrt{B}, \qquad (3.3)$$

де *В* - індукція магнітного поля, а невідомі коефіцієнти мають наступні величини:

a=889,24;
b=-1,11668;
c=0,03282;
d=-1,97489
$$e^{-7}$$
;
g=16,146.

Для другого варіанту функція перетворення має вигляд (3.1).

Для третього варіанту функція перетворення має вигляд (3.2).

За даними функціями перетворення з використанням програмного пакету MathCad ver. 14 побудовані графіки залежності частоти генерації радіовимірювального перетворювача від індукції магнітного поля при двох різних масштабах рис. 3.15.



Рисунок 3.15 – Характеристики зміни частоти від індукції магнітного поля радіовимірювальних перетворювачів

Як видно з рис. 3.15, робочі частоти радіовимірювальних перетворювачів є невеликими, і максимальна частота яку необхідно вимірювати становить близько 4,3 МГц. В сучасному світі мікроконтролерів, виготовити частотомір для таких частот досить просто. Таким чином, ще однією з переваг запропонованих радіовимірювальних перетворювачів є невелика робоча частота.

Математичний вираз, який виражає чутливість радіовимірювального перетворювача через похідну функції перетворення має вигляд

$$S(B) = \left| d(F(B)) / dB \right|.$$

Виходячи з математичних виразів функцій перетворення побудуємо залежності чутливості радіовимірювальних перетворювачів від магнітної індукції при двох масштабах. Результати показані на рис. 3.16 та рис. 3.17.



Рисунок 3.16 – Залежності теоретичних та експериментальних значень чутливості радіовимірювальних перетворювачів від індукції магнітного поля

Проведений аналіз представлений графічних даних функції перетворення та чутливості радіовимірювальних перетворювачів показав, що максимальну чутливість було отримано при використанні двоколекторного біполярного магніточутливого транзистора та частотного перетворювача на базі трьох біполярних транзисторів, а максимальну лінійність ми отримали при використанні біполярного двоколекторного магнітотранзистора з частотним перетворювачем на базі двох біполярних та одному польовому



Рисунок 3.17 – Залежності чутливостей радіовимірювальних перетворювачів від індукції магнітного поля при збільшеному масштабі

Відповідно до рис 3.16 проведемо розрахунок похибки моделі відповідно до виразу

$$\delta_{M} = \frac{\left|S_{TEOP} - S_{EKCII}\right|}{S_{EKCII}} * 100\% .$$

Підставивши чисельні значення отримаємо:

- для першого варіанту $\delta_{M1} = 1,52\%$;
- для другого варіанту $\delta_{M2} = 1,81\%$;
- для третього варіанту $\delta_{_{M3}} = 1,14\%$.

Враховуючи, що в сучасних мікропроцесорів достатньо ресурсів, щоб ми могли в них прописати складні функції перетворення, то лініаризація функції перетворення не потрібна. Але для випадку використання запропонованих схемотехнічних рішень для побутових приладів вимірювання індукції магнітного поля, в яких використовуються дешеві та малорозрядні мікроконтролери, то в них краще прописати лініаризовані функції перетворення.

Як видно з рис. 3.16 та рис 3.17, чутливість першого варіанту радіовимірювального перетворювача змінюється приблизно від 1,6кГц/мТл при магнітній індуктивності 10 мТл до 0,2кГц/мТл при магнітній індукції 100мТл. Подальше коливання чутливості від 0,26кГц/мТл до 0,2кГц/мТл в діапазоні зміни магнітної індукції від 100 до 1000 мТл є незначною. Але, як бачимо з рис. 3.17, що перший варіант радіовимірювального МИ перетворювача, в якому магнітним сенсором є елемент Холла, має в кілька разів більшу чутливість ніж третій варіант радіовимірювального перетворювача, в якому магнітним сенсором є двоколекторний біполярний магнітотранзистор.

Звичайно, рис. 3.15 показує однозначну перевагу другого варіанту радіовимірювального перетворювача. Рис. 3.15. показує, що діапазон зміни вихідної частоти для першого і третього варіантів радіовимірювальних перетворювачів є приблизно однаковим, а для другого варіанту радіовимірювального перетворювача при зміні магнітної індукції від 0 до 1000 мТл цей діапазон складає 1650 кГц.

Аналіз графіка чутливості другого варіанту (рис. 3.16 та рис. 3.17) радіовимірювального перетворювача показав, що він має різну крутість при різному рівні магнітної індукції. Наприклад, для індукції магнітного поля В=1 мТл, чутливість становить близько S=2,73 кГц/мТл, а при індукції магнітного поля В=1000 мТл чутливість становить близько S=0,85 кГц/мТл. Це пов'язано з тим, що в магнітотранзисторові що використовується, основними носіями є дірки. А при зміні полярності магнітного поля починають електрони (яких менше і які є неосновними носіями) помітно впливати на вихідну напругу сенсора. Найбільша чутливість спостерігається в діапазоні додатнього магнітного поля, індукція якого змінюється в межах 0-100 мТ.

Як показано на рис. 3.16 та рис. 3.17, чутливість третього варіанту

радіовимірювального перетворювача мало змінюється в залежності від рівня зовнішнього магнітного поля. Наприклад, при індукції магнітного поля 100мТл, чутливість радіовимірювального частотного перетворювача приладу становить 0,1765 кГц/мТл, а при рівні поля 1000 мТл – 0,1645 кГц/мТл. При порівнянні з результатами двох інших перетворювачів, досліджуваний радіовимірювальний перетворювач магнітного поля на біполярних та польовому транзисторах з біполярним двоколекторним магніточутливим транзистором має більш лінійну залежність чутливості від магнітного поля ніж два інші радіовимірювальні перетворювачі. Це є лише однією перевагою третього варіанту радіовимірювального перетворювача.

3.5 Висновки до розділу

В розділі 3.1 розроблено структурну електричну та схему радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля 3 частотним виходом на базі сенсора Холла та частотного перетворювача з двома біполярними та одним польовим транзисторами.

В результаті експериментів було встановлено, що така схема радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля дозволяє збільшити динамічний діапазон вихідних сигналів в 2 рази, що сприяє підвищенню чутливості до індукції магнітного поля в 2 рази. За рахунок того, що вихідним інформативним сигналом є частота, а не напруга, то додатково отримуємо виграш в економічній складовій при проектуванні радіовимірювального приладу, оскільки реалізація вимірювача частоти на мікропроцесорі є менш затратнішою в порівнянні з вимірювачем напруги на мікропроцесорі.

В 3.2 розроблено розділі структурну електричну та схему радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля 3 частотним виходом на базі двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача з двома біполярними та одним польовим транзисторами.

Також експериментально встановлено, що максимальна чутливість вимірювання даного варіанту радіовимірювального перетворювача магнітного поля становить 0,1765 кГц/мТл. При цьому, відносна похибка перетворювача не перевищує ±0,5%. При зміні індукції магнітного поля в діапазоні 0 мТл ... 1000 мТл, досягнуто зміни частоти вихідного сигналу в діапазоні 900 кГц ... 1065 кГц. Перевагою розробленого перетворювача є більша лінійність характеристики чутливості, яка змінюється в межах від 0,1765 кГц/мТл до 0,1645 кГц/мТл.

В розділі 3.3 розроблено структурну та електричну схему радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля з частотним виходом на базі двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача з трьома біполярними транзисторами.

Експериментально встановлено, що максимальна чутливість радіовимірювального перетворювача становить 1,76 кГц/мТл. При цьому, відносна похибка перетворювача не перевищує ±0,5%. При зміні індукції магнітного поля в діапазоні -700 мТл ... 700 мТл, досягнуто зміни частоти вихідного сигналу в діапазоні 1700 кГц ... 4000 кГц.

В розділі 3.4 проведено порівняння характеристик трьох розроблених радіовимірювальних частотних перетворювачів магнітного поля.

Максимальну чутливість варіант радіовимірювального має перетворювача, який двоколекторного біполярного складається 3 та частотного перетворювача. Його максимальна магнітотранзистора чутливість становить близько 2,7 кГц/мТл. Два інших варіанта частотних перетворювачів мають чутливість в кілька разів меншу. Наприклад, при магнітній індукції 100 мТл, чутливість менша в 8 разів.

Таким чином, значна зміна вихідної частоти радіовимірювального перетворювача другого варіанту дозволяє точніше вимірювати індукцію магнітного поля досліджуваним перетворювачем.

Щодо нелінійності характеристики чутливості радіовимірювального перетворювача другого варіанту, то даний недолік можна повністю

компенсувати при математичній обробці результатів в мікроконтролері.

За рахунок того, що вихідним інформативним сигналом є частота, а не напруга, то додатково отримуємо виграш в економічній складовій при проектуванні радіовимірювального приладу, оскільки реалізація вимірювача частоти на мікронтролері є менш затратнішою та більш точнішою щодо вимірювання частоти в порівнянні з вимірювачем напруги на мікроконтролері.

За результатами проведених експериментальних досліджень опубліковано публікації [13]-[15].

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА ВИСОКОЧУТИВОГО РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

4.1. Розробка структурної та електричної схем радіовимірювального приладу індукції магнітного поля

Електронна техніка стрімко ввійшла в повсякденне життя та діяльність людини в вигляді офісних, промислових комп'ютерів, потужних електроннообчислювальних машин та в вигляді мікропроцесорів, які вбудовані на сьогодні практично у всі побутові прилади та промислові установки і функції управління, контролю, захисту та діагностики. виконують Мікропроцесори (МП) докорінно змінили технології створення електронної техніки, підвищили рівень знань розробників нової техніки та користувачів. Така ситуація позначилась і на самих мікропроцесорних системах, які сьогодні базуються на напівпровіднкових мікросхемах, що створюються на основі нанотехнологій. На сьогодні електронна промисловість освоїла 25÷35 нанометрові процеси, при яких товщина ізоляційного прошарку в транзисторах знаходиться на рівні 1нм, що складає по товщині близько п'яти атомів водню. Сучасні електронні вимірювальні прилади потребують елементної бази, яка відповідає таким вимогам як: висока швидкість обробки даних, компактність і низьке енергоспоживання. Об'єднати ці вимоги дозволяє методологія Soc (System-on-Crystal, система на кристалі). З комерційної точки зору, ринок Soc-мікросхем можна розділити на два сегменти. Один утворюють ті програмовані мікросхеми, що практично замінили класичні ASIC (application-specific integrated circuit, "інтегральна схема для специфічного використання") з жорстко детермінованою логікою у великих ОЕМ-проектах. Другий утворюють комерційні процесори, що поєднують у своїй конструкції ядра на основі відкритих процесорних архітектур або архітектур, що стали стандартами, а також набір апаратних

або спеціалізованих співпроцесорів і схемотехніку прискорювачів стандартних базових інтерфейсів для обміну даними і підключення периферійних пристроїв. Такі процесори стандартних дозволяють здійснювати розробку як вбудованих систем для промислових застосувань, так і електроніки в інтересах масового споживчого ринку. При цьому важливою перевагою процесорів Cots-класу в промислових розробках є забезпечення сучасних характеристик у частині масогабаритних параметрів і енергоспоживання, а при розробках електроніки споживчого класу можливість прискорення виводу кінцевих виробів на ринок за рахунок економії часу на створення апаратної платформи. Величезну допомогу розробникам сучасних систем автоматизації створює також "масована" програмна підтримка виробниками своєї мікропроцесорної бази [81].

За допомогою мікропроцесорів ми можемо забезпечити підвищення продуктивності процесу вимірювання, збільшити чутливість, спростити обробку та корекцію експериментальних даних, виконати виведення інформаційного повідомлення на дисплей для комфортного сприйняття людиною.

Мікропроцесори стали частиною сучасних вимірювальних систем та приладів для вимірювання параметрів електричних сигналів, а також неелектричних фізичних величин. Використання мікропроцесорів в вимірювальній техніці у багато разів підвищило точність приладів (оскільки спростилась реалізація математичної обробки сигналів, їх кореляція та перетворення), значно розширило їх функціональні можливості, в десятки разів зменшило вартість приладів троїв та їх габаритних розмірів, спростило керування їх роботою, підвищило надійність, швидкодію, призвело до створення програмованих, повністю автоматизованих приладів.

Мікропроцесор може бути охарактеризований наступними параметрами: ступенем інтеграції (розмірами кристала і кількістю транзисторів на ньому), типом корпуса, числом виводів, кількістю і величинами живлячих напруг, потужністю що розсіюється, робочим температурним діапазоном, надійністю, навантажувальною здатністю і т.п.

Найбільше практично важливими для кінцевого користувача конструктивними і функціональними характеристиками є:

- розрядність мікропроцесора. Іноді цей параметр називають внутрішньою розрядністю МП або розрядністю внутрішньої шини даних.

- розрядність шини даних МП. Іноді цей параметр називають зовнішньою розрядністю МП. Це кількість зовнішніх виводів МП для передачі даних.

- розрядність шини адреси. Це кількість зовнішніх виводів МП для передачі адресної інформації. Розрядність адреси прямо визначає максимальний обсяг фізично адресованої пам'яті в байтах.

- максимальний обсяг фізично адресованої пам'яті.

- швидкодія.

Мікропроцесор, введений до складу засобу вимірювання, перетворює його в програмно-керований вимірювальний прилад. Функціональні можливості такого вимірювального приладу визначаються алгоритмом який прописаний в програмному коді мікропроцесора, що зберігається в постійному запам'ятовуючому пристрої.

Використання мікропроцесорів у вимірювальних приладах дозволяє підвищити точність вимірювань за рахунок автоматичної компенсації (виключення) систематичної похибки, зокрема автоматичної установки нуля перед початком вимірювань, автоматичного виконання градуювальної операції (самокалібровки), здійснення самоконтролю, зменшення впливу випадкових похибок шляхом проведення багатократних вимірювань з подальшим усередненням їх результатів.

При виконанні непрямих вимірювань мікропроцесор відповідно до заданого алгоритму автоматично обробляє режими вимірювань, запам'ятовує результати прямих вимірювань, проводить необхідні обчислення і виводить знайдене значення виміряної фізичної величини на дисплей.

Функціональні можливості вбудованих у прилади обчислювальних

засобів безперервно розширюються з розвитком елементної бази цифрової техніки, особливо мікропроцесорів. Окремо слід відмітити вбудовані інтерфейси в мікропроцесори, що дозволяє розробнику і реалізатору зменшити витрати часу на розробку та реалізацію приладу вцілому. Більшість сучасних мікропроцесорів легко реалізують USB-інтерфейс, що дозволяє передавати дані з приладу на ПК.

Використання мікропроцесора з високою тактовою чатотою, дозволяє зменшити похибку квантування. Але, з практичної точки зору, потрібно вибирати оптимальний варіант. Мікропроцесори з високою тактовою частотою, наприклад 600 МГц, є набагато дорожчими ніж мікропроцесори з тактовою частотою 64 МГц. Для нашого випадку приймаємо, що оптимальним буде мікропроцесор STM64F205RGT6W з тактовою частотою 64 МГц.

Було розроблено радіовимірювальний прилад магнітного поля з підвищеною чутливістю, структурна схема якого подана на рис. 4.1. [82]



Рисунок 4.1 – Структурна схема високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля

Радіовимірювальний прилад працює наступним чином: магнітне поле двоколекторний магнітотранзистор створює впливаючи на на його колекторові змінну напругу. Дана змінна напруга впливаючи на частотний перетворювач на біполярних транзисторах змінює його еквівалентну ємність, що в свою чергу змінює частоту генерації на виході частотного Далі формувач імпульсів формує необхідні перетворювача. фронти генерованого коливання. Частота отриманого коливання вимірюється мікропроцесором та перетворюється за функцією перетворення в одиниці індукції магнітного поля та виводить інформацію на дисплей.

Слід також зазначити, що на схемні рішення окремих блоків даної структурної схеми, а також на магнітометр за даною структурною схемою були отримані патенти України [86]-[89].

За допомогою даного радіовимірювального приладу магнітного поля можна також досліджувати екрануючі властивості матеріалів [16], [17].

Слід зазначити, що радіовимірювальний перетворювач магнітного поля, який використовується в розробленому приладі, може бути реалізований в системі повітряної навігації [7]

Електрична схема приладу (рис. 4.1) показана на рис. 4.2 складається з 64-розрядного ARM-мікропроцесора з USB інтерфейсом STM64F205RGT6W [95], кварцового генератора, блоку живлення, LCD-дисплея WC0802C-STBLWNC-06, також містить систему термостабілізації. Система термостабілізації складається з термосенсора DS18B20, який встановлюється разом з радіовимірювальним перетворювачем і контролює значення температури радіовимірювального перетворювача в межах 53 0 C ± 0,5 0 C. Якщо температура стає меншою за 52,5 0 C, то вмикається нагрівальний елемент і радіовимірювальний перетворювач нагріваються до 53,5 0 C.

Також розроблений радіовимірювальний прилад магнітного поля з підвищеною чутливістю має можливість для виставлення кількості проведених вимірювань з подальшим усередненням результату, що в свою чергу зменшить похибку вимірювань. Кінцевий результат або результати вимірювань можуть бути відображені за допомогою LCD-дисплея WH1602C-YGH-CTK або на екрані монітора ПК.

Даний прилад дозволяє не лише вимірювання в реальному часі, але і зберігання значень індукції магнітного поля протягом певного часу.



Рисунок 4.2 – Електрична принципова схема радіовимірювального приладу індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей

транзисторних структур



Рисунок 4.3 – Фотографії готового радіовимірювального приладу

На рис. 4.3. зображено кілька фотографій високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля. Як видно з фотографій, прилад MV-1 (Test version) має USB-порт для передачі даних на ПК; сенсор (магнітотранзистор двоколекторний) на кінці "антени"; роз'єм для підключення блоку живлення від мережі 220В (це для випадку довготривалої роботи приладу в умовах шкідливих для здоров'я людини). Також ми бачимо кнопки: ввімкнення приладу, "Sel" - для вибору одиниць вимірювання, дві інші кнопки – для зміни одиниць вимірювання.

Додатково слід відмітити, що в даний час, прилад доопрацьовується для випадку контролю порогового значення індукції магнітного поля. Таке доопрацювання може мати місце при використанні даного приладу особами, які тяжко реагують на магнітні бурі. Тоді при спрацюванні "сигналізації" (перевищення порогового рівня), що індукція магнітного поля перевищує норму, людина може прийняти рішення про обмеження певних фізичних навантажень на свій організм.

В схемотехнічному рішенні можна доопрацювати блок по ефективній передачі частотного сигнал з виходу радіовимірювального перетворювача магнітного поля на відстань по безпровідному каналу. Це може бути корисним при проведенні досліджень в умовах, де довготривале перебування людини може призвести до негативного впливу на її здоров'я.

Ще одним доопрацюванням розробленого приладу може бути збільшення кількості каналів вимірювання до трьох. Це дозволить додатково визначати орієнтацію об'єкту в просторі, що може бути використане в системі навігації, або системі просторового розміщення об'єкту.
4.2. Комп'ютерне моделювання радіовимірювального частотного перетворювача приладу

Всі сучасні системи комп'ютерного моделювання не в змозі ідеально промоделювати динамічні властивості транзистора, що ускладнює моделювання реальних характеристик приладів та їх моделей. Також необхідно враховувати, що моделюючі пакети не можуть взагалі відтворити модель активної індуктивності на транзисторові. Тому, в даному випадку, ми її замінимо на звичайну котушку індуктивності.

Проведемо моделювання статичних характеристик радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля на основі структури з біполярних транзисторів в середовищі Місго-Сар 12. Схема електрична принципова частотного перетворювача на основі біполярної структури наведена на рисунку 4.4.



Рисунок 4.4 – Модель частотного перетворювача

на основі біполярних транзисторів

Параметри транзисторів ВС547А та ВС557А наведені в додатку В.

Промоделюємо ВАХ даного частотного перетворювача. Результат зображений на рисунку 4.5



Рисунок 4.5 – ВАХ частотного перетворювача при трьох напругах керування



Рисунок 4.6 – Залежність напруги керування від напруги живлення



Рисунок 4.7 – Залежність постійної напруги на базі першого транзистора від напруги живлення



Рисунок 4.8 – Залежність вихідного змінного сигналу без постійної складової від часу



Рисунок 4.9 – Залежність ВАХ частотного перетворювача при одній керуючій напрузі 3 В від температури

Отже, бачимо моделювання підтверджує теоретичні ЯК та експериментальні дані, але воно є дуже наближеним. В порівнянні з моделюванням підсилювача, моделювання частотного перетворювача є та дуже невідповідним експериментальним даним. досить складним наприклад, вихідний сигнал, який на практиці є майже Візьмемо, прямокутнім оскільки відбувається зрізання верхньої на нижньої половини сигналу складної форми. Після моделювання ми бачимо, що сигнал не зрізається ні зверху на знизу і є досить складним та незрозумілим. Таким чином моделювання частотних перетворювачів та автогенераторів на транзисторних структурах з диференційним опором є досить складним.

4.3. Розрахунок похибок високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля

Метрологія має важливе значення для науково-технічного прогресу, оскільки без точних вимірювань неможливий розвиток науки. З іншого боку, часто сам розвиток науки і техніки стимулює розвиток вимірювальної техніки і поява нових способів визначення різних фізичних величин. Оскільки метрологія глибоко пов'язана з науково-технічним прогресом, то розвиток метрології як науки в тому числі і законодавчої необхідно для створення нових глобальних працюючих технологій і методів, а також удосконалення методів технічного контролю. Зокрема, в системах [97]-[99] дуже важливим є точність, тобто врахування похибок в даних випадках і взагалі є дуже важливою задачею метрології. Сучасна наука ставить перед метрологією ряд важливих завдань.

Є два основних поняття в метрології: виміряне значення та істинне значення вимірювальної величини. Які б точні не були засоби та методи вимірювання ми не використовували б, між істинним та виміряним значеннями завжди буде присутня похибка вимірювань. Причиною появи похибок є неідеальність методів та засобів вимірювання, зміна умов навколишнього середовища. На практиці, правильно проведене вимірювання включає не лише результат вимірювання, а й визначення відхилення отриманого результату від істинного значення вимірюваної величини [101]-[102].

Для визначення похибки вимірювання радіовимірювальних перетворювачів магнітного поля необхідно врахувати наступні похибки [103]:

- похибки, що виникають при перетворенні неелектричної величини (індукції магнітного поля) в електричну (змінну ємність магніточутливого елементу);

- похибки, що виникають при перетворенні електричного сигналу в

частотно модульований сигнал, що виникають у частотному перетворювачі;

- похибки, що виникають при перетворенні частотно-модульованого сигналу в цифровий код, які виникають із застосуванням мікропроцесорів.

При використанні магніточутливого елементу, а саме двоколекторного магнітотранзистора, в результаті перетворення неелектричної величини (індукції магнітного поля) в електричну (ємність) виникає похибка внаслідок зміни температури оточуючого середовища $\delta_{\tau\kappa\epsilon}$, яка показує зміну величини ємності у відсотках при зміні температури на $1^0 C$.

$$\delta_{TKC} = \frac{\Delta T \cdot \Delta C}{C \cdot \Delta T} \cdot 100\% , \qquad (4.1)$$

де ΔT - зміна температури, ⁰*C*;

 ΔC - зміна ємності магніточутливого елементу (ДБМТ) при ΔT , Φ ;

С - початкова ємність магніточутливого елементу, Ф;

 $\Delta T'$ - можливе відхилення температури в системі, ${}^{0}C$.

Так для магніточутливого сенсора ємність при $T = 10^0 C$ складає 1,48 пФ, а при $T = 100^0 C$ - 1,54 пФ. Звідси випливає, що

$$\delta_{TKC} = \frac{5 \cdot (1,54 - 1,48) \cdot 10^{-12}}{1,48 \cdot 10^{-12} \cdot (100 - 10)} \cdot 100\% = 0,225\%$$

При перетворенні електричного сигналу з магніточутливого елементу в частотно модульований сигнал існують похибки пов'язані з нестабільністю частоти генератора δ_1 і з коливанням напруги живлення δ_U та температури навколишнього середовища δ_T .

Для визначення похибки зміни частоти генерації з коливанням напруги живлення δ_U нам необхідно знати величину на скільки змінюється частота генерації радіовимірювального перетворювача магнітного поля при зміні напруги живлення на 1% [104]. В нашому випадку напруга живлення складає $U_1=U_2=5$ В, тоді 1% зміна напруги буде рівна 0,05 В, що відповідно до експериментальних даних відповідає зміні частоти генерації на 2,8 кГц. 3 врахуванням зазначених даних, похибка коливання напруги живлення становить

$$\delta_U = \frac{f_1}{f_H} \cdot 100\%, \qquad (4.2)$$

де f_1 - частота генерації при 1%-ій зміні напруги живлення, Гц, f_H - несуча частота, Гц.

$$\delta_U = \frac{2800 \cdot 100\%}{3000000} = 0,1\%.$$

Для стабілізації напруги живлення використано стабілізатор напруги LM7805. Лінійна стабілізація LM 7805 становить 5 мВ [100], їй відповідає зміна частоти генерації 290 Гц.

$$\delta_U = \frac{290 \cdot 100\%}{3000000} = 0.01 \%$$

Виходячи з вищенаведених розрахунків, є очевидним, що використання стабілізатора напруги зменшить похибку коливання напруги живлення з 0,1% до 0,01%.

Визначимо похибку коливання температури навколишнього середовища δ_T [104].

$$\delta_T = \frac{f_T}{f_H} \cdot 100\%, \qquad (4.3)$$

де f_T - частота генерації при зміні температури навколишнього середовища на 1 °С, Гц.

В даному випадку зміні температури навколишнього середовища на 1 °С при несучій частоті 3 МГц відповідає частота 6800 Гц.

$$\delta_T = \frac{6800}{3000000} \cdot 100\% = 0,23\% \; .$$

Так як в радіовимірювальному приладі індукції магнітного поля ми використовуємо схему термостабілізації (рис. 4.2), то ми можемо досягнути зміну температури навколишнього середовища в межах 0,1 0 C, при цьому частота вихідного сигналу буде змінюватись на 1350 Гц. Тоді δ_{T} набуває значення

$$\delta_T = \frac{1350}{3000000} \cdot 100\% = 0.045\%$$

Виходячи з вищенаведених розрахунків, є очевидним, що використання термостабілізації значно зменшить вплив температури навколишнього середовища на роботу радіовимірювального перетворювача і відповідно зменшиться похибка коливання температури навколишнього середовища з 0,23 % до 0,045 %.

Оцінка похибки вимірювання, яка виникає у результаті нестабільності частоти генератора δ_1 визначається згідно виразу [3], [99]:

$$\delta_{1} = \frac{\Delta \omega}{\omega_{0}} = \frac{\rho^{2} A_{0}}{\left(R_{g}^{\prime}\right)^{2}} \left[\frac{\frac{1}{3} Qa_{1}a_{2} + \frac{A_{0}^{2}}{192} \left(27Qa_{1}a_{2} - 32a_{2}^{2}\right) + \frac{A_{0}^{2}}{20} \left(8Qa_{1}a_{4} + 5a_{2}a_{3}\right)}{\omega_{0}} + \frac{\frac{A_{0}^{2}}{24} \left(5Qa_{1}a_{5} - 8a_{2}a_{4}\right)}{\omega_{0}} \right], \qquad (4.4)$$

де С - еквівалентна ємність транзисторної структури;

 ρ - характеристичний опір контуру, $\rho = \sqrt{L/C}$;

L - зовнішня індуктивність;

А₀ - відносне значення амплітуди коливань у нульовому наближенні:

$$A_{0} = \sqrt{\frac{-3a_{3} + \sqrt{9a_{3}^{2} - 40 \cdot Q \cdot a_{5} \left(a_{1} + \frac{R_{g}^{\prime}}{R_{H}} + \frac{R_{L}R_{g}^{\prime}}{\rho^{2}}\right)}{5a_{5}}}; \qquad (4.5)$$

 $R_g'/R_H = 2$, R_L - опір індуктивного елементу;

 R_g^{\prime} - диференційний опір, $R_g^{\prime} = U_{\min} / I_{\max}$;

Q - добротність контуру, (Q = 150);

 a_1, a_2, a_3, a_4, a_5 - коефіцієнти апроксимації, які визначаються з системи рівнянь:

$$\begin{cases} a_{1} = -2S_{1}(1-\gamma) - 4S_{2}(1-\gamma)^{3} - 6S_{3}(1-\gamma)^{5}; \\ a_{2} = S_{1} + 6S_{2}(1-\gamma)^{2} + 15S_{3}(1-\gamma)^{4}; \\ a_{3} = 4S_{2}(1-\gamma) - 20S_{3}(1-\gamma)^{3}; \\ a_{4} = S_{2} + 15S_{3}(1-\gamma)^{2}; \\ a_{5} = -6S_{3}(1-\gamma), a_{6} = S_{3}; \\ S_{1} = \frac{\alpha(2-3\beta^{2}) - \beta^{6}(1-\alpha)}{\beta^{2}(1-\beta^{2})^{2}}; \\ S_{2} = \frac{2\beta^{6}(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^{4})}{\beta^{4}(1-\beta^{2})^{2}}; \\ S_{3} = \frac{\alpha(1-\beta^{2})^{2} - \beta^{4}}{\beta^{4}(1-\beta^{2})^{2}}; \end{cases}$$
(4.6)

де $\alpha = (I_{\text{max}} - I_{\text{min}})/I_{\text{max}};$ $\beta = (U_{\text{min}} - U_{\text{max}})/U_{\text{min}};$ $\gamma = U_0/U_{\text{min}};$

 $U_{\rm max}$ - напруга, що відповідає максимальному значенню струму $I_{\rm max}$ на спадаючій ділянці статичної ВАХ частотного перетворювача;

U_{min} - напруга, що відповідає мінімальному значенню струму I_{min} на спадаючій ділянці статичної ВАХ частотного перетворювача;

*I*_{max} - максимальне значення струму на спадаючій ділянці статичної ВАХ частотного перетворювача;

*I*_{min} - максимальне та мінімальне значення струму на спадаючій ділянці
 статичної ВАХ частотного перетворювача;

 $U_0\,$ - напруга зміщення, яка відраховується від початку координат;

 $\omega_0=\!1/\sqrt{LC}\,$ - циклічна частота.

Згідно виразів (4.5) та (4.6) отримано числові значення коефіцієнтів апроксимації та інших значень параметрів:

$$a_1 = -3,185;$$

 $a_2 = -2,023;$
 $a_3 = 23,098;$
 $a_4 = -5,585;$
 $a_5 = -30,471;$
 $a_6 = S_3 = 17,716;$
 $S_1 = 9,704;$
 $S_2 = -27,423;$
 $A_0 = 0,634;$
 $\alpha = 0,9969;$
 $\beta = 0,476;$
 $\gamma = 0,713;$
 $R'_g = 6461$ OM;
 $\rho = 276$ OM;
 $R_L = 13,7$ OM;
 $\omega_0 = 17251630$ Гц.

Враховуючи вищенаведені числові значення, які були розраховані на основі виразів (4.5), (4.6), визначено похибку вимірювання (4.4), яка виникає в результаті нестабільності частоти генератора, і вона становить: $\delta_1 = 1,356 \cdot 10^{-5} \%$.

Проведемо розрахунок похибок, які виникають при перетворенні частотно модульованого сигналу в цифровий код: похибка квантування $\delta_{_{KY}}$, похибка малозначущого розряду $\delta_{_{_{MSP}}}$ та похибка нестабільності кварцевого генератора $\delta_{_{_{HKT}}}$.

Так як мікропроцесор використовується в режимі роботи частотоміра миттєвих значень (вимірює частоту сигналу на виході радіовимірювального перетворювача магнітного поля), тому визначимо похибку квантування частотоміра $\delta_{_{KY}}$ для часу вимірювання $t_{_{вим}} = 0,1$ с.

Похибка квантування визначається виразом [99]

$$\delta_{KY} = \frac{1}{f_{\chi} \cdot t_{_{BUM}}} \cdot 100\%, \qquad (4.7)$$

де f_{χ} - вимірювана частота, що відповідає верхній межі 5,2 МГц для схеми на основі структури з трьох біполярних транзисторів та двоколекторного магнітотранзистора.

Згідно виразу (4.7), розраховане значення похибки квантування частотоміра набуває значення $\delta_{KY} = 1,92 \cdot 10^{-6}$ %.

Похибка малозначущого розряду $\delta_{_{M3P}}$ виникає при виконанні обчислювальних операцій через обмеженість розрядності мікропроцесора [99].

$$\delta_{M3P} = 2^{-n} \cdot 100\%, \qquad (4.8)$$

де n - розрядність мікропроцесора, якщо n = 64, тоді похибка малозначущого розряду δ_{M3P} становить

$$\delta_{M3P} = 2^{-64} \cdot 100\% \approx 0\%$$
.

Похибка нестабільності кварцевого генератора для даного приладу складає $\delta_{_{HKF}} = 3 \cdot 10^{-3} \%$.

Результативна похибка визначається виразом [99]

$$\delta_{\Sigma} = 1,1*\sqrt{\delta_{TKC}^2 + \delta_U^2 + \delta_T^2 + \delta_1^2 + \delta_{M3P}^2 + \delta_{HKT}^2 + \delta_{KY}^2}, \qquad (4.9)$$

На основі вищенаведених розрахунків, заповнюємо таблицю 4.1 для

двох випадків: статичні похибки для стабілізованого та нестабілізованого варіантів реалізації радіовимірювального приладу індукції магнітного поля.

Вид похибки	Значення похибки для кожної з схем	
	не стабілізована схема	стабілізована схема
 Температурна нестабільність ємності КЦС δ_{ткє} 	0,225 %	0,225 %
2. Девіація параметрів джерела живлення б _и	0,1 %	0,01 %
3. Температурна залежність б _т	0,23 %	0,045 %
4. Власна нестабільність δ ₁	$1,356 \cdot 10^{-5}$ %	$1,356 \cdot 10^{-5}$ %
5. Похибка міри частотоміра б _{нкг}	$3 \cdot 10^{-3}$ %	$3 \cdot 10^{-3}$ %
6. Похибка квантування б _{кч}	$1,92 \cdot 10^{-6}$ %	$1,92 \cdot 10^{-6}$ %
7. Похибка розрядності б _{мрз}	0 %	0 %
Результуюча похибка δ_{Σ}	0,37 %	0,25 %

Таблиця 4.1. Похибки розробленого радіовимірювального приладу

Таким чином, згідно виразу (4.9) розрахована систематична складова основної похибки становить $\delta_{\Sigma} = 0,25\%$. Граничне значення систематичної складової основної похибки набуває значення: $\pm 3 \delta_{\Sigma} = \pm 0,75\%$.

Внаслідок інерційності засобів вимірювання та інших причин виникає також динамічна похибка засобів вимірювання, яка є складовою загальної похибки [103]. Для розробленого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля час включення складає близько 20 нс, тому динамічна похибка, що виникає в результаті зміни індукції магнітного поля на п'ять порядків менша, ніж статична похибка самого приладу. В даному випадку, динамічними похибками ми можемо знехтувати так як вони не вносять суттєвого впливу на результативну похибку радіовимірювального приладу індукції магнітного поля, тому в роботі вони не розглядаються.

Для розробленого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля було також розраховано значення мультиплікативної та адитивної похибок на основі рівнянь [102]

$$\Delta_m = \alpha W (k - k_n); \tag{4.10}$$

$$\Delta_a = \beta (k - k_n) + \dot{\beta} (k - k_n)^2, \qquad (4.11)$$

де Δ_m - мультиплікативна похибка; Δ_a - адитивна похибка;

 α , β - коефіцієнти [101]; $\dot{\beta}$ - коефіцієнт впливу впливових величин на вихідний параметр [101].

Розраховані мультиплікативна та адитивна похибки представлені на рис. 4.10 та рис. 4.11



Рисунок 4.10 – Мультиплікативна похибка



Рисунок 4.11 – Адитивна похибка

3 рис. 4.11 та рис. 4.12 видно, що мультиплікативна похибка в діапазоні вимірювань до 60 мТ не перевищує значення $\Delta_m = 0,22\%$, і адитивна похибка в діапазоні вимірювань до 60 мТ не перевищує значення $\Delta_a = 0,185\%$.

Проведемо розрахунок значення виграшу завадостійкості частотної модуляції в порівнянні з амплітудною.

Виграш амплітудної модуляції буде дорівнювати одиниці [103]

$$B_{AM} = \frac{\gamma_{euxAM}}{\gamma_{exAM}} = 1,$$

де γ_{BUXAM} - відношення потужностей сигналу та завади на виході радіовимірювального перетворювача при амплітудній модуляції;

γ_{вхАМ} - відношення потужності корисного сигналу до потужності завади на вході радіовимірювального перетворювача.

Отже, при амплітудній модуляції відношення сигнал/шум на виході та вході перетворювача однакові.

У випадку частотної модуляції, величина сигналу на виході перетворювача буде пропорційною девіації частоти вхідного сигналу. Отже, відношення потужностей сигналу та завади на виході приймача [103]

$$\gamma_{\textit{ebx}} q_M = \left(\frac{\Delta \omega}{\delta \omega}\right)^2 \gamma_{\textit{ex}} q_M,$$

де Δ*ω* - максимальна зміна частоти сигналу при корисній частотній модуляції;

δω - максимальна зміна частоти сигналу при паразитній частотній модуляції.

Отже, виграш, що забезпечується частотною модуляцією [90]

$$B_{YM} = \frac{\gamma_{ebx} q_M}{\gamma_{ex} q_M} = \left(\frac{\Delta \omega}{\delta \omega}\right)^2. \tag{4.12}$$

На рис. 4.12 представлена залежність виграшу завадостійкості від індукції магнітного поля, розрахована за виразом (4.12).



Рисунок 4.12 – Виграш завадостійкості в залежності від індукції магнітного поля

3 рис. 4.12 видно, що при частотній модуляції в діапазоні до 120 мТ виграш завадостійкості змінюється від 750 до 10.

4.4. Висновки до розділу 4

1. Розроблено структурну та принципову схему радіовимірювального приладу індукції магнітного поля з підвищеною чутливістю, який може використовуватись в різних галузях промисловості: медичній, метрологічній, навігаційній та інших. Принципова схема високочутливого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля складається з мікропроцесора, кварцового резонатора, стабілізованої системи живлення, радіовимірювального перетворювача та системи термостабілізації, яка підтримує стабільну роботу радіовимірювального перетворювача в межах $53^{\circ}C \pm 0.05^{\circ}C$.

2. Проведено комп'ютерне моделювання частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів, що входить до складу радіовимірювального перетворювача розробленого приладу.

3. Проведено розрахунок покращення чутливості вимірювання приладу на основі відношення сигнал/шум.

4. Розраховані статичні похибки, що входять до загальної похибки радіовимірювального приладу індукції магнітного поля зпідвищеною чутливістю. Визначена систематична складова основної похибки радіовимірювального приладу індукції магнітного поля, яка становить $\delta_{\Sigma} = 0.25$ %. Визначено, що її граничне значення складає ±0.75 %.

4. Оцінено вірогідність контролю індукції магнітного поля на основі помилок першого та другого роду. В результаті отримано значення вірогідності контролю $\mathcal{Д}_I = 0,96$, що є більшим ніж у існуючих засобів контролю індукції магнітного поля.

5. Основні наукові результати розділу опубліковані в наукових працях [86]-[89].

ВИСНОВКИ

В першому розділі роботи було проведено аналіз публікацій та патентів, присвячених сучасним приладам вимірювання параметрів магнітного поля. проаналізовано радіовимірювальні Зокрема, було прилади 3 магніторезистивними сенсорами на ефекті Гаусса, прилади з анізотропними магніторезисторами, прилади з магнітними сенсорами на основі гігантського прилади магінторезистивного ефекту, на основі спін-тунельних магніторезистивних сенсорів, приладів з сенсорами на основі ядерного магнітного резонансу, приладів, які використовують явища надпровідності, прилади з ферозондовими сенсорами, приладів з напівпровідниковими сенсорами, приладів з частотними перетворювачами. Були визначені переваги та недоліки кожного типу радіовимірювальних приладів індукції магнітного поля., що дозволило сформулювати мету і задачі досліджень.

B другому розділі було вдосконалено математичні молелі перетворювачів магнітного поля радіовимірювальних приладів, схемотехнічна реалізація яких забезпечила підвищення чутливості приладу на основі перетворення "магнітна індукція - частота". Зокрема, для частотного перетворювача на основі польового та біполярних транзисторів з елементом Холла, було підвищено чутливість в діапазоні вимірювання індукції магнітного 0-200мТл 620 Гц/мТл. Для поля ДО радіовимірювального перетворювача магнітного поля, який складається з магнітотранзистора двоколекторного біполярного та частотного перетворювача на основі двох біполярних та польового транзисторів, було похибку нелінійності зменшено перетворювача ЯК так радіовимірювального приладу індукції магнітного поля в цілому до 1,8%. Вдосконалення математичної моделі радіовимірювального перетворювача магнітного поля, який складається 3 двоколекторного біполярного магнітотранзистора частотного перетворювача на основі трьох та біполярних транзисторів, дозволила підвищити чутливість в діапазоні вимірювання індукції магнітного поля 0-300 мТл до значення 2,41 кГц/мТл,

а в діапазоні 0,3-1 Тл – до значення 1,25 кГц/мТл. Для всіх трьох варіантів, було отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості.

Експериментальне дослідження реалізованих схемотехнічних рішень запропонованих варіантів радіовимірювальних частотних перетворювачів індукції магнітного поля підтвердило відповідність вдосконалених математичних моделей їх експериментальним зразкам. Похибка моделей становить $\delta_{M1} = 1,52\%$; $\delta_{M2} = 1,14\%$; $\delta_{M3} = 1,81\%$.

На основі найкращого варіанту, з точки зору максимальної чутливості, був розроблений високочутливий радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур, який в своїй основі використовує частотний перетворювач, що складається з двоколекторного біполярного магнітотранзистора та частотного перетворювача на основі трьох біполярних транзисторів.

Були розраховані метрологічні характеристики розробленого радіовимірювального приладу індукції магнітного поля з підвищеною чутливістю на основі реактивних властивостей транзисторних структур, що дозволить використовувати розроблений радіовимірювальний прилад на практиці після його повірки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

[1] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Аналіз сучасного стану напівпровідникових магнітних сенсорів", на *IV науковій конференції "Научная индустрия европейского континента – 2007"*, Прага, 2007, с. 57-63.

[2] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Аналіз надчутливих пристроїв та їх сенсорів до магнітного поля на ефекті Джозефсона" на *Міжнародній науково-практичній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"*, Київ, 2015, с. 112-114.

[3] В.С. Осадчук, О. В. Осадчук, *Сенсори тиску і магнітного поля*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ, 2005.

[4] В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, *Напівпровідникові перетворювачі інформації*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2004.

[5] В. С. Осадчук, А. В. Осадчук, "Методы построения микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом работы", *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, № 3. с. 26-33, 2004.

[6] P. Ripka, *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Boston, USA: Artech house, 2000, 494p.

[7] И. М. Голев, Е. В. Никитина, "Технические аспекты измерения поля земли для решения задач воздушной навигации", *Воздушно-космические силы. Теория и практика*, № 1, с. 273-279, 2017.

[8] С. К. Киселев, "Авиационные магнитометрические системы навигации и перспективы их практического использования", *Автоматика и телемеханика*, №7, с. 129-137, 2001.

[9] Alexandr Osadchuk, Kostyantun Koval, Andriy Semenov, Maxim Prutyla, "Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity", in *Proceedings of the XIII International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science*". Lviv-Slavsko, Ukraine, 2008, pp. 35-36.

[10] О. В. Осадчук, В. С. Осадчук, М. О. Притула, "Частотний перетворювач магнітного поля" на *Першій Міжнародній науково-практичній конференції "Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ПРТК-2008)*", Київ, 2008, с. 206-208.

[11] Andriy O. Semenov, Alexander V. Osadchuk, Iaroslav A. Osadchuk, Kostyantyn O. Koval, Maksym O. Prytula. "The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance", in *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016*, Erlagol, Altai, 2016, pp. 178-184. DOI: 10.1109/EDM.2016.7538720

[12] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з магнітотранзистором та частотним вихідним сигналом", *Вісник Хмельницького національного університету*. №1 (221), с. 102-106, 2015.

[13] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, Я. О. Осадчук, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з сенсором Холла та частотним вихідним сигналом", *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах,* №1(27), с. 106-112, 2015.

[14] Oleksandr Osadchuk, Kostyantyn Koval, Maksym Prytula, Andriy Semenov, "Comparative Analysis of Radiomeasuring Frequency Converters of the Magnetic Field", in *Proceedings of the XIII International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, 2016, pp. 275–278. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452034.

[15] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля на транзисторній структурі". *Радіоелектроніка, інформатика, управління*, №2, с. 15-19, 2016.

[16] Mehran Mirzaei, Pavel Ripka, Vaclav Grim, "A Novel Position Sensor With a Conical Iron Core". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69, pp. 9178-9189, March 2019.

[17] А. А. Игнатьев, М. Н. Куликов, А. В. Маханьков, А. В.

Прозоркевич, "Магнитометрия слабых магнитных полей", *Гетеромагнитная микроэлектроника*, №15, с. 11-35, 2013.

[18] C. P. Gooneratne, B. D. Li, T. E. Moellendick, "Downhole Applications of Magnetic Sensors". *Sensors*, vol. 17(10), pp. 1-32, October 2017. DOI: 10.3390/s17102384.

[19] H. Ramos, A. Lopes Ribeiro, "Present and Future Impact of Magnetic Sensors in NDE". *Procedia Engineering*, vol. 86, pp. 406-419, April 2014.

[20] Oleksandr Osadchuk, Vladimir Osadchuk, Andriy Semenov, Iaroslav Osadchuk, Olena Semenova, Serhii Baraban, Maksym Prytula, "Radiomeasuring Optical-Frequency Converters Based on Reactive Properties of Transistor Structures with Negative Differential Resistance". *Data-Centric Business and Applications*. vol 48., Springer, Cham, pp. 229-261. June 2020. DOI: 10.1007/978-3-030-43070-2_12.

[21] М. Л. Бараночников, *Микромагнитоэлектроника*. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2001, Т. 1, 544с.

[22] Hava Can, Ugur Topal, "Design of Ring Core Fluxgate Magnetometer as Attitude Control Sensor for Low and High Orbit Satellites", *Journal of Superconductivity and Novel Magnetism*, vol. 28, № 3, pp. 1093-1096, 2015.

[23] Uchaikin S., Likhachev A., Cioata F. Sample, "3D magnetometer for a dilution refrigerator", in Proc. of the 26th International Conference on Low Temperature Physics (LT26), Bejing, 2012, pp. 110-118.

[24] Г. Н. Щербаков, М. А. Анцелевич, Д. Н. Удинцев, Ю. А. Шлыков,
А. В. Бровин, "Применение магнитной томографии в проходных металлодетекторах", *Специальная Техника*, № 6, с. 20-25, 2007.

[25] Д. Я. Суханов, Е. С. Берзина, "Магнитная интроскопия с использованием решетки сенсоров магнитного поля", Известия высших учебных заведений. Физика. т. 56, № 8/2, с. 23-26, 2013.

[26] A. A. Baschirotto, "2D micro-fluxgate earth magnetic field measurement systems with fully automated acquisition setup", *Measurement*. vol. 43, pp. 46-53, 2010.

[27] M. Butta, P. Ripka, "Model for coil-less fluxgate", Sensors and Actuators, vol. 156, № 11, pp. 269-273, 2009.

[28] Щербаков Г.Н., Анцелевич М.А., Удинцев Д.Н. Пути повышения помехоустойчивости магнитометрических средств поиска и их практическая реализация // Специальная техника.- 2005.- № 3.- С.19-24.

[29] P. Ripka, "Advances in Magnetic Field Sensors", *IEEE Sensors*, vol. 10, №6, pp. 1108-1116, 2010.

[30] A. E. Mahdia, L. Panina, D Mapos, "Some new horizons in magnetic sensing: high-Tc SQUIDs, GMR and GMI materials", *Sensors and Actuators*, vol. 105, pp. 271-285, 2003.

[31] J. E. Lenz, A. S. Edelstein, "Magnetic Sensors and Their Applications", *IEEE Sensors*, vol. 6, № 3, pp. 631-649, 2006.

[32] Ф. Мейзда, Электронные измерительные приборы и методы измерений. пер. с англ. В.Д. Новиков. Москва, Россия: Мир, 1990.

[33] Н. П. Васильева, С. И. Касаткин, А. М. Муравьев, "Магниторезистивные сенсоры на тонких ферромагнитных пленках", *Приборы и системы управления*. - 1994. - № 8, с. 20-23, 1994.

[34] F. L. Machado, B. L. da Silva, S. M. Rezende, C. S. Martins, "Giant ac magnetoresistance in the soft ferromagnet Co70.4Fe4.6Si15B10", *Journal of Applied Physics*, vol.75, pp. 6563 – 6565, 1994.

[35] Лебедев Анатолий Иванович, "Устройство для измерения крутящего момента и осевого усилия во вращающихся валах", МКИ G 01L3/10. №2380667, Янв. 27, 2010.

[36] Bharat B. Pant, Lakshman Withanawasam, "Anisotropic magnetoresistance gradiometer/magnetometer to read a magnetic track", № US 20130334311 A1, Dec. 19, 2013.

[37] Axel Bartos, Armin Meisenberg, Fritz Dettmann, "Magnetoresistive sensor for determining an angle or a position", № US 20110074399 A1, Mach 31, 2011.

[38] С. А. Никитин "Гигантское магнитосопротивление", Соровский

образовательный журнал, т. 8, №2, с. 92-98, 2004.

[39] Jinliang He, Yong Ouyang, Jun Hu, Shanxiang Wang, Shijie Ji, Rong Zeng, Bo Zhang, Zhanqing Yu, "Giant Magnetoresistance Current Sensor", № US 20130049750 A1, Feb. 28, 2013.

[40] Jian-Ping Wang, Yuanpeng Li, "Gmr sensor", № US 20140099663 A1,Apr. 10, 2014.

[41] Jeffrey R. Childress, Tomoya Nakatani, "Current-perpendicular-to-theplane giant magnetoresistance (CPP-GMR) sensor with indium-zinc-oxide (IZO) spacer layer", №US9047891 B1, Jun. 2, 2015.

[42] Jeffrey Robinson Childress, Young-Suk Choi, Tomoya Nakatani, John Creighton Read, "Underlayer for reference layer of polycrystalline CPP GMR sensor stack", № US 9412399 B2, Aug. 9, 2016.

[43] K. Mohri, T. Uchiyama, L. P. Shen, C. M. Cai, L.V. Panina, "Sensitive micro magnetic sensor family utilizing magneto-impedance and stress-impedance effects for intelligent measurements and controls", *Sensors and actuators*, № 91, pp. 85-90, 2001.

[44] А. Ферт, "Происхождение, развитие и перспективы спинтроники", Успехи физических наук / Нобелевские лекции по физике - 2007. т. 178, №12, с. 1136-1348, 2008.

[45] J. Deak, A. Jander, E. Lange, S. Mundon, D. Brownell, L. Tran, "Deltasigma digital magnetometer utilizingbistable spin-dependent-tunneling magnetic sensors", *Journal of Applied Physics*, vol. 99, issue 8, pp. 08B320-08B323, 2006.

[46] James Geza Deak, Zhimin Zhou, "Closed-loop TMR current sensor", № CN 105606877 A, May 25, 2016.

[47] James Geza Deak, Zhimin Zhou, "Push-pull x-axis magnetoresistive sensor", № WO 2016197840 A1, Dec. 15, 2016.

[48] Wei-Chuan Chen, Xiaochun Zhu, Chando Park, Seung Hyuk Kang, "Spin-transfer switching magnetic element formed from ferrimagnetic rare-earthtransition-metal (re-tm) alloys", № US 20150303373 A1, Oct. 22, 2015.

[49] Gerard Marriott, "Compositions of platelet-derived theranostics", №

WO 2016205144 A1. Dec. 22, 2016.

[50] Ю. В. Афанасьев, Н. В. Студенцов, А. П. Щелкин Афанасьев, Магнитометрические преобразователи, приборы, установки. Львов, Украина: Энергия, 1972.

[51] Seong-Min Hwang, Kiwoong Kim, Kwon-Kyu Yu, Seong-Joo Lee, Jeong-hyun Shim, "Low magnetic field, ultra-low magnetic fieldnuclear magnetic resonance and magneticresonance image apparatus", N_{2} US 20160209482 A1, Jul. 21, 2016.

[52] Arcady Reiderman, Lilong Li, "Downhole Nuclear Magnetic Resonance Sensor Using Anisotropic Magnetic Material", № US 20170010378 A1, Jan. 12, 2017.

[53] Michelle A. Espy, "Ultra-low field nuclear magnetic resonance method to discriminate and identify materials", № US 20120001631 A1, Jan. 5, 2012.

[54] Arcady Reiderman, "Ultra-slim nuclear magnetic resonance tool for oil well logging", № US 20170010379 A1, Jan. 12, 2017.

[55] Gersh Z. Taicher, "Nuclear magnetic resonance apparatus and methods", № US 20160025826 A1, Jan. 28, 2016.

[56] Д. А. Великанов, "Сквид-магнитометр для фотомагнитных исследований", №*RU(11) 2 515 059*, Май 10, 2014.

[57] Е.Ф. Щербаков, В.М. Петров, *Физические основы электротехники*. Ульяновск, Россия: УлГТУ, 2012.

[58] Antonio Orozco, Vladimir V. Talanov, "DC SQUID based RF magnetometer operating at a bandwidth of 200 MHz and higher", N_{2} US 9476951 B2, OKT. 25, 2016.

[59] Boris Chesca, Daniel John, "Superconducting magnetic sensor", № WO 2017006079 A1, Янв. 12, 2017.

[60] Ю. В. Афанасьев, Феррозонды. Львов, Украина: Энергия, 1969.

[61] Bruno Ando, Salvatore Baglio, Adi R. Bulsara, Vincenzo Sacco, "Residence Times Difference Fluxgate Magnetometers", *IEEE Sensors*, vol. 5, № 5, pp. 895-904, 2005. [62] Y. Nishio, F. Tohyama, N. Onishi, "The sensor temperature characteristics of a fluxgate magnetometer by a wide-range temperature test for a Mercury exploration satellite", *Measurement Science and Technology*, vol. 18. - pp. 2721-2730, 2007.

[63] Andrea Baschirotto, Enrico Dallago, Piero Malcovati, Marco Marchesi, Enrico Melissano, Marco Morelli, Pietro Siciliano, Giuseppe Venchi, "An Integrated Micro-Fluxgate Magnetic Sensor With Front-End Circuitry", *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement*, vol. 58, pp. 3269-3275, 2009.

[64] A. Baschirotto, "A 2D micro-fluxgate earth magnetic field measurement systems with fully automated acquisition setup", *Measurement*, vol. 43, pp. 46-53, 2010.

[65] P. M. Drljaca, P. Kejik, F.Vincent, D. Piguet, R. S. Popovic, "Lowpower 2-D fully integrated CMOS fluxgate magnetometer", *IEEE Sensors*, vol. 5, pp. 909-915, 2005.

[66] A. Baschirotto, "A fluxgate magnetic sensor: From PCB to microintegrated technology", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, pp. 25-31, 2007.

[67] Hioka, Takaaki Chiba-shi, Chiba, "Semiconductor device", № *EP 3570337 A1*, Apr. 24, 2018.

[68] P. Ripka, "New directions in fluxgate sensors", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 215-216, pp. 735-739, 2000.

[69] J. Kubik, L. Pavel, P. Ripka, P. Kaspar, "Low-power PCB Fluxgate Sensor", in *Proc. of the 4-th IEEE Conference on Sensors Irvine, California*, 2005, pp. 432-435.

[70] Three-Axis Magnetic Sensor HMC1043. [Online]. Available: https://www.acalbfi.com/nl/Sensors/Position/Electronic-compass-and-Magnetometer/p/Three-Axis-Magnetic-Sensor/00000010HJ. Accessed on: May 23, 2016

[71] А. О. Борисов, "Современные АМР-сенсори для детектирования скорости, положения и слабых магнитных полей", *Компоненты и технологии*. №7, с. 56-60, 2007.

[72] В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. П. Білилівська, "Мікроелектронний вимірювач магнітної індукції", *МПК Н01L29/82*, *H01L43/00*, *G01R33/06*. №70192, 25.05.2013.

[73]. Anton Mauder, Martin Gruber, Goran Keser, "Magnetic current sensor", U.S. Patent Appl. 2019/0369144 A1. May 30, 2011.

[74] Werth Tobias, Hermann Robert, "Magnetic sensor system for measuring a linear position", *№DE102019109317A1*, Oct. 10, 2019.

[75] А. А. Штанько, В. А. Родионов, А. В. Беринцев, Н. Т. Гурин, С. Г. Новиков, "Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением на передаточной вольт-амперной характеристике", *Известия Самарского научного центра Российской академии наук*, т. 15, №6, с. 59-68, 2013.

[76] П. Н. Дробот, Д. А. Дробот, "Осциллисторные сенсоры с частотным выходом", Измерения, автоматизация и моделирование в промышленности и научных исследованиях, №1, с. 124-127, 2011.

[77] Ф. Д. Касимов, "Перспективы развития и применения микроэлектронной негатроники", *Технология и конструирование в* электронной аппаратуре, № 5, с. 5-8, 2003.

[78] О. Н. Негоденко, Ю. П. Мардамшин, "Микроэлектронные сенсори с частотным выходом на основе аналогов негатронов", *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, № 5-6, с. 19-22, 2000.

[79] В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, *Мікроелектронні сенсори магнітного* поля з частотним виходом. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2013.

[80] Л. Росадо, *Физическая электроника и микроэлектроника*. Москва, Россия: Высшая школа, 1991.

[81] В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль, "Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором". Вінниця, Україна: ВНТУ, 2011.

[82] Ta Z., Wei Ch.Yu, Jian Z.Z., Fu Ch.Du., "Research on Three-

Component Geomagnetic Field Differential Measurement Method for Underwater Vehicle", *International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition*, vol. 9. №4, p. 165-176, 2016.

[83] П. Ф. Баранов, С. В. Муравьев, В. Е. Огай, "Феррозондовый магнитометр для измерения магнитной индукции до 1 нТл", Известия Томского политехнического университета, т. 320. № 4. с. 89–92, 2012.

[84] Enrique Arribas, Isabel Escobar, Carmen Del Pilar, Suarez Rodriguez, Alberto Nájera López, "Measurement of the magnetic field of small magnets with a smartphone". *European Journal of Physics., vol.* 36(6), pp. 1-11. October 2015. DOI: 10.1088/0143-0807/36/6/065002.

[85] P. Ripka, "Advances in Magnetic Field Sensors".*IEEE Sensors Journal*, vol. 10(6), pp. 1108 – 1116, July 2010. DOI: 10.1109/JSEN.2010.2043429.

[86] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, О. І. Альтман, "Прилад вимірювання просторового магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R 33/02. №102708*, 10.11.2015.

[87] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, О. І. Альтман, "Прилад вимірювання просторового постійного магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R 33/02. №107489*, 10.06.2016.

[88] О. В. Осадчук, А. О. Семенов, М. О. Притула, К. О. Коваль, Г. Л. Антонюк, О. С. Полуденко, "Мікроелектронний прилад для вимірювання магнітної індукції", *МПК(2006.01) H01L 29/82. №108576*, 25.07.2016.

[89] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, А. О. Семенов,
 А. І. Лещук, "Прилад вимірювання індукції магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R 33/06. №108578*, 25.07.2016.

[90] The description of the STM64F205xx and STM64F207xx microcontrollers. [Online]. Available: http://www.farnell.com/datasheets/1867262.pdf. Accessed on: April 14, 2018.

[91] Ю. Д. Мінов, М. М. Будник, П. Б. Шпильовий, "Сенсор надслабких магнітних полів", *МКИ G01R 33/035. №75434*, Квіт. 17, 2006.

[92] З. Ю. Готра, *Мікроелектронні сенсори фізичних величин*. т. 3. Львів, Україна: Ліга-Прес, 2002.

[93] Oleg V. Minin, Igor V. Minin, *Microsensors*. New York, U.S.A: Magnum Publishing LLC, 2018.

[94] О. В. Осадчук, Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ, 2000.

[95] J. P. Lynch, K. J. Loh, "A summary review of wireless sensors and sensor networks for structural health monitoring", *Shock and Vibration Digest*, vol. 38, № 2, pp. 91-130, 2006.

[96] С. Г. Новиков, Н. Т. Гурин, А. В. Беринцев, В. А. Родионов, А. А. Штанько, И. С. Федоров, "Полупроводниковые приборы с S-образной передаточной вольт-амперной характеристикой", *Нано- и микросистемная техника*, № 7, с. 52-56, 2014.

[97] Є. С. Поліщук та ін., Засоби та методи вимірювань неелектричних величин. Львів, Україна: "Бескид Біт", 2008.

[98] В.И. Нефедова и др., Метрология и радиоизмерения в телекоммуникацинных системах. Москва, Россия: Высшая школа, 2001.

[99] В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. П. Долгополов, Л. В. Грумінська, *Метрологія та вимірювальна техніка*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ, 2004.

[100] Стабилизатор напряжения LM7805. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.avrlab.com/node/29. Дата обращения: Январь 18, 2018.

[101] В.О. Пождаренко, В.В. Кухарчук, Вимірювання і комп'ютерновимірювальна техніка. Київ, Україна: НМК ВО, 1991.

[102] И.В. Кузьмин, В.А. Кедрус, Основы теории информации и кодирования. Киев, Украина: Высшая школа, 1986.

[103] Є. Т. Володарський, В. В. Кухарчук, В. О. Поджаренко, Г. Б. Сердюк, *Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю*. Вінниця, Україна: ВДТУ, 2001.

[104] М. М. Дорожовець, *Опрацювання результатів вимірювання*. Львів, Україна: "Львівська політехніка", 2007.

додатки

Додаток А

Результати експериментального дослідження частотного перетворювача



на біполярних транзисторах

Рис. А.1. ВАХ частотного перетворювача з біполярними транзисторами при різних напругах керування



Рис. А.2. Графік зміни частоти генерації від напруги керування при різних напругах живлення



Рис. А.3. Графік залежності струму споживання від напруги керування при різних напругах живлення



Рис. А.4. Графік залежності частоти генерації від температури при різних напругах керування

Додаток Б

Результати експериментального дослідження частотного перетворювача



з польовим транзистором

Рис. Б.1. Графік зміни частоти генерації від напруги керування при різних напругах живлення



Рис. Б.2. ВАХ частотного перетворювача з польовим транзистором при різних напругах керування



Рис. Б.3. Графік залежності частоти генерації від температури для схеми частотного перетворювача з польовим транзистором та двоколекторним магнітотранзистором при напрузі живлення 5В



Рис. В.1. Параметри біполярного транзистора ВС547А



Рис. В.2. Параметри біполярного транзистора ВС557А


АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук Притули Максима Олександровича на тему "Високочутливий радіовимірювальний прилад індукції магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур".

Комісія у складі Кичака В. М. (голова комісії), Барася С. Т., Тимчика С. В., Осадчука О.В. (членів комісії) підтверджує, що у Вінницькому національному технічному університеті для забезпечення навчального процесу кафедри радіотехніки дисциплін 3 "Генерування та формування сигналів". "Схемотехніка" і "Кодування та обробка сигналів", а також при виконанні курсових та кваліфікаційних робіт студентами спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка" ОПП "Радіотехніка" впроваджено такі результати дисертаційної роботи Притули М.О.:

- математичну модель радіовимірювального частотного перетворювача магнітного поля на основі елементу Холла та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах;
- математичну модель радіовимірювального частотного перетворювача на основі двоколекторного магнітотранзистора та транзисторної структури на польовому та біполярних транзисторах;
- математичну модель радіовимірювального частотного перетворювача на основі двоколекторного магнітотранзистора та транзисторної структури на трьох біполярних транзисторах;
- експериментальні зразки радіовимірювальних перетворювачів магнітного поля на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором і методичне забезпечення для проведення лабораторних робіт.

Голова комісії декан ФІРЕН, д.т.н., проф.

Члени комісії:

заст. з НМР декана ФІРЕН, к.т.н., проф.

заст. з НМР декана ФІРЕН, к.т.н., доц.

завідувач кафедри РТ, д.т.н., проф.

В. М. Кичак

С. Т. Барась

С. В. Тимчик

О. В. Осадчук



Довідка

про використання результатів дисертаційної роботи Притули Максима Олександровича

Переданий для дослідної експлуатації радіовимірювальний прилад магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур був апробований протягом березня – липня 2018 року. Реалізований прилад для вимірювання напруженості магнітного поля характеризуються підвищеною завадостійкістю та підвищеною чутливістю до вимірювання напруженості магнітного поля в порівнянні з іншими пристроями, які використовувались нашим підприємством. Запропонований радіовимірювальний прилад магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур, який має в своєму складі радіовимірювальний перетворювач магнітного поля на основі транзисторних схем і структур з від'ємним диференційним опором має малі габарити та масу, конструктивно та технологічно сумісний з мікроелектронними засобами обробки інформації, але при цьому мають набагато меншу вартість ніж аналоги, що робить його економічно привабливим. Застосування диференційного від'ємного опору для компенсації втрат у запропонованому пристрої підвищує його ККД, що забезпечує зменшення потужності втрат такого пристрою і оптимізує режим його електроживлення.

Дана довідка не є підставою для фінансових розрахунків.

не підпри «МІДАС П» Н.Б. Прокопенко 37247969 Ha M.BiH

Директор



Вих.№ 17 Від 11 березня 2020 р

Довідка

про використання результатів дисертаційної роботи Притули Максима Олександровича

З січня по лютий 2020 року у нас був апробований розроблений Притулою Максимом Олександровичем Радіовимірювальний прилад магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур.

Даний прилад характеризуються підвищеною чутливістю ДО вимірювання напруженості магнітного поля в порівнянні з іншими пристроями, які використовувались нашим підприємством. Запропонований радіовимірювальний прилад магнітного поля на основі реактивних властивостей транзисторних структур, який складається з радіовимірювального перетворювача з від'ємним диференційним опором та цифрової вимірювальної системи на базі мікропроцесора. Даний прилад має малі габарити та масу, легко комутується з ПК, зручний у користуванні.

Застосування перетворення "магнітна індукція – частота" дозволяє підвищити чутливість приладу, що розроблений Притулою Максимом Олександровичем. Прилад має портативне живлення, що є зручним у користуванні, оскільки відсутні кабелі живлення. Необхідно відмітити, що прилад має великий ККД.

Дана довідка не є підставою для фінансових розрахунків.



Денисенко О.О.

ул. Шолуденко. 14, г. Вышгород. +38 044 390-66-70 07300, Киевская область bezpeka@oda-bezp

ska@oda-bezpeka.com.ua www.bezpeka-service.ua

Додаток Д

Список публікацій здобувача за темою дисертації

[1] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з магнітотранзистором та частотним вихідним сигналом", *Вісник Хмельницького національного університету*. №1 (221), с. 102-106, 2015. (ISSN 2307-5732, Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Index Copernicus, Google Scholar).

[2] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, Я. О. Осадчук, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з сенсором Холла та частотним вихідним сигналом", *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, №1(27), с. 106-112, 2015. (ISSN 2219-9365, Наукове фахове видання).

[3] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля на транзисторній структурі". *Радіоелектроніка, інформатика, управління*, №2, с. 15-19, 2016. (ISSN 1607-3274. Наукове фахове видання, індексується Web of Science, РИНЦ, Index Copernicus, Google Scholar).

[4] O. Osadchuk, V. Osadchuk, A. Semenov, Ia. Osadchuk, O. Semenova, S. Baraban, M. Prytula, "Radiomeasuring Optical-Frequency Converters Based on Reactive Properties of Transistor Structures with Negative Differential Resistance". *Data-Centric Business and Applications*. vol 48., Springer, Cham, pp. 229-261. June 2020. DOI: 10.1007/978-3-030-43070-2_12. (ISSN 2367-4512, Індексується Scopus).

[5] A. Semenov, A. Osadchuk, Ia. Osadchuk, K. Koval, M. Prytula. "The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance", in *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016*, Erlagol, Altai, 2016, pp. 178-184. DOI: 10.1109/EDM.2016.7538720. (ISSN 2325-4173, Індексується Scopus).

[6] A. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla, "Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity", in *Proceedings of the XIII International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, 2008, pp. 35-36. (ISBN 978-966- 553-678-9. INSPEC Accession Number: 11155526. Індексується Scopus, Web of Science)

[7] O. Osadchuk, K. Koval, M. Prytula, A. Semenov, "Comparative Analysis of Radiomeasuring Frequency Converters of the Magnetic Field", in *Proceedings of the XIII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, 2016, pp. 275–278. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452034 (ISBN 978-617-607-806-7, Індексується Scopus, Web of Science).

[8] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Аналіз сучасного стану напівпровідникових магнітних сенсорів", на *IV науковій конференції "Научная индустрия европейского континента – 2007"*, Прага, 2007, с. 57-63.

[9] О. В. Осадчук, В. С. Осадчук, М. О. Притула, "Частотний перетворювач магнітного поля" на *Першій Міжнародній науково-практичній конференції "Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІІРТК-2008)*", Київ, 2008, с. 206-208.

[10] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, "Аналіз надчутливих пристроїв та їх сенсорів до магнітного поля на ефекті Джозефсона" на *Міжнародній науково-практичній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"*, Київ, 2015, с. 112-114.

[11] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, О. І. Альтман, "Прилад вимірювання просторового магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R* 33/02. №102708, 10.11.2015.

[12] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, О. І. Альтман, "Прилад вимірювання просторового постійного магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R 33/02.* №107489, 10.06.2016.

[13] О. В. Осадчук, А. О. Семенов, М. О. Притула, К. О. Коваль,

Г. Л. Антонюк, О. С. Полуденко, "Мікроелектронний прилад для вимірювання магнітної індукції", *МПК(2006.01) Н01L 29/82. №108576*, 25.07.2016.

[14] О. В. Осадчук, М. О. Притула, К. О. Коваль, А. О. Семенов,
А. І. Лещук, "Прилад вимірювання індукції магнітного поля", *МПК(2006.01) G01R 33/06. №108578*, 25.07.2016.