

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

**Пояснювальна записка**  
до магістерської кваліфікаційної роботи

«Магістр»

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИБОРИ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-18м  
спеціальності 172 – Телекомунікації та  
радіотехніка Освітня програма: Радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Бахнівський А.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. РТ

Осадчук В.С.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 р.

Рецензент: асистент каф. ТКСТБ

Макогон В. І.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 р.

Вінниця ВНТУ - 2019 рік

Вінницький національний технічний університет  
 Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем  
 Кафедра Радіотехніки  
 Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр  
 Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка  
 (шифр і назва)

**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
 Завідувач кафедри РТ  
 д.т.н., професор О.В. Осадчук  
 “ 03 ” 10 2019 року

## **З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Бахнівському Андрію Віталійовичу  
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіовимірвальні пристрої контролю кутових положень»  
 керівник роботи Осадчук Володимир Степанович, д.т.н., професор  
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)  
 затверджені наказом вищого навчального закладу від “ 02 ” 10 2019 року №254
2. Строк подання студентом роботи 17 грудня 2019 року
3. Вихідні дані до роботи: абсолютна чутливість активної складової повного опору знаходиться в діапазоні від  $0,13 \text{ Ом/мТл}$  до  $0,23 \text{ Ом/мТл}$ , а реактивної – до  $5 \text{ Ом/мТл}$ . чутливість вимірювання магнітної індукції в діапазоні від мінус  $60 \text{ мТл}$  до  $60 \text{ мТл}$ ., чутливість радіовимірвальних пристроїв на основі двостокових транзисторів до зміни кутового положення знаходиться в межах від  $559 \text{ Гц/}^\circ$  до  $847 \text{ Гц/}^\circ$ , а на основі двоколекторних – від  $710 \text{ Гц/}^\circ$  до  $1174 \text{ Гц/}^\circ$  в діапазоні кутів  $360^\circ$ .
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану пристроїв визначення кутових положень в радіол електроніці; метод визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів; розроблення радіовимірвальних пристроїв контролю кутових положень на основі магніточутливих транзисторів; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структурні схеми перетворювача; схема магніторезистивного засобу вимірювання магнітного поля; схема електрична принципова; принципова структура двостокового МОН-магнітотранзистора; схема автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD; вольт-амперні характеристики автогенераторного пристрою.

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук В. С.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.т.н., доцент Адлер О. О.		

7. Дата видачі завдання 04 жовтня 2019 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	При- мітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019-15.09.2019	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019-22.09.2019	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019-02.10.2019	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.09.2019-20.10.2019	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019-29.10.2019	
6.	Розділ моделювання	30.10.2019-03.11.2019	
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019-10.11.2019	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019-15.11.2019	
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019-22.11.2019	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019-27.11.2019	
11.	Нормоконтроль	28.11.2019-29.11.2019	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019-06.12.2019	
13.	Захист МКР ЕК	09.12.2019-17.12.2019	

Студент

\_\_\_\_\_

( підпис )

Бахнівський А. В.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_

( підпис )

Осадчук В. С.

## РЕФЕРАТ

УДК 621.397

Бахнівський А.В. Радіовимірвальні пристрої контролю кутових положень. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 132с. На українській мові. Бібліогр.: 117 назв; Рис. 40; Табл. 18.

У магістерській кваліфікаційній роботі було розглянуто метод визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів, який відрізняється від існуючих безконтактним перетворенням кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірвальних пристроїв, у яких магніточутливі транзистори виконують роль і чутливих перетворювачів, і активних елементів, а також вимірюванням і подальшим обробленням отриманих частотно-модульованих сигналів мікроконтролерними засобами, що надало принципову можливість підвищення вірогідності визначення кутових положень.

Розроблений засіб визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів. Розроблені автогенераторні пристрої на основі двостокових та двоколекторних магнітотранзисторів, що дозволили підвищити чутливість і зменшити похибку вимірювання кутового положення. Чутливість радіовимірвальних пристроїв на основі двостокових транзисторів до зміни кутового положення знаходиться в межах від  $559 \text{ Гц}/^\circ$  до  $847 \text{ Гц}/^\circ$ , а на основі двоколекторних – від  $710 \text{ Гц}/^\circ$  до  $1174 \text{ Гц}/^\circ$  в діапазоні кутів  $360^\circ$ .

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки радіовимірвального пристрою контролю кутових положень є доцільним.

При запровадженні у виробництво виробник отримає прибуток. Аналізуючи ринок можна розраховувати на значний попит на наш виріб. Підтвердженням цьому є технічні параметри даного пристрою, які кращі за параметри аналога.

У роботі були визначені заходи щодо охорони праці, а саме, були визначені технічні рішення щодо безпечної експлуатації об'єкта, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.

Ключові слова: фотоелектричні прилади, фотоелектричні енкодери, магніточутливі діоди, магнітодіод, магнітотранзистори, біполярні транзистори, МДН-транзистор.

## ABSTRACT

Bakhnovsky A.V. Radiomeasuring devices for controlling angular positions. Master's qualification work. - Vinnitsa: VNTU, 2019. - 132 p. In Ukrainian language. Bibliogr .: 117 titles; Fig. 40; Tab. 18

In the master's qualification work the method of determining angular positions on the basis of magnetically sensitive transistors was considered, which differs from the existing contactless transformation of angular position into sine and cosine frequency signals by means of autogenerator devices, in which magnetosensitive transistors act as active transducers measuring and further processing of the received frequency-modulated signals by microcontroller means, which provided the principal possible increasing the likelihood of determining angular positions.

A tool for determining angular positions based on magnetically sensitive transistors has been developed. Autogenerator devices were developed based on two- and two-collector magnetotransistors, which allowed to increase the sensitivity and reduce the measurement error of the angular position. The sensitivity of two-transistor-based autogenerator units to an angular position change is in the range from to, and from the two-collector range from to the range.

Calculations on the efficiency of the device showed that its introduction into production is cost effective. Since the Current is <3... 5 years, it is advisable to finance this scientific development of an angle measuring device.

When introduced into production, the manufacturer will profit. Analyzing the market we can count on a significant demand for our product. Confirmation of this is the technical parameters of this device, which are better than the parameters of the analog.

The work identified safety measures, namely, identified technical solutions for the safe operation of the facility, technical solutions for occupational health and industrial sanitation.

Key words: photoelectric devices, photoelectric encoders, magnetically sensitive diodes, magnetodiode, magnetotransistors, bipolar transistors, MDN transistor.

## З М І С Т

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПРИСТРОЇВ ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ ПОЛОЖЕНЬ В РАДІОЕЛЕКТРОНІЦІ</b> .....	12
1.1 Особливості визначення кутових положень .....	12
1.2 Характеристика пристроїв визначення кутових положень .....	15
1.3 Огляд магніточутливих пристроїв для визначення кутових положень .....	20
1.4 Польові магніточутливі елементи.....	25
1.5 Висновки до розділу.....	27
<b>2 МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ ПОЛОЖЕНЬ НА ОСНОВІ МАГНІТОЧУТЛИВИХ ТРАНЗИСТОРІВ</b> .....	29
2.1 Теоретичні основи гальваноманітних методів визначення кута повороту.....	29
2.2 Моделювання розподілу поля діаметрально намагніченого постійного магніту.....	30
2.3 Аналіз систем розташування чутливих елементів для визначення кутових положень.....	36
2.4 Висновки до розділу.....	41
<b>3 РОЗРОБЛЕННЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ ПОЛОЖЕНЬ НА ОСНОВІ МАГНІТОЧУТЛИВИХ ТРАНЗИСТОРІВ</b> .....	42
3.1 Моделювання статичних характеристик двостокового магніточутливого МОН-транзистора.....	42
3.2 Магнітореактивний ефект у двостокових магніточутливих МОН-транзисторах.....	48
3.3 Магнітореактивний ефект у двоколекторних магніточутливих транзисторах.....	52
3.4 Математична модель радіовимірювального пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора.....	56
3.5 Висновки до розділу.....	68
<b>4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА</b> .....	69
4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	69
4.2 Визначення рівня якості розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	70
4.3 Визначення конкурентоспроможності розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	72
4.4 Розрахунок загальних витрат на розробку радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	78
4.5 Прогнозування витрат на виконання та впровадження радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	79
4.6 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	79

4.7 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності.....	81
4.8 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	81
4.9 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.....	82
<b>5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....</b>	<b>83</b>
5.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці.....	83
5.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат.....	83
5.1.2 Виробниче освітлення.....	84
5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	89
5.1.4 Виробничі випромінювання.....	90
5.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження.....	90
5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць.....	90
5.2.2 Електробезпека.....	91
5.2.3 Пожежна безпека.....	91
5.3 Безпека у надзвичайних ситуацій.....	92
5.3.1 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в умовах впливу іонізуючих випромінювань.....	93
5.3.2 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	95
5.3.3 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в умовах дії загрозливих чинників НС.....	99
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>100</b>
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....</b>	<b>101</b>
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання .....	109
Додаток Б (обов'язковий) Структурні схеми перетворювача.....	115
Додаток В (обов'язковий) Схема магніторезистивного засобу вимірювання магнітного поля.....	117
Додаток Д (обов'язковий) Просторовий розподіл аксіальної складової магнітної індукції.....	119
Додаток Е (обов'язковий) Схема електрична принципова.....	121
Додаток Ж (обов'язковий) Принципова структура двостокowego МОН-магнітотранзистора.....	123
Додаток К (обов'язковий) Схема автогенераторного пристрою із двостокowym МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD.....	125
Додаток Л (обов'язковий) Вольт-амперні характеристики автогенераторного пристрою із двостокowym МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2.....	127

## ВСТУП

**Актуальність теми.** В багатьох галузях промисловості необхідно вимірювати кутові положення, зокрема, в металообробці, ліфтовій техніці, фасувальних, пакувальних і розливних автоматах, в друкарській промисловості, випробувальних стендах, а також у роботах та інших машинах, що потребують точного визначення показників руху обертових частин. Пристрої вимірювання та визначення кутових положень використовуються для забезпечення зворотного зв'язку між поворотними та статичними елементами сучасних систем точного переміщення, зокрема, в опорно-поворотних пристроях. Для таких пристроїв важливими є не лише висока роздільна здатність та точність, а також повторюваність позиціонування, низька інерційність та висока надійність.

На сьогоднішній день більшість поворотних механізмів містять недорогі та прості за своєю конструкцією потенціометричні перетворювачі, які не забезпечують високу точність вимірювань кутових положень. З іншого боку, серед промислових пристроїв визначення кутів найвищу точність мають фотоелектричні енкодери. Але їх основним недоліком є наявність механічного контакту перетворювача й об'єкта, що обертається. Жорсткість з'єднання між контрольованим елементом (валом) та валом перетворювача, а також власна частота коливання з'єднання обмежують смугу пропускання приладу, тобто і його швидкодію, і надійність керування [1].

Протягом останніх років інтерес користувачів від контактних вимірювачів змістився в бік безконтактних (зокрема, магнітних), оскільки їх швидкодія, термін служби і максимальна кількість циклів переміщення є набагато вищими. Інтенсивний розвиток техніки магнітних вимірювань пояснюється її перевагами, до яких належить безконтактне перетворення малих значень фізичних величин в електричні сигнали, можливість безконтактної комутації та повної електричної розв'язки вхідних і вихідних кіл апаратури, стійкість роботи приладів у газоподібних, рідких, агресивних, токсичних, а також забруднених і в'язких середовищах. Крім того, чутливі елементи можуть бути встановлені таким чином, щоб сторонні магнітні поля входили до просторової складової магнітного поля, яка не вимірюється (для елементів Холла, наприклад, це паралельна складова) [2-10].

На ринку перетворювальної техніки представлені засоби визначення кутових положень різних типів та конструкцій, проте важливу роль у цій галузі відіграють гальваномагнітні перетворювачі, тому що вони мають невеликі габарити, низьку ціну, споживають малу потужність та прості в експлуатації 3.



Відомо велику кількість методів визначення кутових положень з використанням зміни значення просторових складових вектора індукції магнітного поля, створеного рухомим магнітом. Однак перетворювачі, які використовуються на сьогодні для діагностики технічного стану об'єктів, мають низьку чутливість та точність, обмежений кутовий діапазон, результат вимірювань суттєво залежить від температури [11-19]. А прецизійні прилади через високу вартість можуть використовуватись тільки в лабораторних умовах і відповідальних промислових комплексах, які менш чутливі до ціни їх комплектуючих.

Перспективним напрямком в області визначення кутових положень є використання фізичних явищ, що виникають у напівпровідниках при одночасній дії електричних і магнітних полів, для побудови пристроїв на основі багатоколекторних та багатостокових транзисторів. Протягом останніх десятиліть вітчизняними й зарубіжними науковцями представлені різні види реалізації магніточутливих транзисторів, проведені їх експериментальні дослідження, описані основні принципи роботи таких приладів [20–24]. Однак математичні моделі як польових, так і біполярних магнітотранзисторів розроблені недостатньо, що значно ускладнює процес проектування та пошук методів підвищення вірогідності пристроїв визначення на їх основі. Крім того, аналіз ряду наукових робіт [25–61] показує, що використання транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором та реактивних властивостей напівпровідникових приладів дозволяє підвищити чутливість перетворення і зменшити похибки вимірювання фізичних величин. При цьому з'являється можливість відмовитись від введення до складу систем визначення аналогово-цифрових перетворювачів та підсилювальної апаратури. Проте постає проблема відсутності ґрунтовних досліджень реактивних властивостей багатоколекторних і багатостокових магніточутливих транзисторів.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами**

Робота виконувалася у Вінницькому національному технічному університеті згідно з планом наукових досліджень Вінницького національного технічного університету і Міністерства освіти розробки в рамках держбюджетної теми: 32–Д–395 «Розроблення та дослідження радіовимірювальних частотних параметричних мікроелектронних приладів фізичних величин для військових та цивільних об'єктів» (2019 р.).

### **Мета і задачі дослідження**

*Метою роботи* є підвищення точності визначення кутових положень за рахунок методу безконтактного перетворення кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв, у

яких магніточутливі транзистори виконують роль і чутливих перетворювачів, і активних елементів.

*Об'єктом дослідження* є процес вимірювального визначення кутових положень.

*Предметом дослідження* є радіовимірювальні пристрої визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів.

Для досягнення поставленої мети в магістерській кваліфікаційній роботі необхідно розв'язати такі *задачі*:

1) провести аналіз методів і пристроїв визначення кутових положень та обґрунтувати переваги пристроїв на основі магніточутливих транзисторів у порівнянні з аналогами;

2) розглянути метод визначення кутових положень, який базується на безконтактному перетворенні кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв;

3) розробити автогенераторний пристрій на основі магніточутливих транзисторів, які б забезпечили перетворення індукції магнітного поля, у частотні сигнали з високою чутливістю, для реалізації методу та засобу визначення кутових положень.

*Методи дослідження* базуються на використанні рівнянь математичної фізики; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл з використанням методу вузлових потенціалів для визначення повного опору; основних положень теорії функції комплексної змінної для визначення функцій перетворення та рівнянь чутливості; теорії вимірювань і похибок для оцінювання метрологічних характеристик запропонованого засобу визначення кутових положень.

### **Наукова новизна одержаних результатів**

1. Розглянуто метод визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів, який відрізняється від існуючих безконтактним перетворенням кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв, у яких магніточутливі транзистори виконують роль і чутливих перетворювачів, і активних елементів.

2. Розглянуто математичну модель засобу визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що однозначно пов'язує частоти вихідних сигналів вимірювальних перетворювачів із кутовим положенням об'єкта.

### **Практичне значення одержаних результатів**

1. Розроблений засіб визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів, що дозволив підвищити точність визначення кутових положень.

2. Розроблені математичні моделі магніточутливих транзисторів, які можуть бути використані для інженерного розрахунку повного опору, функції перетворення, чутливості радіовимірювальних магніточутливих пристроїв.

3. Розроблені автогенераторні пристрої, що дозволили підвищити чутливість і зменшити похибку вимірювання кутового положення. Чутливість радіовимірювальних пристроїв на основі двостокових транзисторів до зміни кутового положення знаходиться в межах від  $559 \text{ Гц}/^\circ$  до  $847 \text{ Гц}/^\circ$ , а на основі двоколекторних – від  $710 \text{ Гц}/^\circ$  до  $1174 \text{ Гц}/^\circ$  в діапазоні кутів  $360^\circ$ .

#### **Апробація результатів дисертації**

Основні положення магістерської кваліфікаційної роботи було апробовано на науково-технічних конференціях:

1. XLVIII Науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ), м. Вінниця, 2019.

2. 1-а Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (СПРН – 2019), м. Вінниця, 2019.

#### **Особистий внесок здобувача**

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПРИСТРОЇВ ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ ПОЛОЖЕНЬ В РАДІОЛЕЛЕКТРОНІЦІ

## 1.1 Особливості визначення кутових положень

Опорно-поворотні пристрої входять до складу багатьох технічних систем та пристроїв (радіолокаційних станцій (РЛС), екскаваторів, підйомних кранів, зварювальних позиціонерів, вітрогенераторів, медичного обладнання, гірського обладнання, позиціонерів антен, сонячних батарей, дзеркал сонячних теплових електростанцій, локаторів відслідковування тощо). Опорно-поворотні пристрої РЛС здійснюють підвіску антенної системи та наведення її променя на об'єкт (для вимірювання кутових координат), тобто забезпечують зміну азимутального кута та кута елевації. Поворотний пристрій розташовують безпосередньо в антенній системі. Якщо в РЛС вимірюваним параметром є кут  $\alpha_1$  (рис. 1.1), важливим є значення похибки  $\Delta\alpha_1$ . Оскільки  $\alpha_1 = \arctg(x/y)$ , то похибка вимірювання положення об'єкта

$$\Delta l_1 = \frac{\Delta\alpha_1}{1/\sqrt{x^2 + y^2}} = D\Delta\alpha_1, \quad (1.1)$$

де  $D$  – відстань до об'єкта.

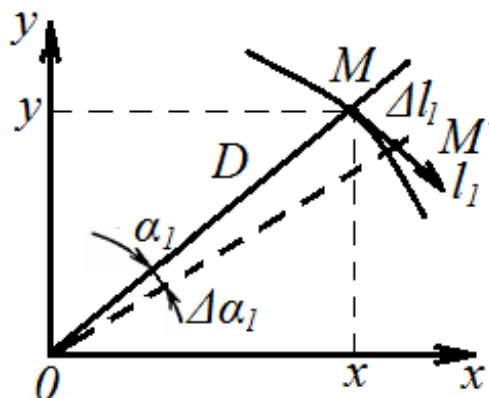


Рисунок 1.1 – Зв'язок похибки вимірювання положення об'єкта ( $\Delta l_1$ ) і похибки вимірювання кута ( $\Delta\alpha_1$ )

Відповідно, середньоквадратичне відхилення  $\sigma_{l_1} = D\sigma_{\alpha_1}$ . Якщо проведено калібрування для зменшення похибок через недосконалість апаратури, а також похибок, обумовлених зовнішніми завадами та умовами

поширення, то  $\sigma_{\alpha_1}$  зменшується до значення  $\sigma_{\alpha_1 \min}$ , обумовленого власними шумами каналу вимірювача кута.

Конструкція опорно-поворотного пристрою повинна забезпечувати спрямування антени з точністю не гірше однієї десятої ширини діаграми спрямованості. Точність позиціонування поворотних пристроїв залежить від точності вимірювання системою миттєвого кутового положення та від мінімального кута, на який може повернутися вихідний вал пристрою. Похибка вимірювання кутового положення опорно-поворотного пристрою визначається власною похибкою сенсорів зворотного зв'язку за кутом, а також похибкою механічної передачі, яка з'єднує вал перетворювача кутового положення з конструктивними елементами опорно-поворотного пристрою [28].

На рис. 1.2 показано один із варіантів встановлення системи керування опорно-поворотного пристрою.. У цій конструкції на поворотному пристрої розташовані два блоки, кожен з яких виконує контроль кута та керування приводом механізму, що змінює відповідний кут спрямування антени.

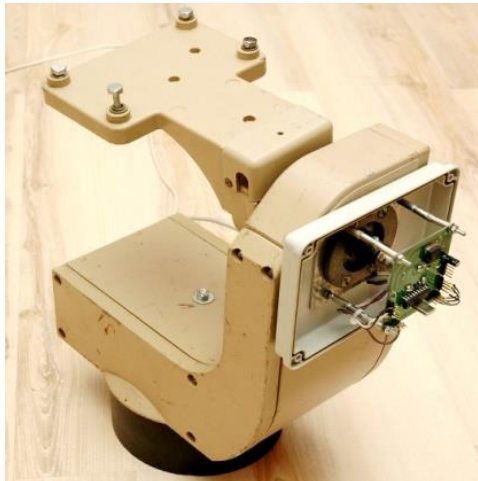


Рисунок 1.2 – Опорно-поворотний пристрій із системою керування

Для вимірювання кута повороту осі в блоці використовується магнітний кутовий енкодер AS5040. Невеликий поворотний магніт розташовується безпосередньо над мікросхемою. Вал поворотного магніту блока керування з'єднаний із відповідною віссю поворотного пристрою за допомогою муфти з'єднання, а плата блока закріплена на корпусі поворотного пристрою. Потенційна точність даної системи позиціонування обмежена значенням похибки кутового енкодера (роздільна здатність –  $0,35^\circ$ , інтегральна нелінійність при оптимальному позиціонуванні магніту не перевищує  $0,9^\circ$ ).

Складова похибки, пов'язана із наявністю механічної передачі, набуває великих значень, якщо конструктивно сенсор зворотного зв'язку не може бути

встановлений безпосередньо в осі наведення (через використання обертальних контактних з'єднувачів, обертальних хвилеводних переходів, прокладання джгутів електричних зв'язків до елементів системи керування). Наприклад, у пристрої [28] перетворювачі кутових положень опорно-поворотного пристрою встановлені в редукторах приводів наведення. Можливість зменшення цієї складової похибки полягає в її алгоритмічній компенсації за допомогою введення поправок.

Запропонований у [28] метод полягає у проведенні визначення похибки вимірювання штатного перетворювача кутового положення опорно-поворотного пристрою за допомогою технологічного перетворювача, який встановлюється безпосередньо в осі наведення опорно-поворотного пристрою.

Авторами [29] запропоновано проводити калібрування кутового положення опорно-поворотного пристрою за допомогою зовнішнього перетворювача. Для цього вихідний вал поворотного пристрою встановлюють у деяке положення, яке вважається нульовим ( $0^\circ$ ), підключають зовнішній сенсор кута повороту (відкалібрований). Сенсор потрібно налаштувати (або встановити нуль, або зафіксувати поправку). Після монтажу зовнішнього перетворювача виконують серію вимірювань кута повороту за мінімальної швидкості обертання привода опорно-поворотного пристрою з одночасним збереженням даних із внутрішнього перетворювача. Отримані дані дозволяють побудувати залежність похибки встановлення кутового положення від значення кута і ввести поправки до сигналу штатного перетворювача.

Параметри зовнішнього засобу визначення кутового положення повинні задовольняти вимоги до кутового діапазону і допустимих значень похибки позиціонування опорно-поворотного пристрою. Параметри деяких опорно-поворотних пристроїв представлено в табл. 1.1.

Проблемою при контролі кутових положень опорно-поворотних пристроїв є те, що наявні прецизійні засоби визначення потребують лабораторних умов їх використання і високих матеріальних затрат. Інші методи базуються на використанні промислових кутових вимірювачів, які не забезпечують високу вірогідність визначення. Зокрема, на сьогодні поширеними елементами зворотного зв'язку є потенціометри [30]. У сучасних роботах використовуються малогабаритні плівкові потенціометри з підвищеним ресурсом. Наприклад, лінійність потенціометрів 971RPS фірми Wabash  $\pm 2\%$ , чутливість – від  $0,873\%/^\circ$  до  $0,973\%/^\circ$ , температурний коефіцієнт  $\pm 600\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  ( $\pm 0,06\%/^\circ\text{C}$ ), ресурс роботи 5 млн. циклів. Проте потенціометри мають низьку точність, чутливі до дії вібрації та пилу.

Фотоелектричні прилади визначення кутових положень здатні забезпечити роздільну здатність вимірювання, яка складає тисячні долі градуса. Використання муфти з'єднання знижує точність системи за недостатньо жорсткої фіксації. Щоб позбутися зазначених недоліків, слід використовувати енкодери безконтактного типу (зокрема, магнітні).

Таблиця 1.1 – Параметри опорно-поворотних пристроїв

Модель	Кутовий діапазон, °		Швидкість обертання, °/с	Похибка позиціонування, °
	за азимутом	за елевацією		
WR-ARP-ELAZ-100	0–360	0–180	5	0,5
AEP-300	0–360	-95–95	1–20 (азимут) 1–10 (елевація)	0,2
ARP-100D-285	-180–180	–	1–40	0,1
BigRAS	0–360	0–180	3–6	0,5

Точність кутових сенсорів на базі ефекту Холла обмежена через високий рівень власних шумів та температурну залежність параметрів (похибка вимірювання кутових положень з використанням стандартних елементів Холла знаходиться в межах від 0,5° до 2,5° [20]). Крім того, необхідні безконтактні засоби визначення з великим значенням робочого кута повороту (найчастіше – від 200° до 360°), що доступний у оптичних і контактних елементів.

Зазначені проблеми потребують, в першу чергу, більш ґрунтовного аналізу наявних пристроїв вимірювання та визначення кутових положень.

## 1.2 Характеристика пристроїв визначення кутових положень

Усі відомі на сьогодні методи та засоби визначення кутових положень базуються на використанні кутових енкодерів – пристроїв, призначених для перетворення кута повороту обертового об'єкта (валу) в електричні сигнали, що дозволяють визначити його кутове положення. На рис. 1.3 наведена класифікація пристроїв визначення кутових положень. За класифікаційні ознаки вибрано принцип зчитування кутових положень, спосіб отримання інформації, діапазон вимірюваних кутів та фізичний принцип роботи пристроїв визначення кутових положень.

Інкrementальні енкодери перетворюють механічне обертання валу в послідовний імпульсний цифровий код. Недоліком таких енкодерів є те, що

вони втрачають своє положення при вимкненні живлення. Основною характеристикою абсолютних енкодерів є кількість унікальних кодів на оберт. Тому вони не потребують додаткової електроніки для підрахунку й оброблення даних і зберігають позицію при вимкненні живлення 26.

Схему растрового пристрою 31 наведено на рис. 1.4. Він містить радіальний растр 1, головку зчитування 2, налаштувальне коло 3, нанесене на спільний з растром носій, вимірювальну головку 4, блок 5 оцифрування і масштабування вихідного сигналу, блок 6 формування поточної кутової координати, блок пам'яті 7, блок 8 корекції результату вимірювання.

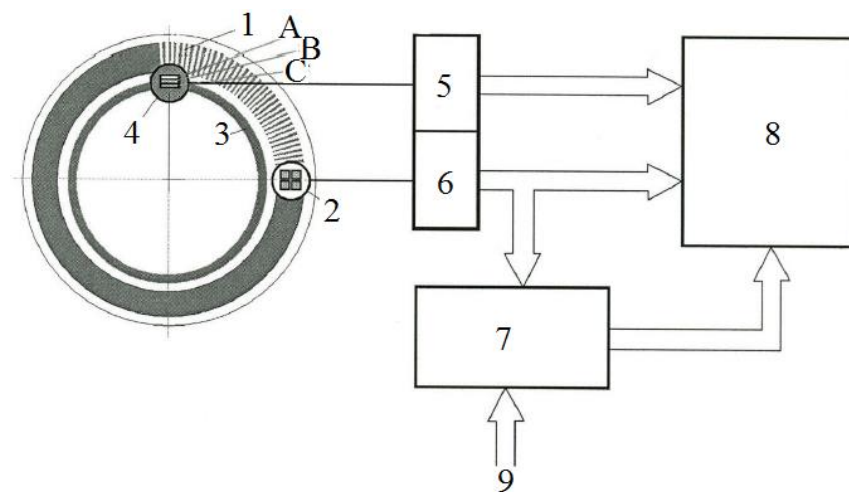


Рисунок 1.4 – Структурна схема растрового енкодера

Просторову нестабільність положення растра при його обертанні, обумовлену неточністю з'єднання його з валом і биттям підшипників, вимірюють одночасно з кутом повороту за допомогою додаткової головки. Проте на точність такого приладу суттєво впливає неспіввісність установлення радіального растра на вал і точність виконання растра. Переваги та недоліки методів кутових вимірювань, а також особливості конструкції приладів, які є їх реалізацією, потребують більш детального розгляду.

#### Механічні та потенціометричні енкодери

Механічні кутові енкодери з послідовним виходом містять диск з діелектрика з нанесеними опуклими провідними ділянками. Зчитування абсолютного кута повороту диска у механічних системах виконується лінійкою перемикачів або контактів. Основним недоліком є «дрижання» контактів.

Зазвичай вал потенціометричного енкодера (рис. 1.5) здійснює один повний або неповний оберт.



На рис. 1.5 (товстоплівковий сенсор у діапазоні  $0-360^\circ$ ), введені позначення: 1 – ковзний контакт, 2 – резистивна доріжка, 3 – контактна доріжка,  $\phi$  – вимірюваний кут. Чутливість потенціометричних енкодерів складає від  $0,5\%/^\circ$  до  $1,1\%/^\circ$ , нелінійність  $\pm 2\%$  (від напруги живлення).

Більшість потенціометрів мають такі недоліки: значна механічне навантаження, висока похибка вимірювання опору, механічний контакт з об'єктом, низька швидкодія, нестійкість до впливу навколишнього середовища. З часом резистивна пластина стирається і з'являються мертві зони, в яких або взагалі зникає контакт, або проявляється підвищена нестабільність показів.

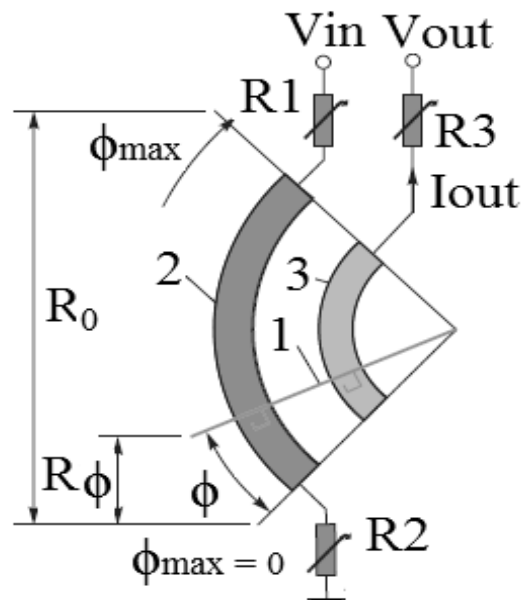


Рисунок 1.5 – Схематичне зображення кутового потенціометра

Електромагнітний метод визначення кутових положень.

Головним елементом електромагнітного перетворювача положення є індуктивний чутливий елемент з рухомим магнітопроводом (сердечником). Інформативним параметром є індуктивність чутливого елемента або наведена в його обмотках ЕРС індукції. У першому випадку електромагнітний сенсор є індуктивним, у другому – індукційним (трансформаторним).

Індуктивні перетворювачі кутових положень мають високу завадостійкість, тривалий термін служби, високий динамічний діапазон, здатні забезпечувати вимірювання в діапазоні кутів  $360^\circ$ , високу лінійність вихідної характеристики, температурний діапазон до  $200-500^\circ\text{C}$ , широкий частотний діапазон тощо. Проте структура сенсорного елемента досить складна, а для підвищення точності потрібно збільшувати кількість обмоток. На роботу таких

приладів впливають електромагнітні поля, недоліком є також чутливість до вологи.

Трансформаторні прилади нечутливі до вібрації, вологості, забруднення, їх вихідна характеристика не залежить від швидкості переміщення сердечника, також перевагами є малий вихідний імпеданс, можливість використання диференційних схем. Однак такі енкодери мають великі габарити, високу вартість, нелінійність, температурну залежність, кутовий діапазон менше  $120^\circ$  ( $\pm 60^\circ$ ), а вихідні сигнали потрібно випрямляти і демодулювати [32].

Розглянемо ємнісні енкодери. Побудова ємнісних енкодерів базується на пропорційній значенню вимірюваного кута зміні властивостей діелектричного матеріалу, геометрії взаємного розташування обкладок або відстані між ними. Також важливим питанням є вимірювання сигналу конденсаторного перетворювача. На рис. 1.6, а показано схему перетворювача «імпеданс – напруг та наведена в додатку Б. Але при підвищенні чутливості зменшується діапазон вимірювання та лінійність пристрою.

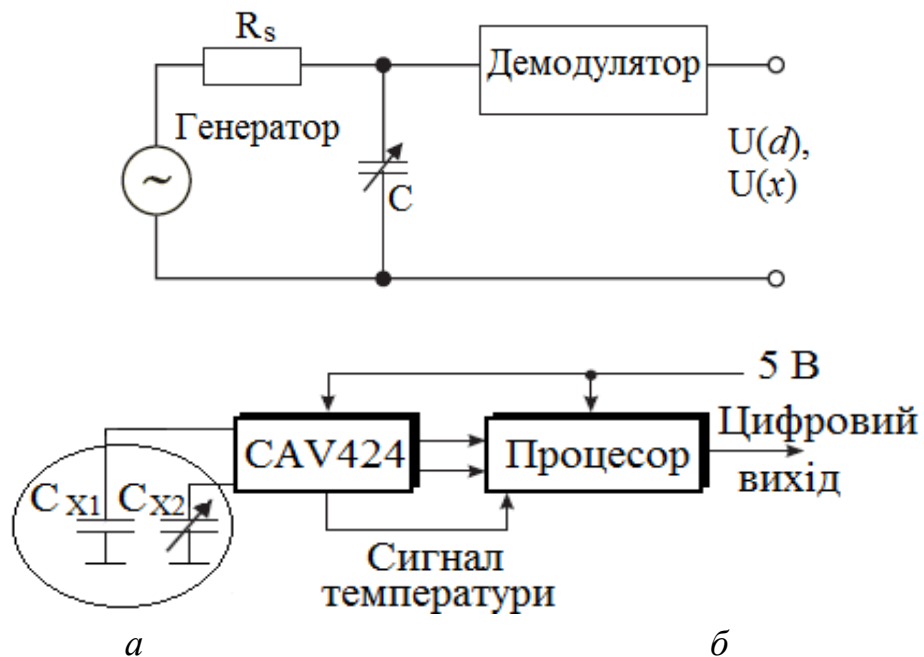


Рисунок 1.6 – Структурна схема перетворювача «імпеданс – напруга» (а) та ємнісного перетворювача CAV424 Analog Microelectronics до інтерфейсу (б)

Фірма Analog Microelectronics розробила сімейство аналогових мікросхем, що працюють за принципом вимірювання відношення ємності до опорної (рис. 1.6, б). Дані прилади забезпечують лінійність функції перетворення в широкому діапазоні ємності ( $10\text{ нФ} - 2\text{ нФ}$  за можливої зміни ємності від 5% до 100%). Прилади, що працюють за ємнісним методом, мають високу чутливість на рівні

первинних перетворювачів (до  $5 \cdot 10^{-18} \Phi$ ), малий час спрацювання, високу температурну стабільність. Однак вони чутливі до електромагнітних завад, вологи, провідних середовищ (змінюють діелектричну проникність), мають низький рівень первинного вихідного сигналу.

Розглянемо фотоелектричні енкодери. Фотоелектричні енкодери містять жорстко закріплений співвісний з валом скляний диск з прецизійною оптичною шкалою. При обертанні об'єкта оптрон зчитує інформацію, а електронна схема перетворює її в послідовність дискретних імпульсів. На рис. 1.7 наведено принципову схему фотоелектричного пристрою 19, де використано такі позначення: 1 – захисна діафрагма; 2 – інфрачервоні діоди; 3 – фотодіодна матриця; 1 – вал енкодера; 2 – шкала енкодера; 3 – голівка зчитування; 4 – підшипник енкодера; 5 – муфта з'єднання; 6 – вал контрольованого елемента; 7, 9 – підшипники контрольованого елемента; 8 – контрольований елемент.

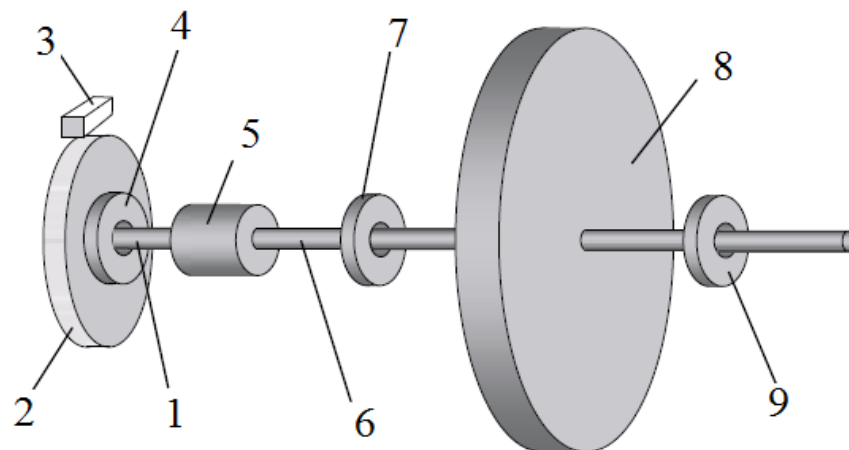


Рисунок 1.7 – Принципова схема фотоелектричного енкодера з поворотною віссю

Контрольований елемент закріплений на валу, встановленому на двох підшипниках. Кутовий енкодер з вбудованим підшипником з'єднаний з валом, а його голівка зчитування встановлена на нерухомому елементі конструкції. Щоб енкодер міг відслідковувати кутове положення виконавчого елемента, конструкція муфти з'єднання повинна забезпечувати передавання швидкості без спотворень, відстань між сусідніми масштабними штрихами має бути сталою вздовж всієї шкали енкодера, а голівка зчитування повинна бути жорстко встановлена на нерухомій частині конструкції [19].

Використання муфти з'єднання знижує точність системи в сукупності з такими впливами як люфт, деформації кручення валу і кутова неузгодженість.

Оптрони можуть працювати в колах як постійного, так і змінного струму, їх верхня робоча частота при оптимізації для високочастотного передавання досягає сотень мегагерц. Однак промислові фотоелектричні енкодери характеризуються невеликою тривалістю роботи, інерційністю, чутливістю до вібрацій та підвищених температур (вище  $80^{\circ}\text{C}$  не працюють).

Магнітні методи та засоби визначення кутових положень. Методи магнітного визначення кутових положень базуються на використанні ефектів Холла та Гауса, гігантського та анізотропного магніторезистивних ефектів, магніострикційних ефектів тощо [4].

Магнітокеровані перетворювачі використовують для вимірювань постійні магніти, жорстко зв'язані з валом. Поширеними є два типи магнітних систем: двополюсні та багатопольсні, процес виготовлення яких є значно складнішим. Підвищення їх роздільної здатності досягається за рахунок збільшення кількості полюсних пар. Однак технологічні похибки при промислових масштабах виробництва, розкид параметрів магнітного поля обмежують можливість збільшення роздільної здатності багатопольсних систем.

Типовими параметрами класичних сенсорів Холла є: чутливість порядку декількох  $\text{мкВ}/^{\circ}$ , ефективний кут від  $90^{\circ}$  до  $120^{\circ}$ , нелінійність 3% (з урахуванням температурної чутливості), підвищена чутливість до механічних та магнітних допусків. Однією з основних переваг магнітних приладів є те, що магнітне поле може проникати через всі немагнітні матеріали без втрати точності. І перетворювачі, і навколишні об'єкти за необхідності покривають інертними матеріалами, що не впливають на магнітні поля. У порівнянні із фотоелектричними приладами, магнітні перетворювачі мають більш просту конструкцію, вищу надійність, споживають менше енергії, однак поступаються їм за точністю.

### 1.3 Огляд магніточутливих пристроїв для визначення кутових положень

Серед магніточутливих пристроїв для позиційного визначення найбільшу роль відіграють гальваноманітні перетворювачі (магніторезистори, магнітодіоди, магніотранзистори і т. д.), які при достатній для багатьох промислових застосувань точності мають невеликі габарити, низьку ціну, споживають малу потужність та прості в експлуатації. На сьогодні відомо велику кількість гальваноманітних пристроїв, які відрізняються за діапазоном магнітної індукції, чутливістю, класом точності, вихідним сигналом тощо. Тому

для вибору типу сенсорних елементів пристроїв визначення кутових положень потрібно розглянути параметри відомих магніточутливих приладів.

Розглянемо магніторезистивні прилади. Магніторезистори умовно поділяють на МДНолітні (підкладка з магніточутливим елементом із антиМДНіду індію (*InSb*), його сполук чи арсеніду індію (*InAs*), опір якого збільшується при дії магнітного поля за рахунок ефекту Гауса) та плівкові (на основі феромагнітних плівок). Такі перетворювачі пропонують провідні виробники перетворювальної техніки: Philips, Honeywell, HL-Planartechnik і т.д. 34. На рис. 1.8 зображено схему магніторезистивного магнітометра, та наведена в додатку В, який придатний для вимірювання в чотирьох діапазонах (2 мкТл, 20 мкТл, 200 мкТл, 2000 мкТл). Два підсилювачі використовуються для зміни діапазону і калібрування. Роботу магнітометра на базі перетворювача КМЗ10В було випробувано для позиційного визначення. Недоліком магніторезисторів є нелінійність функції перетворення при малих магнітних полях. Тому потрібні додаткові схеми для калібрування, компенсації впливу паразитних полів, виправлення помилок тощо.

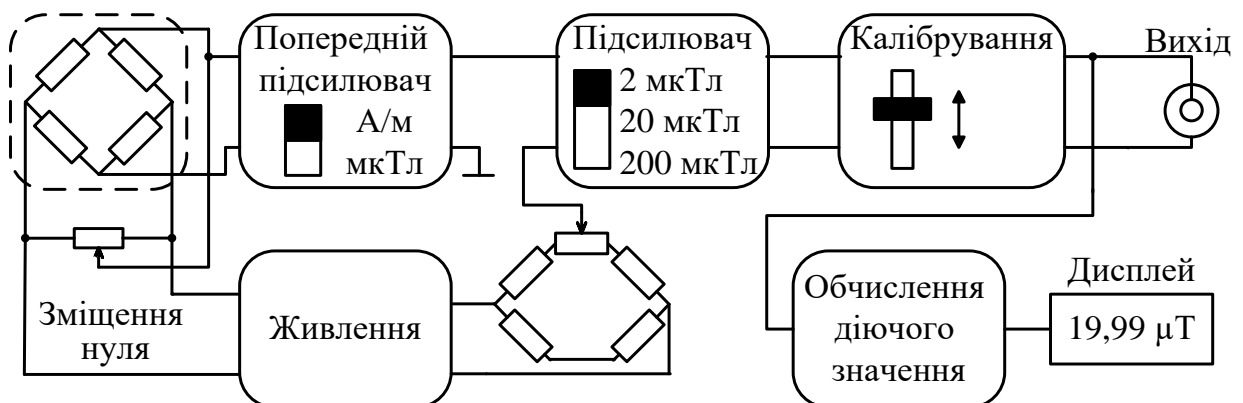


Рисунок 1.8 – Схема магніторезистивного засобу вимірювання магнітного поля

До магніторезистивних належать також перетворювачі, які базуються на явищах анізотропного (АМР) та гігантського (ГМР) магніторезистивного ефекту. Вони визначають напрям магнітного поля, що змінює своє положення відносно перетворювача. Первинний перетворювач чутливий до магнітного поля лише в площині  $xu$ , однак неточність суміщення осей магніту і перетворювача обумовлює появу додаткової похибки вимірювання внаслідок впливу  $z$ -складової [34].

Розглянемо перетворювачі Холла. Робота елементів Холла базується на ефекті Холла, який полягає в виникненні поперечної різниці потенціалів при

проходженні електричного струму в поперечному до нього магнітному полі. Конструктивно перетворювачі Холла виконуються як у вигляді дискретних елементів, так і у вигляді напівпровідникових структур [35]. Одним із варіантів сенсорів кута повороту на ефекті Холла є прилади, у яких сенсорний масив елементів інтегрований разом з електронними схемами на одному кристалі. При взаємодії з магнітом, що обертається, сенсор визначає його кутове положення. Проте максимальна роздільна здатність таких приладів складає 4096 позицій на  $360^\circ$ , що значно менше, ніж роздільна здатність фотоелектричних приладів. У роботі [37] розглядаються магнітні енкодери фірми «Austriamicrosystems» (рис. 1.9).

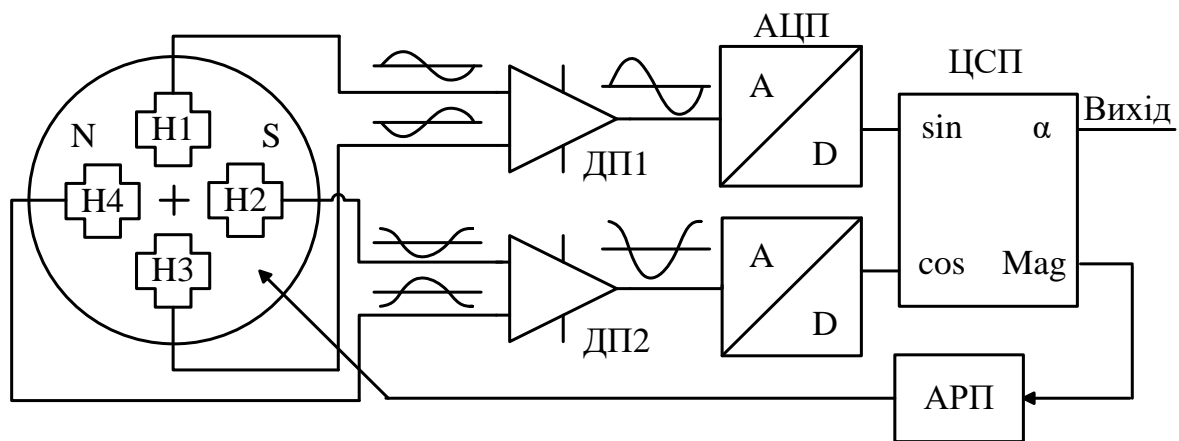


Рисунок 1.9 – Структурна схема перетворювача кута повороту серії AS5000 [37]

У цьому варіанті при невеликих зсувах магніту в горизонтальній площині падіння сигналу на одному сенсорі Холла компенсується зростанням сигналу на протилежному, діапазон вимірювання складає  $360^\circ$ .

На елементах Холла Н1–Н4, розташованих на кристалі по колу радіусом 1,1 мм, фіксується значення магнітного поля. Сигнали з елементів Н1 і Н3 визначають вектор синуса, а сигнал з елементів Н2 і Н4 – вектор косинуса. Сигнал від елементів Холла надходить на диференційні підсилювачі ДП1 і ДП2, перетворюється до цифрового вигляду, а в цифровому сигнальному процесорі за векторами проводиться розрахунок абсолютного кута повороту ( $\alpha$ ) і магнітного поля. Модуль автоматичного регулювання підсилення дозволяє компенсувати зміну значення сигналу з елементів Холла при зміні температури або відстані.

На ринку сенсорної техніки наявні й інші перетворювачі такого типу 38. Відсутність рухомих частин в системі вимірювання кута повороту забезпечує

високу надійність. Проте точність холлівських перетворювачів обмежена через великий розкид їх параметрів, високу залишкову напругу, залежність чутливості, опору і коефіцієнта Холла від температури, відносно низький рівень вихідного сигналу.

Розглянемо магнітодіодні прилади. Магніточутливі діоди від звичайних відрізняються тим, що магнітодіод (рис. 1.10) виготовляється з високоомного напівпровідникового матеріалу, провідність якого близька до власної, ширина бази  $d$  у кілька разів більша за дифузійну довжину пробігу носіїв  $L$  6.

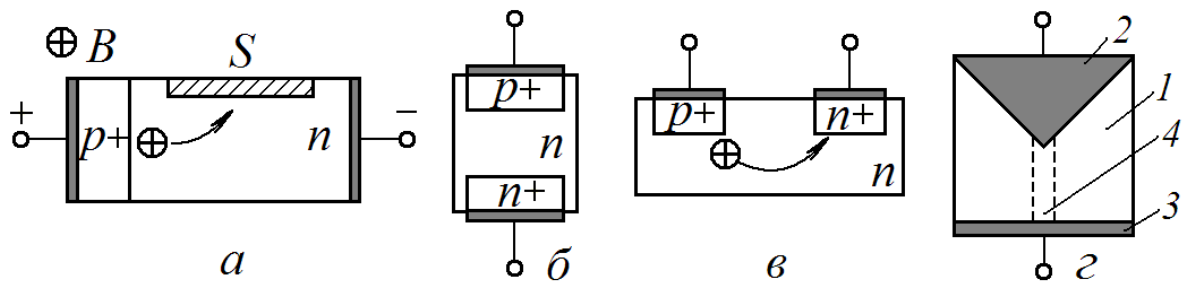


Рисунок 1.10 – Принципова структура магнітодіодів:

$a$  – з областю високої швидкості рекомбінації,  $б$  – торцева структура,  $в$  – планарна структура,  $г$  – із контактом у формі рівнобедреного трикутника

Магнітодіод [71], конструкція якого представлена на рис. 1.10,  $г$  (1 – пластина із напівпровідникового матеріалу, 2, 3 – контакти; 4 – шнур високої густини струму), містить пластину з напівпровідникового матеріалу з S-подібною вольт-амперною характеристикою. Для підвищення чутливості до магнітного поля, один з контактів виконаний у виді рівнобедреного трикутника.

Перевагою магнітодіодів є висока магнітна чутливість за низької напруги джерела живлення (ефект магнітоопору за рахунок зміни рівня інжекції підсилюється в сотні разів). Основними недоліками вважається висока нелінійність енергетичної характеристики чутливості, яка залежить від напряму прикладеного магнітного поля, відносно низька чутливість до малих магнітних полів, залежність параметрів приладу від температури.

Розглянемо біполярні магнітотранзистори. Дія магнітного поля на звичайні біполярні транзистори виявляється у викривленні траєкторії інжекттованих носіїв заряду, що приводить до збільшення ефективної довжини бази та відхилення частини носіїв від колектора 3, 8. Роль останнього ефекту збільшується зі зменшенням ширини емітера та колектора, тому латеральна конструкція виявляє найбільшу магніточутливість. Двоколекторний

магнітотранзистор – це звичайний біполярний транзистор, колектор якого розділений на дві частини (рис. 1.11).

У поперечному магнітному полі відбувається перерозподіл інжектованих носіїв заряду між колекторами. Це приводить до зміни напруги між колекторами, причому зі зростанням магнітного поля вона збільшується.

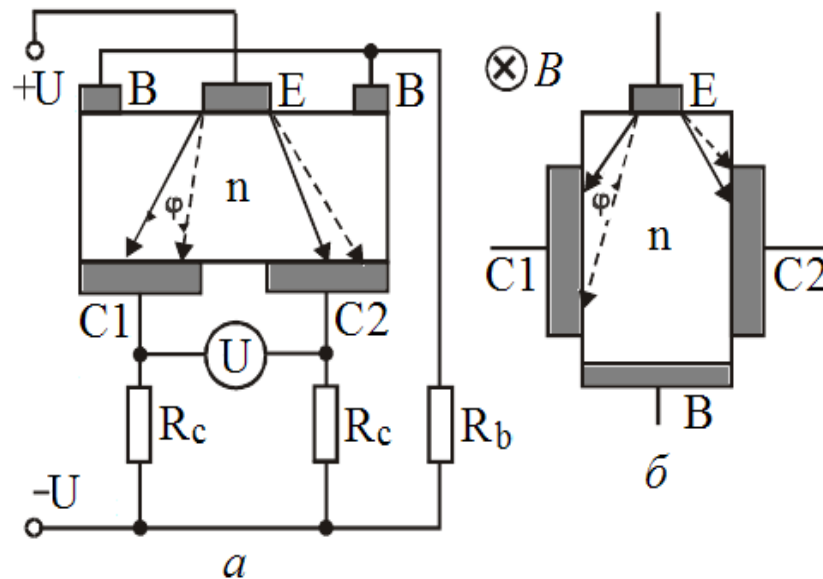


Рисунок 1.11 – Структура двоколекторних магнітотранзисторів

Ефект зміни ефективної товщини бази протилежний ефекту перерозподілу носіїв заряду і призводить до зменшення магнітної чутливості ДКМТ. Цей недолік усувається у ДКМТ з вертикальними колекторами (рис. 1.11, б) (омічний контакт до бази та емітер розташовані по різні боки від колекторів). Магнітне поле зменшує ефективну товщину бази, якщо струм другого колектора збільшується, і навпаки [72].

ДКМТ характеризуються лінійною залежністю вихідного сигналу від напруженості магнітного поля в широкому діапазоні значень магнітної індукції і високою чутливістю, оскільки вони є балансними приладами. За тих самих робочих струмів чутливість ДКМТ на два-три порядки вища, ніж чутливість сенсорів Холла. Висока чутливість і лінійність характеристики за малих значень магнітної індукції дозволяють використовувати магнітотранзистори як перетворювачі слабких магнітних полів. У великих магнітних полях чутливість зменшується за рахунок того, що всі носії вже перерозподілені.



#### 1.4 Польові магніточутливі елементи

У польових магніточутливих приладах використовується ефект Холла чи відхилення носіїв заряду в інверсійному шарі. Польові елементи Холла (ПЕХ) виготовляють як за технологією КНІ (кремній на ізоляторі), так і за МДН-технологією. На рис. 1.12, *a* зображено принципову структуру ПЕХ, виготовленого за технологією КНІ. Прилад має затвор, входні та вихідні контакти, а також виводи від підкладки і спеціального екрануючого електрода, що забезпечує роботу приладу за малих керувальних струмів. Оскільки товщина шару кремнію в КНІ структурі (200 нм) у декілька разів менша, ніж в стандартних елементах Холла, чутливість ПЕХ вища.

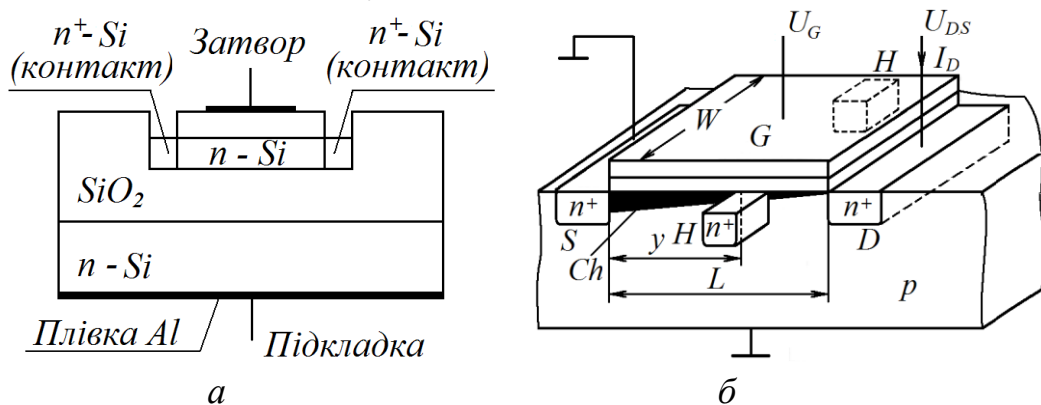


Рисунок 1.12 – Принципова структура ПЕХ за технологією КНІ (*a*) та за МДН-технологією (*б*) [20]

Омічний опір відкритого каналу ПЕХ складає від 10 до 120 кОм, тому за стандартних значень напруги живлення (5 або 9 В) значення керувального струму буде лише 50–400 мкА, що обумовлює не тільки високу питому магнітну чутливість ПЕХ – до  $10^4 \text{ В}/(\text{А}\cdot\text{Тл})$ , а й істотно нижчий рівень власних шумів, тобто високу порогову чутливість приладу. Розглянуті ПЕХ здатні вимірювати магнітні поля індукцією від  $10^{-7} \text{ Тл}$ .

Сенсор Холла на основі структури метал – оксид – напівпровідник (МДН) (1.12, *б*) – це польовий МДН-транзистор із каналом (*Ch*), над яким розташований затвор (*G*), та областями витоку (*S*) і стоку (*D*), які виконують роль струмових контактів, *W* і *L* – ширина і довжина каналу 20. Транзистор має дві додаткові високолеговані області *H* для вимірювання напруги Холла. Напруга Холла залежить від місця розташування холлівських контактів, оскільки концентрація носіїв заряду у МДН-елементі зменшується при

збільшенні відстані від витоку ( $y$ ), а поле Холла при зменшенні концентрації носіїв збільшується. На практиці оптимальне положення холлівських контактів визначається з умови  $0,7 \leq y/L \leq 0,8$ . Чутливість такого перетворювача Холла складає  $280 B/(A \cdot T)$ . Суттєвим недоліком МДН-елемента Холла є вплив поверхневої рекомбінації на напругу Холла.

Розглянуті польові елементи Холла визначають складову магнітного поля, перпендикулярну до поверхні кристалу, але є і вертикальні пристрої. Значна температурна залежність ЕРС Холла потребує складних схем термокомпенсації. З цієї точки зору у магнітотранзисторів характеристики кращі. Одностокові магніточутливі МДН-транзистори не забезпечують високу чутливість, як і польові магнітотранзистори із керувальним  $p-n$  переходом. Вищу чутливість мають багатостокові МДН-магнітотранзистори (МДН-транзистори із двома-трьома розташованими поруч стоковими областями).

У роботі [23] запропонований пристрій, названий авторами горизонтальним двостоковим магніточутливим польовим транзистором. Це МДН-транзистор із двома стоками та двома затворами, який працює в режимі збагачення, причому стокові області розташовані одна під одною та розділені ізолятором. Зовнішнє магнітне поле зумовлює відхилення потоків електронів до верхнього чи нижнього стоку залежно від напрямку складової магнітної індукції, що приводить до дисбалансу стокових струмів  $I_{D1} - I_{D2} = f(W, L, V_{GS1}, V_{GS2}, V_{DS1}, V_{DS2}, B)$ .

За результатами теоретичних розрахунків, чутливість такого перетворювача може сягати  $1000 B/Tл$ , а відносна чутливість складає близько  $100\% / Tл$ . Однак його виготовлення потребує внесення змін до стандартної КМДН-технології для формування горизонтальних стоків.

У роботі [24] наведені результати досліджень впливу геометричних параметрів багатостокових магнітотранзисторів на їх характеристики, зокрема розглядаються прямокутні та секторіальні магніточутливі МДН-транзистори, зображені на рис. 1.13, де  $L$  – довжина каналу;  $W$ ,  $W_1$ ,  $W_2$  – ширина каналу; 1 –  $L = 40$  мкм,  $W = 15$  мкм; 2 –  $L = 40$  мкм,  $W_1 = 20$  мкм,  $W_2 = 45$  мкм; 3 –  $L = 20$  мкм,  $W = 15$  мкм; 4 –  $L = 20$  мкм,  $W_1 = 15$  мкм,  $W_2 = 25$  мкм.

Найбільша чутливість (рис. 1.13, в) була отримана для секторіальної структури 2 ( $3,7\% / Tл$ ), оскільки вона має менший струм стоку, ніж структура 4 ( $1,44\% / Tл$ ). Однак секторіальна структура із меншими розмірами має вищий рівень вихідного сигналу. Висока густина струму у секторіальних структурах із меншими розмірами має негативний вплив на чутливість, а у прямокутних

структурах зі зменшенням розмірів зростає і рівень вихідного сигналу, і чутливість (структура 1 має чутливість  $0,57\%/Tл$ , а 3 –  $2,05\%/Tл$ ) [24].

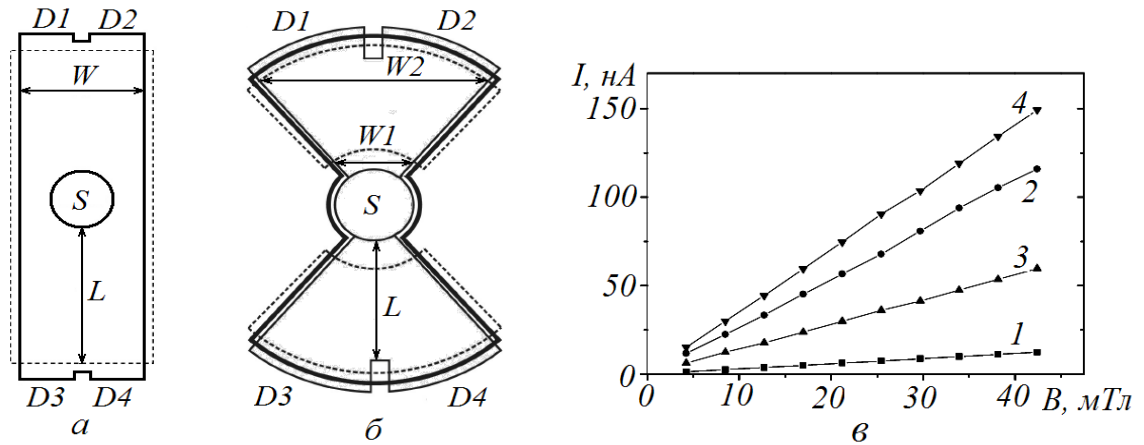


Рисунок 1.13 – Схематична структура прямокутного (а) і секторіального (б) магніточутливого МДН-транзистора та їх функції перетворення (в)

Двостоківі транзистори можуть також відрізнятися за формою затвору. Дослідженню впливу форми затвору на параметри двостоківого МДН-транзистора присвячена робота [39]. Експериментальні результати, наведені у цій роботі, показують, що найвища абсолютна чутливість  $S_A$ , чутливість, віднесена до струму живлення  $S_{RI}$  і до напруги  $S_{RV}$ , складають  $1,39 B/Tл$ ,  $2004,8 B/A \cdot Tл$  і  $0,46 B/V \cdot Tл$  для увігнутого двостоківого магнітотранзистора і  $0,77 B/Tл$ ,  $512,4 B/A \cdot Tл$  і  $0,29 B/V \cdot Tл$  для випуклого магнітотранзистора за напруги джерела живлення  $3 B$ . При зменшенні відношення ширини каналу до його довжини чутливість увігнутого транзистора зменшується більше, ніж випуклого. Збільшення ширини зазору приводить до зростання лінійності пристрою [39]. Таким чином, серед польових магніточутливих елементів найвищу чутливість мають двостоківі МДН-магнітотранзистори.

На основі проведеного аналізу конструкцій польових магніточутливих елементів розроблена їх класифікація [67].

## 1.5 Висновки до розділу

1. Проведений аналіз літературних джерел, показав, що існує достатня кількість методів та засобів визначення кутових положень, які відрізняються як за фізичними принципами, так і за технічними характеристиками. Виходячи з принципу їх роботи, магнітні кутові енкодери дозволяють отримати високу

роздільну здатність, вони мають невеликі габарити, низьку ціну, споживають малу потужність та прості в експлуатації. Однак недоліками є обмежений діапазон вимірювання кутів, або ж доповнення приладу складними конструкціями для розширення діапазону.

2. Серед первинних перетворювачів магнітного поля найбільш перспективними є магнітотранзистори. Біполярні двоколекторні магнітотранзистори характеризуються високою чутливістю в області слабких полів (до  $500 \text{ мВ/мТл}$ ), однак при використанні в аналогових схемах недоліком є великі значення керувальних струмів та високий рівень шумів. МДН-магнітотранзистори мають низький рівень шумів, високу швидкодію, при чому чутливість двостокових польових транзисторів (до  $400 \text{ мВ/мТл}$ ), наближається до чутливості біполярних двоколекторних транзисторів.

3. Встановлено, що автогенераторні пристрої дозволяють підвищити чутливість і зменшити похибки вимірювання фізичних величин, оскільки поєднують простоту і універсальність аналогових перетворювачів з точністю і завадостійкістю перетворювачів з кодовим виходом. Однак потрібно враховувати вплив температури на процеси у вимірювальному каналі.

## 2 МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ ПОЛОЖЕНЬ НА ОСНОВІ МАГНІТОЧУТЛИВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Методи визначення кутових положень з використанням зміни значень просторових складових вектора індукції магнітного поля, створеного рухомих магнітом, досліджуються вже кілька десятків років. Однак перетворювачі, що є практичною реалізацією таких методів, мають обмежений кутівий діапазон, низьку роздільну здатність, їх точність суттєво залежить від температури тощо [1 - 40]. Це обумовлює перспективність розроблення безконтактного методу визначення кутових положень із підвищеною вірогідністю в діапазоні вимірювання  $360^\circ$ .

Даний розділ присвячено дослідженню теорії гальваномагнітних методів визначення кутових положень та вдосконалення методу на основі магніточутливих транзисторів, який відрізняється від існуючих безконтактним перетворенням кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв і подальшим обробленням отриманих частотно-модульованих сигналів мікроконтролерними засобами.

### 2.1 Теоретичні основи гальваномагнітних методів визначення кута повороту

На сьогоднішній день відомі гальваномагнітні методи визначення кутових положень базуються на вимірюванні індукції магнітного поля постійного магніту за допомогою одного чи декількох первинних перетворювачів та обробці аналогового сигналу з використанням підсилювачів, аналогово-цифрових перетворювачів тощо. Найпростіша система вимірювання кута являє собою елемент Холла і розташований над ним діаметрально намагнічений магніт. Обертання валу з встановленим на ньому магнітом викликає зміну магнітної індукції над елементом Холла, а за значенням магнітної індукції робиться висновок про кут повороту валу  $36^\circ$ . Такий спосіб визначення кута простий в реалізації, однак він має ряд недоліків: нестабільність магнітного поля магніту, зміна значення і фази магнітного поля в результаті вертикального або горизонтального зміщення магніту або чутливого елемента тощо. Для детального аналізу основ даного класу методів визначення слід, в першу чергу, розглянути розподіл магнітного поля діаметрально намагніченого постійного магніту.

## 2.2 Моделювання розподілу поля діаметрально намагніченого постійного магніту

Поведінку зарядів в електромагнітних полях описують рівняння Максвелла, які дають можливість пояснити велику кількість явищ, в тому числі й магнітну взаємодію. У випадку, що розглядається, зручно використати рівняння Максвелла у диференціальній формі [41]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0, \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho, \quad (2.4)$$

де  $\vec{J}$  ( $A/m^2$ ) та  $\rho$  ( $Kл/m^3$ ) – густина струму й об'ємна густина зарядів джерела, відповідно;

$\vec{E}$  ( $B/m$ ) і  $\vec{D}$  ( $Kл/m^2$ ) – напруженість та індукція електричного поля;

$\vec{H}$  ( $A/m$ ) і  $\vec{B}$  ( $Tл$ ) – напруженість та індукція магнітного поля.

Напруженість та індукція є векторними величинами, які залежать від просторових координат і часу:

$$\vec{B} = B_x(x, y, z, t)\hat{x} + B_y(x, y, z, t)\hat{y} + B_z(x, y, z, t)\hat{z}. \quad (2.5)$$

Виходячи із виразу (2.5), чотири силових характеристики електромагнітного поля описуються системою рівнянь із дванадцятьма невідомими. Однак ці рівняння не є незалежними, зокрема в результаті підстановки (2.1) у (2.4) маємо

$$\nabla \cdot \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0. \quad (2.6)$$

Також рівняння Максвелла потрібно доповнити співвідношеннями між силовими характеристиками електромагнітного поля [41]:

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}), \quad (2.7)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0\vec{E} + \vec{P}, \quad (2.8)$$

де  $\vec{M}$  (А/м) – вектор намагнічення;

$\vec{P}$  (Кл/м<sup>2</sup>) – вектор поляризації;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  (Тл·м/А) – магнітна стала;

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  (Ф/м) – діелектрична стала.

На основі виразу (2.8) можна знайти густину струму зміщення як

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \frac{\partial \vec{P}}{\partial t}. \quad (2.9)$$

Для стаціонарних, лінійних, однорідних та ізотропних середовищ співвідношення між силовими характеристиками мають вигляд:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (2.10)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad (2.11)$$

де  $\mu$  і  $\varepsilon$  – магнітна сприйнятливості і діелектрична проникність середовища, відповідно.

Як відомо, густина струму та напруженість електричного поля пов'язані співвідношенням

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (2.12)$$

де  $\sigma$  (См·м) – провідність.

Оскільки величини  $\mu$ ,  $\varepsilon$  та  $\sigma$  нелінійного, неоднорідного чи анізотропного матеріалу залежать від силових характеристик поля, то рівняння (2.10 – 2.12) записуються як [41]

$$\vec{B} = \mu(\vec{H})\vec{H}, \quad (2.13)$$

$$\vec{D} = \varepsilon(\vec{E})\vec{E}, \quad (2.14)$$

$$\vec{J} = \sigma(\vec{E})\vec{E}. \quad (2.15)$$

Для нелінійних матеріалів величини  $\mu$ ,  $\varepsilon$  та  $\sigma$  залежать від нелінійності, для неоднорідних – від координати, а для анізотропних – від напрямку.

Розрахунок розподілу поля постійного магніту базується на використанні виразів (2.5), (2.13) – (2.15), а також теоретичних міркувань, наведених у [42]. Хід отримання виразів для моделювання розподілу поля діаметрально намагніченого постійного магніту наведено у додатку Б.

Радіальна складова визначається виразом

$$B_r(r, \phi, z) = \frac{\mu_0 M_s R}{2N_\phi} \sum_{n=0}^{N_\phi} \sum_{k=1}^2 (-1)^{(k+1)} S_\phi(n) \cos(\phi'(n)) \times \\ \times [r - R \cos(\phi - \phi'(n))] I(r, \theta, z; R, \phi'(n), z_k), \quad (2.16)$$

де  $N_\phi$  – кількість членів за методом Сімпсона, тобто

$$\phi'(n) = \frac{n}{N_\phi} 2\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots, N_\phi),$$

а

$$S_\phi(n) = \begin{cases} \frac{1}{3} & (n=0), \\ \frac{4}{3} & (n=1, 3, 5, \dots), \\ \frac{2}{3} & (n=2, 4, 6, \dots), \\ \frac{1}{3} & (n=N_\phi). \end{cases}$$

Функція  $I$  у формулі (2.16) визначається як

$$I \equiv \begin{cases} \frac{(z - z_k) g(r, \phi, z; r', \phi', z_k)}{r^2 + r'^2 - 2rr' \cos(\phi - \phi')}, & \text{якщо } r^2 + r'^2 - 2rr' \cos(\phi - \phi') \neq 0, \\ \frac{-1}{2(z - z_k)^2}, & \text{якщо } r = r', \cos(\phi - \phi') = 1, z \neq z_k, \end{cases} \quad (2.17)$$

де



$$g(r, \phi, z; r', \phi', z') = \frac{1}{\sqrt{r^2 + r'^2 - 2rr' \cos(\phi - \phi') + (z - z')^2}}.$$

Аналітичний вигляд функції  $I$  залежить від співвідношення між координатами точки поля  $(r, \phi, z)$  та початкової точки  $(r', \phi', z')$ .

Тангенціальна (азимутальна) складова задається формулою

$$B_{\phi}(r, \phi, z) = \frac{\mu_0 M_s R^2}{2N_{\phi}} \sum_{n=0}^{N_{\phi}} \sum_{k=1}^2 (-1)^{(k+1)} S_{\phi}(n) \cos(\phi'(n)) \times \quad (2.18)$$

$$\times \sin(\phi - \phi'(n)) I(r, \phi, z; R, \phi'(n), z_k).$$

Аксіальну складову магнітної індукції можна розрахувати за виразом

$$B_z(r, \phi, z) = \frac{\mu_0 M_s R}{2N_{\phi}} \sum_{n=0}^{N_{\phi}} S_{\phi}(n) \sum_{k=1}^2 (-1)^k \cos(\phi'(n)) g(r, \phi, z; R, \phi'(n), z_k). \quad (2.19)$$

Граничними та початковими даними для виразів (2.16), (2.18), (2.19) є:

- постійний магніт має сталу, однорідну та ізотропну магнітну проникність, значення якої близьке до проникності повітря (практично можна справджується для рідкоземельних магнітів);

- немає спотворення від магнітного поля, створеного сторонніми феромагнітними елементами;

- поле намагнічення в постійному магнітному матеріалі є однорідним і сталим.

Результати моделювання залежностей радіальної, тангенціальної та аксіальної складових магнітної індукції поля від кута повороту постійного магніту з діаметральним намагніченням наведені на рис. 2.1 (радіус  $R = 6$  мм, висота  $h = 6$  мм, намагнічення  $M_s = 2,4 \cdot 10^5$  А/м) на відстані  $r = 3$  мм від центра магніту та  $z = 2$  мм від поверхні магніту.

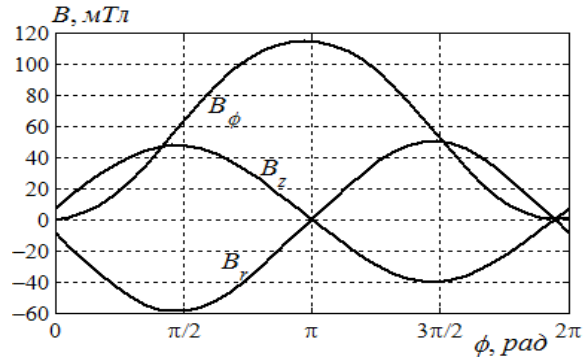


Рисунок 2.1 – Залежності радіальної ( $B_r$ ), тангенціальної ( $B_\phi$ ) та аксіальної ( $B_z$ ) складових магнітної індукції від кутової координати

Графіки наведені на рис.2.1 підтверджують, що просторові складові магнітної індукції лінійно пов'язані з кутовою координатою лише у вузькому діапазоні її значень (діапазон відрізняється для кожної складової), характер залежностей близький до синусоїди.

Комп'ютерне моделювання проведено з використанням програмного пакету для науково-технічних розрахунків MatLab [43], оскільки даний пакет програм дає можливість отримувати як аналітичні вирази на основі розв'язку систем рівнянь, так і будувати графічні характеристики на основі заданих аналітичних залежностей та відомих значень констант і змінних.

Багатостокові та багатоколекторні магнітотранзистори чутливі до складової магнітного поля, яка перпендикулярна до площини перетворювача, тому слід розглядати аксіальну складову магнітного поля.

Просторовий розподіл аксіальної складової поля постійного магніту із діаметральним намагніченням наведено на рис. 2.2, та наведена в додатку Д (вектор намагнічення постійного магніту спрямований по осі  $y$ ).

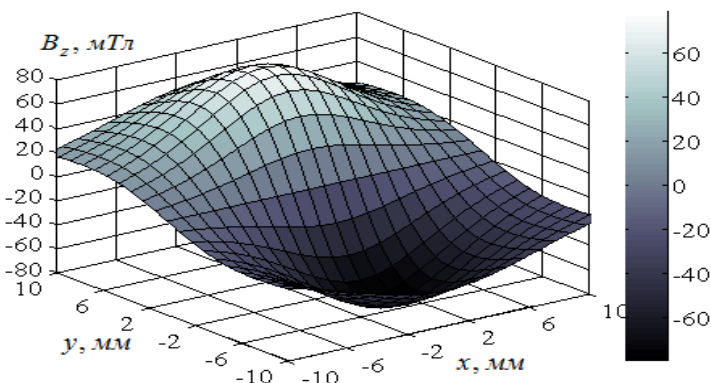


Рисунок 2.2 – Просторовий розподіл аксіальної складової магнітної індукції

При зміні кутової координати  $\phi$  в циліндричній системі координат від 0 до  $2\pi$  ( $z = z_1$ ,  $r = r_1$ ) магнітна індукція  $B_z(r_1, \phi, z_1)$  набуває тих самих значень, що й магнітна індукція  $B_z(r_1, 0, z_1)$  при обертанні постійного магніту відносно нерухомої системи чутливих елементів, тобто у виразі для магнітної індукції можна замінити кутову координату  $\phi$  на фазовий зсув  $\varphi$  магнітного поля від нульової мітки. Отримані результати комп'ютерного моделювання підтверджують можливість використання індукції поля постійного діаметрально намагніченого магніту як інформативного параметра для вимірювання кутового положення валу.

На основі виразу (2.19) є можливість враховувати вплив геометричних розмірів та магнітних параметрів постійного магніту на значення аксіальної складової магнітної індукції, однак він складний для використання в інженерних розрахунках при побудові пристроїв визначення кутових положень.

Результати досліджень проведені в роботах [44], [45] показують, що залежність магнітної індукції від кутового положення є синусоїдою і не містить гармоніки вищого порядку, дану залежність можна записати у вигляді:

$$B_z = B_0 + B_A \sin(\phi_\rho + \omega t + \varphi), \quad (2.20)$$

де  $B_0$  – ненульове зміщення магнітного поля;

$B_A$  – амплітудне значення магнітної індукції, яке залежить від параметрів магніту та координат;

$\phi_\rho$  – кутова координата нульової площини в полярній системі координат;

$\omega$  – кутова частота;

$t$  – час (незалежна змінна).

Залежність аксіальної складової магнітної індукції від координати  $y$  (за напрямком вектора намагнічення) та від кутового положення магніту за різних значень відстані від нульової площини координат ( $z = 0$  відповідає середині висоти постійного магніту) наведено на рис. 2.3. Амплітуда індукції магнітного поля суттєво залежить від координат, однак отримати в аналітичному вигляді зв'язок амплітуди із геометричними розмірами магніту та координатами неможливо, що було показано при розрахунку розподілу індукції магнітного поля, а також у роботах [41], [42], [44].

Таким чином, вирази (2.16), (2.18), (2.19) описують розподіл магнітного поля постійного діаметрально намагніченого магніту, а також дають

можливість оцінити вплив параметрів магніту та координат на амплітудне значення індукції магнітного поля.

Залежність значення магнітної індукції від кутового положення магніту у вигляді (2.20) надалі може бути використана при дослідженні пристроїв визначення кутових положень для отримання їх функції перетворення.

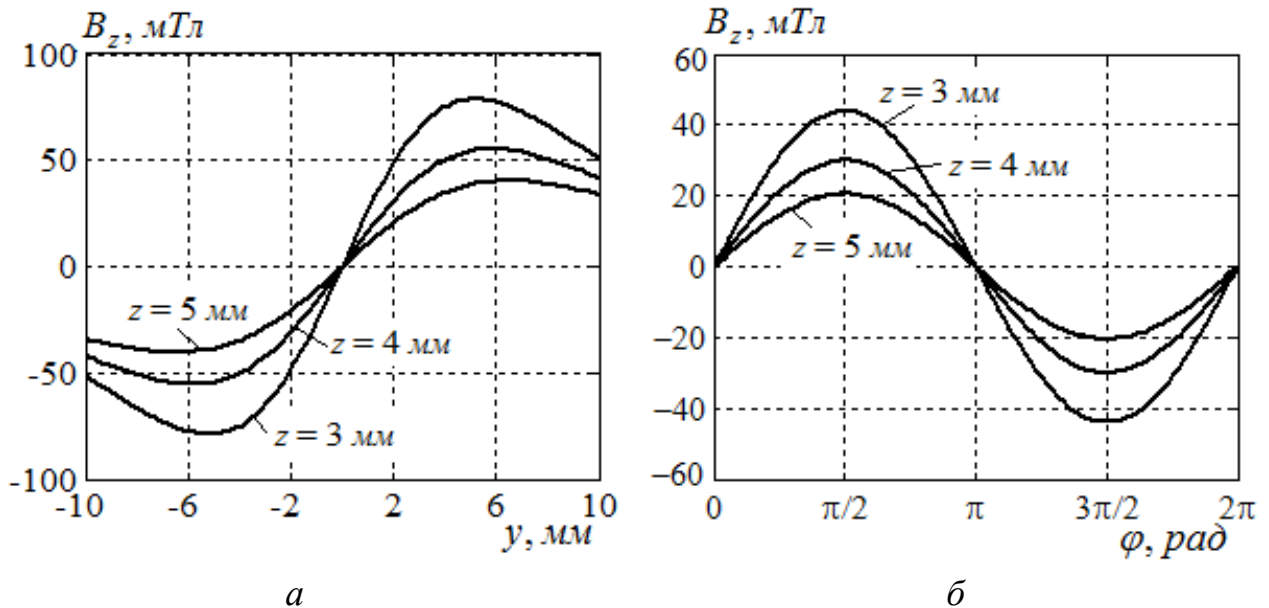


Рисунок 2.3 – Залежність аксіальної складової магнітної індукції від координати  $y$  (а) та від фазового зсуву  $\varphi$  магнітного поля відносно нульової мітки (б)

### 2.3 Аналіз систем розташування чутливих елементів для визначення кутових положень

Проведений аналіз розподілу магнітного поля показує, що через нелінійність поля магніту вимірювання кутових положень з використанням одного чутливого елемента можливе лише на квазілінійній ділянці в діапазоні кутів  $\pm 45^\circ$  (див. рис. 2.3, б). Якщо нестабільність магнітного поля магніту, що виникає через зміни температури магніту, можна компенсувати, то зміну значення і фази магнітного поля в результаті вертикального та горизонтального зміщення магніту або магніточутливого елемента компенсувати практично неможливо, тобто потрібно вдосконалювати саму магнітну систему.

На сьогодні відомо кілька варіантів вирішення даної проблеми, найбільш поширеними з яких є:

- використання двох чутливих елементів (ЧЕ1 та ЧЕ2) розташованих під кутом  $90^\circ$  як до осі обертання, так і між собою [36] (рис. 2.4, а);
- використання чотирьох чутливих елементів (ЧЕ1 – ЧЕ4), розташованих попарно симетрично відносно осі обертання (рис. 2.4, б);
- виготовлення інтегральних сенсорів, у яких формується коло із чутливих елементів (ЧЕ1 – ЧЕ<sub>n</sub>) (елементів Холла) (рис. 2.4, в).

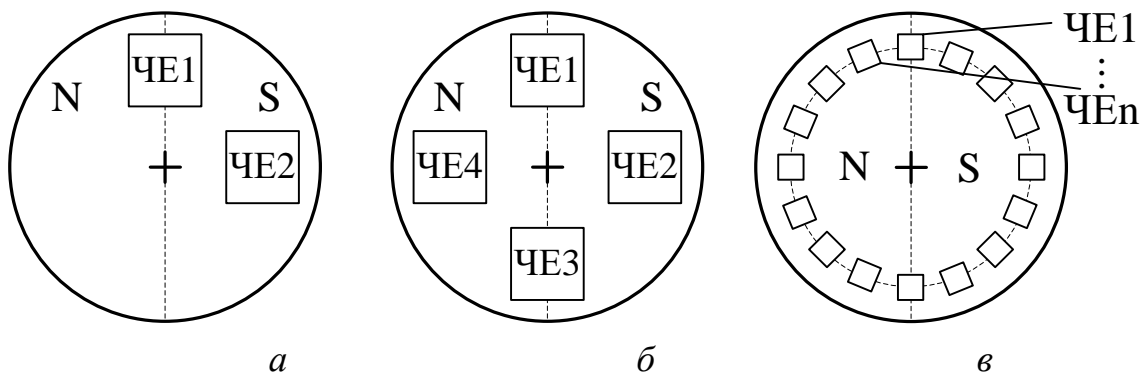


Рисунок 2.4 – Магнітні системи пристроїв визначення кутових положень

Розглянемо дані варіанти магнітних систем. У системах із двома чутливими елементами (див. рис. 2.4, а), розташованими під кутом  $90^\circ$ , вихідні сигнали із обох елементів будуть мати вигляд синусоїди, але між ними буде зсув фаз  $90^\circ$ . Можна сказати, що на виході одного сенсорного елемента буде присутня синусна складова, а на виході іншого – косинусна.

На рис. 2.5, а зображені залежності складових магнітної індукції, які реєструються чутливими елементами, від кутового положення (крива 1 – синусна складова, крива 2 – косинусна). Для вимірюваного кутового положення контрольованого об'єкта задано тільки деякий початок відліку (0), а не діапазон від  $0$  до  $360^\circ$ , щоб показати, яким буде виміряне значення кута при багаторазовому обертанні валу.

За умови лінійного перетворення магнітної індукції  $B$  в деякий сигнал  $X$  на виході чутливих елементів кутове положення визначають як [45]

$$\theta = \operatorname{arctg} \left( \frac{X_1 - X_0}{X_2 - X_0} \right), \quad (2.21)$$

де  $X_1 = X_0 + X_A \sin(\varphi)$  – сигнал на виході першого чутливого елемента;

$X_2 = X_0 + X_A \sin(\varphi + 90^\circ) = X_0 + X_A \cos(\varphi)$  – сигнал на виході другого чутливого елемента;

$X_0$  – ненульове зміщення вихідного сигналу, що відповідає нульовому значенню вимірюваної складової магнітного поля;

$X_A$  – амплітуда вихідного сигналу, тобто різниця між значенням, що відповідає максимальній силі магнітного поля, та ненульовим зміщенням.

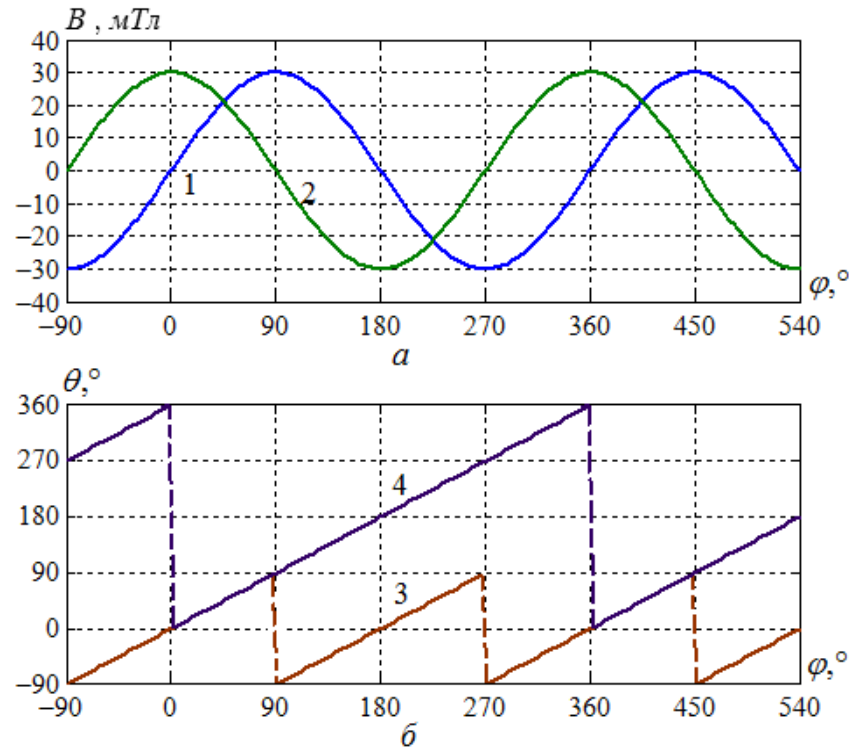


Рисунок 2.5 – Залежність магнітної індукції ( $a$ ) та вихідного кута ( $b$ ) від кутового положення контрольованого об'єкта для магнітних систем із двома чутливими елементами

Проте, як відомо, функція арктангенса має область значень від  $-90^\circ$  до  $90^\circ$ , що не дозволяє однозначно визначати кутові положення в діапазоні повного оберту.

Тому потрібно враховувати знак синусної та косинусної складових, а формула (2.21) набуває вигляду

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{X_1 - X_0}{X_2 - X_0}\right) + a_\varphi, \quad (2.22)$$

де

$$a_{\varphi} = \begin{cases} 0, & \text{якщо } (X_1 > X_0), (X_2 > X_0), \\ 180^\circ, & \text{якщо } (X_2 < X_0), \\ 360^\circ, & \text{якщо } (X_1 < X_0), (X_2 > X_0). \end{cases}$$

На рис. 2.5, б показано залежність кута, який визначено без врахування знаку синусної та косинусної складових магнітної індукції (лінія 3) та із врахуванням знаку (лінія 4).

Таким чином, кут, розрахований на основі значень синусної та косинусної складових магнітної індукції, залежить від початкового та миттєвого значення кутового положення, але не залежить від кількості обертів контрольованого об'єкта (однак, за потреби можна виконувати підрахунок кількості обертів). Магнітна система із двома чутливими елементами дозволяє проводити вимірювання в діапазоні кутів  $360^\circ$ , забезпечуючи високу лінійність функції перетворення.

У системі з чотирма чутливими елементами (див. рис. 2.4, б) зсув фаз між синусоїдними сигналами на виходах двох сусідніх чутливих елементів складає  $90^\circ$  (рис. 2.6).

Вимірюваний кут визначається як

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{X_1 - X_3}{X_2 - X_4}\right) + a_{\varphi}, \quad (2.23)$$

де

$$\begin{aligned} X_1 &= X_0 + X_A \sin(\varphi); \\ X_2 &= X_0 + X_A \sin(\varphi + 90^\circ) = X_0 + X_A \cos(\varphi); \\ X_3 &= X_0 + X_A \sin(\varphi + 180^\circ) = X_0 - X_A \sin(\varphi); \\ X_4 &= X_0 + X_A \sin(\varphi + 270^\circ) = X_0 - X_A \cos(\varphi). \end{aligned}$$



Рисунок 2.6 – Залежність магнітної індукції (а) та вихідного кута (б) від кутового положення контрольованого об'єкта для магнітних систем із чотирма чутливими елементами

Така конструкція магнітної системи характеризується високою лінійністю функції перетворення в діапазоні кутів від  $0^\circ$  до  $360^\circ$ , одночасно забезпечуючи стійкість показів при відхиленнях магніту в горизонтальній площині. У цьому варіанті розташування чутливих елементів при невеликих зсувах магніту в горизонтальній площині падіння сигналу на одному сенсори компенсується зростанням сигналу на протилежному. Недоліком є більш складна конструкція, вища вартість порівняно з варіантом, у якому використовуються два чутливі елементи.

Проаналізуємо останній варіант (рис. 2.4, в). Введення до складу приладу великої кількості чутливих елементів дозволяє суттєво підвищити роздільну здатність, проте потребує більш складних алгоритмів оброблення сигналів, і, відповідно, викликає нарощення апаратної частини пристроїв визначення кутових положень і зростання їх вартості. Також методи визначення на основі лінійок чутливих елементів часто базуються на використанні багатополюсних магнітних систем, процес виготовлення яких потребує більших технічних та матеріальних затрат. Крім того, збільшення роздільної здатності багатополюсних систем можливо досягти лише до певних меж, що пов'язано із



розкидом параметрів магнітного поля та технологічними похибками при промислових масштабах виробництва.

Тому варто особливу увагу звернути на магнітні системи із двома та чотирма чутливими елементами.

Таким чином, системи, що містять два та чотири чутливих елементи, можуть бути використані для побудови пристроїв визначення кутових положень, однак система із двома чутливими елементами потребує більш точного їх позиціювання.

#### 2.4 Висновки до розділу

1. Розроблено структуру, схеми та програмне забезпечення засобу визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів.

2. Проведено експериментальні дослідження засобу визначення кутових положень, які підтвердили справедливість розроблених математичних моделей засобу та радіовимірювальних пристроїв на основі магніточутливих транзисторів.

### **3 РОЗРОБЛЕННЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ ПОЛОЖЕНЬ НА ОСНОВІ МАГНІТОЧУТЛИВИХ ТРАНЗИСТОРІВ**

Для підвищення вірогідності контролю куткових положень за рахунок використання запропонованого методу автогенераторні пристрої на основі магніточутливих пристроїв повинні мати високу чутливість і малі значення похибок перетворення куткового положення у частоту змінної напруги.

Розроблення радіовимірювальних пристроїв неможливе без використання математичних моделей, зокрема, програмного моделювання, яке надає можливість «проникнути» у фізичні механізми роботи приладів [21]. На даний час існують різні види реалізації МОН-магнітотранзисторів [20], [22–24], частково проведені їх експериментальні дослідження [20, 22], пропонуються методи підвищення магніточутливості тощо. Серед існуючих моделей двостокових МОН-магнітотранзисторів особливу увагу заслуговує модель, представлена у [47], яка, однак, не враховує зміну провідності каналу і придатна для опису характеристик лише в лінійному режимі. Тому розроблення магніточутливих пристроїв потребує, в першу чергу, удосконалення математичної моделі двостокового магніточутливого МОН-транзистора. Наступним кроком є дослідження магнітореактивного ефекту та його впливу на роботу радіовимірювальних схем. Певні результати досліджень цього ефекту у двоколекторних магнітотранзисторах наведено у [14, 16, 59, 60], проте при розробці їх моделей використано залежності параметрів транзистора від магнітного поля, які недостатньо враховують нелінійні ефекти.

З метою аналізу роботи радіовимірювальних пристроїв на основі магніточутливих транзисторів слід розробити математичні моделі, які б дали можливість отримати вольт-амперні характеристики пристроїв, залежності активної та реактивної складових повного опору, вихідної частоти й чутливості від дії магнітного поля та режимів живлення схеми. Розгляду цих питань присвячено даний розділ.

#### **3.1 Моделювання статичних характеристик двостокового магніточутливого МОН-транзистора**

Принципова структура двостокового магніточутливого МОН-транзистора наведена на рис. 3.1 [20] та наведена в додатку Ж. Транзистор має два стоки, D1 і D2, між якими рівномірно розділяється струм витоку S. Під дією сили Лоренца

носії заряду відхиляються в бік одного зі стоків (залежно від напрямку магнітної індукції).

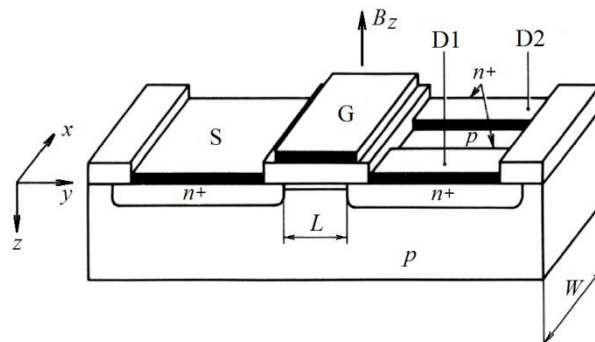


Рисунок 3.1 – Принципова структура двостоківового МОН-магнітотранзистора  
20

Відносну зміну електропровідності  $\sigma$  каналу польового  $n$ -канального транзистора під дією магнітного поля можна виразити як б

$$\frac{\sigma_0 - \sigma_B}{\sigma_0} = \frac{\mu_{Hn}^2 B^2}{2}, \quad (3.1)$$

де  $\sigma_0$  та  $\sigma_B$  – провідності каналу (початкова і при дії магнітного поля);  
 $\mu_{Hn}$  – холлівська рухливість електронів.

Рухливість носіїв заряду у МОН-транзисторі зменшується зі зростанням напруги на затворі внаслідок поверхневого розсіювання, також зменшується зі зростанням напруги на стоці через насичення швидкості руху зарядів. Досить точною моделлю рухливості, що включає обидва ефекти, є модель шостого рівня із HSPICE

$$\mu_H = \frac{R_H \mu_n}{1 + \frac{V_{GS} - V_0}{F_1 d_{ox}} + \frac{V_{DS}}{F_3 L}}, \quad (3.2)$$

де  $V_0$  – порогова напруга;  
 $V_{GS}$  – напруга на затворі;  
 $V_{DS}$  – напруга на стоці;  
 $d_{ox}$  – товщина підзатворного оксиду;  
 $R_H$  – коефіцієнт Холла;

$F_1$  та  $F_3$  – корегувальні коефіцієнти (технологічні).

З певним наближенням можна вважати, що холлівська рухливість електронів дорівнює дрейфовій рухливості ( $\mu_{Hn} = \mu_n$ ). Крім того, рівність (3.1) не враховує статистичного розкиду довжин вільного пробігу електронів.

Тоді вираз для електропровідності каналу при дії магнітного поля можна записати як

$$\sigma_B = \sigma_0(1 - c\mu_n^2 B^2), \quad (3.3)$$

де  $c$  – коефіцієнт, який залежить від механізму розсіювання носіїв заряду та геометричних розмірів транзистора.

Однак найважливішим ефектом у польовому двостоковому магнітотранзисторі є перерозподіл струму між стоками. Для розрахунку різницевого струму стоків розглянемо спочатку процеси в каналі між витокон S і стоком D1. Якщо на транзистор не діє магнітне поле і немає різниці потенціалів між стоками (балансні умови), стоківі струми однакові, при чому

$$I_{DS10} = I_{DS} / 2 = J_{n0} h W / 2 = \sigma_0 E h W / 2, \quad (3.4)$$

де  $I_{DS10}$ ,  $J_{n0}$  – струм першого стоку та густина електронного струму за відсутності магнітного поля;

$I_{DS}$  – загальний стоківий струм;

$h$  – глибина каналу;

$E$  – модуль напруженості електричного поля.

При прикладенні поперечного магнітного поля струм стоку D1 зменшується, а ефективна площа стоку зменшується на  $\Delta S = h\Delta W$  ( $\Delta W = L\mu_n B$  – відстань, на яку відхиляються носії заряду,  $\mu_n B$  – тангенс кута Холла). Тоді, за аналогією до формули (3.4) та із врахуванням (3.3)

$$\begin{aligned} I_{DS1B} &= J_{nB} h \left( \frac{W}{2} - \Delta W \right) = \sigma_B E h \left( \frac{W}{2} - L\mu_n B \right) = \\ &= \sigma_0 E h \left( \frac{W}{2} - L\mu_n B \right) (1 - c\mu_n^2 B^2) = I_{DS10} \left( 1 - 2 \frac{L}{W} \mu_n B \right) (1 - c\mu_n^2 B^2), \end{aligned} \quad (3.5)$$

Струм другого стоку відрізнятиметься тільки знаком перед двійкою у перших дужках, оскільки він збільшується при дії магнітного поля  $\vec{B} \otimes$ .

Важливою характеристикою двостокового транзистора є залежність різницевого струму стоків від магнітної індукції, яка на основі (3.5) дорівнює

$$\Delta I_{DSB} = |I_{DS2B} - I_{DS1B}| = 4(1 - c\mu_n^2 B^2) I_{DS10} \frac{L}{W} \mu_n B. \quad (3.6)$$

Вираз (3.6) показує, що різницевий струм прямо пропорційний відношенню довжини каналу до його ширини, а це збігається із наведеними у 24 результатами експериментальних досліджень. За умови лінійного режиму роботи двостокового транзистора його відносна струмова чутливість визначається як 47

$$S_{RI} = \left| \frac{1}{I_{DS}} \frac{\Delta I_{DSB}}{B} \right|. \quad (3.7)$$

Якщо двостоковий транзистор працює в режимі насичення, магнітна чутливість не може бути виражена так просто. Однак результати експериментів показали, що магнітна чутливість не зазнає суттєвих змін при переході від лінійного режиму роботи до режиму насичення транзистора 20.

Підставивши (3.6) у (3.7), матимемо:

$$S_{RI} = 2 \frac{L}{W} \mu_n. \quad (3.8)$$

Таким чином, щоб отримати високу чутливість, відхилення струму потрібно збільшувати, наскільки це можливо. Для збільшення відхилення струму потрібно збільшувати довжину каналу  $L$  та рухливість  $\mu_n$  інверсійного шару каналу магніточутливого МОН-транзистора. Струм стоку польового транзистора у лінійній області та області насичення (із врахуванням ефекту модуляції довжини каналу) визначається рівняннями

$$I_{DS} = \frac{W\mu_n C_0}{L} [(U_{GS} - U_0)U_{DS} - 0,5U_{DS}^2] (1 + \lambda U_{DS1}), \quad (3.9)$$

$$I_{DS_{sat}} = \frac{W\mu_n C_0}{2L} (U_{GS} - U_0)^2 (1 + \lambda U_{DS1}), \quad (3.10)$$

де  $C_0$  – ємність одиничної площі підзатворного діелектрика;

$U_0$  – порогова напруга;

$\lambda$  – коефіцієнт модуляції довжини каналу.

Із врахуванням (3.3) та введенням множника  $1/2$  (оскільки струм каналу за відсутності дії магнітного поля розділяється між стоками) матимемо

$$I_{DS1B} = \frac{W\mu_n C_0}{2L} \left[ (U_{GS} - U_0) U_{DS1} - 0,5 U_{DS1}^2 \right] \left( 1 + \lambda U_{DS1} \right) \left( 1 - 2 \frac{L}{W} \mu_n B \right) \left( 1 - c \mu_n^2 B^2 \right), \quad (3.11)$$

$$I_{DS1Bsat} = \frac{W\mu_n C_0}{4L} (U_{GS} - U_0)^2 \left( 1 + \lambda U_{DS1} \right) \left( 1 - 2 \frac{L}{W} \mu_n B \right) \left( 1 - c \mu_n^2 B^2 \right). \quad (3.12)$$

Отримані вирази (3.11) та (3.12) складають основу математичної моделі статичних характеристик двостокового магніточутливого МОН-транзистора. Вони справедливі і для магнітотранзистора з каналом  $p$ -типу, якщо  $\mu_n$  замінити на  $\mu_p$  (рухливість дірок), а також врахувати зміну знаку напруги між витоком та стоком  $U_{DS1}$ .

Результати моделювання залежності струмів першого ( $I_{DS1}$ ) та другого ( $I_{DS2}$ ) стоків польового магнітотранзистора від напруги на затворі ( $U_{GS}$ ) за напруги на стоках  $U_{DS1,2} = 1B$  та значень магнітної індукції  $B = 0$  (крива 1),  $B = 50$  мТл (криві 2 і 3) наведені на рис. 3.2, а.

При моделюванні з використанням програмного пакету MatLab використано такі параметри транзистора: концентрація домішок у підкладці –  $10^{15}$  см<sup>-3</sup>, товщина оксиду – 60 нм, ширина і довжина каналу – 100 мкм і 125 мкм відповідно, ширина зазору між стоками – 10 мкм.

Графічні залежності, представлені на рис. 3.2, а, відповідають роботі магнітотранзистора в лінійному режимі. Шляхом моделювання у системі MatLab отримана залежність різницевого струму від магнітної індукції за напруги на затворі  $U_{GS} = 4,95$  В та напруг на стоках  $U_{DS1,2} = 1$  В. Дана залежність, а також результати експериментальних досліджень двостокового магнітотранзистора 49 з такими самими параметрами, наведені на рис. 3.2, б. Відносна струмова чутливість двостокового приладу слабо залежить від магнітного поля і, як показують розрахунки за формулою (3.8), за малих значень магнітної індукції чутливість складає близько 5,25 %/Тл.

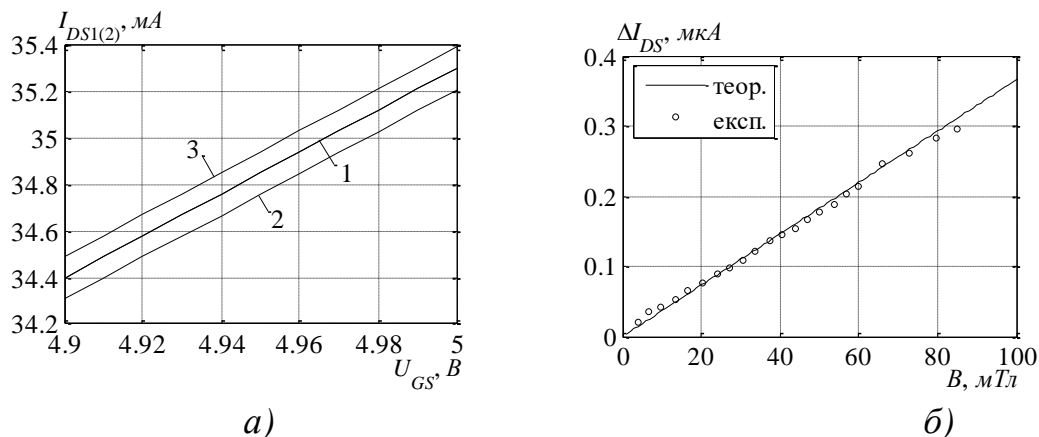


Рисунок 3.2 – Залежності струмів стоків від напруги на затворі: 1 –  $I_{DS10} = I_{DS20}$ , 2 –  $I_{DS1B}$ , 3 –  $I_{DS2B}$  (а) та різницевого струму стоків від магнітної індукції (б)

На основі виразів для чутливості (3.7) та (3.8) було показано, що відносна зміна різницевого струму не залежить від прикладених напруг стік – витік, а також і від напруги затвор – витік. На рис. 3.3, а представлені результати моделювання залежностей різницевого струму стоків від напруги на затворі за напруг  $U_{DS1,2} = 1$  В.

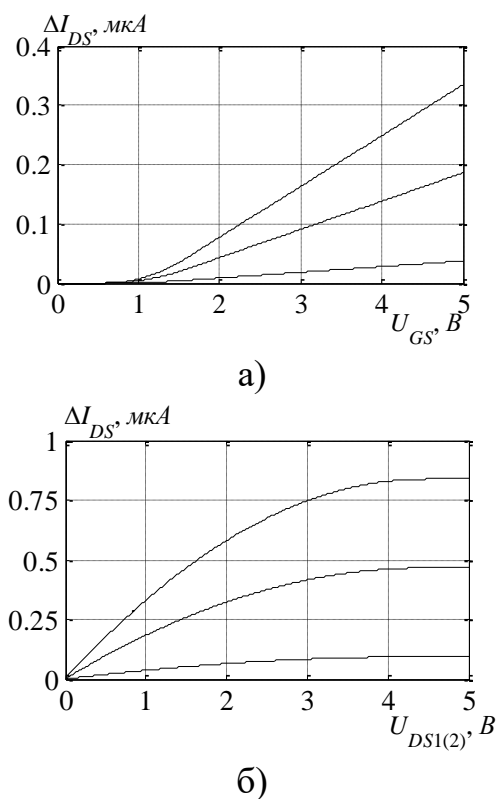


Рисунок 3.3 – Залежності різницевого струму стоків від напруги на затворі (а) та на стоках (б) за індукції магнітного поля:  
 1 –  $B = 10$  мТл, 2 –  $B = 50$  мТл, 3 –  $B = 90$  мТл

Абсолютне значення різницевого струму збільшується при наростанні напруги на затворі. На рис. 3.3, б зображені змодельовані залежності різницевого струму стоків від напруги на стоці за напруги на затворі  $U_{GS} = 4,95 \text{ В}$ . За характером вони відповідають вихідним характеристикам МОН-транзистора у схемі включення зі спільним витоком. Зростання значення різницевого струму при збільшенні магнітної індукції збігається із результатами моделювання та експерименту, представленими вище (див. рис. 3.2, б).

Запропонована математична модель описує статичні характеристики двостокового магніточутливого МОН-транзистора. Вона враховує вплив магнітного поля на розподіл носіїв заряду між стоками та провідність області каналу, геометричні ефекти, ефект модуляції довжини каналу. Отримано аналітичний вираз відносної струмової чутливості двостокового магнітотранзистора, а також розраховано її значення, що для розглянутої структури дорівнює  $5,25 \% / \text{Тл}$ .

### 3.2 Магнітореактивний ефект у двостокових магніточутливих МОН-транзисторах

Гальваномагнітні прилади базуються на фізичних ефектах, що виникають у поміщених в магнітне поле твердих тілах при русі в них заряджених частинок: на ефектах Холла і Гауса. Ще одним гальваномагнітним ефектом (наслідком ефектів Холла і Гауса) є магнітореактивний ефект – залежність повного опору напівпровідникових приладів від магнітного поля. При використанні магнітореактивного ефекту для побудови радіовимірювальних пристроїв важливим параметром є не струмова чутливість, а чутливість зміни частоти, тобто абсолютна і відносна магніточутливість визначається як 14

$$S_A = \frac{df_0}{dB} = -\frac{f_0}{2C_{екв}(B)} \frac{dC_{екв}(B)}{dB}, \quad (3.13)$$

$$S_{f_0} = \frac{1}{f_0} \frac{df_0}{dB} = -\frac{1}{2C_{екв}(B)} \frac{dC_{екв}(B)}{dB}, \quad (3.14)$$

де  $f_0$  – частота генерації;

$C_{екв}(B)$  – еквівалентна ємність коливального контуру.



Формули (3.13) і (3.14) містять величину  $C_{екв}(B)$ , оскільки магніточутливі елементи входять до ємнісної складової коливального контуру радіовимірювальних пристроїв. Вирази (3.13) та (3.14) показують, що магніточутливість пристрою буде найбільшою тоді, коли значення еквівалентної ємності  $C_{екв}(B)$  мінімальне, а швидкість її зміни від магнітної індукції максимальна.

Для отримання аналітичного опису магнітореактивного ефекту у двостокових транзисторах необхідно з врахуванням (3.11) і (3.12) визначити повний опір на електродах витік – стік (наприклад, перший стік) магнітотранзистора. З цією метою розроблено моделі на основі еквівалентних схем та аналітичних виразів залежностей параметрів їх компонентів від магнітного поля. Перевагами такого підходу до побудови моделі є можливість виділення впливу кожного параметра еквівалентної схеми на характеристики (в даному випадку, на активну та реактивну складові повного опору), поєднання аналітичних розрахунків із чисельними, одночасне моделювання електричних та неелектричних процесів у вимірювальних приладах, простота математичної оброблення результатів моделювання (на відміну від суто комп'ютерного моделювання, що дозволяє отримати графічні залежності, значення в конкретних точках тощо, однак не дає можливості здійснювати перетворення аналітичних виразів).

Еквівалентна схема двостокового магніточутливого МОН-транзистора наведена на рис. 3.4, де введено такі позначення:  $R_{G1}$  – опір затвору;  $R_{GS1}$  – опір затвор – витік;  $R_{DS1}$  і  $R_{DS2}$  – опори перший стік – витік і другий стік – витік;  $R_{BB1}$  – опір підкладки;  $R_{D1}$  і  $R_{D2}$  – опори першого та другого стоку;  $R_{S1}$  – опір витоку;  $C_{gb1}$  – ємність затвор – підкладка;  $C_{gd1}$  і  $C_{gd2}$  – ємності затвор – перший стік і затвор – другий стік;  $C_{gs1}$  – ємність затвор – витік;  $C_{bs1}$  – ємність підкладка – витік;  $C_{bd1}$  і  $C_{bd2}$  – ємності підкладка – перший стік і підкладка – другий стік;  $I_{BS1}$  – струм підкладка – витік;  $I_{BD1}$  та  $I_{BD2}$  – струми підкладка – перший стік і підкладка – другий стік.

Для розрахунку нелінійних кіл, що містять активні елементи, існує кілька методів. Переваги методу вузлових потенціалів в порівнянні, наприклад, з методом контурних струмів полягають в тому, що метод вузлових потенціалів не потребує попереднього виділення системи незалежних контурів і придатний для розрахунку непланарних кіл 48, 50.

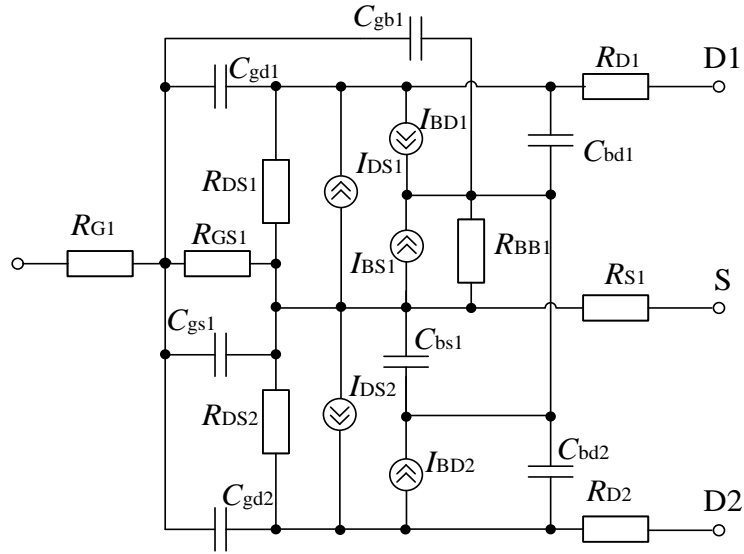


Рисунок 3.4 – Нелінійна еквівалентна схема двостокового МОН-магнітотранзистора

Еквівалентна схема (рис. 3.4) для розрахунку за методом вузлових потенціалів перетворена до вигляду, що наведений на рис. 3.4.1. На основі нелінійної еквівалентної схеми з врахуванням дії магнітного поля отримано аналітичний вираз, який описує залежність повного опору двостокового магніточутливого МОН-транзистора від його електрофізичних параметрів, режимів живлення та магнітної індукції:

$$Z = U_{DS1} \left( \left( -U_{GS} y_8 y_{29} y_{18}^{-1} + I_1 y_{23} y_{20}^{-1} + I_2 y_{30} y_{19}^{-1} + (I_3 - U_{DS2} y_{12}) y_{26} y_{14}^{-1} + (I_4 - U_{DS1} y_1) y_{27} y_{15}^{-1} \right) y_{15}^{-1} y_1 - U_{DS1} y_1 \right)^{-1}, \quad (3.15)$$

при чому використано такі позначення:  $y_1 = 1/R_{D1}$ ,  $y_2 = j\omega C_{bd1}$ ,

$$y_3 = 1/R_{DS1}(B), \quad y_4 = j\omega C_{gd1}, \quad y_6 = \left( \frac{R_{GS1}}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2 C_{gs1}^2} - j \frac{R_{GS1}^2 \omega C_{gs1}}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2 C_{gs1}^2} \right)^{-1},$$

$$y_5 = j\omega C_{gb1}, \quad y_7 = j\omega C_{gd2}, \quad y_8 = (R_1 + R_{G1})^{-1}, \quad y_9 = 1/R_{DS2}(B), \quad y_{11} = j\omega C_{bd2},$$

$$y_{10} = \left( \frac{R_{BB1}}{1 + \omega^2 R_{BB1}^2 C_{bs1}^2} - j \frac{R_{BB1}^2 \omega C_{bs1}}{1 + \omega^2 R_{BB1}^2 C_{bs1}^2} \right)^{-1}, \quad y_{12} = 1/R_{D2}, \quad y_{13} = 1/R_{S1},$$

$$y_{14} = y_7 + y_9 + y_{11} + y_{12}, \quad y_{15} = y_1 + y_2 + y_3 + y_4, \quad y_{16} = y_6 + \frac{y_7 y_9}{y_{14}} + \frac{y_3 y_4}{y_{15}},$$

$$\begin{aligned}
y_{17} &= y_5 + \frac{y_7 y_{11}}{y_{14}} + \frac{y_2 y_4}{y_{15}}, & y_{18} &= y_4 + y_5 + y_6 + y_7 + y_8 - \frac{y_7^2}{y_{14}} - \frac{y_4^2}{y_{15}}, \\
y_{19} &= y_2 + y_5 + y_{10} + y_{11} - \frac{y_{11}^2}{y_{14}} - \frac{y_2^2}{y_{15}} - \frac{y_{17}^2}{y_{18}}, & y_{20} &= y_3 + y_6 + y_9 + y_{10} + y_{13} - \frac{y_9^2}{y_{14}} - \frac{y_3^2}{y_{15}} - \frac{y_{16}^2}{y_{18}}, \\
y_{21} &= y_2 + \frac{y_4 y_{17}}{y_{19}}, & y_{22} &= y_{10} + \frac{y_9 y_{11}}{y_{14}} + \frac{y_2 y_3}{y_{15}} + \frac{y_{16} y_{17}}{y_{18}}, & y_{23} &= y_3 + \frac{y_4 y_{16}}{y_{18}} + \frac{y_{21} y_{22}}{y_{19}}, \\
y_{24} &= y_4 + \frac{y_{17} y_{21}}{y_{19}} + \frac{y_{23}}{y_{20}} \left( y_{16} + \frac{y_{17} y_{22}}{y_{19}} \right), & y_{25} &= y_{21} + \frac{y_{22} y_{23}}{y_{20}}, \\
y_{26} &= \frac{y_7 y_{24}}{y_{18}} + \frac{y_{11} y_{21}}{y_{19}} + \frac{y_{23}}{y_{20}} \left( y_9 + \frac{y_{11} y_{22}}{y_{19}} \right), & y_{27} &= y_{15} + \frac{y_4^2}{y_{18}} + \frac{y_{21}^2}{y_{19}} - \frac{y_{23}^2}{y_{20}}, \\
I_1 &= -I_{BS1} - I_{DS1}(B) - I_{DS2}(B), & I_2 &= I_{BS1} + I_{BD1} + I_{BD2}, & I_3 &= I_{DS2}(B) - I_{BD2}, \\
I_4 &= I_{DS1}(B) - I_{BD1}.
\end{aligned}$$

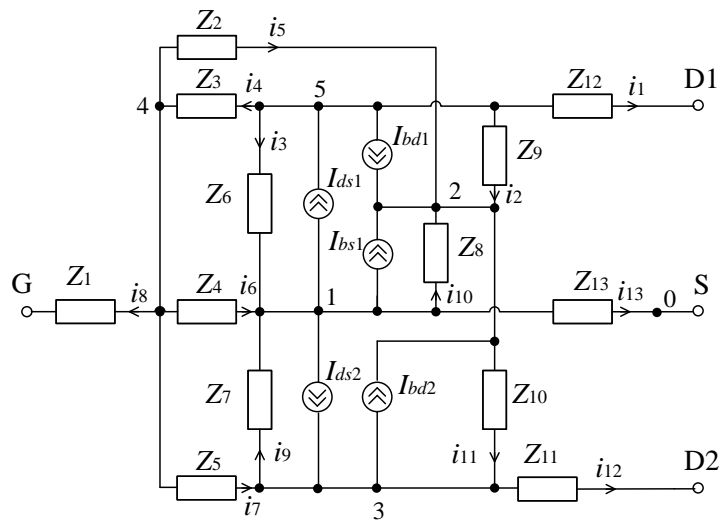


Рисунок 3.4.1 – Перетворена еквівалентна схема двостокового магніточутливого МОН-транзистора

Струми перший стік – витік  $I_{DS1}(B)$  та другий стік – витік  $I_{DS2}(B)$  залежать від магнітної індукції згідно з виразами (3.11), (3.12).

За виразом (3.15) розраховані активна (рис. 3.5, а) та реактивна (рис. 3.5, б) складові повного опору на електродах перший стік – витік двостокового магніточутливого МОН-транзистора при зміні індукції магнітного поля.

Чутливість активної складової повного опору знаходиться в діапазоні від  $0,13 \text{ Ом/мТл}$  до  $0,23 \text{ Ом/мТл}$ , а реактивної – до  $5 \text{ Ом/Тл}$ .

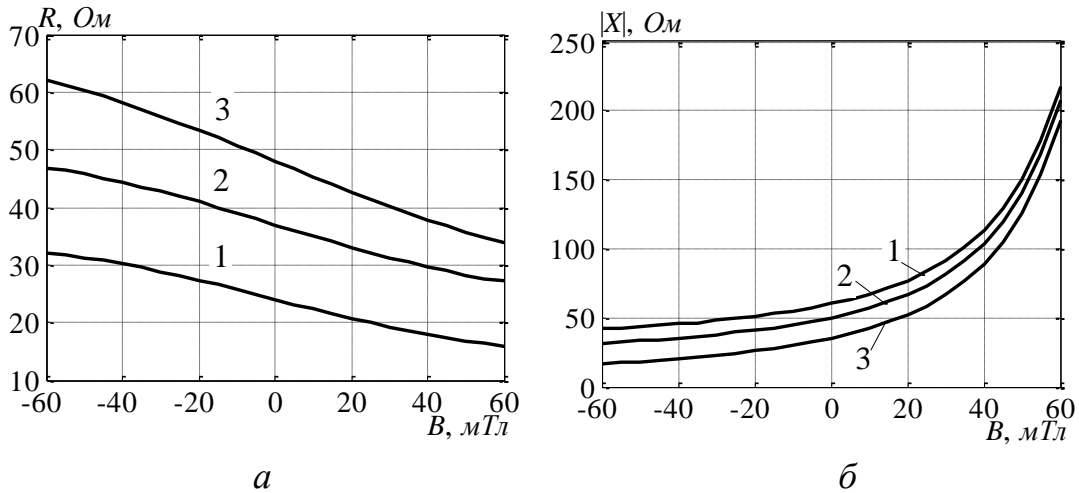


Рисунок 3.5 – Залежності активної (а) та реактивної (б) складових повного опору двостокового магнітотранзистора від індукції за напруги на затворі:

$$1 - U_{GS} = 2,6 \text{ В}; 2 - U_{GS} = 3 \text{ В}; 3 - U_{GS} = 3,4 \text{ В}$$

Отримані результати підтверджують можливість використання магнітореактивного ефекту в двостокових магніточутливих МОН-транзисторах для розроблення радіовимірювальних магніточутливих пристроїв.

### 3.3 Магнітореактивний ефект у двоколекторних магніточутливих транзисторах

Математичні моделі статичних характеристик біполярних магнітотранзисторів розроблені на сьогодні більш детально у порівнянні з моделями МОН-магнітотранзисторів. Зокрема, двоколекторні магніточутливі транзистори досліджено у 6–8, 20.

Аналітичні вирази залежностей параметрів двоколекторного транзистора від магнітної індукції наведено у 60. Омичний опір базової області залежить від дії магнітного поля згідно виразу:

$$R_B = R_{B0} (1 + c\mu_p^2 B^2), \quad (3.16)$$

де  $R_{B0}$  – опір базової області без дії магнітного поля.

Залежність опору емітерної області та дифузійної ємності від магнітної індукції:

$$R_E = \frac{kT(1 + c\mu_p^2 B^2)}{qI_0 \exp(qU_{E0}/kT)}; \quad (3.17)$$

$$C_E = \frac{qI_0\tau_p \exp(qU_{E0}/kT)}{kT(1 + c\mu_p^2 B^2)}, \quad (3.18)$$

де  $I_0$  – зворотний струм емітерного  $p-n$  переходу;

$U_{E0}$  – постійна напруга на емітерному переході магніточутливого транзистора;

$\tau_p$  – час життя дірок.

Ємність колекторного переходу описується виразом

$$C_C = S \left( \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{2U_C\mu_p\rho_0(1 + c\mu_p^2 B^2)} \right)^{1/2}, \quad (3.19)$$

де  $S$  – площа колекторного переходу;

$\rho_0$  – питомий опір базової області;

$U_C$  – зворотна напруга колекторного переходу;

$\varepsilon$ ,  $\varepsilon_0$  – діелектрична проникність напівпровідникового матеріалу базової області й вакууму, відповідно.

Залежність коефіцієнта передавання струму в схемі із загальною базою в області низьких частот від дії магнітного поля:

$$\alpha = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W_0}{L_p(1 + c\mu_p^2 B^2)} \right)^2. \quad (3.20)$$

При роботі двоколекторного магнітотранзистора в області вищих частот потрібно розглядати комплексний коефіцієнт передавання струму

$$\dot{\alpha} = \alpha_1 + j\alpha_2 = \frac{\alpha_0}{1 + (f/f_\alpha)^2} + j \frac{\alpha_0 f / f_\alpha}{1 + (f/f_\alpha)^2}, \quad (3.21)$$

де  $f_\alpha$  та  $f$  – гранична і робоча частоти транзистора, відповідно

Залежність реактивних властивостей двоколекторного магнітотранзистора від магнітного поля частково досліджена у роботах 14, [16], 59, 60. Однак при використанні нелінійних еквівалентних схем з'являється принципова можливість більш точного математичного опису магнітореактивного ефекту у двоколекторних магнітотранзисторах 48. З метою

дослідження повного опору на електродах колектор – емітер (наприклад, перший колектор) магнітотранзистора розроблені моделі на основі еквівалентних схем та аналітичних виразів залежностей параметрів їх елементів від магнітної індукції.

Запропонована нелінійна еквівалентна схема двоколекторного магніточутливого транзистора наведена на рис. 3.6. В еквівалентній схемі використані наступні позначення:  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  – опори першої та другої бази;  $R_{B1B2}$  – опір між першою та другою базами;  $R_{C1}$  і  $R_{C2}$  – опори першого та другого колектора;  $R_{E1}$  і  $R_{E2}$  – опори емітера;  $C_{bx1}$  і  $C_{bx2}$  – ємності між зовнішнім виводом першої бази та першого колектора, другої бази та другого колектора, відповідно;  $C_{bc1}$  і  $C_{bc2}$  – ємності переходів перша база – перший колектор та друга база – другий колектор;  $C_{be1}$  і  $C_{be2}$  – ємності переходів перша база – емітер та друга база – емітер;  $I_{BC1}$  та  $I_{BC2}$  – струми перша база – перший колектор і друга база – другий колектор;  $I_{BE1}$  та  $I_{BE2}$  – струми перша база – емітер і друга база – емітер;  $I_{T1}$  та  $I_{T2}$  – струми перший колектор – емітер і другий колектор – емітер. Нелінійна еквівалентна схема (рис. 3.6) перетворена до зручного для розрахунку повного опору двоколекторного магніточутливого транзистора вигляду (див. рис. 3.6.1).

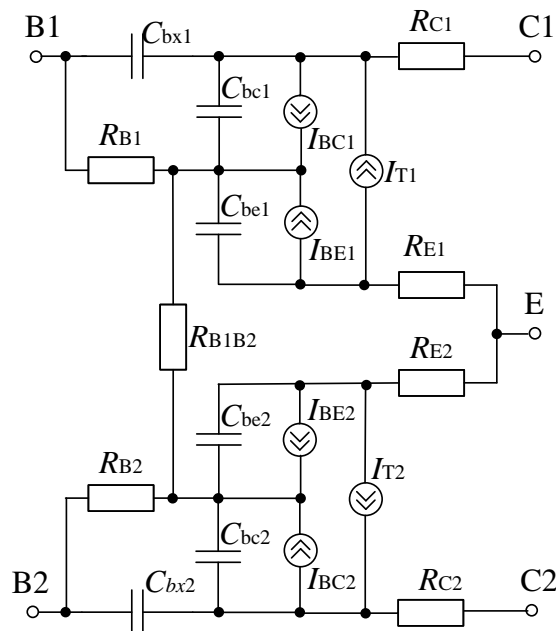


Рисунок 3.6 – Нелінійна еквівалентна схема двоколекторного магніточутливого транзистора

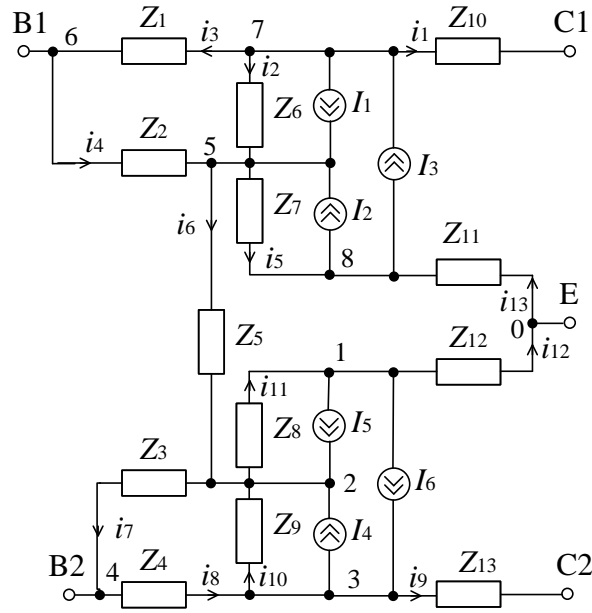


Рисунок 3.6.1 – Перетворена еквівалентна схема двоколекторного магніточутливого транзистора

На основі нелінійної еквівалентної схеми з врахуванням дії магнітного поля отримано аналітичний вираз для повного опору двоколекторного магніточутливого транзистора, який має вигляд

$$\begin{aligned}
 Z = & U_{CE1} y_1^{-1} \left[ U_{CE1} + y_4 y_{15}^{-1} y_{17}^{-1} \left( (-U_{BE1} y_2 - U_{CE1} y_1 + I_{T1} - I_{BC1}) y_{15} y_4^{-1} - \right. \right. \\
 & - \left. \left( (I_{T1} + I_{BE1}) y_5 (y_5 + y_6)^{-1} + I_{BC1} + I_{BE1} - U_{BE1} y_3 \right) (1 + y_{10}^2 y_{15}^{-1} y_{16}^{-1}) - \right. \\
 & - \left. (I_{T2} + I_{BE2}) y_8 y_{10} y_{16}^{-1} (y_7 + y_8)^{-1} + (I_{BC2} + I_{BE2} - U_{BE2} y_9) y_{10} y_{16}^{-1} - \right. \\
 & \left. - (U_{BE2} y_{12} + U_{CE2} y_{13} - I_{T2} + I_{BC2}) y_{10} y_{11} y_{14}^{-1} y_{16}^{-1} \right]^{-1}, \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

де використано такі позначення:  $y_1 = 1/R_{C1}$ ,  $y_2 = j\omega C_{bx1}$ ,  $y_3 = 1/R_{B1}$ ,

$$y_4 = j\omega C_{bc1}, \quad y_5 = j\omega C_{be1}, \quad y_6 = 1/R_{E1}, \quad y_7 = 1/R_{E2}, \quad y_8 = j\omega C_{be2},$$

$$y_9 = 1/R_{B2}, \quad y_{10} = 1/(R_{B1B2}), \quad y_{11} = j\omega C_{bc2}, \quad y_{12} = j\omega C_{bx2}, \quad y_{13} = 1/R_{C2},$$

$$y_{14} = y_{11} + y_{12} + y_{13}, \quad y_{15} = y_3 + y_4 + y_5 + y_{10} - y_5^2 / (y_5 + y_6),$$

$$y_{16} = y_8 + y_9 + y_{10} + y_{11} - \frac{y_8^2}{y_7 + y_8} - \frac{y_{10}^2}{y_{15}} - \frac{y_{11}^2}{y_{14}},$$

$$y_{17} = y_1 + y_2 + y_4 - \frac{y_4^2}{y_{15}} - \frac{y_4^2 y_{10}^2}{y_{15}^2 y_{16}}.$$

Згідно з (3.22) розраховані активна та реактивна складові повного опору

двоколекторного магнітотранзистора при зміні магнітної індукції (рис. 3.7).

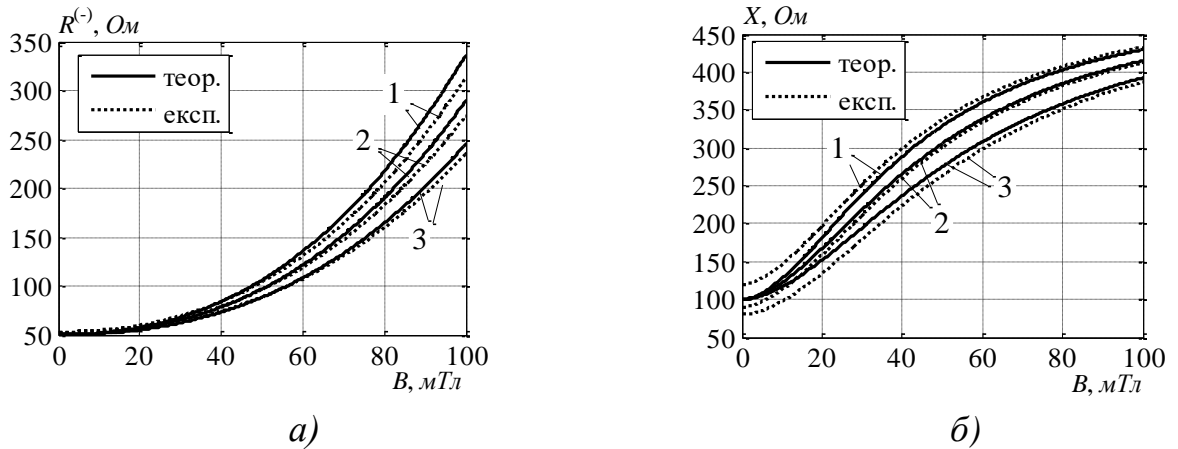


Рисунок 3.7 – Залежності активної (а) та реактивної (б) складових повного опору двоколекторного магніточутливого транзистора від індукції магнітного поля за напруг на колекторах  $U_{CE1,2} = 2\text{ В}$  і напруги на базі: 1 –  $U_{BE} = 1,6\text{ В}$ ; 2 –  $U_{BE} = 2\text{ В}$ ; 3 –  $U_{BE} = 2,4\text{ В}$

Чутливість активної складової досягає  $7\text{ Ом/мТл}$ , реактивної –  $5,2\text{ Ом/мТл}$ , що підтверджує можливість використання магнітореактивного ефекту в двоколекторних магніточутливих транзисторах для розроблення радіовимірювальних магніточутливих пристроїв.

### 3.4 Математична модель радіовимірювального пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора

Розроблення електричної схеми радіовимірювального магніточутливого пристрою передбачає врахування вимоги максимальної зміни вихідної частоти, обумовленої впливом магнітного поля на електрофізичні параметри чутливого елемента (магніточутливого транзистора). Це можливо тоді, коли повний опір радіовимірювального пристрою суттєво змінюється при зміні залежних від магнітного поля параметрів чутливого елемента, зокрема, коли такий елемент є основою ємнісної складової коливального контуру автогенератора.

Схема радіовимірювального пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора наведена на рис. 3.8 та наведена в додатку Е.



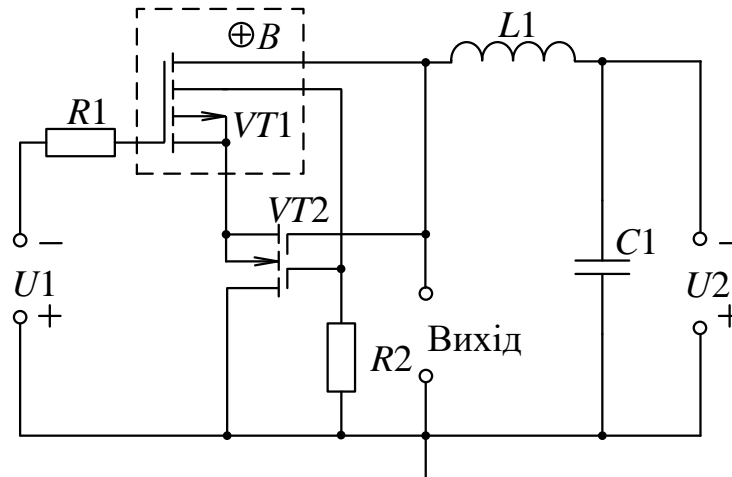


Рисунок 3.8 – Електрична принципова схема радіовимірювального пристрою на основі двостокового магніточутливого МОН-транзистора 83

Пристрій працює таким чином. В початковий момент часу магнітне поле не діє на двостоковий магніточутливий МОН-транзистор  $VT1$ . Підвищенням напруги першого  $U1$  та другого  $U2$  джерел постійної напруги, які виконують роль напруги керування і напруги живлення відповідно, досягається таке їхнє значення, що на електродах перший стік двостокового магніточутливого МОН-транзистора  $VT1$  і стік двозатворного МОН-транзистора  $VT2$  виникає від'ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливань в контурі, утвореному паралельним включенням повного опору з ємнісною складовою на електродах перший стік двостокового магніточутливого МОН-транзистора  $VT1$  і стік двозатворного МОН-транзистора  $VT2$  та повного опору з індуктивною складовою індуктивності  $L1$ . За рахунок вибору постійної напруги живлення здійснюється лінеаризація функції перетворення пристрою. Резистори  $R1$  і  $R2$  визначають режими живлення двостокового магніточутливого МОН-транзистора  $VT1$  і двозатворного МОН-транзистора  $VT2$  від джерел постійної напруги  $U1$  і  $U2$ . Ємність  $C1$  запобігає проходженню змінного струму через друге джерело постійної напруги  $U2$ . При наступній дії магнітної індукції на двостоковий магніточутливий МОН-транзистор  $VT1$  змінюється різниця напруга між його першим та другим стоками, що викликає зміну ємнісної складової повного опору на електродах перший стік двостокового магніточутливого МОН-транзистора  $VT1$  і стік двозатворного МОН-транзистора  $VT2$ , а це, в свою чергу, викликає зміну резонансної частоти коливального контуру, яка є інформативним параметром вихідного сигналу.

Щоб задати робочий режим автогенератора, потрібно побудувати вольт-амперні характеристики пристрою. Для цього можна використати «зшиття»

статичних характеристик транзисторів при заміні двостокового та двозатворного транзисторів МОН-транзисторами із такими самими параметрами (рис. 3.9).

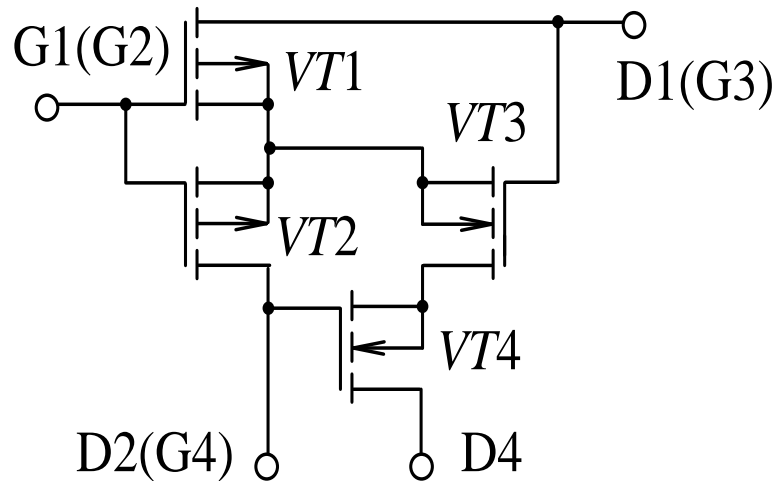


Рисунок 3.9 – Схема еквівалентної заміни з'єднання двостокового та двозатворного транзисторів

Для визначення вольт-амперної характеристики досліджуваної схеми потрібно розв'язати систему рівнянь Кірхгофа, записаних для струмів та напруг елементів еквівалентної схеми, доповнивши її виразами (3.9) або (3.10) для струмів транзисторів  $VT3$  і  $VT4$  та виразами (3.11) або (3.12) для транзисторів  $VT1$  і  $VT2$ . Оскільки такі системи рівнянь є нелінійними, їх розв'язки є досить складними. Тому шукати розв'язки в аналітичному вигляді є недоцільним. З метою уточнення моделі ВАХ потрібно розглянути еквівалентну схему радіовимірювального пристрою. Еквівалентна схема радіовимірювального пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора для постійного струму наведена на рис. 3.9.1.

В результаті аналітичного розрахунку із використанням методу вузлових потенціалів та математичної моделі статичних характеристик, що описується рівностями (3.15) та (3.16), отримано вираз залежності струму в колі живлення радіовимірювального магніточутливого пристрою від напруг:

$$I_{жс} = (-U_2(y_1 + y_{40}) + I_{DS4}y_{36}y_{28}^{-1} + I_1y_2y_{36}y_{19}^{-1}y_{28}^{-1} + (I_2 + I_4)y_{35}y_{30}^{-1} + I_3y_{37}y_{20}^{-1} + (I_5 + I_6 - U_1y_5)y_{33}y_{34}^{-1} + I_7y_{38}y_{23}^{-1} + I_8y_{39}y_{24}^{-1})y_1y_{40}^{-1}, \quad (3.23)$$

де використано такі позначення:  $I_1 = I_{BD4} - I_{DS4}$ ,  $I_2 = -I_{BD3} - I_{BS3} - I_{BD4}$ ,  
 $I_3 = I_{BD3} - I_{DS3}$ ,  $I_4 = I_{BS3} + I_{DS3}$ ,  $I_5 = -I_{BS1} - I_{DS1} - I_{DS2}$ ,  
 $I_6 = I_{BD1} + I_{BD2} + I_{BS1}$ ,  $I_7 = I_{DS2} - I_{BD2}$ ,  $I_8 = I_{DS1} - I_{BD1}$ ,  $y_1 = \frac{1}{R_L}$ ,  
 $y_2 = \frac{1}{R_{G3} + R_{GS3}}$ ,  $y_3 = \frac{1}{R_{D1}}$ ,  $y_4 = \frac{1}{R_{DS1}}$ ,  $y_5 = \frac{1}{R1 + R_{G1} + R_{GS1}}$ ,  $y_6 = \frac{1}{R_{DS2}}$ ,  
 $y_7 = \frac{1}{R_{D2}}$ ,  $y_8 = \frac{1}{R_{BB1}}$ ,  $y_9 = \frac{1}{R_{S1} + R_{S3}}$ ,  $y_{10} = \frac{1}{R_{BB3}}$ ,  $y_{11} = \frac{1}{R_{D4}}$ ,  $y_{12} = \frac{1}{R_{DS4}}$ ,  
 $y_{13} = \frac{1}{R_{G4} + R_{GS4}}$ ,  $y_{14} = \frac{1}{R2}$ ,  $y_{15} = \frac{1}{R_{D3S4}}$ ,  $y_{16} = \frac{1}{R_{DS3}}$ ,  $y_{17} = y_7 + y_{13} + y_{14}$ ,  
 $y_{18} = y_{12} + y_{13} + y_{15}$ ,  $y_{19} = y_{11} + y_{12}$ ,  $y_{20} = y_{15} + y_{16}$ ,  $y_{21} = y_2 + y_9 + y_{10} + y_{16}$ ,  
 $y_{22} = y_4 + y_5 + y_6 + y_8 + y_9$ ,  $y_{23} = y_6 + y_7$ ,  $y_{24} = y_3 + y_4$ ,  $y_{25} = y_1 + y_2 + y_3$ ,  
 $y_{26} = y_{17} - \frac{y_7^2}{y_{23}}$ ,  $y_{27} = y_6 + \frac{y_6 y_7^2}{y_{23} y_{26}}$ ,  $y_{28} = y_{18} - \frac{y_{12}^2}{y_{19}} - \frac{y_{13}^2}{y_{26}} - \frac{y_{15}^2}{y_{20}}$ ,  
 $y_{29} = y_{16} + \frac{y_{15}^2 y_{16}}{y_{20} y_{28}}$ ,  $y_{30} = y_{21} - y_{10} - \frac{y_{16} y_{29}}{y_{20}}$ ,  $y_{31} = y_9 + \frac{y_6 y_7 y_{13} y_{15} y_{16}}{y_{20} y_{23} y_{26} y_{28}}$ ,  
 $y_{32} = y_{27} + \frac{y_6 y_7^2 y_{13}^2}{y_{23} y_{26}^2 y_{28}}$ ,  $y_{33} = \frac{y_3 y_4}{y_{24}} + \frac{y_2 y_{31}}{y_{30}}$ ,  $y_{34} = y_{22} - y_8 - \frac{y_4^2}{y_{24}} - \frac{y_{31}^2}{y_{30}} - \frac{y_6 y_{32}}{y_{23}}$ ,  
 $y_{35} = y_2 + \frac{y_{31} y_{33}}{y_{34}}$ ,  $y_{36} = \frac{y_6 y_7 y_{13} y_{33}}{y_{23} y_{26} y_{34}} + \frac{y_{15} y_{16} y_{35}}{y_{20} y_{30}}$ ,  
 $y_{37} = \frac{y_6 y_7 y_{13} y_{15} y_{33}}{y_{23} y_{26} y_{28} y_{34}} + \frac{y_{29} y_{35}}{y_{30}}$ ,  
 $y_{38} = \frac{y_7 y_{13} y_{15} y_{16} y_{35}}{y_{20} y_{26} y_{28} y_{30}} + \frac{y_{32} y_{33}}{y_{34}}$ ,  $y_{39} = y_3 + \frac{y_4 y_{32}}{y_{34}}$ ,  $y_{40} = y_{25} - \frac{y_2^2}{y_{30}} - \frac{y_3^2}{y_{24}} - \frac{y_{33}^2}{y_{34}}$ .

Еквівалентна схема розроблена з урахуванням запропонованої моделі двостокового транзистора (рис. 3.4) і доповнена схемою двозатворного МОН-транзистора, для опису параметрів якого введено такі позначення:  $R_{G3}$  і  $R_{G4}$  – опори першого та другого затворів;  $R_{GS3}$  і  $R_{GS4}$  – опори перший затвор – витік і другий затвор – витік;  $R_{DS3}$  і  $R_{DS4}$ ,  $R_{D3S4}$  – опори стік – витік;  $R_{BB3}$  – опір підкладки;  $R_{D4}$  – опір стоку;  $R_{S3}$  – опір витоку;  $I_{BS3}$  – струм підкладка – витік;  $I_{BD3}$  та  $I_{BD4}$  – струми підкладка – стік;  $I_{DS3}$  та  $I_{DS4}$  – струми стік – витік.

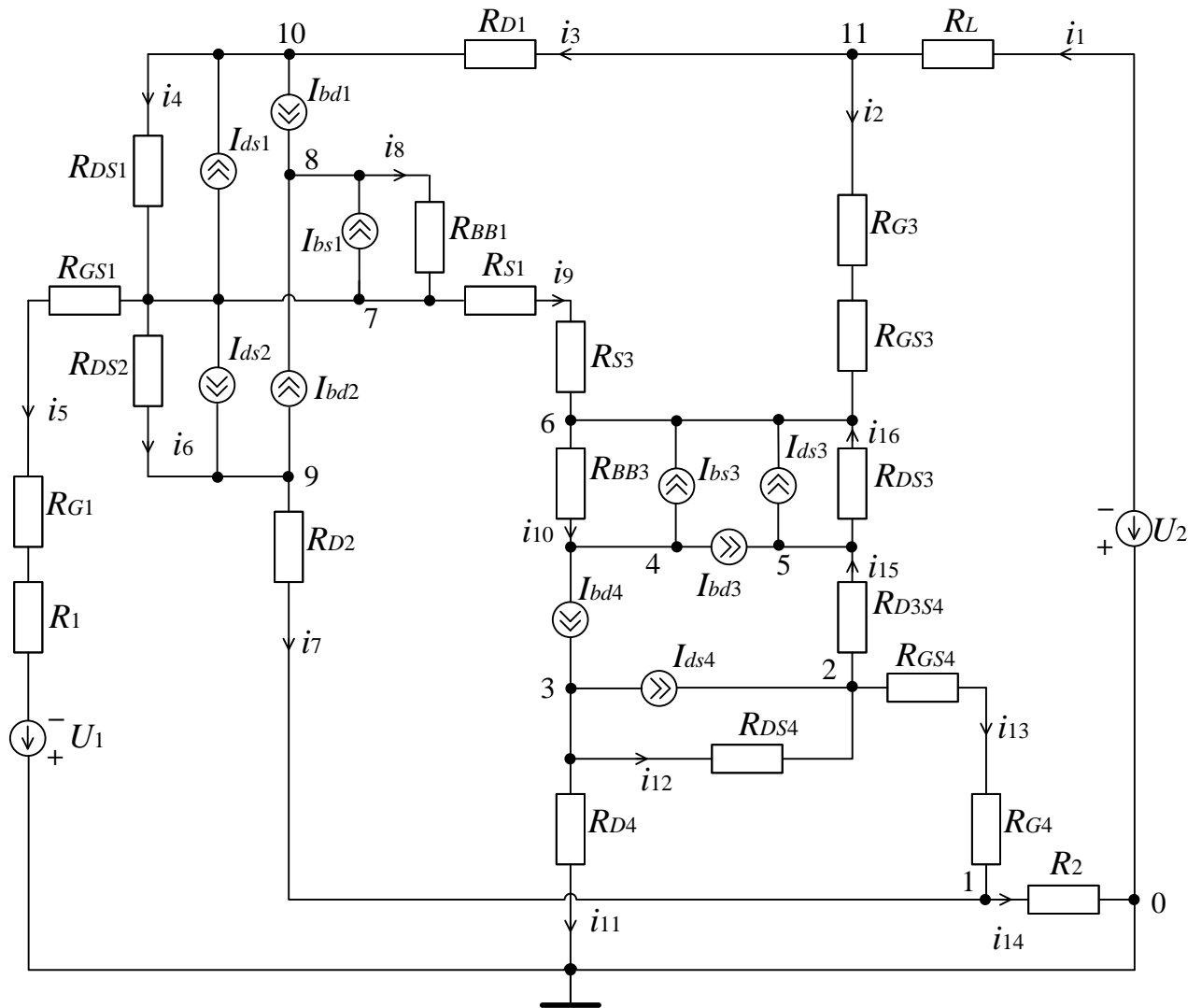


Рисунок 3.9.1 – Еквівалентна схема радіовимірювального пристрою із двостоківим МОН-магнітотранзистором для постійного струму

Шляхом чисельного розрахунку у системі науково-технічних розрахунків MatLab отримано вольт-амперні характеристики магніточутливого пристрою (рис. 3.8) за напруг керування  $U_1=2,8\text{ В}$  (крива 1),  $U_1=3,2\text{ В}$  (крива 2),  $U_1=3,6\text{ В}$  (крива 3) та без дії магнітного поля.

Розраховані за виразом (3.23) вольт-амперні характеристики наведені на рис. 3.10.

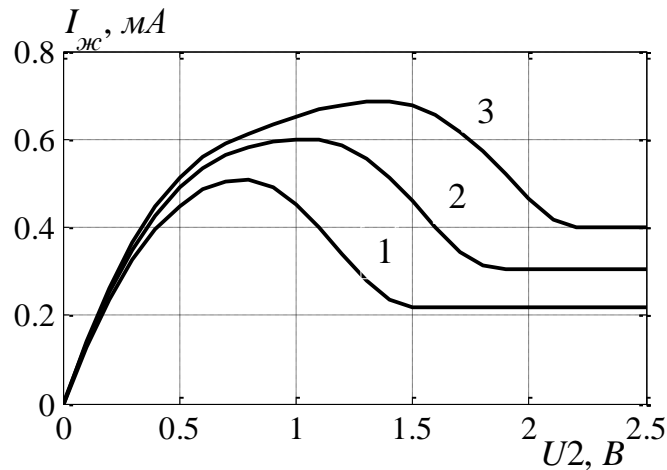


Рисунок 3.10 – Вольт-амперні характеристики магніточутливого пристрою на основі двостокового магніточутливого МОН-транзистора за напруг керування: 1 – 2,8 В; 2 – 3,2 В; 3 – 3,6 В

Вольт-амперна характеристика має чітко виражену ділянку від'ємного диференціального опору, яка дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі, що утворений ємнісною складовою повного опору на електродах перший стік двостокового магнітотранзистора – стік двозатворного транзистора й індуктивною складовою повного опору на зовнішній індуктивності та є базою для вибору робочої точки і розрахунків параметрів магніточутливого пристрою.

При збільшенні напруги керування ділянка від'ємного опору зміщується як за напругою живлення, так і за струмом: при значенні напруги керування 2,8 В від'ємний опір існує в інтервалі зміни напруги живлення 0,75–1,5 В, а за напруги керування 3,2 В ділянка від'ємного опору наявна в інтервалі напруги живлення 1–1,8 В. Тому напругу керування потрібно обирати як із врахуванням стабільності джерела напруги, так і з врахуванням споживаної потужності.

Застосування магнітореактивного ефекту в напівпровідникових приладах для створення магніточутливих пристроїв на основі двостокових МОН-магнітотранзисторів передбачає встановлення характеру залежності частоти вихідного сигналу автогенератора від індукції магнітного поля, тобто отримання аналітичної та графічної функції перетворення, а також її диференціювання для одержання рівняння чутливості, залежності чутливості від магнітної індукції.

Розроблена математична модель базується на використанні еквівалентної схеми радіовимірювального пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора для змінного струму (рис. 3.10.1) у перетвореному вигляді

(рис. 3.10.2). Позначення ємностей двозатворного МОН-транзистора:  $C_{gb3}$  і  $C_{gb4}$  – ємності перший затвор – підкладка і другий затвор – підкладка;  $C_{gd3}$  і  $C_{gd4}$  – ємності перший затвор – стік і другий затвор – стік;  $C_{gs3}$  і  $C_{gs4}$  – ємності перший затвор – витік і другий затвор – витік;  $C_{bs3}$  – ємність підкладка – витік;  $C_{bd3}$  і  $C_{bd4}$  – ємності підкладка – стік;  $C_{g3g4}$  – ємність між першим та другим затвором.

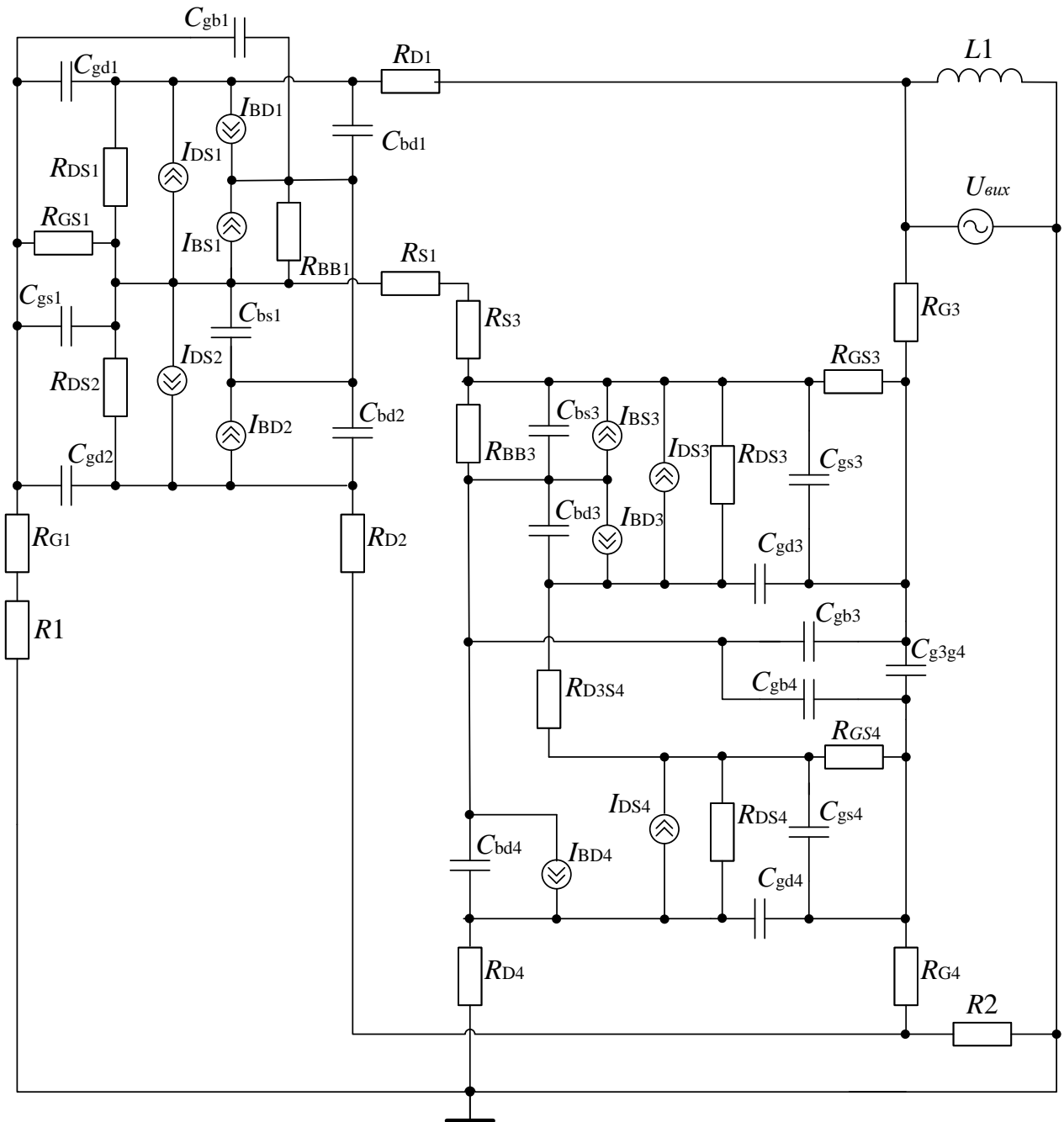


Рисунок 3.10.1 – Еквівалентна схема автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором для змінного струму

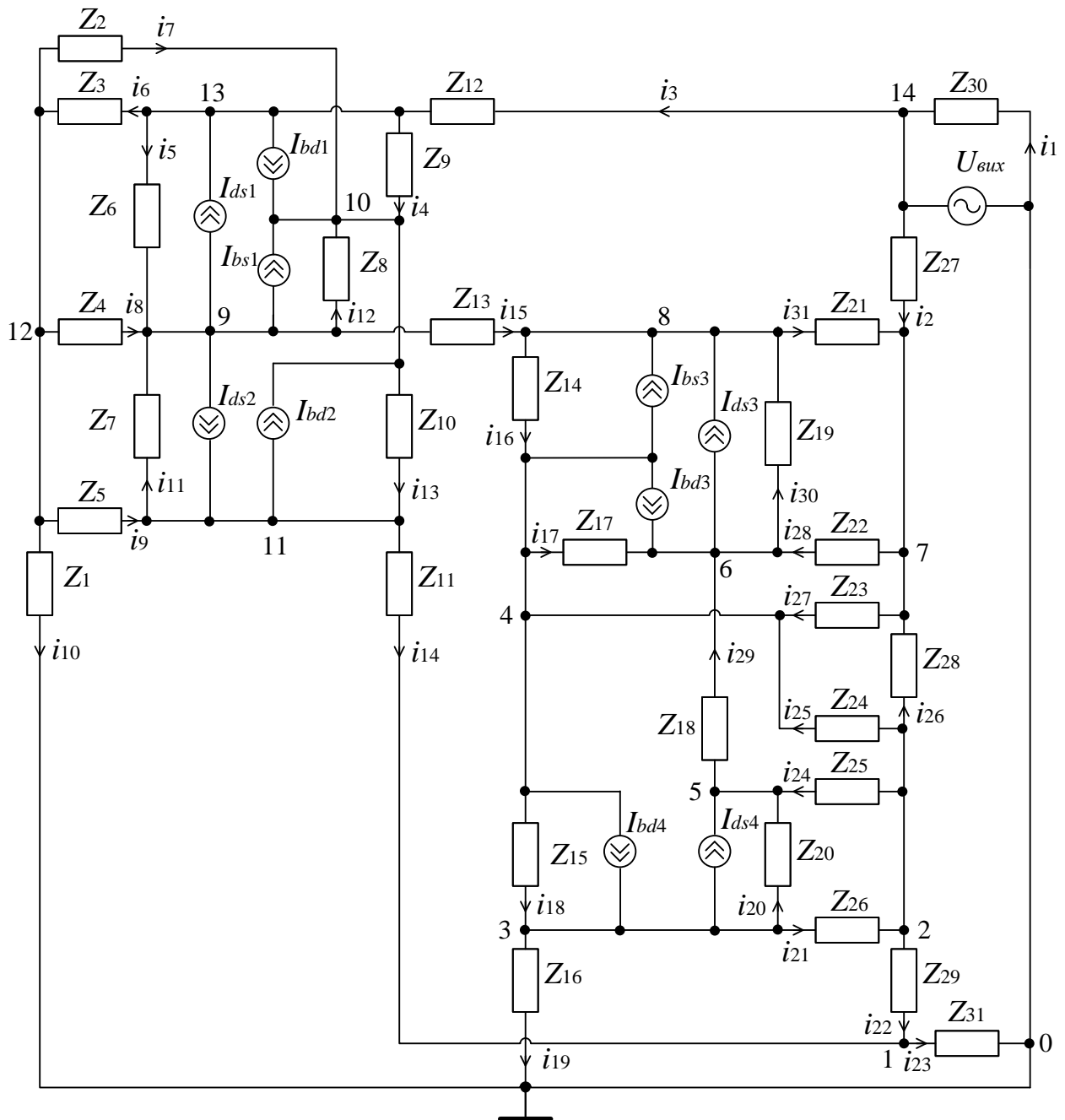
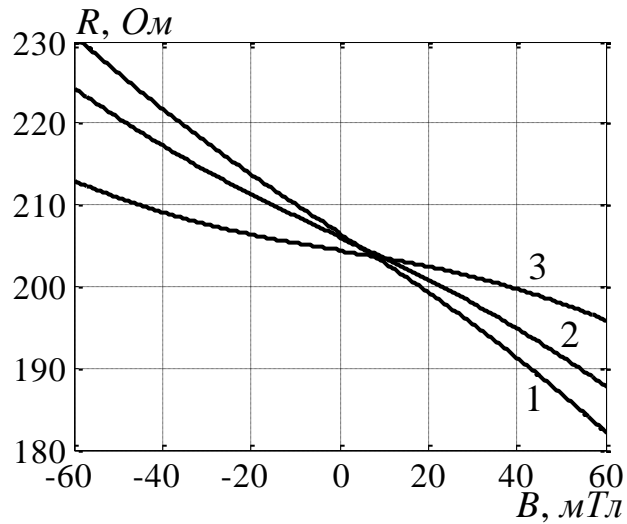


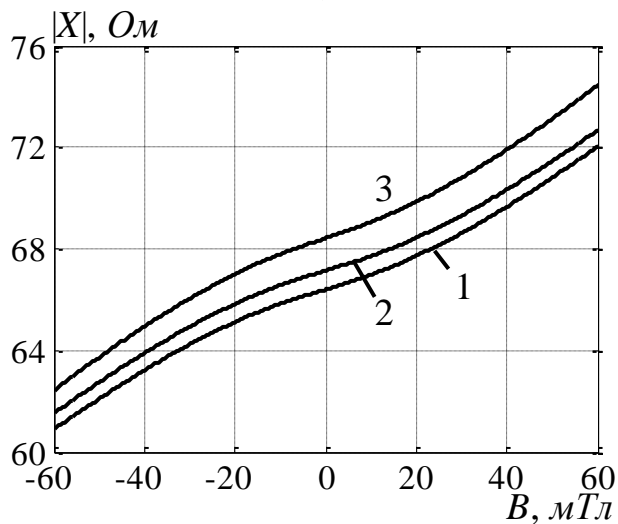
Рисунок 3.10.2 – Перетворена еквівалентна схема автогенераторного пристрою із двостоківим МОН-магнітотранзистором для змінного струму

Залежності активної та реактивної складових повного опору від індукції магнітного поля наведено на рис. 3.11.

Опір радіовимірювального пристрою (рис. 3.11) зменшується при зміні магнітної індукції від мінус  $60 \text{ мТл}$  до  $60 \text{ мТл}$  (діапазон вказано із урахуванням зміни магнітної індукції поля постійного магніту що входить до складу засобів контролю кутових положень).



а)



б)

Рисунок 3.11 – Залежності активної (а) та реактивної (б) складових повного опору радіовимірювального пристрою на основі двостокового магніточутливого МОН-транзистора від індукції магнітного поля за напруги керування  $U_1 = 3,2 \text{ В}$  і напруги живлення: 1 –  $U_2 = 1,3 \text{ В}$ ; 2 –  $U_2 = 1,5 \text{ В}$ ; 3 –  $U_2 = 1,7 \text{ В}$

Аналітичний вираз функції перетворення магніточутливого пристрою на основі двостокових магніточутливих МОН-транзисторів базується на використанні моделі автогенератора 12:

$$f_0 = \frac{R_{\text{втр}}(B)}{L_{\text{екв}}} \sqrt{\frac{R_{\text{д}}^{(-)}(B)C_{\text{екв}}(B)}{L_{\text{екв}}} - 1}, \quad (3.24)$$



де  $R_{emp.}(B)$  – опір втрат у коливальному контурі автогенератора:

$$R_{emp.}(B) = R_{emp.0} + (R_{DS1} + R_{DS2})_{B=0} c\mu_p^2 B^2; \quad (3.25)$$

$$R_{emp.0} = R1 + R2 + R_L + (R_{DS1} + R_{DS2})_{B=0} + R_{BB1} + R_{D1} + R_{D2} + R_{S1} + R_{G1} + \\ + R_{S3} + R_{BB3} + R_{DS3} + R_{DS4} + R_{D3S4} + R_{D4} + R_{G3} + R_{G4} + R_{(C1)} + R_{(C2)};$$

$C_{екв}(B)$  – еквівалентна ємність коливального контуру;

$R_{\delta}^{(-)}(B)$  – від'ємний диференціальний опір.

Значення величин  $C_{екв}(B)$  та  $R_{\delta}^{(-)}(B)$  отримано з використанням наведених на рис. 3.11 залежностей повного опору радіовимірювального пристрою від магнітної індукції.

Графік залежності частоти генерації радіовимірювального пристрою від магнітної індукції, отриманий з використанням системи інженерних розрахунків Matlab, наведено на рис. 3.12.

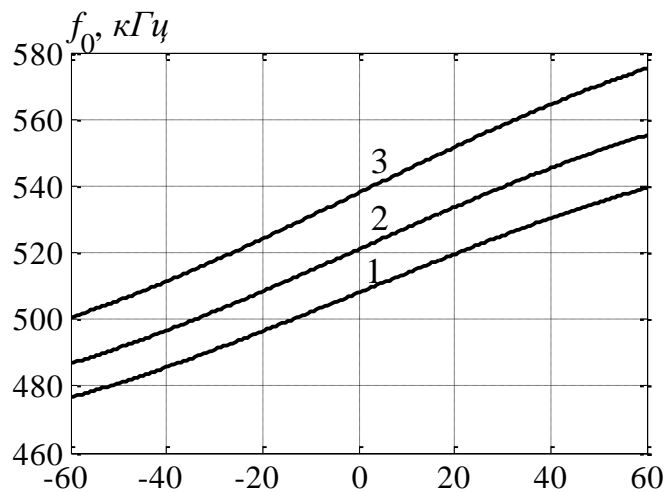


Рисунок 3.12 – Залежність частоти генерації пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора від індукції магнітного поля за напруги керування  $U1 = 3,2 \text{ В}$  і напруги живлення: 1 –  $U2 = 1,3 \text{ В}$ ; 2 –  $U2 = 1,5 \text{ В}$ ; 3 –  $U2 = 1,7 \text{ В}$

Резонансна частота коливального контуру за напруги керування  $3,2 \text{ В}$  та напруги живлення  $1,5 \text{ В}$  внаслідок дії магнітного поля індукцією від мінус  $60 \text{ мТл}$  до  $60 \text{ мТл}$  змінюється від  $486,8 \text{ кГц}$  до  $555,2 \text{ кГц}$ .

Чутливість перетворювального пристрою – один з важливих критеріїв, які визначають межі його застосування. Вона характеризує зміну вихідної величини перетворювача при зміні параметрів, для вимірювання яких призначений сенсор. Для розробленого магніточутливого пристрою чутливість розрахована як похідна від функції перетворення за магнітною індукцією:

$$S_B^{F_0} = \frac{\partial F_0}{\partial B} = \frac{2(R_{DS1} + R_{DS2})_{B=0} c \mu_p^2 B}{L_{екв}} \sqrt{\frac{R_\delta^{(-)}(B) C_{екв}(B)}{L_{екв}} - 1} + \frac{R_{вмп}(B) R_\delta^{(-)}(B)}{L_{екв}^2} \times$$

$$\times \left( C_{екв}(B) \frac{\partial R_\delta^{(-)}(B)}{\partial B} + \frac{R_\delta^{(-)}(B)}{2} \cdot \frac{\partial C_{екв}(B)}{\partial B} \right) / \sqrt{\frac{R_\delta^{(-)}(B) C_{екв}(B)}{L_{екв}} - 1}. \quad (3.26)$$

На рис. 3.13 зображено залежності чутливості перетворювача магнітного поля від магнітної індукції.

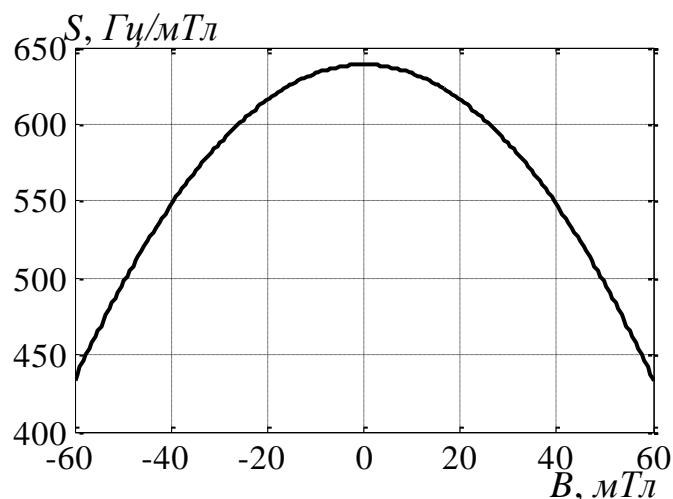


Рисунок 3.13 – Залежність чутливості пристрою від магнітної індукції за напруги керування 3,2 В та напруги живлення 1,5 В

Чутливість розробленого радіовимірювального пристрою за магнітною індукцією (в діапазоні від мінус 60 мТл до 60 мТл) складає 434–639 Гц/мТл.

Одним із шляхів підтвердження адекватності нових моделей є комп'ютерне моделювання, тому побудовано модель автогенератора магніточутливого пристрою за допомогою програми PSpice пакету прикладних програм OrCAD Family Release 9.2. Змодельована схема та характеристики радіовимірювального приладу рис. 3.13.1 та наведена в додатку К. Змодельовані характеристики рис. 3.13.2-3.13.3 та наведені в додатку Л.1 і Л.2.

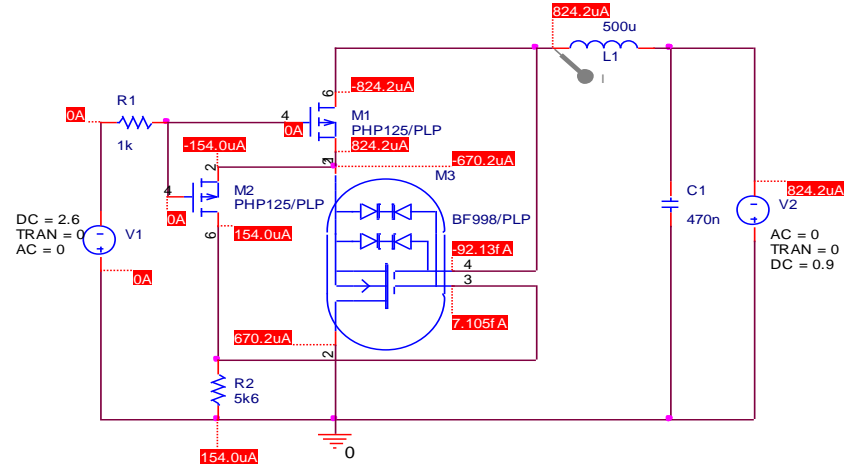


Рисунок 3.13.1 – Схема автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

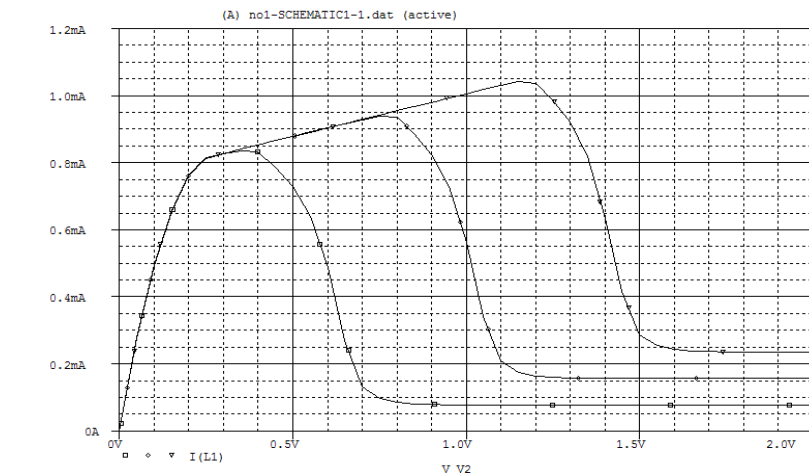


Рисунок 3.13.2 – Вольт-амперні характеристики автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

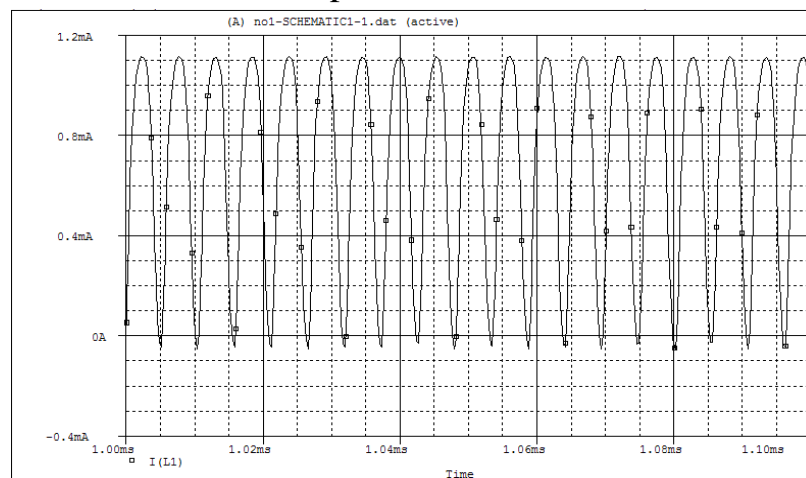


Рисунок 3.13.3 – Вихідний сигнал автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

У роботі з використанням операторного методу отримано вираз для перехідної характеристики автогенератора, який можна записати у вигляді:

$$h(t) = \frac{L_{екв} C_{екв}}{G_{\delta}^{(-)} R_{втр} + 1} + \left( 3L_{екв} C_{екв} p_1^2 + 2 \left( \frac{R_{втр}}{L_{екв}} + \frac{G_{\delta}^{(-)}}{C_{екв}} \right) p_1 + \frac{G_{\delta}^{(-)} R_{втр} + 1}{L_{екв} C_{екв}} \right)^{-1} e^{p_1 t} + \left( 3L_{екв} C_{екв} p_2^2 + 2 \left( \frac{R_{втр}}{L_{екв}} + \frac{G_{\delta}^{(-)}}{C_{екв}} \right) p_2 + \frac{G_{\delta}^{(-)} R_{втр} + 1}{L_{екв} C_{екв}} \right)^{-1} e^{p_2 t}, \quad (3.27)$$

$$\text{де } p_{1,2} = -\frac{R_{втр} C_{екв} + G_{\delta}^{(-)} L_{екв}}{2L_{екв} C_{екв}} \mp \sqrt{\frac{(R_{втр} C_{екв} + G_{\delta}^{(-)} L_{екв})^2}{4L_{екв}^2 C_{екв}^2} - \frac{G_{\delta}^{(-)} R_{втр} + 1}{L_{екв} C_{екв}}};$$

$G_{\delta}^{(-)}$  – диференціальна провідність.

За допомогою даного виразу розраховано значення практичної тривалості перехідного процесу в автогенераторному пристрої на основі двостокового МОН-магнітотранзистора, що складає 4,5 мкс. Таким чином, досліджено основні характеристики радіовимірювального пристрою на основі двостокового МОН-магнітотранзистора в діапазоні магнітної індукції, який обраний з урахуванням особливостей запропонованого методу контролю кутових положень.

### 3.5 Висновки до розділу

1. Удосконалено математичну модель двостокових магніточутливих МОН-транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що враховує вплив магнітного поля на розподіл носіїв заряду між стоками, провідність області каналу та геометричні ефекти, що дозволило отримати аналітичні вирази статичних характеристик двостокового магніточутливого МОН-транзистора.

2. Теоретично встановлено і підтверджено залежність реактивних властивостей двостокових та двоколекторних магнітотранзисторів від індукції магнітного поля, що дозволило використати їх для побудови автогенераторних пристроїв. Чутливість активної складової повного опору двостокового транзистора складає Абсолютна чутливість активної складової повного опору знаходиться в діапазоні від 0,13 Ом/мТл до 0,23 Ом/мТл, а реактивної – до 5 Ом/мТл. Чутливість активної складової повного опору двоколекторного магнітотранзистора досягає 7 Ом/мТл, реактивної – 5,2 Ом/мТл. Отримані результати підтверджують можливість використання магнітореактивного ефекту в магніточутливих транзисторах для розроблення автогенераторних пристроїв, чутливих до дії магнітного поля.

## 4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

### 4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки радіовимірювального пристрою контролю куткових положень

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу розробки радіовимірювального пристрою контролю куткових положень, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу розробки радіовимірювального пристрою контролю куткових положень будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки радіовимірювального пристрою контролю куткових положень заносимо до таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Результати оцінювання комерційного успіху розробки радіовимірювального пристрою контролю куткових положень [99]

Критерії	Експерти		
	д.т.н., професор Семенов А.О.	д.т.н., професор Осадчук О.В.	к.т.н., доцент Гаврілов Д.В.
	Бали, виставлені експертами		
1	2	2	2
2	3	2	3
3	2	3	3
4	2	2	2
5	3	2	3
6	4	3	2
7	3	2	2
8	3	2	2
9	2	3	3
10	3	3	2
11	3	2	3
12	3	2	3
Сума балів	33	28	30
Середньоарифметич на сума балів, СБ	30		

За даними таблиці 4.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 50	Високий

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень – середній.

#### 4.2 Визначення рівня якості розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

Оцінювання рівня якості розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного, з технічної точки зору, варіанта інженерного рішення.

Рівень якості – це кількісна характеристика міри придатності певного виду продукції для задоволення конкретного попиту на неї при порівнянні з відповідними базовими показниками за фіксованих умов споживання.

Абсолютний рівень якості розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень знаходимо обчисленням вибраних для її вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій, які повинні реалізовувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно

характеризувати споживчі властивості інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Основні параметри радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Точність визначення кутових положень	5			0,4
Кількість вимірювальних каналів		3		0,2
Діапазон визначення кутових положень	5			0,3
Відносна похибка	4			0,1

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою:

$$K_{я.а} = \sum_{i=1}^n P_{ні} \cdot a_i, \quad (4.1)$$

де  $P_{ні}$  – числове значення  $i$ -го параметра інноваційного рішення,  $n$  – кількість параметрів інноваційного рішення, що прийняті для оцінювання,  $a_i$  – коефіцієнт вагомості відповідного параметра (сума коефіцієнтів вагомості всіх параметрів повинна дорівнювати 1).

Отже, абсолютний рівень якості радіовимірювального пристрою контролю кутових положень становитиме – 4,5 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості радіовимірювального пристрою контролю кутових положень, що виробляється (проекується), порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 4.4)

Таблиця 4.4 – Основні параметри радіовимірювального пристрою контролю кутових положень та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність визначення кутових положень	3	5	1,7	0,5
Кількість вимірювальних каналів	4	4	1	0,2
Діапазон визначення кутових положень	8	17	2,13	0,3
Відносна похибка	5	10	0,5	0,1

Відносний рівень якості радіовимірювального пристрою контролю кутових положень визначаємо за формулою:

$$K_{\text{я.в.}} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (4.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості радіовимірювального пристрою контролю кутових положень становитиме – 1,74. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 74% від товару-аналога.

#### 4.3 Визначення конкурентоспроможності розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

У найширшому розумінні конкурентоспроможність товару – це можливість його успішного продажу на певному ринку і в певний проміжок часу. Водночас конкурентоспроможною можна вважати лише однорідну продукцію з технічними параметрами і техніко-економічними показниками, що ідентичні аналогічним показникам уже проданого товару. Для того, щоб високоякісний товар був одночасно і конкурентоспроможним, він має відповідати критеріям оцінювання споживачів конкретного ринку в конкретний час.

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до таблиці 4.5.



Таблиця 4.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри радіовимірювального пристрою контролю кутових положень і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність визначення кутових положень	3	5	1,7	0,5
Кількість вимірювальних каналів	4	4	1	0,2
Діапазон визначення кутових положень	8	17	2,13	0,3
Відносна похибка	5	10	0,5	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	12000	7300	0,61	-

Загальний показник конкурентоспроможності розробки (К) з урахуванням вищезазначених груп показників визначаємо за формулою:

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{1,74}{0,61} = 2,8, \quad (4.3)$$

де  $I_{т.п.}$  – індекс технічних параметрів (відносний рівень якості інноваційного рішення);  $I_{е.п.}$  – індекс економічних параметрів.

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Неі}}{P_{Беі}} = \frac{7300}{12000} = 0,61, \quad (4.4)$$

де  $P_{Неі}$ ,  $P_{Беі}$  – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів [100].

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 2,8. Це означає, що наша розробка радіовимірювального пристрою контролю кутових положень більш конкурентна на 180% від товару-аналога.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи

Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників)  $Z_0$ , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (4.5)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.

У 2019 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць;  $T_p$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_p = (21...23)$  дні;  $t$  – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	10000	455	5	2275
Інженер-програміст	5000	227	5	1135
Консультанти	5000	227	5	1135
Всього:				4545

Основна заробітна плата робітників  $Z_p$ , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (4.6)$$

де  $t_i$  – норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;  $n$  – число робіт по видах та розрядах;  $C_i$  – погодинна тарифна ставка

робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу.  $C_i$  визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_r \cdot T_{zm}}, \quad (4.7)$$

де  $M_m$  – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2019 році мінімальна заробітна плата становить – 4173 грн.,  $K_i$  – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду,  $T_r$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_r = 21 \dots 23$  дні;  $T_{zm}$  – тривалість зміни, зазвичай  $T_{zm} = 8$  годин.

Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників відповідних розрядів для бюджетної сфери наведена в таблиці 4.6.1.

Таблиця 4.6.1 - Величина тарифних коефіцієнтів робітників

Розряд	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_i$	1,00	1,09	1,18	1,27	1,36	1,45	1,54	1,64

Таблиця 4.7 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Налагоджувальні	3	4	30	1,27	90
Складальні	2	4	30	1,27	60
Механічні	1	3	28	1,18	28
Заготівельні	4	2	26	1,09	104
Всього					252

Додаткова заробітна плата  $Z_d$  всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Z_d = 0,1 \cdot (Z_r + Z_o) = 0,1 \cdot (4545 + 252) = 480 \text{ (грн)}. \quad (4.8)$$

Нарахування на заробітну плату  $N_{zp}$  розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

де  $Z_o$  – основна заробітна плата розробників, грн.;  $Z_r$  – основна заробітна плата робітників, грн.;  $Z_d$  – додаткова заробітна плата всіх розробників та

робітників, грн.;  $\beta$  – ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$Нзп = 0,22 \cdot (Зр + Зо + Зд) = 0,22 \cdot (4545 + 252 + 480) = 1161(\text{грн}). \quad (4.9)$$

Амортизація обладнання, комп’ютерів та приміщень А, які використовувались під час (чи для) виконання даного етапу роботи.

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування А в цілому бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot N_a}{100} \cdot \frac{T}{12},$$

де Ц – загальна балансова вартість всього обладнання, комп’ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.;  $N_a$  – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що  $N_a = (10...25)\%$ ; Т – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Таблиця 4.8 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПЛК	10000	20	2	333
Інше обладнання	9000	20	1	150
Всього			483	

Витрати на матеріали М, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, [\text{грн}],$$

де  $N_i$  – кількість матеріалу і-го виду, шт.;  $C_i$  – ціна матеріалу і-го виду, грн.;  $K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1,1...1,15)$ ; n – кількість видів матеріалів [101].

Таблиця 4.9 - Матеріали, що використані на розробку

Флюс ФКСН	4	0,05	0,2
Каніфоль	11	0,3	3,3
Припій ПОС-61	500	0,1	50
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	58,85		

Витрати на комплектуючі К, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, [\text{грн}],$$

де  $N_i$  – кількість комплектуючих  $i$ -го виду, шт.;  $C_i$  – ціна комплектуючих  $i$ -го виду, грн.;  $K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1,1 \dots 1,15)$ ;  $n$  – кількість видів комплектуючих.

Таблиця 4.10 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачен о	Вартість, грн.
Датчик кутових положень	820	1	820
Корпус	100	1	100
Тумблер	15	1	15
Діоди стану	2	2	4
Панель оператора	1300	1	1300
Інтерфейс	170	2	340
Джерело напруги	20	1	20
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	2859		

Витрати на силову електроенергію  $Ve$ , якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_p, [\text{грн}],$$

$V$  – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2019 р.  $V \approx 8,45$  грн./кВт;  $P$  – установлена потужність обладнання, кВт;  $\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин,  $K_p$  – коефіцієнт використання потужності;  $K_p < 1$ .

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 700 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$V_e = 2662$  грн.

Інші витрати  $V_{in}$  охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати  $I_v$  можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто:

$$I_v = 3 \cdot (Z_o + Z_p) = 3 \cdot (4545 + 252) = 14391 \text{ (грн)}. \quad (4.10)$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати на виконання даної частини (розділу, етапу) роботи –  $V$ .

$$V = 26892 \text{ грн.}$$

4.4 Розрахунок загальних витрат на розробку радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за  $V_{zag}$  формулою:

$$V_{zag} = \frac{I_v}{\alpha} = \frac{14391}{0,7} = 20559 \text{ (грн)}, \quad (4.11)$$

де  $\alpha$  – частка витрат, які безпосередньо здійснює виконавець даного етапу роботи, у відн. одиницях.

#### 4.5 Прогнозування витрат на виконання та впровадження радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

Прогнозування загальних витрат  $ZB$  на виконання та впровадження радіовимірювального пристрою контролю кутових положень здійснюється за формулою:

$$ZB = \frac{B_{\text{заг}}}{\beta} = \frac{20559}{0,5} = 41117 \text{ (грн)}, \quad (4.12)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної роботи.

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, то  $\beta \approx 0,1$ ; на стадії технічного проектування, то  $\beta \approx 0,2$ ; на стадії розробки конструкторської документації, то  $\beta \approx 0,3$ ; на стадії розробки технологій, то  $\beta \approx 0,4$ ; на стадії розробки дослідного зразка, то  $\beta \approx 0,5$ ; на стадії розробки промислового зразка,  $\beta \approx 0,7$ ; на стадії впровадження, то  $\beta \approx 0,9$ .

#### 4.6 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації радіовимірювального пристрою контролю кутових положень складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбуватиметься отримання комерційного ефекту [102].

Таблиця 4.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

Рік реалізації розробки	1	2	3
Кількість од. реалізації, шт.	100	400	1000

Величина зростання ціни реалізації радіовимірювального пристрою контролю кутових положень, грн. – 4700 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження радіовимірювального пристрою контролю кутів положень – 250 шт.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою:

$$\Delta \Pi_i = \sum_1^n (\Delta \text{Ц}0 \cdot N + \text{Ц}0 \cdot \Delta N) i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{\nu}{100}\right) \quad (4.13)$$

де  $\Delta \Pi_0$  – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;  $N$  – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;  $\Delta N$  – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;  $\text{Ц}0$  – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;  $n$  – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;  $\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2018 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2014 року ставка податку на додану вартість встановлена на рівні 17%, а коефіцієнт – 0,8547;  $\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати – 0,2...0,3;  $\nu$  – ставка податку на прибуток. У 2018 році – 21%, у 2013 році – 19%, а з 2014 року – 16%.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  протягом першого року складе:

$$\Delta \Pi_1 = 6328 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  протягом другого року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе:

$$\Delta \Pi_2 = 33593 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом третього року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе:

$$\Delta \Pi_3 = 57779 \text{ грн.}$$



#### 4.7 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (4.14)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство (організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн.; PV – теперішня вартість інвестицій  $PV = ZB$ , грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків ПП розраховується за формулою:

$$ПП = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi}{(1+\tau)^t} \quad (4.15)$$

де  $\Delta\Pi$  – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн.;  $t$  – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;  $\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1;  $t$  – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = 67945 \text{ грн.},$$

$$E_{абс} = 67945 - 41117 = 26828(\text{грн}).$$

Оскільки  $E_{абс} > 0$ , то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.

#### 4.8 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР радіовимірювального пристрою контролю кутових положень

Для цього користуються формулою:

$$E_B = \sqrt[t]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1 \quad (4.16)$$

де  $E_{абс}$  – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;  $PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = 3B$ , грн.;  $T_{ж}$  – життєвий цикл наукової розробки, роки [103].

$$E_{в} = 0,32$$

Далі, розрахована величина  $E_{в}$  порівнюється з мінімальною (бар'єрною) ставкою дисконтування, що дорівнює:

$$\tau = d + f, \quad (4.17)$$

де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні  $d = (0,14...0,2)$ ;  $f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина  $f = (0,05...0,1)$ , але може бути і значно більше.

$$E_{в} = 0,32 \geq \tau = 0,2 + 0,1 = 0,3.$$

Оскільки величина  $E_{в} > \tau_{мін}$ , то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

4.9 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку радіовимірювального пристрою контролю куткових положень

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій  $T_{ок}$  можна розрахувати за формулою:

$$T_{ок} = \frac{1}{E_{в}} = \frac{1}{0,32} = 1,13 \text{ роки.} \quad (4.18)$$

Оскільки  $T_{ок} < 3...5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки радіовимірювального пристрою контролю куткових положень є доцільним.

## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

В даному розділі наводиться розгляд небезпечних, шкідливих [104] і уражаючих для людини і навколишнього довкілля чинників, що виникають під час проведення дослідження радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень. Тут висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення попереднє КПО для однобічного природного освітлення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

### 5.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці

#### 5.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Ia.

У відповідності із [105] допустимі параметри температури, відносної вологості та швидкості руху повітря у робочій зоні для теплого та холодного періодів року наведені у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Допустимі показники мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Ia	21-25	18-26	75	80,1
Теплий		22-28	20-30	55 при 28°С	0,1-0,2

Для опромінення менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м<sup>2</sup>.

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони та підлягає систематичному контролю для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин [107]

Назва речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

При роботі з ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, які містяться у повітрі. Рівні додатних та від’ємних іонів мають відповідати [107] і наведені в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Число іонів в 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
позитивний	400	1500-3000	50000
негативний	600	3000-5000	50000

Для забезпечення нормованих параметрів мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено: в приміщенні повинна бути розміщена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року; припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

### 5.1.2 Виробниче освітлення

Для забезпечення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях значні вимоги пред’являються до якісних та кількісних параметрів освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень, згідно [106] знаходимо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об’єкта з фоном – середній та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд *в*.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) та мінімальні значення освітленості для штучного освітлення приведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення і мінімальні освітленості для штучного освітлення

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загальн ого			
Середньої точності	0,5-1	IV	в	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Так як приміщення знаходиться у м. Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а вікна розташовані за азимутом  $180^\circ$ , то за таких умов КЕО розраховується за формулою [3, 4]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (5.1)$$

де  $e_n$  – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N,b} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28 (\%);$$

$$e_{N,c} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77 (\%).$$

Для встановлення нормативних значень показників освітлення передбачено такі заходи: при недостатньому природному освітлені в світлий час доби доповнення штучним за допомогою газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення; використання загального штучного освітлення у темний час доби.

Вихідні дані: Розміри приміщення (м):  $8 \times 6 \times 3,2$ . Освітлення комбіноване симетрично розташованими вікнами, розміри яких (м):  $2,0 \times 2,0$ . Висота від підлоги до підвіконня – 0,8 м. Остіклення подвійне, плетіння металеві. Конфронтуючі будинки відсутні.

Природне освітлення забезпечується необхідними архітектурно-будівельними рішеннями – положенням світлових проїм в стінах.

Розрахункове значення коефіцієнта природної освітленості визначається за формулою [106]:

$$e_{\text{п}} = \frac{n S_{\text{В}} \tau_{\text{з}} r_1 100}{K_{\text{з}} \eta_{\text{В}} S_{\text{п}} K_{\text{буд}}} [\%], \quad (5.2)$$

де  $n$  – кількість вікон;

$S_{\text{В}}, S_{\text{п}}$  – площа вікна та підлоги відповідно,  $\text{м}^2$ ;

$\tau_{\text{з}}$  – загальний коефіцієнт світлопропускання;

$r_1$  – коефіцієнт, що враховує підвищення КПО при комбінованому освітленні завдяки світлу, яке відбивається від поверхонь приміщень;

$K_{\text{з}}$  – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень  $K_{\text{з}} = 1,3 \dots 1,5$ );

$\eta_{\text{В}}$  – світлова характеристика вікон;

$K_{\text{буд}}$  – коефіцієнт, що враховує затінення вікон будівлями, які розташовані напроти.

Кількість вікон  $n = 2$ .

Площу кожного вікна визначимо за формулою

$$S_{\text{В}} = H_{\text{В}} B_{\text{В}} [\text{м}^2], \quad (5.3)$$

де  $H_{\text{В}}, B_{\text{В}}$  – висота та ширина вікна відповідно, м.

Площа стелі рівна площі підлоги і визначається за формулою

$$S_{\text{стелі}} = S_{\text{п}} = L_{\text{п}} B_{\text{п}} [\text{м}^2], \quad (5.4)$$

де  $L_{\text{п}}, B_{\text{п}}$  – довжина та ширина підлоги відповідно, м.

Визначимо загальний коефіцієнт світлопропускання за формулою:

$$\tau_{\text{з}} = \tau_1 \tau_2 \tau_3 \tau_4 \tau_5, \quad (5.5)$$

де  $\tau_1$  – коефіцієнт світлопропускання матеріалу;

$\tau_2$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у віконній рамі;

$\tau_3$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у несучих конструкціях (при боковому освітленні  $\tau_3 = 1$ ; при верхньому –  $\tau_3 = 0,8-0,9$ );

$\tau_4$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у сонцезахисних пристроях;

$\lambda_5$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у захисній сітці, яка встановлюється під ліхтарями (при суміщеному освітленні приймається рівним 0,9; при природному 1).

Для одинарного остіклення вибираємо  $\lambda_1 = 0,9$ . Для дерев'яного виду віконних рам  $\lambda_2 = 0,75$ . Для бокового освітлення приймаємо  $\lambda_3 = 1$ . Оскільки сонцезахисні пристрої не використовуються, то приймаємо  $\lambda_4 = 1$ . Для природного освітлення приймаємо  $\lambda_5 = 1$ .

Підставляючи відомі значення у формули (5.3, ..., 5.5) отримаємо

$$\begin{aligned} S_B &= 2,0 \cdot 2,0 = 4 \text{ (м}^2\text{)}; \\ S_{стелі} &= S_{П} = 8 \cdot 6 = 48 \text{ (м}^2\text{)}; \\ \tau_3 &= 0,9 \cdot 0,75 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1 = 0,68. \end{aligned}$$

Приймаємо коефіцієнт запасу  $K_3 = 1,3 \dots 1,5 = 1,4$ .

Для визначення коефіцієнту  $r_1$  необхідно знайти середній коефіцієнт відбиття приміщення за формулою:

$$\rho_{CP} = \frac{\rho_{стелі} S_{стелі} + \rho_{стін} S_{стін} + \rho_{П} S_{П}}{S_{стелі} + S_{стін} + S_{П}}, \quad (5.6)$$

де  $\lambda_{стелі}$ ,  $\lambda_{стін}$ ,  $\lambda_n$  – коефіцієнти відбиття стелі, стін та підлоги відповідно;

$S_{стелі}$ ,  $S_{стін}$ ,  $S_n$  – площа стелі, стін, та підлоги відповідно, м<sup>2</sup>.

Приймаємо  $\lambda_{стелі} = 0,725$ ;  $\lambda_{стін} = 0,7$ ;  $\lambda_n = 0,25$ .

Площу стін визначимо за формулою

$$S_{стін} = H_{стіни}(2L_{П} + 2B_{П}) \text{ [м}^2\text{]}, \quad (5.7)$$

де  $H_{стіни}$  – висота стіни, м.

Підставляючи відомі значення у формули (5.7, 5.6) отримаємо

$$\begin{aligned} S_{стін} &= 3,2 \cdot (2 \cdot 8 + 2 \cdot 6) = 89,6 \text{ (м}^2\text{)}; \\ \rho_{CP} &= \frac{0,725 \cdot 48 + 0,7 \cdot 89,6 + 0,25 \cdot 48}{48 + 89,6 + 48} = 0,5901. \end{aligned}$$

Для визначення коефіцієнту  $r_1$  необхідно також визначити співвідношення

$$B_n/h; l/B_n; L_n/B_n, \quad (5.8)$$

де  $h$  – висота від рівня умовної робочої поверхні до верхнього краю вікна, м;

$l$  – відстань розрахункової точки до зовнішньої стіни, м.

Знайдемо висоту від рівня умовної робочої поверхні до верхнього краю вікна за формулою:

$$h = H_{\text{стіни}} - h_p - (H_{\text{стіни}} - H_B - h_{\Pi}) = H_B + h_{\Pi} - h_p \text{ [м]}, \quad (5.9)$$

де  $h_p = 0,8$  м – висота робочої поверхні.

Розрахункову точку приймаємо на відстані 1 м від стіни, протилежної від вікна

$$l = B_n - 1 \text{ [м]}. \quad (5.10)$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.10, 5.9) отримаємо

$$l = 6 - 1 = 5 \text{ (м)};$$

$$h = 2,0 + 0,8 - 0,8 = 2 \text{ (м)}.$$

Отже, співвідношення, необхідні для визначення коефіцієнту  $r_1$  дорівнюють  $B_n / h = 6 / 2 = 3$ ;  $l / B_n = 5 / 6 = 0,83$ ;  $L_n / B_n = 8 / 6 = 1,33$ .

За отриманими значеннями і величиною  $\lambda_{\text{сп}}$  вибираємо коефіцієнт  $r_1 = 10,43$ . Світлову характеристику вікон вибираємо за значеннями співвідношень  $L_n / B_n$ ;  $B_n / h$ , для яких  $\lambda_B = 16,1$ .

Оскільки конфронтуючі будинки відсутні, то  $K_{\text{БУД}} = 1$ .

Отже, розрахункове значення коефіцієнта природної освітленості становить

$$e_n = \frac{2 \cdot 4 \cdot 0,68 \cdot 10,43 \cdot 100}{1,4 \cdot 16,1 \cdot 48 \cdot 1} = 5,244 \text{ (\%)}. \quad (5.11)$$

Оскільки  $e_{\Pi} = 5,244 \text{ \%} > e_N = 1,28 \text{ \%}$ , то природна освітленість в даному приміщенні є достатньою.



### 5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити захист від шуму та вібрації.

Визначено, що приміщення, в якому відбувається робота з дослідження радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється вентиляторами блоку живлення комп'ютера та кулерами мікропроцесора, відеоадаптера.

З метою запобігання травмуванню працюючих під дією шуму він підлягає нормуванню. Головним нормативом стосовно промислового шуму, діючим на території нашої країни, є [108], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не повинні перевищувати значень, які приведені в таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Допустимі рівні шуму та еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 5.6. для локальної вібрації.

Таблиця 5.6 – Нормовані рівні віброприскорення [109]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

З метою покращення віброакустичного клімату в приміщенні запропоновано такі заходи: оздоблення стін спеціальними перфорованими

плитами, панелями з метою шумопоглинання; передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

#### 5.1.4 Виробничі випромінювання

Величина напруженості електромагнітного поля на робочих місцях з персональними комп'ютерами мають не перевищувати граничнодопустимі, які складають 20 кВ/м.

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпуса монітора при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинні перевищувати  $7,74 \cdot 10^{-12}$  Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) згідно [117].

З метою забезпечення захисту і досягнення нормативних рівнів випромінювань потрібно застосовувати приєкранні фільтри, локальні світлофільтри та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат.

### 5.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

#### 5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом зобов'язані розташовуватись на відстані не менше ніж 1,5 м від стіни з віконними прорізами, від інших стін – на відстані 1 м, одне від одного на відстані не менше як 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць потрібно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце доцільно розташовувати таким чином, щоб природне освітлення знаходилось збоку, переважно з лівого [110].

Розташовувати відеодисплейний термінал на робочому місці необхідно так, щоб поверхня екрана повинна знаходитись на віддалі 400-700 мм від очей працівника. Висота робочої поверхні столу при виконанні роботи сидячи повинна налаштовуватись у межах 680-800 мм. Робочий стіл повинен мати

простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною не менше як 500 мм, глибиною на рівні колін не менше 450 мм та на рівні витягнутої ноги не менше як 650 мм [111].

### 5.2.2 Електробезпека

Причинами ураження електричним струмом у даному приміщенні можуть бути: робота під напругою під час проведення ремонтних робіт, несправність устаткування, випадковий дотик до металевих частин, що опинилися під напругою або струмоведучих частин. У відповідності до [112] це приміщення відноситься до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (понад 75 %) відносної вологості. Тому безпека експлуатації електрообладнання має забезпечуватись комплексом заходів, що передбачають використання ізоляції струмовідних елементів, захисних блокувань, захисного заземлення та ін [113].

### 5.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [114] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Це приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [114]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
2	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	I 15 M0	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M0	REI 15 M0	R 30 M0

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см.

В таблиці 5.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 5.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [116]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільно- сті людсь- кого потоку в загаль- ному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуаційного проходу	Протипоже- жні розри- ви, м, для ступеня їх вогнестійко- сті			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м <sup>2</sup> , для кількості поверхів		
			до 1	2- 3	4- 5		I, I I	II I	IV, V		1	2	3 і більше
до 15	Б	2	40	25	15	45	9	9	12	6	н.о.	–	–

Примітки: н.о. – не обмежується.

Вибираємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [115].

### 5.3 Безпека у надзвичайних ситуацій

Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень до впливу загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.

В складі радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень є пристрої, в яких застосовуються елементи в склад яких входять такі матеріали як метали, неорганічні матеріали, провідники, діелектрики, смоли і різноманітні сполуки. В радіоелектронних елементах іонізуючі випромінювання викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи пристрою, потік  $\gamma$ -випромінювань

створює в них вільні носії електричних зарядів, які призводять до помилкового імпульсу і відповідно до спрацьовування пристрою.

Значні дози опромінення викликають втрату працездатності комплектуючих елементів систем радіоелектроніки. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруга пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів, руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. Органічні діелектрики змінюють: електричну провідність і тангенс кута втрат.

Практика експлуатації радіоелектронної апаратури в умовах впливу іонізуючих випромінювань дозволяє зробити наступні висновки, що радіоелектронна апаратура може втратити працездатність при визначених критичних рівнях випромінювання миттєво.

В елементах схем радіоелектронної апаратури можуть розпочатися зворотні чи незворотні зміни через визначений час після забруднення при рівнях випромінювання значно нижчих від критичних. Більшість електронних схем і обладнання, чутливі до дії електромагнітного імпульсу, але повинні зберігати працездатність в умовах його впливу. До основних параметрів електромагнітного імпульсу відносять форму і тривалість електромагнітного імпульсу, амплітуду імпульсу (максимальна напруженість поля) та діапазон частот електромагнітного випромінювання.

При оцінці впливу електромагнітного імпульсу на струмоведучі елементи необхідно враховувати, що електромагнітні випромінювання мають горизонтальну і вертикальну складові напруженості і тому повинні визначатися значення напруг, які наводяться як на вертикальних, так і на горизонтальних ділянках ліній. Основну небезпеку являє вертикальна складова напруженості електричного поля, яка перевищує горизонтальну складову в тисячу раз.

5.3.1 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень в умовах впливу іонізуючих випромінювань

З схем радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень визначаємо всі елементи від яких залежить його робота. Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для пристрою складемо таблицю, де вказуємо максимально допустимі дози гамма-випромінювання.

Таблиця 5.9 – Максимально допустимі дози елементів радіовимірювальних пристроїв

№	Елементи радіовимірювальних пристроїв	Д <sub>гр, Р</sub>	Д <sub>гр.сист, Р</sub>
1	Мікросхема	10 <sup>3</sup>	10 <sup>3</sup>
2	Резистори МЛТ, СМД	10 <sup>5</sup>	
3	Конденсатори Ср-13.020	10 <sup>7</sup>	
4	Мікросхеми АТmega16а, ТРІС6В595	10 <sup>4</sup>	

Границю стійкості роботи в цілому радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень визначаємо по мінімальному значенню граничних доз окремих елементів, при яких в елементній базі виникають, необоротні зміни. Отже, найуразливішими елементами даного пристрою в умовах дії іонізуючих випромінювань, є мікросхема тобто приймається значення (Д<sub>гр</sub> = 10<sup>3</sup> Р) і визначається можлива доза опромінення Д<sub>м</sub> за формулою:

$$D_m = \frac{2 \cdot p_{1max} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{посл}} \quad (P), \quad (5.11)$$

де  $p_{1max}$  – максимальне значення рівня радіації;

$K_{посл}$  – коефіцієнт послаблення приміщення ( $K_{посл}=2$ );

$t_n$  – час початку опромінювання;

$t_k$  – час кінця опромінювання;

Відомо, що максимальне значення рівня радіації  $p_1$ , яке очікується на дорівнює 2,8 (Р/год), коефіцієнт послаблення радіації  $K_{посл} = 2$ , час початку опромінення  $t_n = 1$  (год), а кінцевий час напрацювання мікросхеми на відмову приймаємо рівним 12500 годин безперервної роботи. Отже, при таких умовах можлива доза опромінення буде дорівнювати:

$$D_m = \frac{2 \cdot 2,8 \cdot (\sqrt{12500} - \sqrt{1})}{2} = 310,24 \quad (P)$$

Допустимий час роботи пристрою в заданих умовах можна визначити за допомогою виразу:

$$t_d = \left( \frac{D_{гр} \cdot K_{посл} + 2 \cdot p_{1max} \cdot \sqrt{t_n}}{2 \cdot p_{max}} \right)^2. \quad (5.12)$$

Оскільки всі значення відомі, то допустимий час роботи РЕА буде таким:

$$t_{\partial} = \left( \frac{10^3 \cdot 2 + 2 \cdot 2,8 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 2,8} \right)^2 = 118476 \quad (\text{год}).$$

З розрахунків можна зробити висновок, що робота радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в умовах дії іонізуючих випромінювань буде стійкою, тому що граничне значення експозиційної дози  $D_{\text{гр}} = 10^3 \text{ Р}$  співрозмірне значенню можливої дози опромінення  $D_{\text{м}} = 310,24 \text{ Р}$ . Отже, заходи щодо підвищення стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень мають збільшити  $K_{\text{посл}}$  хоч в 2 рази.

5.3.2 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в умовах дії електромагнітного імпульсу

Критерієм стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в умовах дії електромагнітного імпульсу є значення коефіцієнта безпеки роботи  $K_{\sigma}$ , який має бути більше 40 дБ, а визначається по формулі:

$$K_{\sigma} = 20 \lg \frac{U_{\partial}}{U_{\sigma(z)}} \geq 40 \quad [\text{дБ}], \quad (5.13)$$

де  $U_{\partial}$  - допустимі коливання напруги живлення пристрою;

$U_{\sigma(z)}$  - напруга вертикальної чи горизонтальної напруги наводки.

Початкові дані: напруга живлення  $U_{\text{ж}}=5 \text{ В}$ ;  $l_2 = 0,2 \text{ м}$ ;  $l_6 = 0,18 \text{ м}$ ;  $E_6 = 9,3 \text{ кВ/м}$ ;

Визначається горизонтальна складова напруженості електричного поля за формулою [115]:

$$E_{\Gamma} = 10^{-3} \cdot E_{\text{в}}, \quad (5.14)$$

і розраховується:

$$E_{\Gamma} = 10^{-3} \cdot 9,3 = 9,3 \cdot 10^{-3} \quad (\text{кВ/м}).$$

Визначаються напруги наводки у струмопровідних частинах:

$$U_{\Gamma I} = E_{\Gamma} \cdot l_{\Gamma I}, \quad (5.15)$$

$$U_{\text{BI}} = E_2 \cdot l_{\text{BI}}, \quad (5.16)$$

Розраховується напруга наводки у горизонтальних струмопровідних частинах:

$$U_{ГГ} = 9,3 \cdot 0,2 = 1860(\text{В}),$$

та у вертикальних:

$$U_{ВГ} = 9,3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,18 = 1,67(\text{В}).$$

Визначимо допустиме коливання напруги живлення:

$$U_{\delta_2} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,25 (\text{В}).$$

Коефіцієнти безпеки визначаються за формулою (5.13) окремо вертикальних і горизонтальних струмопровідних частин:

$$K_{БВГ} = 20 \lg \frac{5,25}{1,67} = 32,3 (\text{дБ});$$

та горизонтальної складової:

$$K_{БГГ} = 20 \lg \frac{5,25}{1860} = -20,3 (\text{дБ});$$

Так як  $K_{БВГ} = 32,3 < 40 \text{дБ}$  і  $K_{БГГ} = -20,3 < 40 \text{дБ}$ , то данні радіовимірювальні пристрої контролю куткових положень є нестійкими в роботі при дії електромагнітного імпульсу, тому необхідно розробити заходи щодо підвищення стійкості їх роботи.

### 5.3.3 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіовимірювальних пристроїв контролю куткових положень в умовах дії загрозливих чинників НС

Найбільш ефективним способом підвищення стійкості роботи РЕА є екранування мережі або її елементів. Для цього проводиться розрахунок екранування. Визначається перехідне затухання енергії електричного поля сталевим екраном:



$$A = K_{\text{ном}} - K_{\text{мін}}, \quad (5.17)$$

де  $K_{\text{ном}}$  - номінальний коефіцієнт безпеки ( $K_{\text{ном}} = 40\text{дБ}$ );

$K_{\text{мін}}$  - мінімальний коефіцієнт безпеки отримання під час розрахунків.

$$A = 40 + 20,3 = 60,3(\text{дБ})$$

Товщину захисного екрану знаходимо за формулою [116]:

$$t = \frac{A}{5,2 \cdot \sqrt{f}}, \quad (5.18)$$

де  $A$  – перехідне затухання екрану;

$f$  – найбільш характерна частота (15 кГц);

$$t = \frac{60,3}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,09 \text{ (см)}.$$

При екрануванні радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень з використанням екрану товщиною в 1 мм зі сталі, вони будуть стійкими в умовах дії електромагнітного імпульсу.

Отже, з дослідження впливу іонізуючого випромінювання можна зробити висновок, що робота радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень в цих умовах буде стійкою, тому що граничне значення експозиційної дози  $D_{\text{гр}} = 10^3\text{Р}$  рівне значенню можливої дози опромінення  $D_{\text{м}} = 310,24\text{Р}$ . Тому можна вважати, що радіовимірювальні пристрої контролю кутових положень стійкі до дії іонізуючих випромінювань. З оцінки впливу електромагнітного імпульсу на стійкість роботи пристроїв можна сказати, що вони виявилися нестійкими. Застосування екранів радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень суттєво підвищує їх стійкість в умовах дії електромагнітного імпульсу.

В результаті застосування екранів пристрій буде працювати стійко, аж до значення напруженості вертикальної складової (9,3 кВ/м) Ще одним варіантом підвищення роботи стійкості апаратури до дії імпульсу є зменшення довжин струмопровідних частин шляхом вдосконалення схемокомпоновки елементів радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень. Крім цього

необхідно екранувати кабелі живлення, а також застосувати конструкції вбудованих зенерівських діодів.

### Висновки до розділу

Під час написання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення попереднє КПО для однобічного природного освітлення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження радіовимірювальних пристроїв контролю кутових положень, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

1. Розглянуто метод визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів, який відрізняється від існуючих безконтактним перетворенням кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв, у яких магніточутливі транзистори виконують роль і чутливих перетворювачів, і активних елементів, а також вимірюванням і подальшим обробленням отриманих частотно-модульованих сигналів мікроконтролерними засобами, що надало принципову можливість підвищення вірогідності визначення кутових положень.

2. Розглянуто математичну модель засобу визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів, яка відрізняється від існуючих тим, що однозначно пов'язує частоти вихідних сигналів вимірювальних перетворювачів (радіовимірювальних пристроїв) із кутовим положенням об'єкта, що дозволило створити засіб визначення кутових положень з підвищеною вірогідністю визначення.

3. Розроблений радіовимірювальний пристрій визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів. Розроблені автогенераторні пристрої на основі двостокових та двоколекторних магнітотранзисторів, що дозволили підвищити чутливість і зменшити похибку вимірювання кутового положення. Чутливість радіовимірювальних пристроїв на основі двостокових транзисторів до зміни кутового положення знаходиться в межах від  $559 \text{ Гц}/^\circ$  до  $847 \text{ Гц}/^\circ$ , а на основі двоколекторних – від  $710 \text{ Гц}/^\circ$  до  $1174 \text{ Гц}/^\circ$  в діапазоні кутів  $360^\circ$ .

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки радіовимірювального пристрою контролю кутових положень є доцільним.

При запровадженні у виробництво виробник отримає прибуток. Аналізуючи ринок можна розраховувати на значний попит на наш виріб. Підтвердженням цьому є технічні параметри даного пристрою, які кращі за параметри аналога.

У роботі були визначені заходи щодо охорони праці, а саме, були визначені технічні рішення щодо безпечної експлуатації об'єкта, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. T. Wyatt. (2011, July). What to Consider When Choosing a Rotary Encoder [Online]. Available: [http://www.heidenhain.com/fileadmin/redakteure/com/Automation\\_Newsletter\\_July2011\\_01.pdf](http://www.heidenhain.com/fileadmin/redakteure/com/Automation_Newsletter_July2011_01.pdf).
2. E. Eitel. (2014, May 7). Basics of rotary encoders: overview and new technologies [Online]. Available: <http://machinedesign.com/sensors/basics-rotary-encoders-overview-and-new-technologies-0>.
3. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П., та О. М. Жагловська, “Огляд гальваноманітних вимірювачів параметрів магнітного поля,” Вісник Національного технічного університету “ХПІ”. Збірник наукових праць. Серія: Автоматика та приладобудування, № 8 (982), с. 76–83, 2013.
4. О. К. Хомерики, Применение гальваноманітних датчиков в устройствах автоматики и измерений. Москва, СССР: Энергия, 1971.
5. Г. А. Егiazарян и В. И. Стафеев, Магнитодиоды, магниторезисторы и их применение. Москва, СССР: Радио и связь, 1987.
6. И. М. Викулин и В. И. Стафеев, Полупроводниковые датчики. Москва, СССР: Советское радио, 1975.
7. И. М. Викулин и В. И. Стафеев, Физика полупроводниковых приборов. Москва, СССР: Советское радио, 1980.
8. И. М. Викулин, Л. Ф. Викулина, и В. И. Стафеев, “Магниточувствительные транзисторы,” Физика и техника полупроводников, т. 35, №1, с. 3–10, 2001.
9. В. Вуйцік, З. Ю. Готра, В. В. Григор’єв, В. Каліта, О. М. Мельник, та Є. Потенцік, Мікроелектронні перетворювачі фізичних величин, т. 1. Львів, Україна: Ліга-Прес, 2002.
10. В. В. Кухарчук, Елементи теорії визначення динамічних параметрів електричних машин. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998.
11. В. В. Кухарчук та М. Й. Білинська. “Оптико-електронний засіб вимірювань кута повороту і кутової швидкості,” Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, с.111–112, 2005.
12. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999.
13. Осадчук В. С. та Осадчук О. В. Напівпровідникові перетворювачі інформації. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2004.
14. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Перетворювачі тиску і магнітного поля. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005.

15. Осадчук О. В., Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000.
16. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Мартинюк В. В. , “Дослідження частотного перетворювача магнітної індукції на основі двох біполярних транзисторів,” Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 6, с.111–112, 2003.
17. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Мартинюк В. В. , “Частотний магнітний сенсор,” Патент України 7409, Черв. 15, 2005.
18. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., “Пристрій для вимірювання переміщень,” Патент України 76529, Серп. 15, 2006.
19. К вопросу о точности угловых энкодеров. Renishaw, 2005. Доступно: <http://www.servotechnica.ru/files/doc/documents/file-933.pdf>.
20. R. S. Popovic, Hall effect devices, 2nd ed. Bristol, UK: Institute of Physics Publishing, 2004.
21. T. Ytterdal, Y. Cheng, and T. A. Fjeldly, Device Modeling for Analog and RF CMOS Circuit Design. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
22. Jr. Kalb and C. Jeffrey, “Triple drain magneto field effect transistor with high conductivity central drain,” U. S. Patent 5757055, May 26, 1998.
23. W. Kordalski, M. Polowczyk, and M. Panek, “Horizontally-split-drain MAGFET – a highly sensitive magnetic field sensor,” Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical sciences, vol. 55, no. 3, pp. 325–329, 2007.
24. M. Daricek, M. Donoval, and A. Satka, “Behavior of various geometry MagFET structures” presented at the Circuit Theory and Design, European Conference on, Antalya, Turkey, Aug. 23-27, 2009,
25. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Н. С. Кравчук, Мікроелектронні перетворювачі температури з частотним виходом. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007.
26. Датчики угла поворота – энкодеры, датчики угла наклона – инклинометры. VG electric. Доступно: <http://www.germany-electric.ru/1>.
27. Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, и Ю. Д. Ульяницкий, Радиотехнические системы. Москва, СССР: Высшая школа, 1990.
28. В. Г. Баунин и Б. В. Новоселов, “Проблемы проектирования и производства управляемых опорно-поворотных устройств антенн радиосвязи,” Известия ТулГУ. Технические науки, вып. 5, ч. 1, с. 21–30, 2011.
29. А. Л. Комаров, “Система позиционирования и контроля углового положения устройства поворота,” на VII Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, посвящ. 50-лет. первого полета человека в

космос, Красноярск, 2011. Доступно: <http://conf.sfuras.ru/sites/mn2011/section03.html>.

30. Н. В. Гусев и В. Г. Букреев, Системы цифрового управления многокоординатными следящими электроприводами. Томск, РФ: Издательство Томского политехнического университета, 2007.

31. А. В. Кирьянов и В. П. Кирьянов, “Способ повышения точности измерения угла поворота,” патент РФ 2433413, Ноябрь. 10, 2011.

32. С. Сысоева, “Автомобильные датчики положения. Современные технологии и новые перспективы. Часть 14. Итоговый сравнительный анализ, выводы и обновление,” Компоненты и технологии, №7, с. 40–53, 2006.

33. С. Сысоева, “Автомобильные датчики положения. Современные технологии и новые перспективы. Часть 11. Емкостные датчики – новые устройства на автомобильном рынке,” Компоненты и технологии, №4, с. 14–24, 2006.

34. А. Борисов, “Современные АМР-датчики для детектирования скорости, положения и слабых магнитных полей,” Компоненты и технологии, №7, с. 56–60, 2006.

35. Three-Axis Magnetic Sensor HMC1043. Honeywell, 2012. Available: <https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Honeywell%20PDFs/HMC1043.pdf>.

36. А. Гауф и А. Гусева, “Магнитные датчики угла поворота (энкодеры) EcoTurn,” Компоненты и технологии, №1, с. 38–41, 2012.

37. А. Щерба, “Магнитные энкодеры производства austriamicrosystems. Позиционирование магната над корпусом микросхемы,” Компоненты и технологии, №7, с. 50–52, 2008.

38. AS5048A High-Resolution Position Sensor. AMS. Available: <http://ams.com/eng/Products/Magnetic-Position-Sensors/Angle-Position-On-Axis/AS5048A>.

39. G.M. Sung, “Error correction for transformed concave and convex MAGFETs with dc supply voltage,” Sensors and Actuators, A117. – pp. 41–49, 2005.

40. О. А. Агеев, В. М. Мамиконова, В. В. Петров, В. Н. Котов, и О. Н. Негоденко, Микроэлектронные преобразователи неэлектрических величин. Таганрог, РФ: ТРТУ, 2000.

41. В. И. Чечерников, Магнитные измерения. Москва, СССР: Изд-во Моск. ун-та, 1969.

42. E. P. Furlani, Permanent Magnet and Electromechanical Devices. New York, USA: Academic Press, 2001.

43. Ю. Ф. Лазарев, Начала программирования в среде MatLAB. Киев, Украина: НТУУ “КПИ”, 2003.

44. U. Ausserlechner, “A Theory of magnetic angle sensors with hall plates and without fluxguides,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 49, pp. 77–106, 2013.
45. C. Steele and S. Rossmann, “An Ultraminiature Rotary Encoder, Based on Magnetic Microsystems Technology,” *Sensor. Technology and Design*, 2012. Available: <http://archives.sensormag.com/articles/0902/rotary/main.shtml>.
46. В. И. Нефедов, А. С. Сигов, В. К. Битюков, и В. И. Хахин, *Метрология и радиоизмерения*, 2-е изд. Москва, РФ: Высшая школа, 2006.
47. E. Yosry, W. Fikry, A. El-henawy, and M. Marzouk, “Compact Model of Dual-Drain MAGFETs Simulation,” *International Journal of Electronics, Communications and Computer Engineering*, vol. 1, no. 1, pp. 112–116, 2009.
48. В. Д. Разевиг, *Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ*, вып. 2. Москва, РФ: Радио и связь, 1992.
49. R. Rodriguez-Torres, R. Klima, and S. Selberherr, “Three-Dimensional Analysis of a MAGFET at 300 K and 77 K,” in *Proc. 32nd Europ. Solid-State Device Research Conf.*, Firenze, Italy, 2002, pp. 151–154.
50. В. Д. Разевиг, *Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7*. Москва, РФ: Горячая линия – Телеком, 2003.
51. А. В. Белов, *Конструирование устройств на микроконтроллерах*. Санкт-Петербург, РФ: Наука и Техника, 2005.
52. M. A. Covington, “Single-Chip Frequency Converter,” *Radio-Electronics*, pp. 49–52, Apr. 1990.
53. Р. Д. Точки и Н. С. Уидмер, *Цифровые системы*, 8-е изд. Теория и практика. Москва, РФ: Издательский дом “Вильямс”, 2004.
54. K. Paprocki, *Mikrokontrolery STM32 w praktyce*. Legionowo, Polska: BTC, 2009.
55. STMicroelectronics, “Medium-density performance line ARM®-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB Flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 com. interfaces,” STM32F103x8, STM32F103xB datasheet, Aug. 2013 [Revised 2016].
56. STMicroelectronics, “STM32F4 high-performance discovery board,” STM32F4DISCOVERY datasheet, Sept. 2011
57. В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. П. Долгополов, та Л. В. Грузинська, *Метрологія та вимірювальна техніка*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004.
58. В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, С. Т. Володарський, та В. В. Грабко, *Основи метрології та електричних вимірювань*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2012.

59. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Мартинюк В. В. , “Магнітний частотний сенсор,” Вісник Хмельницького національного університету, № 4, с. 128–131, 2005.
60. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., “Мікроелектронний частотний перетворювач магнітного поля з активним індуктивним елементом,” Вісник Вінницького політехнічного інституту, №2, с. 92–96, 2007.
61. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., “Мікроелектронний сенсор для виміру магнітної індукції,” Патент України 77810, Січ. 15, 2007.
62. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та О. П. Стовбчата, “Дослідження параметрів магніточутливого симістора,” Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 2, с. 100–103, 2010.
63. В Осадчук В. С., Осадчук О. В., О. П. Стовбчата, та Мартинюк В. В. , “Дослідження повного опору магніточутливого тиристора,” Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 1, с. 107–110, 2011.
64. Осадчук В. С., Осадчук О. В., О. П. Стовбчата, та Мартинюк В. В. , “Мікроелектронний перетворювач магнітної індукції з частотним виходом,” Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, с. 157–163, 2011.
65. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Вольт-амперна характеристика перетворювача магнітного поля з частотним виходом,” Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 2, с. 96–101, 2011.
66. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Перетворювач магнітного поля з частотним виходом” Вісник Хмельницького національного університету, № 5, с. 149–154, 2011.
67. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Аналіз конструкцій та класифікація польових магніточутливих елементів,” Вісник Хмельницького національного університету, № 3, с. 75–79, 2012.
68. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Мартинюк В. В. , та Білилівська О. П. , “Мікроелектронний перетворювач магнітного поля з частотним виходом з магніточутливим елементом Холла,” Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 1, с. 96–103, 2013.
69. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. “Моделювання статичних характеристик двостокового магніточутливого МДН-транзистора,” Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського, № 4 (81), с. 64–68, 2013.
70. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Прилад визначення кутових положень з використанням радіовимірювальних магніточутливих



пристроїв,” Вісник Хмельницького національного університету, № 5 (217), с. 110–114, 2014.

71. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Мартинюк В. В. , та О. П. Стовбчата, “Огляд магнітних сенсорів на основі магнітодіодного ефекту” на VII междунар. практ. конф. Бъдещите изследвания – 2011, София, т. 15, с. 28–32.

72. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Мартинюк В. В. , та О. П. Стовбчата, “Перетворювачі магнітного поля на основі біполярних транзисторів,” на VII mezinár. ved.-prakt. konf. Vêda a technológie: krok do budoucnosti – 2011, Praha, díl 17, s. 54–60.

73. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Мартинюк В. В. , та О. П. Стовбчата, “Перетворювачі магнітного поля на основі польових транзисторів,” на VII Międzynar. nauk.-prakt. konf. Naukowa myśl informacyjnej powieki – 2011, Przemysł, vol. 15, s. 38–42.

74. Осадчук В. С. та Білилівська О. П. , “Частотний перетворювач магнітного поля на основі біполярного двоколекторного магніточутливого транзистора та елемента Холла,” на I Міжнар. наук. конф. пам’яті проф. Володимира Поджаренка Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах, Вінниця, 2011, с. 71.

75. Осадчук В. С. та Білилівська О. П. , “Математична модель двостокового магніточутливого МДН-транзистора,” на II Міжнар. наук. конф. пам’яті проф. Володимира Поджаренка Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах, Вінниця, 2013, с. 240.

76. Осадчук В. С. та Білилівська О. П. , “Прилад визначення кутових положень на основі багатоелектродних магніточутливих транзисторів,” на XII Міжнар. конф. Контроль і управління в складних системах, Вінниця, 2014, с. 61.

77. Білилівська О. П. , “Магнітний прилад позиційного визначення з частотним виходом,” на XVI Междунар. молодеж. форуме Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке, Харьков, 2012, т.1, с. 55–56.

78. Білилівська О. П. , “Частотний прилад визначення параметрів магнітного поля,” на 8-ій міжнар. молодіж. наук.-техн. конф. Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій, Севастополь, 2012, с. 293.

79. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та О. П. Стовбчата, “Сенсор магнітного поля з частотним виходом,” Патент України 62366, Серп. 25, 2011.

80. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та О. П. Стовбчата, “Вимірювач магнітного поля з частотним виходом,” Патент України 62367, Серп. 25, 2011.

81. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та О. П. Стовбчата, “Вимірювач магнітного поля,” Патент України 66031, Груд. 26, 2011.

82. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та О. П. Стівбчата, “Сенсор магнітного поля,” Патент України 66045, Груд. 26, 2011.
83. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Мікроелектронний вимірювач магнітної індукції,” Патент України 70192, Трав. 25, 2012.
84. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ю. А. Ющенко, та Білилівська О. П. , “Мікроелектронний сенсор магнітного поля,” Патент України 70968, Черв. 25, 2012.
85. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Мікроелектронний частотний сенсор магнітного поля,” Патент України 71878, Лип. 25, 2012.
86. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Частотний вимірювач магнітної індукції,” Патент України 72254, Серп. 10, 2012.
87. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Сенсор магнітного поля з активним індуктивним елементом,” Патент України 72255, Серп. 10, 2012.
88. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ю. А. Ющенко, та Білилівська О. П. , “Вимірювач магнітної індукції з активним індуктивним елементом,” Патент України 70967, Черв. 25, 2012.
89. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Сенсор магнітного поля з активним індуктивним елементом,” Патент України 86606, Січ. 10, 2014.
90. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Вимірювач індукції магнітного поля з активним індуктивним елементом,” Патент України 90926, Черв. 10, 2014.
91. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Мікроелектронний пристрій для вимірювання магнітної індукції з активним індуктивним елементом,” Патент України 105402, Трав. 12, 2014.
92. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Мікроелектронний перетворювач магнітної індукції,” Патент України 76463, Січ. 10, 2013.
93. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Сенсор магнітного поля на базі магніторезистора й елемента Холла,” Патент України 86604, Січ. 10, 2014.
94. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Сенсор магнітного поля на базі магніторезистора,” Патент України 86605, Січ. 10, 2014.
95. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Вимірювач індукції магнітного поля,” Патент України 90927, Черв. 10, 2014.

96. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Мікроелектронний пристрій для вимірювання магнітної індукції з частотним виходом,” Патент України 105400, Трав. 12, 2014.
97. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білилівська О. П. , та Осадчук Я. О. , “Мікроелектронний пристрій для вимірювання магнітної індукції,” Патент України 105401, Трав. 12, 2014.
98. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Білилівська О. П. , “Спосіб визначення кутових положень з використанням радіовимірювальних магніточутливих пристроїв,” Патент України 97242, Берез. 10, 2015.
99. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
100. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
101. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
102. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.
103. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
104. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
105. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
106. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
107. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
108. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
109. ДСН 3.3.6.03999. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
110. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
111. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.
112. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.

113. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
114. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
115. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
116. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
117. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 199/

Додаток А  
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав. кафедри РТ ВНТУ,  
д.т.н., професор  
\_\_\_\_\_ О.В. Осадчук  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ  
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи  
**Радіовимірювальні пристрої контролю кутових положень**  
08-36.МКР.001.00.000 ТЗ

Керівник роботи:  
\_\_\_\_\_ д. т. н., професор Осадчук В.С.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

Розробив студент гр. РТ-18м д/в  
\_\_\_\_\_ Бахнівський А.В.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

Вінниця ВНТУ 2019

## 1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 254 « 02 » 10 2019 р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “ 02 ” вересня 2019 р.

Дата закінчення: “17” грудня 2019 р.

## 2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

*Метою роботи є підвищення точності визначення кутових положень за рахунок методу безконтактного перетворення кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв, у яких магніточутливі транзистори виконують роль і чутливих перетворювачів, і активних елементів.*

*Об'єктом дослідження є процес вимірювального визначення кутових положень.*

*Предметом дослідження є радіовимірювальні пристрої визначення кутових положень на основі магніточутливих транзисторів.*

Основними завданнями роботи є:

- провести аналіз методів і пристроїв визначення кутових положень та обґрунтувати переваги пристроїв на основі магніточутливих транзисторів у порівнянні з аналогами;
- розглянути метод визначення кутових положень, який базується на безконтактному перетворенні кутового положення в синусний та косинусний частотні сигнали за допомогою радіовимірювальних пристроїв;
- розробити автогенераторний пристрій на основі магніточутливих транзисторів, які б забезпечили перетворення індукції магнітного поля, у частотні сигнали з високою чутливістю, для реалізації методу та засобу визначення кутових положень;
- дослідження питань охорони праці.

## 3. ДжЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999.

2. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Напівпровідникові перетворювачі інформації. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2004.
3. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Перетворювачі тиску і магнітного поля. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005.
4. Осадчук О. В., Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000.
5. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Мартинюк В. В. , “Дослідження частотного перетворювача магнітної індукції на основі двох біполярних транзисторів,” Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 6, с.111–112, 2003.
6. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
7. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
8. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
9. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
10. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

#### 4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ-18м д/в Бахнівський Андрій Віталійович

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Абсолютна чутливість активної складової повного опору знаходиться в діапазоні від  $0,13 \text{ Ом/мТл}$  до  $0,23 \text{ Ом/мТл}$ , а реактивної – до  $5 \text{ Ом/мТл}$ . Чутливість активної складової повного опору двоколекторного магнітотранзистора досягає  $7 \text{ Ом/мТл}$ , реактивної –  $5,2 \text{ Ом/мТл}$ .

Чутливість вимірювання магнітної індукції в діапазоні від мінус  $60 \text{ мТл}$  до  $60 \text{ мТл}$ . Чутливість радіовимірювальних пристроїв на основі двостокових транзисторів до зміни кутового положення знаходиться в межах від  $559 \text{ Гц/}^\circ$  до  $847 \text{ Гц/}^\circ$ , а на основі двоколекторних – від  $710 \text{ Гц/}^\circ$  до  $1174 \text{ Гц/}^\circ$  в діапазоні кутів  $360^\circ$ .

## 6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019	15.09.2019	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019	22.09.2019	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019	02.10.2019	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.09.2019	20.10.2019	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019	29.10.2019	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	30.10.2019	03.11.2019	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019	10.11.2019	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Охорона праці (ОП)	11.11.2019	15.11.2019	Частина БЖД	Розділ 4
9.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11.2019	22.11.2019	Економічна частина	Розділ 5
10	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019	27.11.2019	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	28.11.2019	29.11.2019	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019	06.12.2019	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	09.12.2019	17.12.2019	Позитивний захист	Протокол ЕК



## 7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- Розроблено структурну схему перетворювача.
- Розроблено схему магніторезистивного засобу вимірювання магнітного поля.
- Розроблено електричну принципову схему радіовимірювального пристрою на основі двостокового магніточутливого МДН-транзистора.
- Розроблено принципову електричну схему засобу визначення кутових положень на основі двоколекторних магніточутливих транзисторів.
- Розроблено математичну модель радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.
- Результати комп'ютерного моделювання радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.
- Проведено результати дослідження радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.

Очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблюваного пристрою.

## 8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

## 9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

## 10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- структурну схему перетворювача;
- принципову структуру двостокового МОН-магнітотранзистора;
- електричну принципову схему радіовимірювального пристрою на основі двостокового магніточутливого МДН-транзистора.

- схему автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором.
- математичну модель радіовимірювального пристрою контролю кутових положень.
- дослідження питань охорони праці.

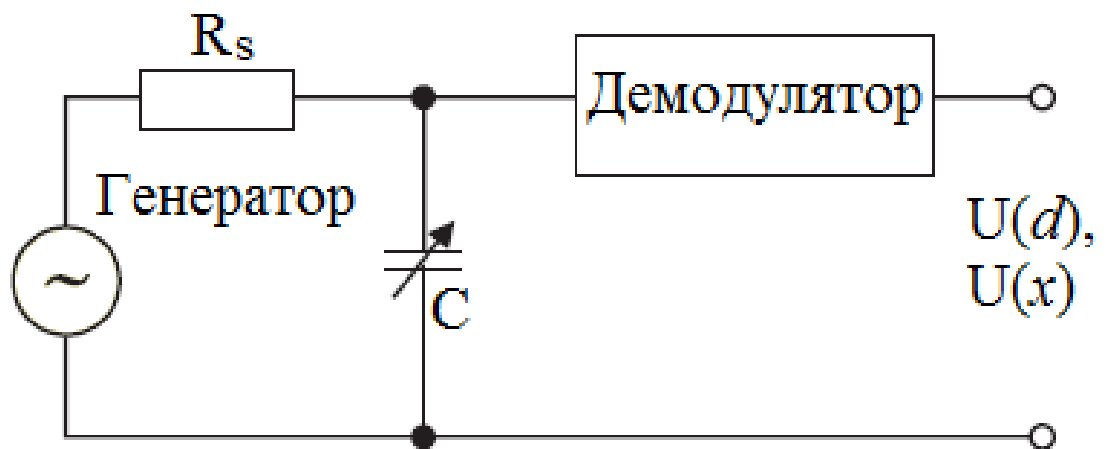
## 11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

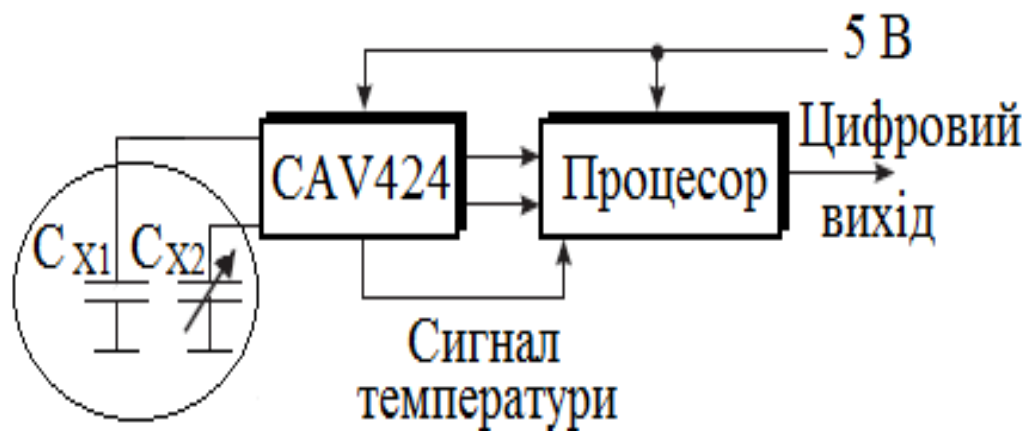
Додаток Б  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Структурна схема перетворювача «імпеданс – напруга» (*a*) та ємнісного перетворювача CAV424 Analog Microelectronics до інтерфейсу (*б*)



а)



б)

Рисунок Б - Структурна схема перетворювача «імпеданс – напруга» (а) та ємнісного перетворювача CAV424 Analog Microelectronics до інтерфейсу (б)

Додаток В  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Схема магніторезистивного засобу вимірювання магнітного поля

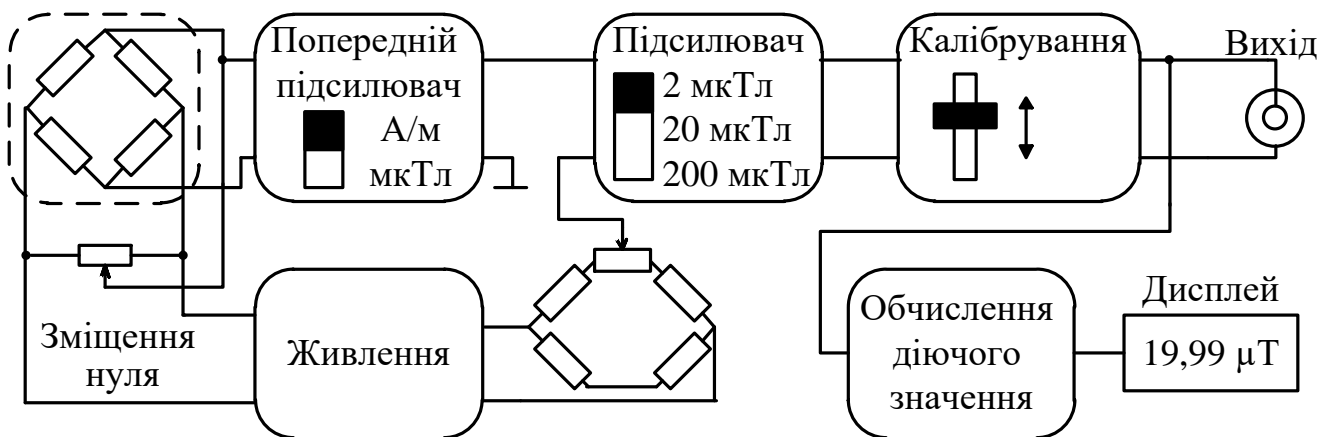


Рисунок В - Схема магніторезистивного засобу вимірювання магнітного поля

Додаток Д  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Просторовий розподіл аксіальної складової магнітної індукції

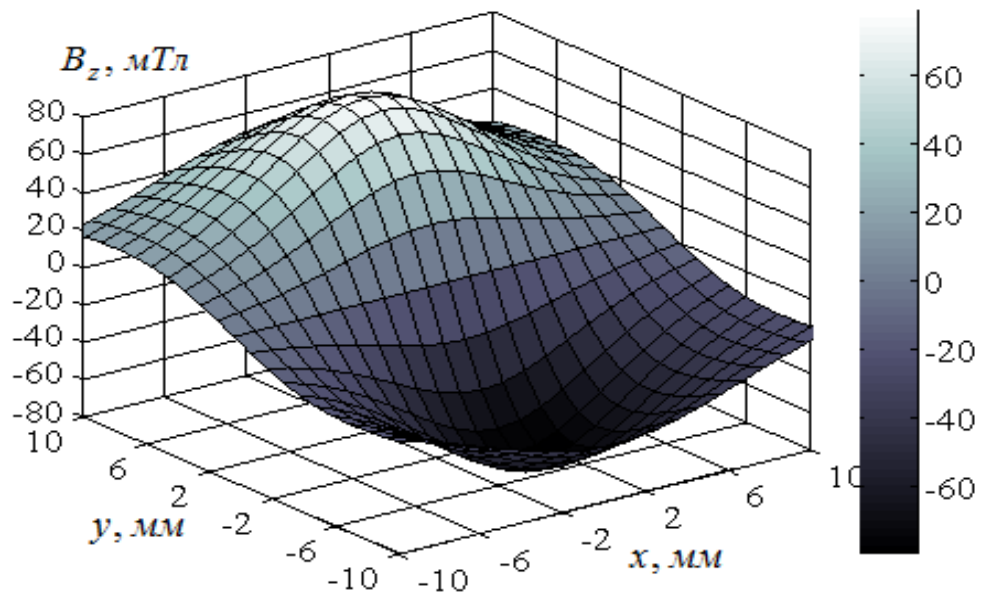


Рисунок Д – Просторовий розподіл аксіальної складової магнітної індукції



Додаток Е  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Схема електрична принципова

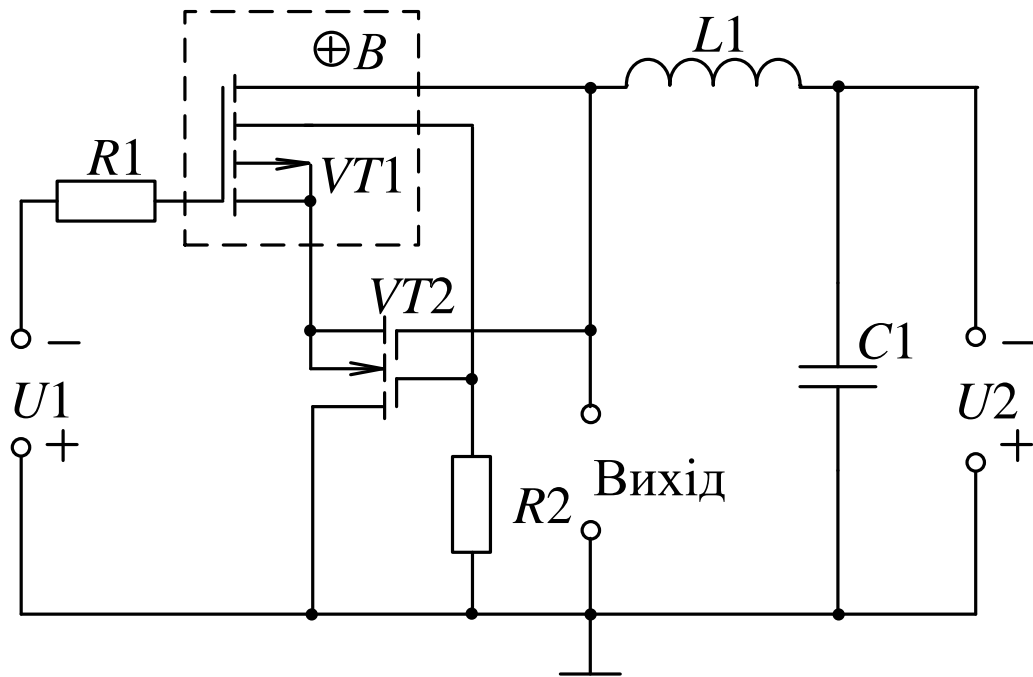


Рисунок Е – Електрична принципова схема радіовимірювального пристрою на основі двостокового магніточутливого МОН-транзистора

Додаток Ж  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Принципова структура двостокового МОН-магнітотранзистора

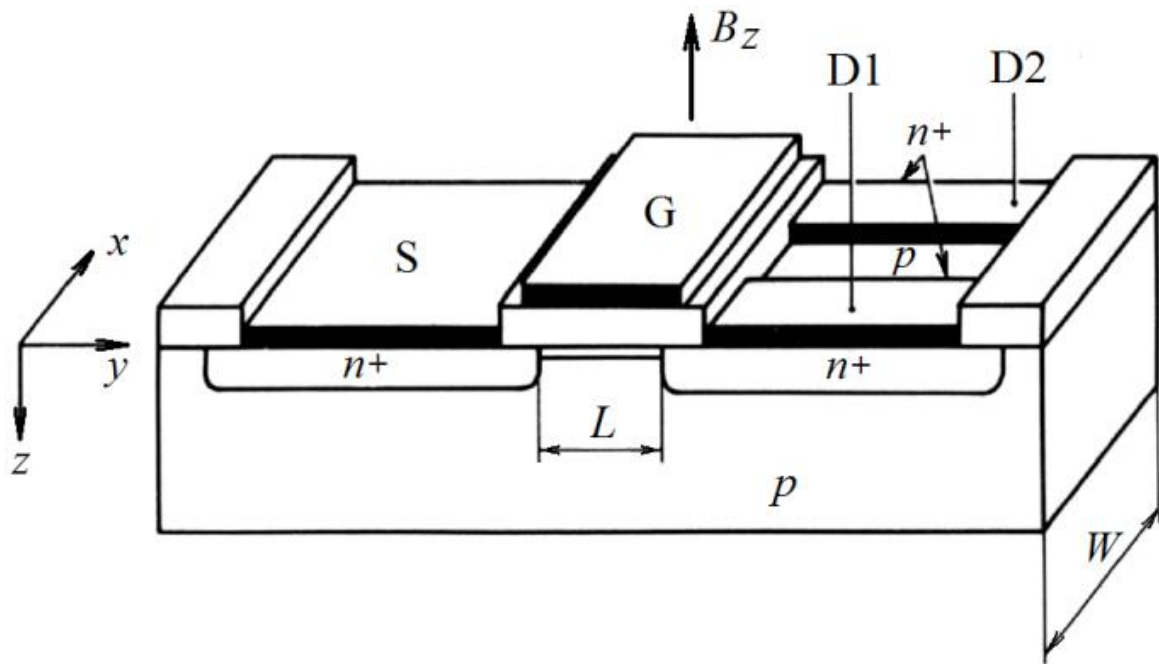


Рисунок Ж – Принципова структура двостокового МОН-магнітотранзистора

Додаток К  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Схема автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-  
магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

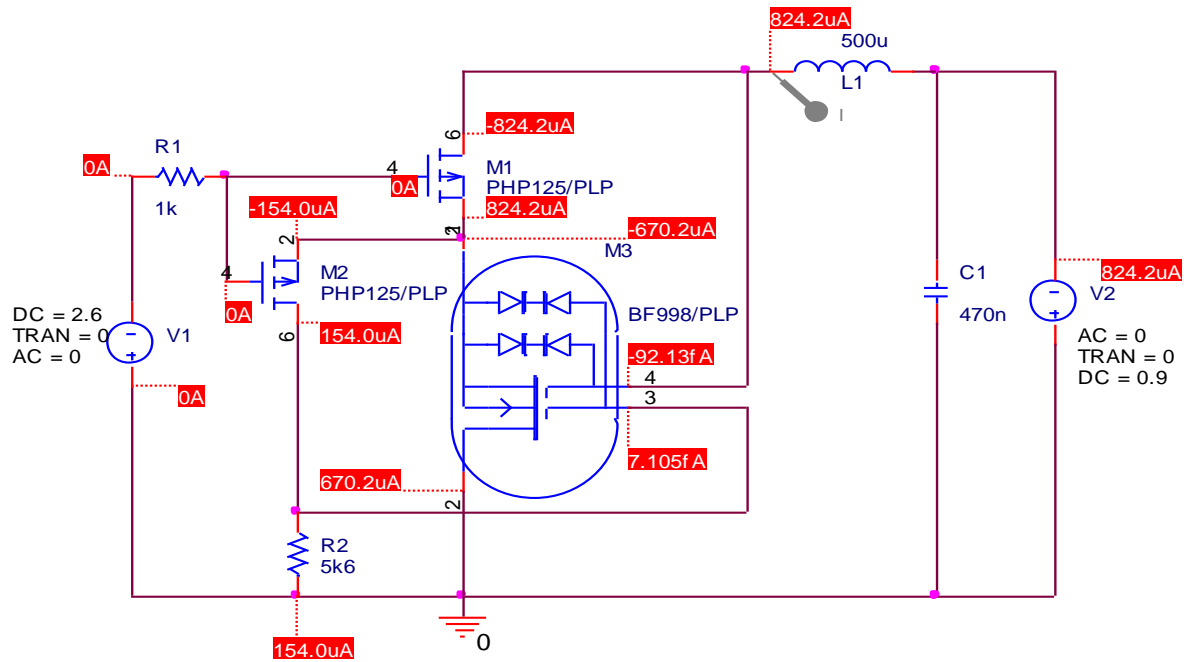


Рисунок К – Схема автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

Додаток Л  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ КОНТРОЛЮ КУТОВИХ  
ПОЛОЖЕНЬ**

Вольт-амперні характеристики автогенераторного пристрою із двостоковим  
МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

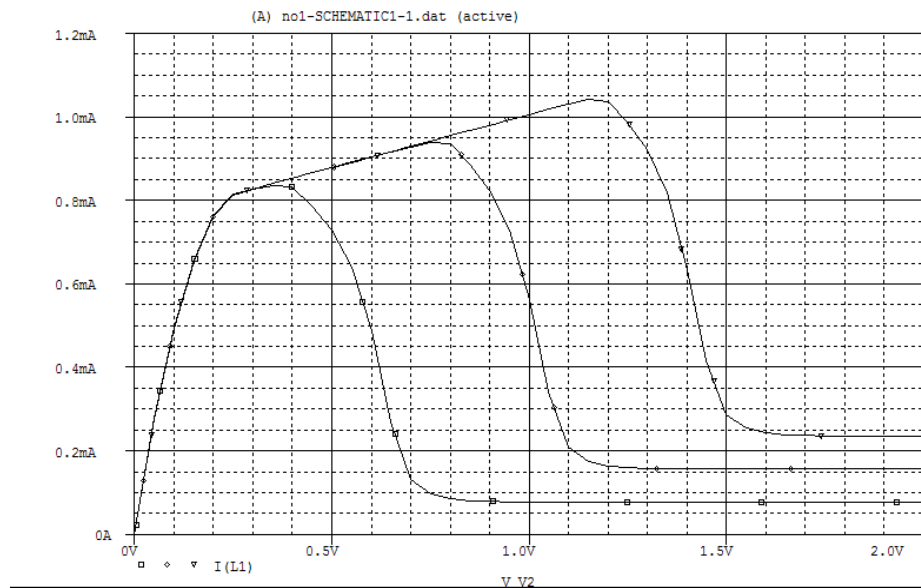


Рисунок Л.1 – Вольт-амперні характеристики автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2



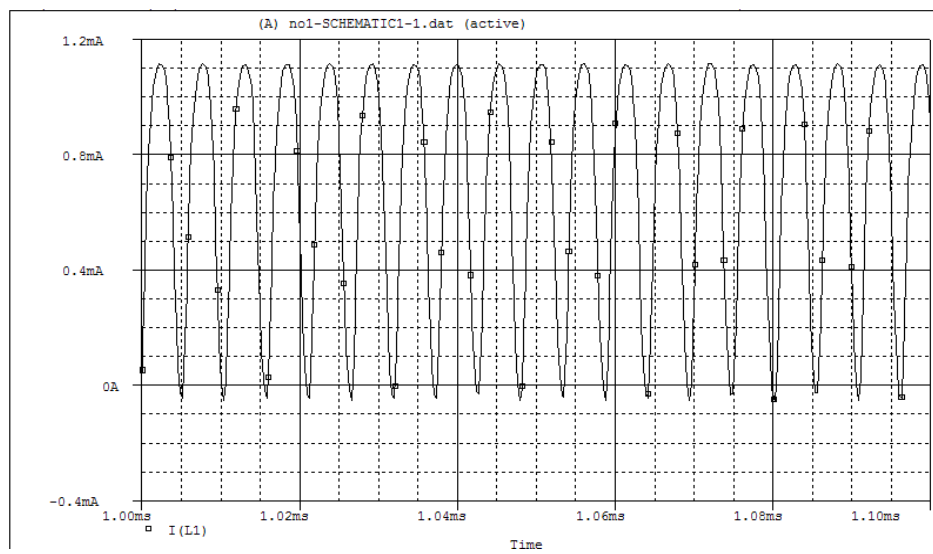


Рисунок Л.2 – Вихідний сигнал автогенераторного пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором у програмі OrCAD Capture 9.2

## Додаток М

### Лістинги програм для розрахунку параметрів радіовимірювальних пристроїв визначення кутових положень

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Математична модель статичних характеристик двостокового
% магніточутливого транзистора
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
beta1=-1.79251e-5; Ut1=0.6;
lambda=1e-2; mn=0.021; c=.5;
W=100e-6; L=125e-6;
Uds1=1;
%
j1=1;
for B=0.0001:0.05:0.0801,
k1=1;
for Ugs1=4.9:.01:5,
    if Ugs1<Ut1
        Ids1(j1,k1)=0;
        Ids2(j1,k1)=0;
    elseif Uds1<=Ugs1-Ut1
        Ids1(j1,k1)=-beta1/2*((Ugs1-Ut1)*Uds1-
0.5*Uds1^2)*(1+lambda*Uds1)*(1-2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
        Ids2(j1,k1)=-beta1/2*((Ugs1-Ut1)*Uds1-
0.5*Uds1^2)*(1+lambda*Uds1)*(1+2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
    else
        Ids1(j1,k1)=-beta1/4*(Ugs1-Ut1)^2*(1+lambda*Uds1)*(1-
2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
        Ids2(j1,k1)=-beta1/4*(Ugs1-
Ut1)^2*(1+lambda*Uds1)*(1+2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
    end
    Ids11(j1,k1)=Ids1(j1,k1);
    Ids22(j1,k1)=Ids2(j1,k1);
    k1=k1+1;
end
Ugs1=4.9:0.01:5;
j1=j1+1;
end
B=0.0001:0.05:0.0801;
set(0,'DefaultAxesFontSize',12,'DefaultAxesFontName','Times New
Roman','DefaultFigureColor','w');
set(gcf,'DefaultLineLineWidth',1);
%
%Залежність струму стоку від напруги на затворі при різних значеннях
%магнітної індукції
figure(1);
plot(Ugs1,(Ids11*1e+6),'k-',Ugs1,(Ids22*1e+6),'k-');
set(gca,'YLim',[34.2 35.4],'YTick',[34.2:0.2:35.4]);
set(gca,'XTick',[4.9:.02:5]);
xlabel('B, мТл');
ylabel('F, кГц','Rotation',0);
grid on
xlabel({'\itU}_{\itGS}}, {\itB}')}
ylabel({'\itI}_{\itDS}1(2)}, {\itmA}','Rotation',0)
%
Ugs1=4.95;
j=1;
for Uds1=1:0.1:1,

```

```

k=1;
for B=0.001:0.001:0.1,
    if Ugs1<Ut1
        Ids1(j,k)=0;
        Ids2(j,k)=0;
    elseif Uds1<=Ugs1-Ut1
        Ids1(j,k)=-beta1/2*((Ugs1-Ut1)*Uds1-0.5*Uds1^2)*(1+lambda*Uds1)*(1-
2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
        Ids2(j,k)=-beta1/2*((Ugs1-Ut1)*Uds1-
0.5*Uds1^2)*(1+lambda*Uds1)*(1+2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
    else
        Ids1(j,k)=-beta1/4*(Ugs1-Ut1)^2*(1+lambda*Uds1)*(1-2*L/W*mn*B)*(1-
c*mn^2*B^2);
        Ids2(j,k)=-beta1/4*(Ugs1-Ut1)^2*(1+lambda*Uds1)*(1+2*L/W*mn*B)*(1-
c*mn^2*B^2);
    end
    dIds(j,k)=-Ids1(j,k)+Ids2(j,k);
    k=k+1;
end
B=0.001:0.001:0.1;
j=j+1;
end
Uds1=1:0.2:1;
%
x1=[1.18 2.1 3 4.15 5.1 6.2 7.4 8.3 9.43 10.35 11.5 12.45 13.5 14.45 15.4
16.5 17.4 18.4 20.25 22.3 24.45 26.05];
B1=x1*20/6.14;
y1=[16.5 27 32.5 40.5 50.5 59 69 76.5 85 94 106.5 112.3 119.3 130 137.6
145.5 157 166 190.5 202.5 218.5 229.5];
dI1=y1*0.2/155;
%
%Залежність дисбалансу струмів від магнітної індукції
%при врахуванні перерозподілу струму
figure(2);
plot(B*1e+3,(dIds*1e+6),'k-',B1, dI1,'k*');
legend('теор.', 'експ.', 2)
grid on
set(gca,'XTick',[0:20:100]);
xlabel ('\itB, {\itMл}')
ylabel ('\Delta{\itI}_{\itDS}, {\itmкA}','Rotation',0)
%
Uds1=1;
%
j1=1;
for B=0.0101:0.04:0.1001,
    k1=1;
    for Ugs1=0:.01:5,
        if Ugs1<Ut1
            Ids1(j1,k1)=0;
            Ids2(j1,k1)=0;
        elseif Uds1<=Ugs1-Ut1
            Ids1(j1,k1)=-beta1/2*((Ugs1-Ut1)*Uds1-
0.5*Uds1^2)*(1+lambda*Uds1)*(1-2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
            Ids2(j1,k1)=-beta1/2*((Ugs1-Ut1)*Uds1-
0.5*Uds1^2)*(1+lambda*Uds1)*(1+2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
        else
            Ids1(j1,k1)=-beta1/4*(Ugs1-Ut1)^2*(1+lambda*Uds1)*(1-
2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
            Ids2(j1,k1)=-beta1/4*(Ugs1-
Ut1)^2*(1+lambda*Uds1)*(1+2*L/W*mn*B)*(1-c*mn^2*B^2);
        end
    end
end

```

```

    dIds12(j1,k1)=-Ids1(j1,k1)+Ids2(j1,k1);
    k1=k1+1;
end
Ugs1=0:0.01:5;
j1=j1+1;
end
B=0.0101:0.04:0.1001;
%
%Залежність дисбалансу струмів від напруги на затворі
%при врахуванні перерозподілу струму
figure(3);
plot(Ugs1,(dIds12*1e+6),'k-');
grid on
set(gca,'XLim',[0 5],'XTick',[0:1:5]);
xlabel ('\itU_{\itGS}, {\itB}')
ylabel ('\Delta{\itI}_{\itDS}, {\itmA}','Rotation')
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Розрахунок ВАХ радіовимірального пристрою із двостоковим
% МОН-магнітотранзистором
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
clc
R1=1e3; R2=3.6e3; RL=100;
Rg1=2e6; Rgs1=10e6; Rds1=600e3; Rb1=800e3; Rd1=10; Rs1=10; Rd3s4=1e3;
Rg3=Rg1; Rg4=Rg1; Rgs3=Rgs1; Rgs4=Rgs1; Rds2=Rds1; Rds3=Rds1; Rds4=Rds1;
Rb3=Rb1; Rd2=Rd1; Rd4=Rd1; Rs3=Rs1;
beta1=14e-3; Ut1=-1.6; beta2=-14e-3; Ut2=-0.6; n=.995; mp=5e-2; c=-6000;
B=0.01; u_1=-0.0001; u_2=2.5; du=0.1;
Ug4s4n2=solve('0.5*(Ug1s12-U1+U2-Ut2)^2=(x-Ut2)*(Ug1s12-Ud2s12+x-U1)-
0.5*(Ug1s12-Ud2s12+x-U1)^2');
Ug4s4n3=solve('(Ug1s13-U1+U2-Ut2)^2=(y-Ut2)^2');
Ug4s4n5=solve('(Ug1s15-U1+U2-Ut2)^2=(z-Ut2)^2');
j=1;
for U1=-3:-0.4:-3.4,
k=1;
for U2=-u_1:-du:-u_2,
%
syms x1 y1 z1;
A1=y1-x1+U1-beta1*R2*((x1-y1-Ut1)*y1+0.5*y1^2)*(1+c*mp^2*B^2);
B1=y1-x1+U1+beta1*R2*((x1-Ut1)*(x1+U2-U1)-0.5*(x1+U2-
U1)^2)+beta2*R2*((x1-U1+U2-Ut2)*(y1-z1)-0.5*(y1-z1)^2);
C1=(x1-U1+U2-Ut2)*(y1-z1)-0.5*(y1-z1)^2-(z1-Ut2)*(x1-y1+z1-U1)+0.5*(x1-
y1+z1-U1)^2;
[Ug1s1n1,Ud2s1n1,Ug4s4n1]=solve(A1,B1,C1)
Ug1s11=subs(Ug1s1n1(5));
Ud2s11=subs(Ud2s1n1(5));
Ug4s41=subs(Ug4s4n1(5));
Ug3s31=Ug1s11+U2-U1;
Ud1s11=Ug3s31;
Ug1d21=Ug1s11-Ud2s11;
Ud3s31=Ud2s11-Ug4s41;
Ud4s41=Ug1s11-Ud3s31-U1;
Id1s11=-beta1*((Ug1s11-Ut1)*Ud1s11-0.5*Ud1s11^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id2s11=-beta1*((Ug1d21-Ut1)*Ud2s11+0.5*Ud2s11^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id3s31=-beta2*((Ug3s31-Ut2)*Ud3s31-0.5*Ud3s31^2);
Id4s41=-beta2*((Ug4s41-Ut2)*Ud4s41-0.5*Ud4s41^2);
%
syms x3 y3;
A3=y3-x3+U1-beta1*R2*((x3-y3-Ut1)*y3+0.5*y3^2)*(1+c*mp^2*B^2);
B3=y3-x3+U1+beta1*R2*((x3-Ut1)*(x3+U2-U1)-0.5*(x3+U2-
U1)^2)+beta2*R2/2*(x3-U1+U2-Ut2)^2;

```

```

[Ug1s1n3,Ud2s1n3]=solve(A3,B3)
Ug1s13=subs(Ug1s1n3(1));
Ud2s13=subs(Ud2s1n3(1));
Ug4s43=subs(Ug4s4n3(1));
Ug3s33=Ug1s13+U2-U1;
Ud1s13=Ug3s33;
Ug1d23=Ug1s13-Ud2s13;
Ud3s33=Ud2s13-Ug4s43;
Ud4s43=Ug1s13-Ud3s33-U1;
Id1s13=-beta1*((Ug1s13-Ut1)*Ud1s13-0.5*Ud1s13^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id2s13=-beta1*((Ug1d23-Ut1)*Ud2s13+0.5*Ud2s13^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id3s33=-beta2*(Ug3s33-Ut2)^2/2;
Id4s43=-beta2*(Ug4s43-Ut2)^2/2;
%
syms x4 y4 z4;
A4=y4-x4+U1-beta1*R2*((x4-y4-Ut1)*y4+0.5*y4^2)*(1+c*mp^2*B^2);
B4=y4-x4+U1+beta1*R2*((x4-Ut1)*(x4+U2-U1)-0.5*(x4+U2-
U1)^2)+beta2*R2/2*(z4-Ut2)^2;
C4=(x4-U1+U2-Ut2)*(y4-z4)-0.5*(y4-z4)^2-0.5*(z4-Ut2)^2;
[Ug1s1n4,Ud2s1n4,Ug4s4n4]=solve(A4,B4,C4)
Ug1s14=subs(Ug1s1n4(5));
Ud2s14=subs(Ud2s1n4(5));
Ug4s44=subs(Ug4s4n4(5));
Ug3s34=Ug1s14+U2-U1;
Ud1s14=Ug3s34;
Ug1d24=Ug1s14-Ud2s14;
Ud3s34=Ud2s14-Ug4s44;
Ud4s44=Ug1s14-Ud3s34-U1;
Id1s14=-beta1*((Ug1s14-Ut1)*Ud1s14-0.5*Ud1s14^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id2s14=-beta1*((Ug1d24-Ut1)*Ud2s14+0.5*Ud2s14^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id3s34=-beta2*(Ug3s34-Ut2)*Ud3s34-0.5*Ud3s34^2);
Id4s44=-beta2/2*(Ug4s44-Ut2)^2;
%
syms x5 y5;
A5=y5-x5+U1-beta1*R2*((x5-y5-Ut1)*y5+0.5*y5^2)*(1+c*mp^2*B^2);
B5=y5-x5+U1+beta1*R2/2*(x5-Ut1)^2+beta2*R2/2*(x5-U1+U2-Ut2)^2;
[Ug1s1n5,Ud2s1n5]=solve(A5,B5)
Ug1s15=subs(Ug1s1n5(1));
Ud2s15=subs(Ud2s1n5(1));
Ug4s45=subs(Ug4s4n5(1));
Ug3s35=Ug1s15+U2-U1;
Ud1s15=Ug3s35;
Ug1d25=Ug1s15-Ud2s15;
Ud3s35=Ud2s15-Ug4s45;
Ud4s45=Ug1s15-Ud3s35-U1;
Id1s15=-beta1*(Ug1s15-Ut1)^2/2*(1+c*mp^2*B^2);
Id2s15=-beta1*((Ug1d25-Ut1)*Ud2s15+0.5*Ud2s15^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id3s35=-beta2*(Ug3s35-Ut2)^2/2;
Id4s45=-beta2*(Ug4s45-Ut2)^2/2;
%
syms x6 y6 z6;
A6=y6-x6+U1-beta1*R2*((x6-y6-Ut1)*y6+0.5*y6^2)*(1+c*mp^2*B^2);
B6=y6-x6+U1+beta1*R2/2*(x6-Ut1)^2+beta2*R2/2*(x6+U2-U1-Ut2)^2;
C6=0.5*(x6-U1+U2-Ut2)^2-(z6-Ut2)*(x6-y6+z6-U1)+0.5*(x6-y6+z6-U1)^2;
[Ug1s1n6,Ud2s1n6,Ug4s4n6]=solve(A6,B6,C6)
Ug1s16=subs(Ug1s1n6(1));
Ud2s16=subs(Ud2s1n6(1));
Ug4s46=subs(Ug4s4n6(1));
Ug3s36=Ug1s16+U2-U1;
Ud1s16=Ug3s36;
Ug1d26=Ug1s16-Ud2s16;

```

```

Ud3s36=Ud2s16-Ug4s46;
Ud4s46=Ug1s16-Ud3s36-U1;
Id1s16=-beta1/2*(Ug1s16-Ut1)^2*(1+c*mp^2*B^2);
Id2s16=-beta1*((Ug1d26-Ut1)*Ud2s16+0.5*Ud2s16^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id3s36=-beta2/2*(Ug3s36-Ut2)^2;
Id4s46=-beta2*((Ug4s46-Ut2)*Ud4s46-0.5*Ud4s46^2);
%
syms x8 y8;
A8=y8-x8+U1-beta1*R2*((x8-y8-Ut1)*y8+0.5*y8^2)*(1+c*mp^2*B^2);
B8=y8-x8+U1+beta1*R2/2*(x8-Ut1)^2;
[Ug1s1n8,Ud2s1n8]=solve(A8,B8)
Ug1s18=subs(Ug1s1n8(4));
Ud2s18=subs(Ud2s1n8(4));
Ud1s18=Ug1s18+U2-U1;
Ug1d28=Ug1s18-Ud2s18;
Id1s18=-beta1/2*(Ug1s18-Ut1)^2*(1+c*mp^2*B^2);
Id2s18=-beta1*((Ug1d28-Ut1)*Ud2s18+0.5*Ud2s18^2)*(1+c*mp^2*B^2);
Id3s38=0;
Id4s48=0;
%
if (Ug1s11-Ut1<0)&(Ug1d21-Ut1<0)&(Ug3s31-Ut2>0)&(Ug4s41-
Ut2>0)&(Ud1s11>=Ug1s11-Ut1)&(-Ud2s11>=Ug1d21-Ut1)&(Ud3s31<=Ug3s31-
Ut2)&(Ud4s41<=Ug4s41-Ut2)
    Ids1=-Id1s11;
    Ids2=-Id2s11;
    Ids3=Id3s31;
    Ids4=Id4s41;
    if -Ud1s11<0.7
        Ibd1=2.55e-18*(exp(-Ud1s11/(0.026*n))-1);
    else
        Ibd1=2.55e-18*(exp(0.7/(0.026*n))-1);
    end
    Ibd2=2.55e-18*(exp(-Ud2s11/(0.026*n))-1);
    Ibd3=2.55e-18*(exp(-Ud3s31/(0.026*n))-1);
    Ibd4=2.55e-18*(exp(-Ud4s41/(0.026*n))-1);
elseif (Ug1s13-Ut1<0)&(Ug1d23-Ut1<0)&(Ug3s33-Ut2>0)&(Ug4s43-
Ut2>0)&(Ud1s13>=Ug1s13-Ut1)&(-Ud2s13>=Ug1d23-Ut1)&(Ud3s33>Ug3s33-
Ut2)&(Ud4s43>Ug4s43-Ut2)
    Ids1=-Id1s13;
    Ids2=-Id2s13;
    Ids3=Id3s33;
    Ids4=Id4s43;
    if -Ud1s13<0.7
        Ibd1=2.55e-18*(exp(-Ud1s13/(0.026*n))-1);
    else
        Ibd1=2.55e-18*(exp(0.7/(0.026*n))-1);
    end
    Ibd2=2.55e-18*(exp(-Ud2s13/(0.026*n))-1);
    Ibd3=2.55e-18*(exp(-Ud3s33/(0.026*n))-1);
    Ibd4=2.55e-18*(exp(-Ud4s43/(0.026*n))-1);
elseif (Ug1s14-Ut1<0)&(Ug1d24-Ut1<0)&(Ug3s34-Ut2>0)&(Ug4s44-
Ut2>0)&(Ud1s14>=Ug1s14-Ut1)&(-Ud2s14>=Ug1d24-Ut1)&(Ud3s34<=Ug3s34-
Ut2)&(Ud4s44>Ug4s44-Ut2)
    Ids1=-Id1s14;
    Ids2=-Id2s14;
    Ids3=Id3s34;
    Ids4=Id4s44;
    if -Ud1s14<0.7
        Ibd1=2.55e-18*(exp(-Ud1s14/(0.026*n))-1);
    else
        Ibd1=2.55e-18*(exp(0.7/(0.026*n))-1);
    end

```

```

end
Ibd2=2.55e-18*(exp(-Ud2s14/(0.026*n))-1);
Ibd3=2.55e-18*(exp(-Ud3s34/(0.026*n))-1);
Ibd4=2.55e-18*(exp(-Ud4s44/(0.026*n))-1);
elseif (Ug1s15-Ut1<0)&(Ug1d25-Ut1<0)&(Ug3s35-Ut2>0)&(Ug4s45-
Ut2>0)&(Ud1s15<Ug1s15-Ut1)&(-Ud2s15>=Ug1d25-Ut1)&(Ud3s35>Ug3s35-
Ut2)&(Ud4s45>Ug4s45-Ut2)
Ids1=-Id1s15;
Ids2=-Id2s15;
Ids3=Id3s35;
Ids4=Id4s45;
if -Ud1s15<0.7
    Ibd1=2.55e-18*(exp(-Ud1s15/(0.026*n))-1);
else
    Ibd1=2.55e-18*(exp(0.7/(0.026*n))-1);
end
Ibd2=2.55e-18*(exp(-Ud2s15/(0.026*n))-1);
Ibd3=2.55e-18*(exp(-Ud3s35/(0.026*n))-1);
Ibd4=2.55e-18*(exp(-Ud4s45/(0.026*n))-1);
elseif (Ug1s16-Ut1<0)&(Ug1d26-Ut1<0)&(Ug3s36-Ut2>0)&(Ug4s46-
Ut2>0)&(Ud1s16<Ug1s16-Ut1)&(-Ud2s16>=Ug1d26-Ut1)&(Ud3s36>Ug3s36-
Ut2)&(Ud4s46<=Ug4s46-Ut2)
Ids1=-Id1s16;
Ids2=-Id2s16;
Ids3=Id3s36;
Ids4=Id4s46;
if -Ud1s16<0.7
    Ibd1=2.55e-18*(exp(-Ud1s16/(0.026*n))-1);
else
    Ibd1=2.55e-18*(exp(0.7/(0.026*n))-1);
end
Ibd2=2.55e-18*(exp(-Ud2s16/(0.026*n))-1);
Ibd3=2.55e-18*(exp(-Ud3s36/(0.026*n))-1);
Ibd4=2.55e-18*(exp(-Ud4s46/(0.026*n))-1);
elseif (Ug1s18-Ut1<0)&(Ug1d28-Ut1<0)&(Ud1s18<Ug1s18-Ut1)&(-
Ud2s18>=Ug1d28-Ut1)
Ids1=-Id1s18;
Ids2=-Id2s18;
Ids3=Id3s38;
Ids4=Id4s48;
if -Ud1s18<0.7
    Ibd1=2.55e-18*(exp(-Ud1s18/(0.026*n))-1);
else
    Ibd1=2.55e-18*(exp(0.7/(0.026*n))-1);
end
Ibd2=2.55e-18*(exp(-Ud2s18/(0.026*n))-1);
Ibd3=0;
Ibd4=0;
else
Ids1=0;
Ids2=0;
Ids3=0;
Ids4=0;
Ibd1=0;
Ibd2=0;
Ibd3=0;
Ibd4=0;
end;
%
Ibs1=0; Ibs2=0; Ibs3=0; Ibs4=0;

```

```

y1=1/RL; y2=1/(Rg3+Rgs3); y3=1/Rd1; y4=1/Rds1; y5=1/(R1+Rg1+Rgs1);
y6=1/Rds2; y7=1/Rd2;
y8=1/Rb1; y9=1/(Rs1+Rs3); y10=1/Rb3; y11=1/Rd4; y12=1/Rds4;
y13=1/(Rg4+Rgs4); y14=1/R2; y15=1/Rd3s4; y16=1/Rds3;
%
a(1,1)=y7+y13+y14; a(1,2)=-y13; a(1,9)=-y7;
a(2,1)=-y13; a(2,2)=y12+y13+y15; a(2,3)=-y12; a(2,5)=-y15;
a(3,2)=-y12; a(3,3)=y11+y12;
a(4,4)=y10; a(4,6)=-y10;
a(5,2)=-y15; a(5,5)=y15+y16; a(5,6)=-y16;
a(6,4)=-y10; a(6,5)=-y16; a(6,6)=y2+y9+y10+y16; a(6,7)=-y9; a(6,11)=-y2;
a(7,6)=-y9; a(7,7)=(y4+y5+y6+y8+y9); a(7,8)=-y8; a(7,9)=-y6; a(7,10)=-y4;
a(8,7)=-y8; a(8,8)=y8;
a(9,1)=-y7; a(9,7)=-y6; a(9,9)=y6+y7;
a(10,7)=-y4; a(10,10)=y3+y4; a(10,11)=-y3;
a(11,6)=-y2; a(11,10)=-y3; a(11,11)=y1+y2+y3;
%
b(1,1)=0;
b(2,1)=Ids4;
b(3,1)=Ibd4-Ids4;
b(4,1)=-Ibd3-Ibs3-Ibd4;
b(5,1)=Ibd3-Ids3;
b(6,1)=Ibs3+Ids3;
b(7,1)=-Ibs1-Ids1-Ids2+U1*y5;
b(8,1)=Ibd1+Ibd2+Ibs1;
b(9,1)=Ids2-Ibd2;
b(10,1)=Ids1-Ibd1;
b(11,1)=U2*y1;
fi=a\b;
i1(j,k)=-(U2-fi(11))/RL;
%
k=k+1;
end
U2=-u_1:-du:-u_2;
j=j+1;
end
U1=-3:-0.4:-3.4;
%
figure(5);
plot(-U2,i1,'k-','LineWidth',1);
axis([0 2.5 0 1.5e-3]);
grid on
xlabel('          Уж, В')
ylabel('          Іж, А')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Апроксимація залежності магнітної індукції від частоти на виході
% радіовимірювального пристрою із двостоковим МОН-магнітотранзистором
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
clc
%коефіцієнти апроксимації функції перетворення, похідна
p0 = [-0.000019 0 0.638757 521.009478];
dp0 = polyder(p0);
%Початкові дані
B0 = linspace(-60,60,200);
F0 = polyval(p0, B0);
S0 = polyval(dp0, B0)
%Параметри графічного вікна

```



```

set(0,'DefaultAxesFontSize',12,'DefaultAxesFontName','Times New
Roman','DefaultFigureColor','w');
set(gcf,'DefaultLineLineWidth',2);
%Функція перетворення
figure(1)
plot(B0,F0,'-k',B0,F0./1.09+30,'-k',B0,F0.*1.09-30,'-k');
set(gca,'XLim',[-60 60],'XTick',[-60:20:60]);
text(0, 500, '1','FontName', 'Times New Roman', 'FontSize', 14)
text(0, 520, '2','FontName', 'Times New Roman', 'FontSize', 14)
text(0, 540, '3','FontName', 'Times New Roman', 'FontSize', 14)
xlabel('\itB, {\itMТл}');
ylabel('\itF, {\itКц}', 'Rotation',0);
grid on
%Чутливість
figure(2)
plot(B0,S0*1010,'-k');
set(gca,'XLim',[-60 60],'XTick',[-60:20:60]);
xlabel('\itB, {\itMТл}');
ylabel('\itS, {\itКц/МТл}', 'Rotation',0);
grid on

```