Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра електроніки та наносистем

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до магістерської кваліфікаційної роботи

на тему Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора.

08-05.МКР.153.07.000

Виконав: студент 2-го курсу, групи МНТ-18м,
спеціальності
153 – «Мікро – та наносистемна техніка»
(шифр і назва спеціальності)
Нікітюк К. В.
(Прізвище та ініціали)

Керівник, к.т.н., доцент
Мартинюк В. В.
(Прізвище та ініціали)

Рецензент, к. т. н., проф. кафедри РТ
Семенов А. О.
(Прізвище та ініціали)

Вінниця – 2019 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра електроніки та наносистем
Освітньо-кваліфікаційний рівень – магістр
Спеціальність 153 – «Мікро- та наносистемна техніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ
завідувач кафедри ЕНС
д.т.н., проф. Білинський Й.Й

_____
«3» вересня 2019р.

З А В Д А Н Н Я

ДО МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Нікітюку Костянтину Вадимовичу

1. Тема МКР: Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора.

науковий керівник роботи Мартинюк Володимир Валерійович к.т.н., доцент

затверджено наказом ВНТУ від «3» вересня року №.254

2. Строк подання студентом роботи: 12.12.2019

3. Вихідні дані для виконання роботи:
Розробити електричну схему та друковану плату пристрою вимірювання рівня палива з наступними параметрами: напруга живлення Uж = +5 В; вимірювання рівня палива $l_{мін}$=0 см, l_{max}=40 см; наявність живлення від мережевого блоку та від резервної батареї; вивід результатів вимірювання на LCD екран; розміри плати – не більше 60×50×1,5мм; максимальне значення струму в провіднику: 0,03 А.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану розробок вимірювачів індукції; структурна та електрична схеми пристрою вимірювання рівня палива; алгоритм роботи

мікроконтролера, моделювання роботи схеми; заходи з охорони праці та навколишнього середовища.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): схема електрична принципова, друкована плата, складальне креслення.

6. Консультанти розділів МК роботи

1. Науковий керівник _____ Мартинюк В. В. к.т.н., доцент.
(підпис)
2. Економічна частина _____ _____
(підпис) наук. ступінь, вчене звання (посада), ініціали та прізвище
_____
3. Охорона праці _____ _____
(підпис) наук. ступінь, вчене звання (посада), ініціали та прізвище
_____

«___»_____20__ р.

Дата попереднього захисту «12» вересня 2019 р.

Рецензент _____ д. т. н., проф. кафедри РТ А. О. Семенов
(підпис) наук. ступінь, вчене звання (посада), ініціали та прізвище

«___»_____20__ р.

Завдання видав
науковий керівник _____ Мартинюк В. В. к.т.н., доцент.
(підпис)

«02» вересня 2019 р.

Завдання отримав магістрант _____ Нікітюк К. В.
(підпис)

«02» вересня 2019 р.

РЕФЕРАТ

Нікітюк Костянтин Вадимович

«Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора». Магістерська кваліфікаційна робота . – 36 використаних джерела, - 59 с, - 6 додатків.

У роботі досліджено існуючі вимірювачі та системи рівня палива та обрано найбільш оптимальний принцип побудови пристрою . Розроблено структурну схему пристрою на основі магніточутливого перетворювача та описано призначення її основних складових компонентів. Промодельовано розроблену електричну схему в різних режимах роботи, що підтверджує можливість її практичної реалізації. Розраховано параметри друкуваної плати та обрано її тип – двостороння. Проведено експериментальні дослідження, які показали, чутливість частотного перетворювача магнітного поля з магнітотиристором в діапазоні від 1 до 100 мТл, чутливість змінюється від 61 до 2 кГц/мТл. Розбіжність теоретичних та експериментальних даних складає ±5%.

ABSTRACT

Nikityuk Konstantin Vadimovich

"Microprocessor based device for controlling fuel in a car based on a magnetically sensitive thyristor." - 36 sources used, - 59 s, - 6 applications.

In the work the existing meters and systems of fuel level are investigated and the most optimal principle of device construction is selected. The structural scheme of the device is developed and the purpose of its main components is described. The developed electrical circuit in different modes of operation is modeled, which confirms the possibility of its practical implementation. Circuit board parameters are calculated and its type is double-sided. Experimental studies have been carried out, which showed the sensitivity of the magnetic field frequency converter with a magnetistor in the range from 1 to 100 mTl, the sensitivity varies from 61 to 2 kHz / mTl. The discrepancy between theoretical and experimental data is ± 5%.

ЗМІСТ

ВСТУП..... 6

1 АНАЛІЗ СТАНУ ПИТАННЯ ЩОДО СЕНСОРІВ ВИМІРЮВАННЯ ПОЛОЖЕННЯ..... 9
1.1 Індуктивні сенсори положення та переміщення..... 9
1.2 Ємнісні сенсори переміщень 12
1.3 Сенсори переміщення на ефекті Холла..... 15
1.4 Магнітодіодні сенсори переміщення..... 16
1.5 Вторинні сенсори на основі магнітотиристора..... 19
1.6 Тиристор як чутливий елемент магнітного поля ……23
1.7 Висновки до першого розділу 26

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ ТА ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЧА РІВНЯ ПАЛИВА 27
2.1 Розробка структурної схеми вимірювача рівня палива..... 27
2.2 Розробка електричної схеми вимірювача рівня палива. 28
2.3 Обґрунтування вибору та аналіз параметрів мікроконтролера……..…31
2.4 Розробка алгоритму роботи 31
2.5 Розроблення еквівалентних схем частотного перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором……..……33
2.6 Розрахунок параметрів та характеристик частотного перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором……..39
2.7 Моделювання роботи схеми 46
2.8 Висновки до другого розділу..... 48

3 РОЗРОБКА ПЛАТИ ТА ЕЛЕМЕНТІВ КОНСТРУКЦІЇ ВИМІРЮВАЧА РІВНЯ ПАЛИВА 49
3.1 Вибір типу та матеріалу друкованої плати 49
3.2 Вибір класу точності та методу проектування друкованої плати 51
3.3 Розрахунок ширини провідників..... 52
3.4 Моделювання проекту в ARES PCB LAYOUT 54
3.5 Висновки до третього розділу 56

4 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ…….57
4.1 Прогнозування витрат на виконання НДДКР……..58
4.2. Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки…….65
4.3. Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності.68
4.4. Оцінювання комерційного потенціалу розробки……...70
4.5. Оцінювання рівня конкурентоспроможності розробки……72
4.6 Висновки до четвертого розділу……..…78

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯ.....79
5.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони……..79
5.2 Виробниче освітлення ……80
5.3 Виробничі віброакустичні коливання……..82
5.4 Виробничі випромінення……...82
5.5 Безпека що до організацій робочих місці……..…….83
5.6 Електробезпека……83
5.7 Пожежна безпека……84
5.8 Безпека у незвичайних ситуаціях……..84
5.9 Висновки до п’ятого розділу…….90

ВИСНОВКИ 91
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 92
ДОДАТОК А Технічне завдання……..……..95
ДОДАТОК Б Схема електрична принципова вимірювача рівня палива в автомобілі……. 96
ДОДАТОК В Креслення друкованої плати вимірювача рівня палива…… ....……97
ДОДАТОК Г Складальне креслення……. 99
ДОДАТОК Д Блок-схема алгоритму роботи мікроконтролера……..100
ДОДАТОК Е Блок-схема алгоритму роботи мікроконтролера……...101
ДОДАТОК Є Результат моделювання роботи схеми……..102
ДОДАТОК Ж Нормальні значення виробничих чинників……103

ВСТУП

Актуальність теми

Сучасний рівень розвитку промисловості потребує точного виконання технології та застосування автоматизації виробничих процесів. Давачі ж являються ключем для руху вперед багатьох галузей промисловості, вдосконалення приладів і збільшенням їх конкурентної спроможності. Магнітні сенсори мають ряд переваг: це стійкість до агресивних середовищ, безвідмовність та висока системна точність. Щоб забезпечити роботу магнітопристрою в якості керованого перемикача змінних струмів від десятків міліампер до десятків ампер використовують магнітотиристор. Для створення автоматизованих систем управління широко застосовуються сенсори, зокрема сенсори положення та переміщення предметів. Щоб забезпечення стабільності роботи пристрою широко застосовують мікропроцесорні технологій. В даний час вони використовуються в підйомних кранах, металоріжучих верстатах з програмним управлінням, в різних транспортних системах та конвеєрах. Галузі застосування таких пристроїв: робототехніка, промислова техніка вимірювання і регулювання, побутова техніка, медична техніка.

Тому актуальною є розробка мікропроцесорного пристрою для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора.

Мета дослідження

Метою роботи є підвищення чутливості мікропроцесорного пристрою для контролю полива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора .

Задачі дослідження:

- проаналізувати існуючі пристрої та системи вимірювачів рівня палива та обрати найбільш оптимальний принцип побудови пристрою;

- запропонувати структурну та електричну принципову схеми пристрою;
- промоделювати запропоновану схему;
- розробити друковану плату та складальне креслення пристрою.
- здійснити розрахунок та вибрати спосіб захисту від електромагнітного випромінювання

Об'єктом дослідження є процес перетворення індукції магнітного поля в частотний електричний інформаційний сигнал.

Предметом дослідження є параметри та характеристики пристрою.

Методи дослідження:

- аналіз літературних джерел;
- математичне та схемотехнічне моделювання у відповідних програмних продуктах, що входять до пакету PROTEUS.

Наукова новизна:

Отримав подальший розвиток методу частотного перетворювача індукцій магнітного поля за рахунок використання магніточутливого тиристора.

Практична цінність :

Матеріали дослідження можуть використовуватися при розробці та впроваджені нових компонентів пристрою.

Апробація результатів роботи

Результати дослідження, що викладені в магістерській кваліфікаційній роботі, було апробовані на двох науково- практичних конференціях: ВНТУ наукові електронні видання XLVIII Науково-технічна конференція (2019), Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки наносистем(СПРІН-2019) [1,2].

Структура роботи

Магістерська класифікаційна робота складається з п’ятьох розділів. В першому розділі проведено аналіз існуючих пристроїв для вимірювання положення та рівня, відзначені переваги та недоліки тих чи інших варіантів їх реалізації, а також особливості їх конструктивного виконання. В другому розділі проведено розробку структурної схеми пристрою, також на її основі розробку схеми електричної принципової, наведено їх опис, призначення та особливості функціонування основних вузлів. Третій розділ роботи присвячений розробці топології друкованої плати, вибору матеріалу та способу її виготовлення, а також розробці складального креслення виробу. У четвертому розділі розроблено проектування і створення економічних конкурентоспроможних пристрою, технологій, що відповідають сучасним вимогам сучасного світу. У п’ятому розглянуто рекомендації стосовно покращення умов праці, здійснюється розрахунок та вибір способу захисту від домінуючого шкідливого або небезпечного виробничого фактору, а також наводяться протипожежні норми.

1 АНАЛІЗ СТАНУ ПИТАННЯ ЩОДО СЕНСОРІВ ВИМІРЮВАННЯ ПОЛОЖЕННЯ

Розглянуто основні типи приладів і сенсорів вимірювання положення та рівня, досліджено їх переваги та недоліки, а також з’ясовано можливість їх використання для побудови вимірювача рівня палива для автомобіля.

1.1 Індуктивні сенсори положення та переміщення

Деякі сенсори положення і переміщень використовують принцип електромагнітної індукції[3,4]. При русі об'єкту між двома котушками змінюється магнітний потік. Це зміна потоку може бути перетворене в напругу. Індуктивні сенсори, в яких для зміни опору магнітного контуру використовуються різні феромагнітні матеріали, називаються перетворювачами магнітного опору. Індукційний перетворювач, як правило, складається з двох котушок: первинною і вторинною. На первинну котушку подається змінна опорна напруга яка індукує змінну напруга на вторинній котушці. Амплітуда напруги залежить від величини потокощеплення між двома котушками. Існує два способи зміни потокощеплення: один з них - переміщення об'єкту виготовленого з феромагнітного матеріалу, усередині магнітною контура, що приводить до зміни магнітного опору між котушками що у свою чергу викликає зміну потокощеплення. На цьому принципі реалізуються індуктивні сенсори наближення. Інший метод полягає у фізичному переміщенні однієї котушки щодо іншої.

Для перетворення величини, що безперервно змінюється, в дискретні електричні імпульси широко застосовуються індуктивний сенсор переміщення (ІСП) схема якого показана на рисунку 1.1 [3].

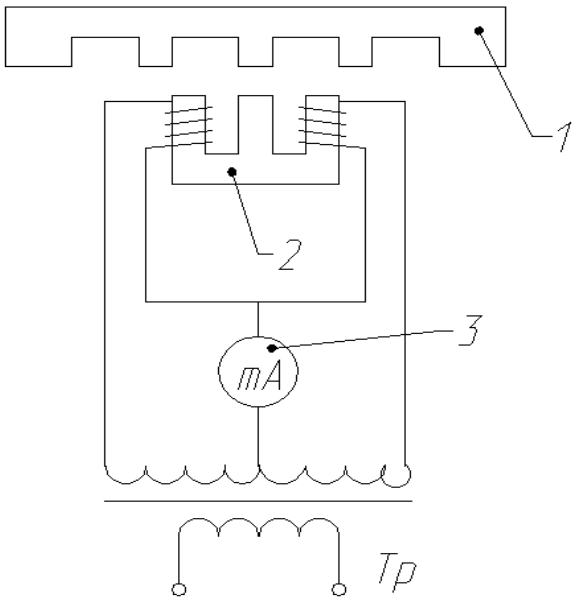


Рисунок 1.1 – Схема індуктивного сенсора переміщень

На рухомій частині верстата встановлюється тонка рейка з магнітомягкого матеріалу. Виступи рейки 1 модулює магнітний опір робочого зазору при русі. Магнітопровід Ш-подібного сердечника 2 має дві обмотки, включені назустріч один одній і живлені від трансформатора T_p. У діагональ індуктивного моста включений вимірювальний прилад. У середньому положенні вимірювальний міст збалансований і стрілка приладу 3 буде стоять на нулі. Незначний розбаланс приводить до відхилення стрілки приладу. Добре виконаний сенсор уловлює переміщення ~ 2 мкм. Для більш складних дискретних схем необхідний цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) [1].

Принцип дії (ІСП) заснований на зміні індуктивної системи під впливом вхідної величини. Індуктивність електромагнітної системи L визначається відношенням потоку зчеплення до того, що викликав їх так

$$L = \frac{\sum \Phi i \cdot \omega i}{I} \hat{O} \qquad (1.1)$$

У індуктивних сенсорах параметром ланцюга, що змінюється, є індуктивний опір

$$X = \omega * Lx, \tag{1. 2}$$

де ω – частота змінного струму,

L_x- індуктивність сенсора, що змінюється при переміщення рухомої системи сенсора.

Таким чином, при зміні довжини або площі поперечного перетину повітряного зазору змінюватиметься величина струму і кут зрушення фаз між векторами напруги і струму.

Для визначення меж зміни струму в ланцюзі навантаження для магнітних систем при різних положеннях якоря можна поступити таким чином: амплітуда струму в ланцюзі навантаження $Z_н$, З іншого боку, де значення магнітного потоку $\Phi m = Bm * S$ може бути виражено через магнітну індукцію B таким чином

$$L_x = \frac{B_m * S * w}{I} \tag{1.3}$$

При визначення магнітного потоку формула для індуктивності має наступний вигляд:

$$L_x = \frac{\Phi * w}{\mathrm{Im}} = \frac{B * S * w}{\mathrm{Im}} \tag{1.4}$$

Підставляючи I_m і помноживши на $i\omega$, отримаємо:

$$L_x = \frac{w^2}{\frac{1}{\mu_0} * \left[\frac{l_c}{\mu_c * S_c} + \frac{l_{\text{як}}}{\mu_{\text{як}} * \mathrm{S}_{\text{як}}} \right] + \frac{2 * \delta_b}{S_b * \mu_0}} \tag{1.5}$$

де L_c – средняя довжина магнітних силових лінії в сердечнику;

S_c – площа поперечного перетину сердечника;

$L_{як}$ – довжина шляху магнітного потоку в якорі;

$S_{як}$ – площа поперечного перетину якоря;

μc - магнітна проникність для сердечника при значенні магнітної індукції.

Задаючись значенням L_x по формулі 1 визначається величина B_m і відповідні їй значення $\frac{2 * \delta b}{\mu 0 * Sb}$, а потім розрахунок проводиться по формулі 1.5. Або в залежності тому, яка з цих величин змінюється при роботі сенсора [2].

Індуктивні сенсори переміщень володіють наступними перевагами:

- (ІПС) є безконтактними пристроями, з практично нульовими втратами на тертя.
- Незначним гістерезисом як магнітним, так і механічним.
- Дуже низьким вихідними імпедансом.
- Високою перешкодостійкістю.
- Міцною і надійною конструкцією.
- Високою роздільною здатністю.

Індуктивні сенсори переміщень разом із вище згаданими перевагами мають і вагомі недоліки:

- Великі розміри їх чутливих елементів (котушок).
- Використання кожуха для захисту від зовнішніх електромагнітних полів.

1.2 Ємнісні сенсори переміщень

Ємнісні сенсори переміщень (ЄСП) можна розділити на дві основні групи:

- *параметричні (недиференціальні)*
- *диференціальні сенсори*.

У схемах з параметричними сенсорами відбувається перетворення вхідної неелектричної величини (кута повороту осі ротора сенсора) в електричну вихідну величину (частоту, струм, напругу), функціонально залежну від вхідної величини.

У схемах з диференціальними сенсорами, включеними в системи, з сенсора

знімається лише сигнал розузгодження, який стає рівним нулю в сталому стані системи.

Прикладом параметричного ємнісного сенсора може служити змінна ємності, включена в контур лампового генератора (рис. 1.2) . Тут при зміні кута повороту осі ротора змінюється ємність сенсора і міняється частота генератора, що є вихідною величиною [1].

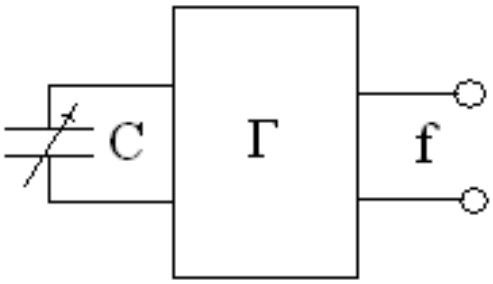


Рисунок 1.2 – Схема параметричного ємнісного сенсора переміщення

В цьому випадку із зміною значення ємності змінюється струм через неї, а отже, і напруга на виході системи, падаюче на опорі навантаження R, яке і є вихідною величиною.

Подібні системи є розімкненими системами регулювання. Основним недоліком цих схем є залежність значення вихідної величини від параметрів джерела живлення, підсилювача і інших елементів схеми, а також від зовнішніх умов. Насправді, варто змінитися напрузі або частоті генератора, як напруга, частота і фаза, що є вихідними величинами і що знімаються з опору R, також змінюються.

Ці недоліки обходять використовуючи схеми з диференціальними ємнісними сенсорами, включеними в замкнуту систему автоматичного регулювання. У цих схемах вихідний величиною є кут повороту осі двигуна, що відпрацьовує, або іншої осі, пов'язаної з нею через редуктор. Однією з основних характеристик такої системи є чутливість, що показує, при якому мінімальному відхиленні чутливого елементу система відробітку приходить в дію. Зовнішні

чинники - напруга живлення, температура навколишнього середовища і тому подібне - впливають лише на чутливість системи; на точність системи вони можуть впливати лише в тій мірі, в якій вона пов'язана з чутливістю [6].

Це означає, що схеми з ємнісними диференціальними сенсорами, так само як і будь-які мостові нульові схеми з лінійними щодо частоти і напруги опорами в плечах, пред'являють значно менші вимоги до стабільності джерела живлення.

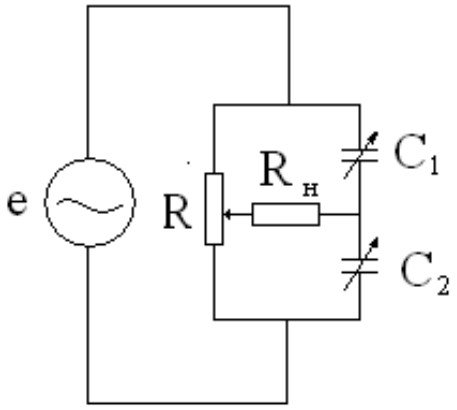


Рисунок 1.3 – Мостова схема з ємнісним диференціальним сенсором переміщень

У простому випадку диференціальний ємнісний сенсор є дві послідовно включені ємності, побудовані конструктивно таким чином, що при збільшенні однієї з них інша зменшується. Ці дві ємності можуть бути включені в мостову схему (рис. 1.3), де два інших плеча - реостатні. Якщо при цьому напруга, що знімається з діагоналі моста, використовувати як сигнал для стежучої системи, що переміщає щітку потенціометра R у бік зменшення розузгодження, то завжди в сталому стані стежучої системи напруга рівна нулю.

Звідси витікає, що в схемах з диференціальними ємнісними сенсорами з повітряним діелектриком свідчення показуючого приладу (наприклад, положення стрілки покажчика), не залежать ні від складу газу, ні від наявності в нім вологи (у вигляді крапель), оскільки для обох ємностей, складових диференціальний сенсор, змінюється однаково.

В даний час встановлено, що (ЄСП) володіють цілим рядом переваг в

порівнянні з іншими сенсорами. До їх переваг відносяться:

- потреба вельми малих зусиль для переміщення рухомої частини (ротора) ємнісного сенсора;
- висока точність і стабільність роботи систем, з ємнісними сенсорами;

До недоліків ємкісних сенсорів слід віднести:

- високий внутрішній опір, що досягає десятків і навіть сотень мегом,
- високі вимоги до опору кріпильних ізолюючих деталей і необхідність роботи на підвищеній (в порівнянні з 50 гц) частоті.

1.3 Сенсори переміщення на ефекті Холла

Існують два типи сенсорів Холла: лінійний і пороговий (рис 1.4). Лінійний сенсор зазвичай інтегрується разом з підсилювачем для спрощення узгодження з подальшими схемами. В порівнянні з основними сенсорами вони працюють в більшому діапазоні напруги і володіють більш хорошими завадостійкістю. Але ці сенсори не відрізняються хорошою лінійністю залежності вихідної напруги від щільності магнітного поля (рис. 1.5 а) тому для отримання точних результатів необхідно проводити їх індивідуальне калібрування. На додаток до підсилювача до складу порогового сенсора входить трігер Шмітта, що володіє гістерезисом. На рис. 1.5 б) показана залежність вихідного сигналу порогового сенсора від щільності магнітною поля. Як видно з рисунка, такий сенсор володіє гістерезисом коли щільність прикладеною магнітною поля перевищує заданий пороговий рівень, трігер перемикається із стану вимкнено в положення увімкнено, що свідчить про критичне наближення об'єкту до детектора. Гістерезис за рахунок введення мертвої зони, що забороняє роботу сенсора після проходження порогового значення, усуває паразитні коливання. Сенсори Холла зазвичай виготовляються у вигляді інтегральних схем на кремнієвих підкладках в безкорпусному або корпусному виконанні [5].

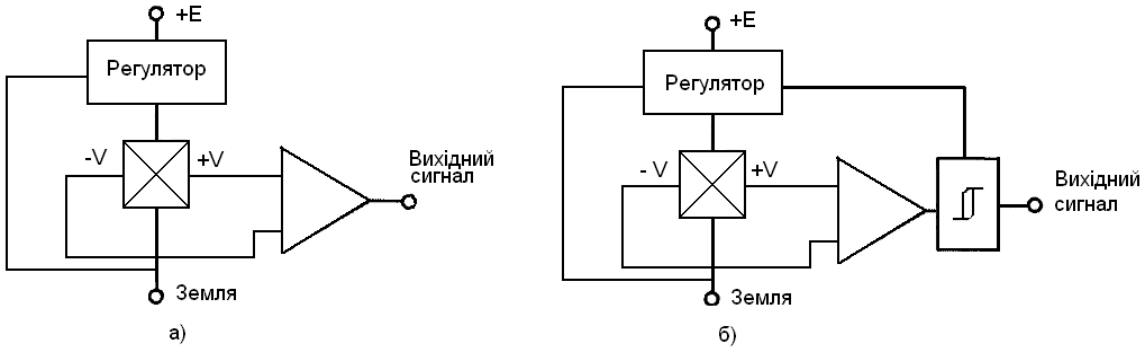


Рисунок 1.4 – Схеми: а) лінійного і б) порогового сенсора переміщень на ефекті Холла

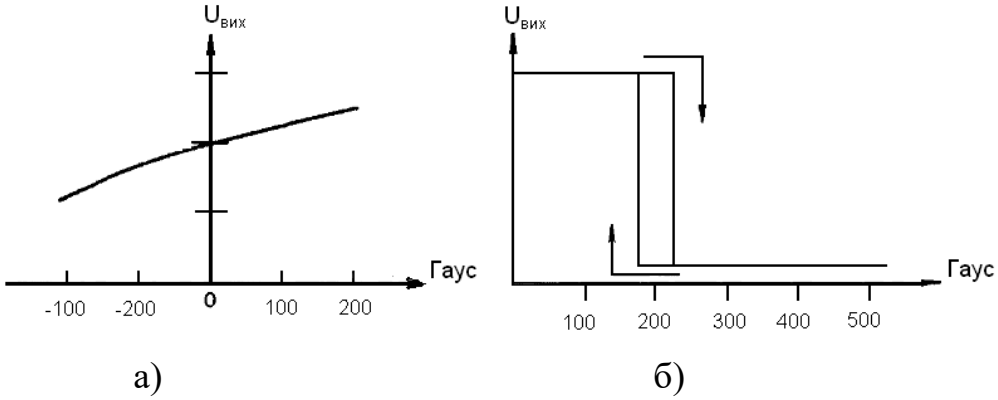


Рисунок 1.5 – Передаточні функції а) лінійного і б) порогового сенсора переміщень на ефекті Холла

Для можливості вимірювання положення і переміщення об'єктів сенсору Холла необхідне джерело магнітного поля, а також інтерфейсна схема. Чутливий елемент сенсора Холла розташовується усередині корпусу на деякій відстані від її стінок. Це відстань і визначає мінімальну робочу відстань. Магніт має бути надійним і забезпечувати ефективний повітряний зазор в робочій зоні. Його габарити повинні відповідати розмірам установки, а ціна відповідна вартості всієї системи.

1.4 Магнітодіодні сенсори переміщення

Магнітодіодний сенсор переміщення (МСП) дозволяє здійснювати вимірювання і індикацію переміщення рухомих елементів різних механізмів і

пристроїв. На відміну від індуктивних і ємкісних схем вимірювальний міст магнітодіодного сенсора працює на постійному струмі, що дозволило спростити схему, підвищити стабільність її роботи і зменшити вплив різних перешкод. До переваг магнітодіодного сенсора слід віднести можливість його роботи в складних умовах експлуатації, коли із-за попадання пилу, плівок масла і впливу інших чинників може порушуватися робота оптичних сенсорів. Принцип роботи магнітодіода заснований на ефекті дифузійного зсуву носіїв струму при дії магнітного поля [3]. Це викликає збільшення електричного опору діода і відповідне зменшення його прямого струму.

Електрична схема сенсора. У схемі сенсора застосовані планарні магнітодіоди КД304Г-1, чутливість яких залежить від напряму магнітного поля.

Магнітодіоди виготовляють з високоомного напівпровідника, що має пряму напругу 10...30 В і струм 1...3 мА. Тому для отримання симетричної характеристики конструкція сенсора повинна передбачати переміщення біля магнітодіода магніта одного і того ж полюса.

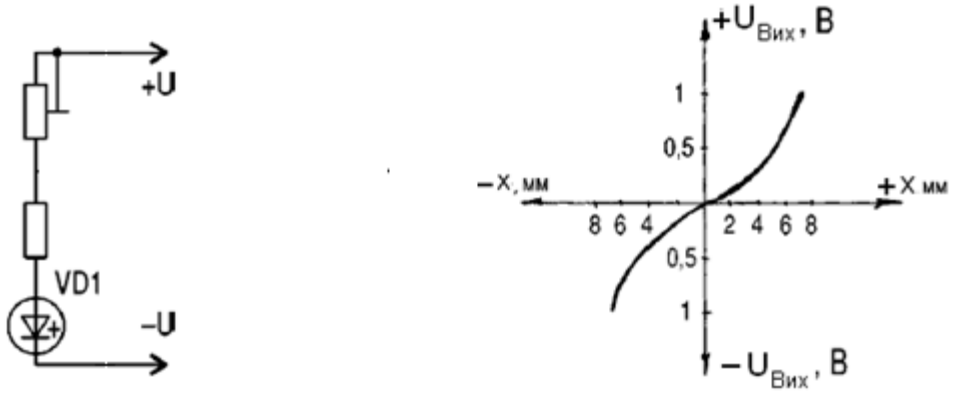


Рисунок 1.6 – Схема вимірювального магнітодіода і графік залежності вихідної напруги від переміщення рухомого об’єкту

Як рухомий елемент застосований постійний магніт розміром 6х10х25 мм. Схема вимірювального магнітодіодного моста і графік залежності вихідної

напруги моста від знаку і величини переміщення рухомого елементу показані на рис 1.6. Загальна схема сенсора (рис. 1.7) включає також двокаскадний підсилювач постійного струму (ППС) на ОП КР140УД20А [2].

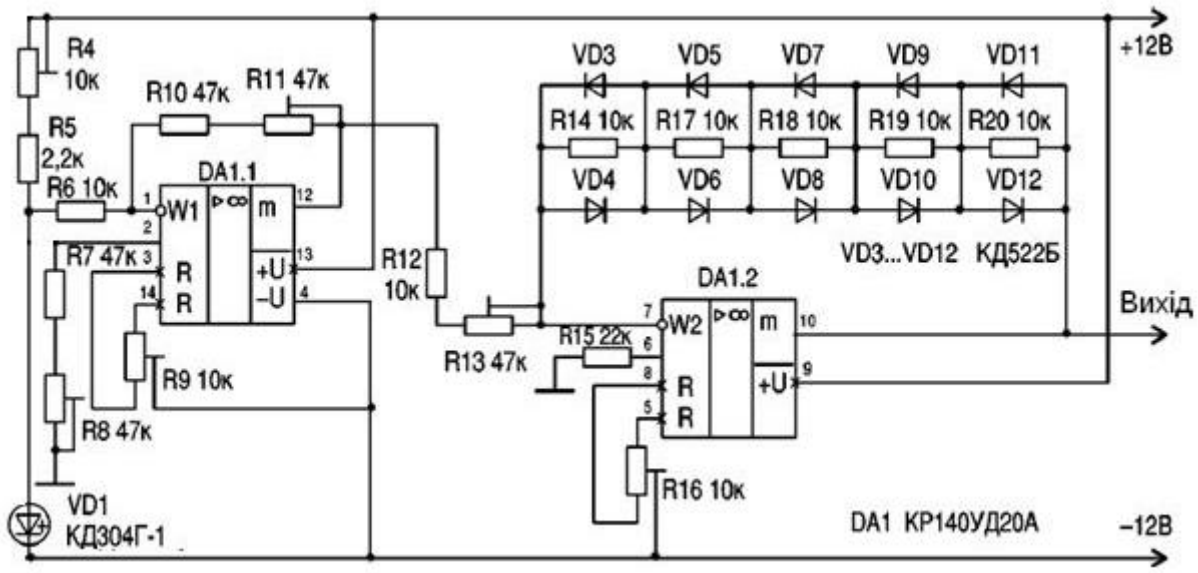


Рисунок 1.7 – Схема магнітодіодного сенсора переміщень

Перший каскад ППС є звичайним лінійним підсилювачем з диференціальними входами. Другий каскад має нелінійність передавальної характеристики, зворотну нелінійності характеристики моста. Це дозволяє шляхом відповідного регулювання компенсувати нелінійність характеристики моста і зробити лінійною загальну передавальну характеристику сенсора.

При високому рівні синфазної перешкоди в дистанціометрі можна застосовувати досконалішу схему вимірювального підсилювача [4]. При підвищених вимогах до точності вимірювання схему сенсора можна доповнити АЦП і цифровим коректором на ПЗП (мікросхеми К1113ПВ1 і К573РФ5 в типовому включенні). В цьому випадку для складання таблиці програмування ПЗП необхідно провести точні вимірювання положення рухомого елементу для кожного значення коду на виході АЦП. Інформацію з виходу ПЗП можна вивести на комп'ютер або подати на схему цифрової індикації [6].

1.5 Вторинні сенсори на основі магнітотиристора

Для вирішення задач контролю і керування більшістю технологічних процесів розроблені аналітичні методи з використанням сенсорів, чутливих до магнітної індукції. Потреба в таких чутливих елементах та перетворювачах все більше зростає. Разом з тим стає зрозуміло, що багато з розроблених раніше методів та сенсорів несумісні з сучасною обчислювальною технікою. З розвитком мікропроцесорів та мікро-ЕОМ, що дозволяють зменшити розміри та різко знизити вартість систем обробки інформації, доводиться відмовлятися від багатьох аналогових магнітних сенсорів, що були розроблені раніше.

Створення „нових" приладів неможливе без використання сучасної мікроелектронної технологій.

Одним з нових напрямків в розробці мікроелектронних перетворювачів магнітного поля є створення частотних перетворювачів магнітної індукції на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором. Використання принципу „магнітна індукція – частота" на основі транзисторних структур з від'ємним опором виключає використання аналого-цифрових перетворювачів при обробці сигналів, що знижує собівартість систем контролю і управління. Крім того, мікроелектронні частотні магнітні перетворювачі поєднують як простоту так і універсальність, які властиві аналоговим пристроям, а також точність і завадостійкість характерними для перетворювачів з кодовим виходом, володіють високою чутливістю до вимірювальних параметрів, малою масою, габаритами, інформаційною та конструктивною і технологічною сумісністю з мікроелектронними засобами обробки інформації. Що і є перевагою їх перед існуючими перетворювачами магнітної індукції [6].

У сучасних системах радіоавтоматики широкого поширення набули магнітометри, які використовуються у радіотехнічних системах взліту та

посадки літальних апаратів, системах позиціювання супутникових антен, радіокомпасах та ін. У народному господарстві магнітометри застосовуються для вимірювання параметрів магнітного поля Землі: напруженості, напрямку та його градієнта. Основними параметрами магнітометрів є їх чутливість і дозволяюча здатність. Ці параметри вимірюються у нанотеслах (нТл), а їх величина залежить від фізичних принципів магнітометричних приладів, які використовуються як первинні перетворювачі. За фізичним принципом дії розрізняють ферозондові, магнітоіндуктивні, на ефекті Хола, магніторезисторні, квантові (протонні) магнітометри. Конструктивно найбільш простими та надійними в роботі є магнітоіндуктивні датчики, які серійно виготовляються світовими фірмами-виробниками електронних приладів. Фірмою Precision Navigation Inc. (США) розроблений удосконалений варіант магнітоіндуктивного датчика (Magneto-Inductive sensors – MIS), який являє собою релаксаційний LR генератор з лінійною функцією перетворення. Конструктивно датчик містить мікроміниатюрну котушку індуктивності з феромагнітним осердям. Котушка має всього одну обмотку і реєструє магнітне поле в напрямку тільки однієї з осей. Зміна напруженості прикладеного магнітного поля, що діє на MIS, призводить до зміни частоти генерованих імпульсних коливань. Основними недоліками таких датчиків є низька чутливість і мала розрізнювальна здатність.

Будь який тиристор можна представити у вигляді еквіваленталентной схеми з двох транзисторів. Отже розгляд магніточутливих властивостей магнітотиристорів зводиться до розгляду магніточутливих властивостей складових транзисторів. Застосовуючи звичайну методику [9], неважко показати, що напруга перемикання магнітотиристора, керованого по р-базі визначається за формулою.

$$U_{SW} = U_{CB}^{thr}\left[1 - h_{21}^{B1}\left(1 - \frac{I_c}{I_{sw}}\right) - h_{21}^{B2}\right],^{\frac{1}{C}} \quad (1.7)$$

де U_{CB}^{thr} – напруга лавинного пробою колекторного *p–n*-переходу;

I_c – струм керуючого електрода;

I_{sw} – струм в точці перемикання;

h_{21}^{B1} – коефіцієнт передачі струму *n–p–n*-транзистора;

h_{21}^{B2} – коефіцієнт передачі струму *p–n–p* -транзистора;

C – стала (для різних матеріалів рівна 2-6).

Під час керування по *n*–базі коефіцієнти передачі струму [7] міняються місцями.

Використовуючи в якості одного зі складових транзистрів магнітотиристор, отримаємо конструкцію магнітиристора, напруга перемикання якого Vsw управляється магнітним полем відповідно до залежністі h_{21}^{B1}. На вставці до рисунку 2.1 показана структура такого тиристора, причому в якості керуючого електрода може бути взятий або контакт до бази n-типу с1, або контакт до бази p-типу с2. В якості магнітотиристора тут використовується p-n-рстановить транзистор, емітер якого є анодом (А). Процеси в ньому не відрізняються від процесу зміни h_{21}^{B1} магнітотиристора в магнітному полі.

При напрямку магнітного поля + В інжектовані з анода носії відхиляються від колектора, що приводить до зменшення h_{21}^{B1} і росту Vsw. У протилежному магнітному полі, навпаки, носії відхиляються в сторону колектора та Vsw зменшується. Струмом через керуючий електрод встановлюється необхідна величина V0sw при відсутності магнітного поля. При використанні в якості керуючого електрода с1 магніточутливість вище, ніж при використанні с2, так як у першому випадку спільно зі зміною ефективної довжини бази відбувається перерозподіл інжектованих анодом носіїв між р-колектором і с1.

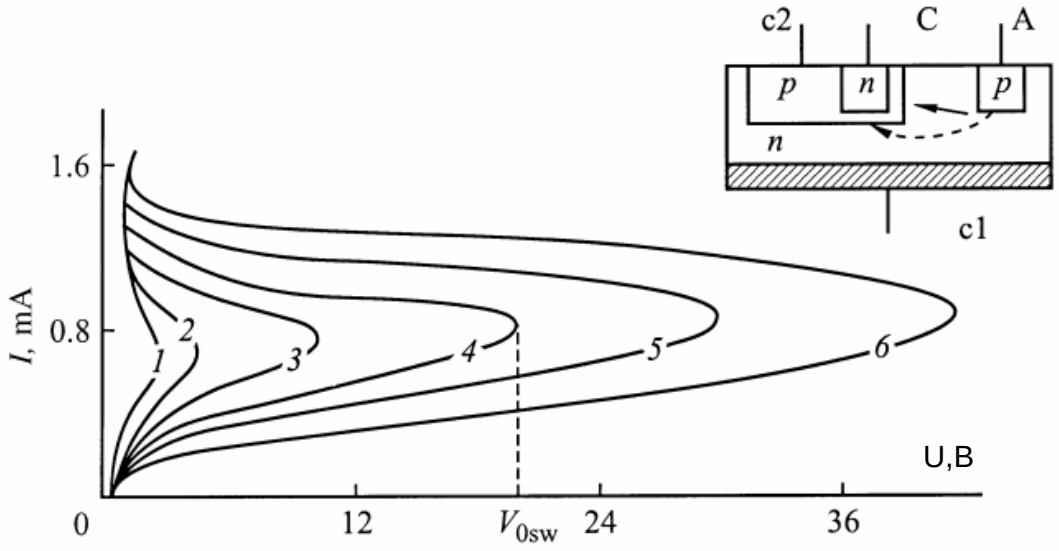


Рисунок 1.8 – Вольтамперні характеристики магнітотиристора при напрузі магнітного поля B, Тл: 1 – (-1), 2 – (-0.8), 3 – (-0.4), 4 – (-0, 5), 5 – (-0.4), 6 – 0.8.

Магніточутливість γ щодо зміни Vsw в магнітному полі досягає 10^4 В/(А · Тл). Збільшити чутливість магнітотиристора до магнітниго поля полярності +B можна шляхом використання магнітодіодного ефекту. Ланцюг анод-h керуючий електрод і являє собою діод з довгою базою, включений в прямому напрямку. Поперечний магнітне поле збільшує його опір, що при харчуванні діода від джерела з постійним напругою VA призводить до зменшення його струму, який є керуючим струмом Ic. Зменшення ж Ic призводить до додаткового збільшення напруги перемикання в магнітному полі + B. При зворотній полярності магнітного поля магнітодіодний ефект, також призводить до зменшення Ic, навпаки, послаблює дію первинних ефектів (збільшення коефіцієнта передачі струму), тому магніточутливості менше. На рисунку 1.7 показані ВАХ магнітотиристора з n-кремнію з ρ = 200О м·см, відстань між p-областями 100 мкм, товщина пластини 200 мкм. Керуючий електрод підключається до джерела з постійною напругою VA = 0,67 В. Магніточутливість до магнітного поля +B при зміні напруги перемикання складає $3 \cdot 10^4$ В / (А· Тл), що в 3-4 рази вище

чутливості магнітотиристора при живленні ланцюга управління від генератора струму.

1.6 Тиристор як чутливий елемент магнітного поля

Будь-який тиристор можна представити у вигляді еквівалентної схеми з двох транзисторів. Відповідно, дослідження магніточутливих властивостей тиристора зводиться до розглядання магніточутливих властивостей транзисторів, з яких вони складаються (рис.1.11).

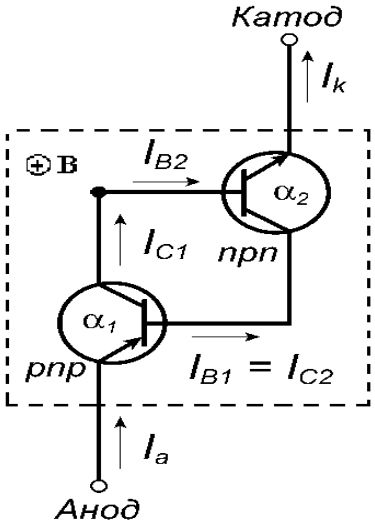


Рисунок 1.9 – Структурна схема магнітотиристора

Напруга переключення тиристора, що керується по *p*-базі визначається за формулою:

$$V_{sw} = V_{\text{CB}}^{thr}\left[1 - h_{21}^{B1}\left(1 + \frac{I_C}{I_{sw}}\right) - h_{21}^{B2}\right]^{1/C}, \qquad (1.8)$$

де V_{CB}^{thr} – напруга лавинного пробою колекторного *p-n* переходу, I_C –струм управляючого електрода, I_{sw} – струм в точці перемикання, h_{21}^{B1} – коефіцієнт передачі струму *n-p-n* транзистора, h_{21}^{B2} – коефіцієнт передачі струму p-n-p транзистора.

Використовуючи замість одного із транзисторів магнітотразистор, отримаємо конструкцію магнітотиристора, напруга переключеня якого V_{sw} керується магнітним полем відповідно до залежності $h_{21}^{B}(\mathrm{B})$. [7]

$$h_{21}^{B} = \alpha\left\{1 \pm \mu\mathrm{B}\sqrt{(l+b)/A}\right\}, \quad (1.9)$$

де $\mathrm{A} = {kT}/{qE}$, $\mu -$ рухливість, $b -$ напівширина емітера, $E -$ напруженість електричного поля в базі:

$$\alpha = 1 - \frac{A^2}{2L^2} - \frac{2l+b}{2L^2}A \pm \frac{\mu B}{bL^2}\cdot\sqrt{A^3}\left\{\frac{2}{3}\left[\sqrt{(l+b)^3} - \sqrt{l^3}\right] + \left[\sqrt{l+b} - \sqrt{l}\right]A\right\}, \quad (1.10)$$

Знаки плюс і мінус при μB відповідають протилежним направленням магнітного поля: $\oplus\mathrm{B}$ і $\odot\mathrm{B}$ відповідно. [8]

Для того щоб збільшити чутливість магнітотиристора до магнітного поля полярності $\oplus\mathrm{B}$ можна використовувати магнітодіодний ефект. Анод – являється керуючим електродом, що представляє собою діод з довгою базою, який включений в прямому напрямку. Поперечне магнітне поле збільшує опір діоду, що при живленні його від джерела з постійною напругою V_{A} призводить до зменшення струму, що протікає через нього. Даний струм являється управляючим струмом $\mathrm{I_C}$. Зменшення $\mathrm{I_C}$ призводить до додаткового збільшення напруги перемикання в магнітному полі $\oplus\mathrm{B}$. При іншій полярності магнітного поля збільшується коефіцієнт передачі струму, тому магніточутливість стає меншою. [8].

В залежності від швидкості поверхневої рекомбінації s можливі три типи залежності ВАХ тиристора від магнітної індукції. По перше: якщо швидкість рекомбінації носіїв зарядів дорівнює нулю то при полярності протилежної магнітної індукції $\odot\mathrm{B}$ інжектовані з анода в n- базу дірки відхиляються до верхньої поверхні. Їх шлях до колектору зменшується і коефіцієнт передачі струму зростає, що призводить до зменшення напруги переключання

магнітотиристора. При зміні полярності магнітного поля на протилежну відповідно напруга перемикання магнітотиристора збільшиться.

По друге: якщо швидкість рекомбінації нескінченно велика то відхилення інжектованих носіїв до верхньої поверхні призводить до зменшення їх концентрації та зменшення коефіцієнта передачі струму. Відповідно напруга перемикання магнітотиристора зростає з ростом магнітної індукції $\odot B$ і зменшується з ростом $\oplus B$. По третє: при середніх значеннях рекомбінації напруга перемикання може практично не залежати від магнітного поля. [9]

По виду ВАХ магнітотиристора подібні *S*-магнітодіодам. При однаковій магніточутливості перевага магнітотиристорів є більш вища температурна стабільність, а також можливість управління напругою перемикання не тільки магнітним полем і керуючим струмом [8].

На рис. 1.10 показані ВАХ магнітотиристора із *n*-кремнію з $\rho = 200$ Ом · см, відстань між *p*-областями 100мкм, товщина пластини 200мкм. Керуючий електрод підключається до джерела з постійною напругою $V_A = 0.67$ В. Магніточутливість до магнітного поля $\oplus B$ при вимірюванні напруга перемикання складає $3 \cdot 10^3$ В/(А · Тл), що в 3-4 рази вище чутливості магнітотиристора при живленні від генератора струму. [10]

На рис. 1.10 подано ВАХ магнітотиристора, яка отримана при складані математичної моделі:

$$U_{\text{вкл.}} = \frac{}{U_{\text{п}}\sqrt[c]{1 - \left(\left(\alpha \cdot \left\{1 \pm \mu B\sqrt{(l_1 + b_1)/A_1}\right\}\right) \cdot \left(1 + I_y/I_{\text{вкл}}\right)\right) - \left(\alpha \cdot \left\{1 \pm \mu B\sqrt{(l_2 + b_2)/A_2}\right.\right.}}$$
$$= U_{\text{п}}\sqrt[c]{1 - h_{21}^1\left(1 + I_y/I_{\text{вкл}}\right) - h_{21}^2},$$

де h_{21}^1 та h_{21}^2 – коефіцієнти передачі по струму двох транзисторів, що складають тиристор, $U_{\text{п}}$ – напруга лавинного пробою, $I_{\text{вкл}}$ - струм включення, I_y – керуючий струм, с= 2 – 6.

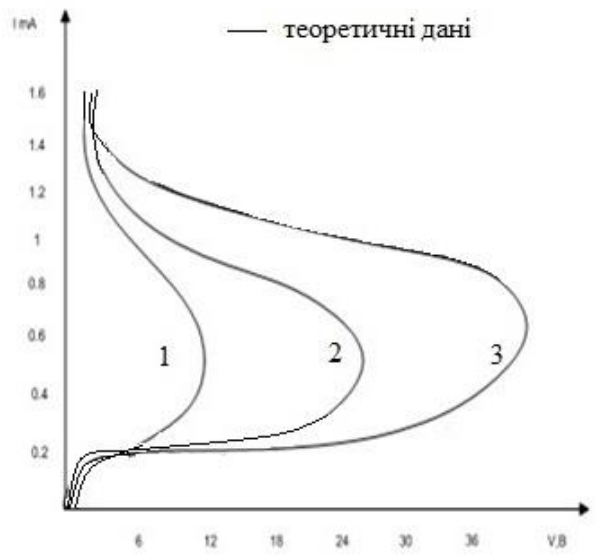


Рисунок 1.10 – Вольт-амперна характеристика магнітотиристора при напруженості магнітного поля B, Тл: 1 – (-0,4), 2 – (0), 3 – 0,4

З вольт-амперної характеристики видно, що магніточутливий тиристор має ділянку від'ємного опору, яка збільшується при прикладені магнітного поля від -0,4 Тл до 0,4 Тл. Максимальна величина від'ємного опору лежить в діапазоні від 42 В до 2 В при змінні струму від 0,8 мА до 1,6 мА, при індукції магнітного поля 0,4 Тл.

1.7 Висновки до першого розділу

1. Проаналізовано існуючі види сенсорів переміщення та вимоги, які до них висуваються.
2. Описано сучасні види сенсорів переміщення, їх переваги та недоліки.
3. Визначено, що перспективним напрямком розвитку сенсорів переміщення є вимірювач рівня на основі магнітотиристора.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ ТА ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЧА РІВНЯ ПАЛИВА

В даному розділі розглядається мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі, розробляється його структурна та електрична схема, проводиться моделювання за допомогою програмних засобів.

2.1 Розробка структурної схеми вимірювача рівня палива

На основі попередніх досліджень було виявлено недоліки існуючих аналогів, тому пристрій повинен передбачати можливість розширення функціональних можливостей та підвищення точності вимірювань, причому мати високу швидкодію, простоту, чутливість.

Розроблено структурну схему перетворювача індукції магнітного поля, яка зображена на рисунку 2.1.

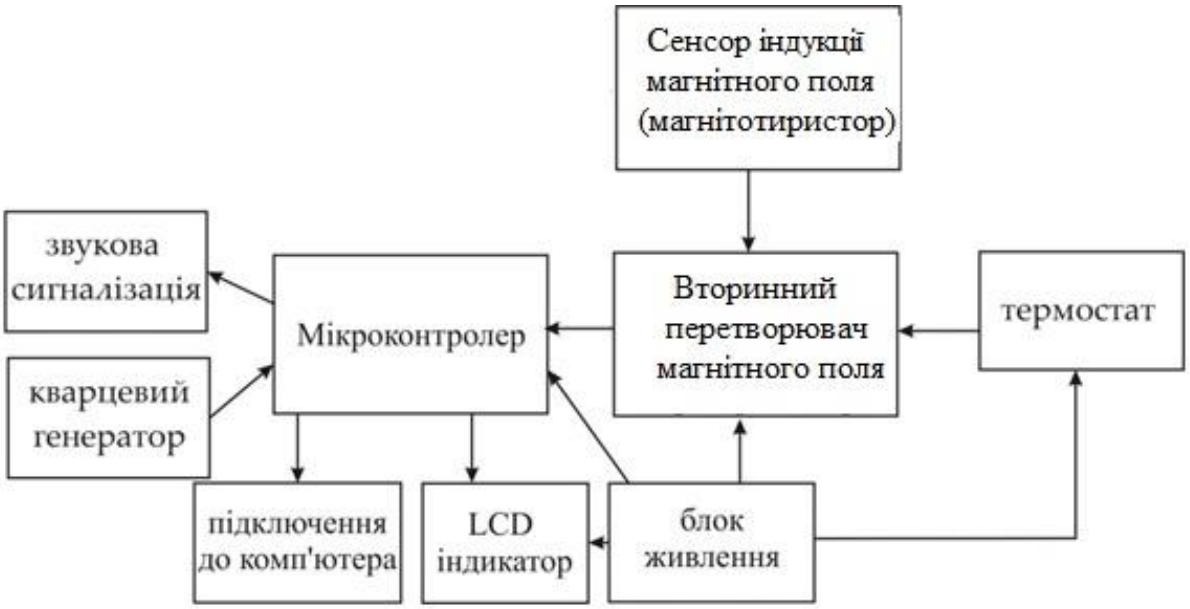


Рисунок 2.1 – Структурна схема вимірювача рівня палива

Призначення компонентів наступне.

Вимірювач живиться від системи живлення автомобіля або ж від окремої акумуляторної батареї. Стабілізатор стабілізує напругу до потрібного рівня для живлення мікроконтролера, LCD та тригера Шмідта, зазвичай це 5 В. Магніт створює магнітне поле та закріплений зверху бензобаку. Давач магнітного поля вловлює магнітне поле від магніту, величина якого залежить від відстані між здавачем та магнітом, тобто від рівня палива у бензобаці, оскільки давач розташовується на поплавкові на поверхні палива.

В залежності від величини магнітного поля у автогенераторі виникають коливання визначеної частоти, які перетворюються у сприятливий вигляд за допомогою тригеру Шмідта та надходять на мікроконтролер. Там відповідно до функції перетворення розраховується рівень палива та виводиться на LCD дисплей або безпосередньо на бортовий комп’ютер автомобіля.

2.2 Розробка електричної схеми вимірювача рівня палива

Принцип роботи вимірювача палива полягає в наступному. До верху бензобаку прикріплено магніт а до поплавка прикріплено частотний вимірювач магнітного поля. В залежності від віддалі до магніту буде змінюватися вихідний сигнал з вторинного перетворювача, на основі магнітотиристора, який за допомогою мікроконтролера буде оброблятися і передаватися на табло автомобільного комп’ютера або LCD монітора.

Відповідно до структурної схеми запропоновано електричну схему пристрою (рис. 2.2).

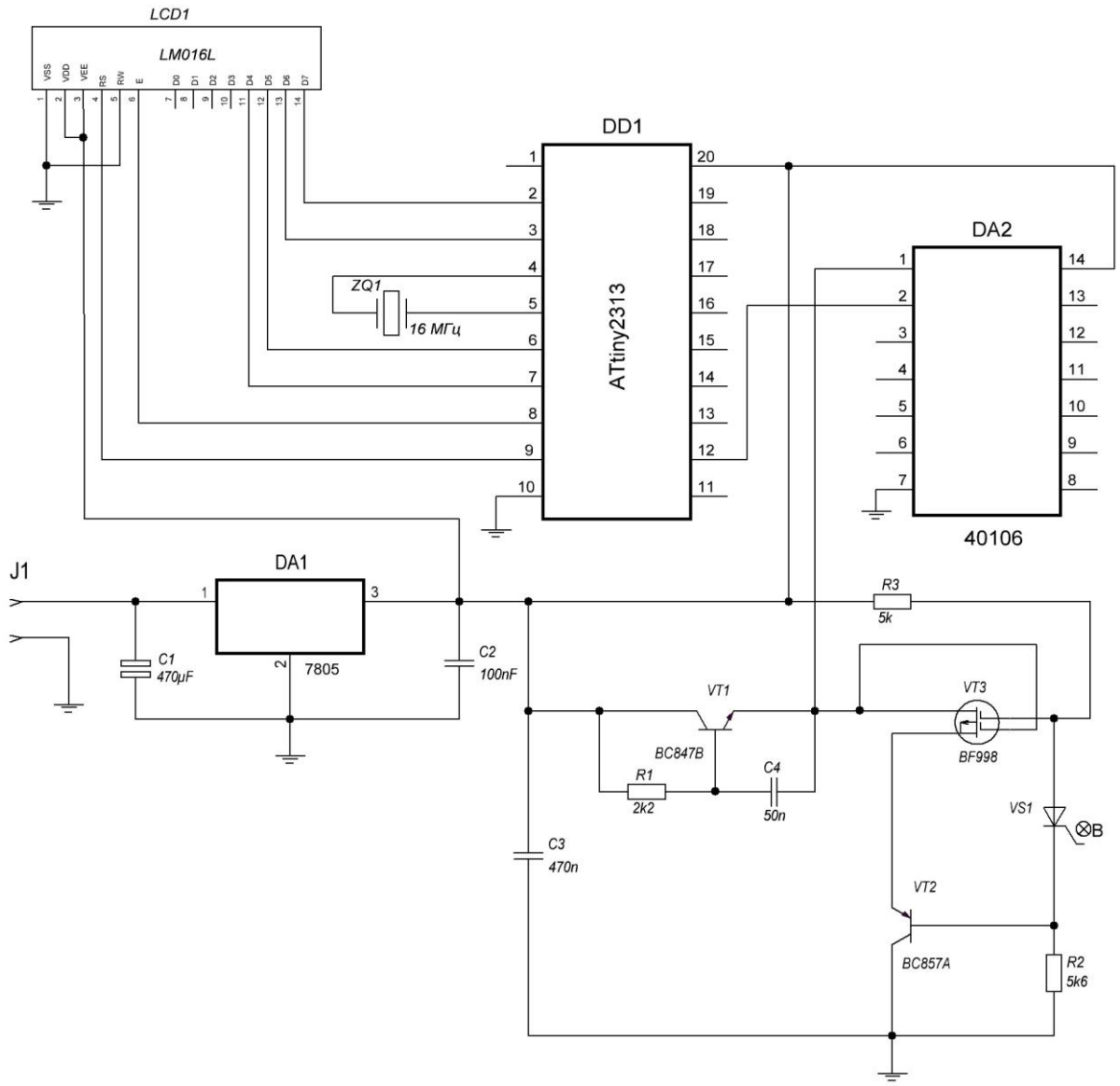


Рисунок 2.2 – Схема електрична вимірювача рівня палива

Для даної схеми було вибрано мікроконтролер, який має достатні функціональні можливості для реалізації поставлених задач.

Принцип роботи пристрою в наступному. Весь вимірювач можна поділити на декілька блоків: мікроконтролер, вторинний давач магнітного поля, джерело живлення. Вторинний перетворювач являє собою автогенератор. Генератор електричних коливань утворений на основі активної індуктивності, що складається з біполярного транзистора VT1 та фазоздвигаючої RC-ділянки кола, а також еквівалентної ємності що виникає між колектором біполярних транзисторів

VT2 та стоком польового транзистора VT3. Пристрій живиться або від акумуляторної батареї або мережевого блоку живлення на 5 В.

Активна індуктивність разом з еквівалентною ємністю утворюють гармонічні синусоїдальні коливання. Резистор R2 та магніточутливий тиристор VS1 є подільниками напруги що створюють режим керування транзисторами VT3 та VT2. При дії магнітного поля на магнітотиристор змінюється його опір, що призводить до зміни напруги на базі біполярного транзистора VT2 та витоку польового транзистора VT3 а значить і еквівалентної ємності. Тобто відбувається зміна частоти на виході вторинного перетворювача. Використання даної схеми для вимірювання індукції магнітного поля засновано на використанні принципу зміни частоти генератора. Вихідна частота залежить від величини магнітного поля що діє на магнітотиристор.

Синусоїдальний сигнал поступає на трігер Шмітта, де він перетворюється в сигнал прямокутної форми після чого попадає на мікроконтролер ATtiny 2313. А після обробки мікроконтролер подає на LCD1 монітор значення частоти.

Рівняння Еренфеста дають змогу знайти функцію перетворення частотного сигналу в величину магнітного поля. Використання якої в мікроконтролері дасть змогу отримувати цифрове значення величини магнітного поля на LCD1 екрані.

2.3 Обґрунтування вибору та аналіз параметрів мікроконтролера

Одним з основних елементів схеми являється мікроконтролер. З міркувань економічності, надійності і габаритів було обрано мікроконтролер AVR архітектури ATTiny2313 (рис. 2.3).

Як бачимо він має два порти. Для розробленого пристрою їх вистачає, один порт для виводу інформації на рідкокристалічний дисплей, а інший для роботи з рештою зовнішніх елементів.

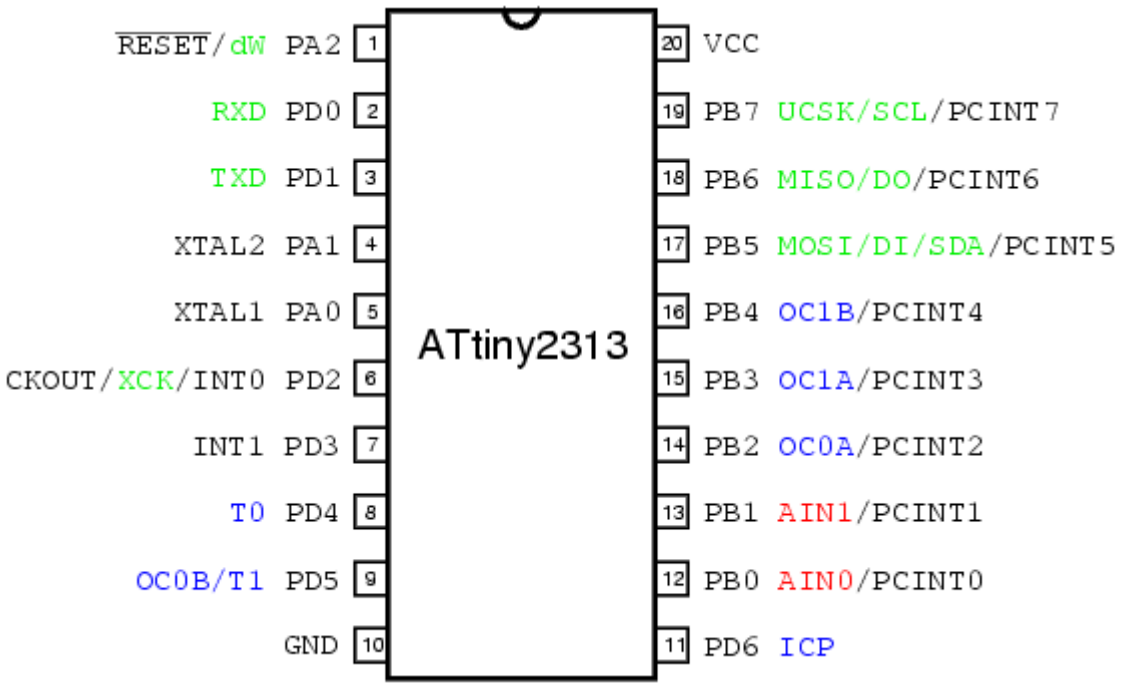


Рисунок 2.3 – Вигляд мікроконтролера ATTiny 2313 з описом виводів

Основні характеристики даного мікроконтролера:

1. Розрядність – 8 біт;
2. 32 8-бітних робочих регістра;
3. 2 кБ програмованої Flash пам’яті;
4. 128 байта енергонезалежної пам’яті EEPROM;
5. 128 байта оперативної пам’яті SRAM;
6. Корпус PDIP 20 вивідний;
7. 18 програмованих ліній вводу-виводу;
8. Споживання в активному режимі при частоті 1 МГц – 230мкА.

2.4 Розробка алгоритму роботи

Розроблено блок-схему алгоритму роботи мікроконтролера у складі вимірювача рівня палива, яка зображена на рисунку 2.4.

Мікроконтролер, відповідно до блок схеми працює наступним чином.

При надходження живлення від системи живлення автомобіля або від акумуляторної батареї, відбувається ініціалізація усіх систем та перевірка наявності підключення до бортового комп’ютера.

Наступним кроком є відновлення з пам’яті останнього записаного в неї значення рівня палива.

Рисунок 2.4 – Блок-схема алгоритму роботи мікроконтролера

Далі запускається неперервний процес вимірювання рівня палива. За визначений час на мікроконтролер надходить відповідна кількість імпульсів, визначається їх частота та обраховується рівень палива. Значення цього рівня записується до пам’яті та виводиться на екран LCD дисплея чи бортового комп’ютера.

Після цього запускається повторний прос вимірювання. Усі ці кроки повторюються до поки не буде відключене живлення.

2.5 Розроблення еквівалентних схем частотного перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором

Для виявлення властивостей частотного перетворювача індукції магнітного поля необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складової повного опору структури від величини індукції, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості перетворювача індукції магнітного поля. Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем біполярного транзистора, двозатворного МДН-транзистора, які складають перетворювач магнітного поля на рис. 2.2.

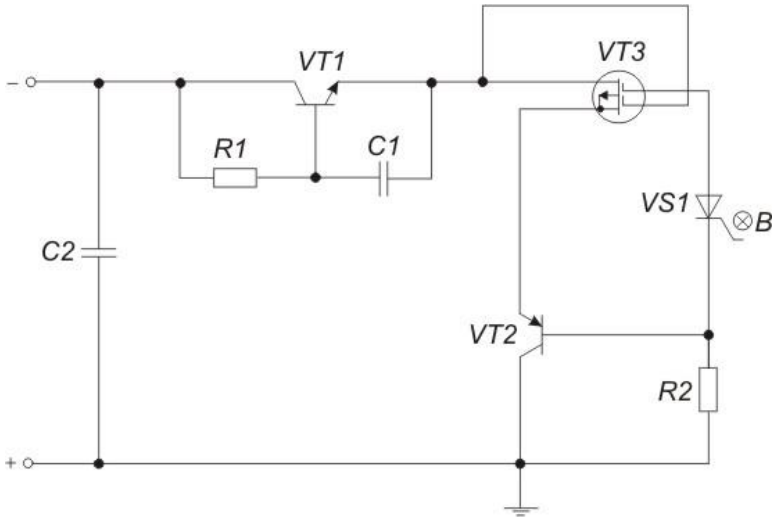


Рисунок 2.5 – Частотний перетворювач магнітної індукції з магнітотиристором

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу перетворювача магнітної індукції (рис. 2.5), на основі еквівалентної схеми, зображеної на рис. 2.7, необхідно розрахувати повний опір на електродах емітер-затвор біполярного транзистора VT2 та МДН-транзистора VT3.

Враховуючи, що будь-який тиристор можна представити у вигляді еквівалентної схеми з двох транзисторів (рис. 2.5), складемо еквівалентну схему розробленого перетворювача (рис. 2.6). Відповідно, дослідження магніточутливих властивостей тиристора зводиться до розглядання магніточутливих властивостей транзисторів, з яких вони складаються.

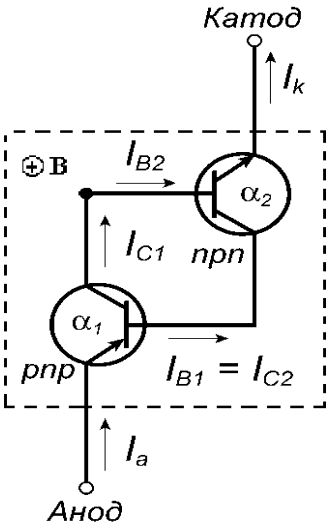


Рисунок 2.6 – Структурна схема магнітотиристора

Напруга переключення тиристора, що керується по *p*-базі визначається за формулою:

$$V_{sw} = V_{\text{CB}}^{thr}\left[1 - h_{21}^{B1}\left(1 + \frac{I_C}{I_{sw}}\right) - h_{21}^{B2}\right]^{1/C}, \qquad (2.1)$$

де V_{CB}^{thr} – напруга лавинного пробою колекторного *p-n* переходу, I_C –струм управляючого електрода, I_{sw} – струм в точці перемикання, h_{21}^{B1} – коефіцієнт передачі струму *n-p-n* транзистора, h_{21}^{B2} – коефіцієнт передачі струму p-n-p транзистора.

Використовуючи замість одного із транзисторів магнітотразистор, отримаємо конструкцію магнітотиристора, напруга переключеня якого V_{sw} керується магнітним полем відповідно до залежності $h_{21}^{B}(\text{B})$.

$$h_{21}^{B} = \alpha\left\{1 \pm \mu\text{B}\sqrt{(l+b)/A}\right\}, \qquad (2.2)$$

де $\text{A} = {kT}/{qE}$, μ – рухливість, b – напівширина емітера, E – напруженість електричного поля в базі:

$$\alpha = 1 - \frac{A^2}{2L^2} - \frac{2l+b}{2L^2}A \pm \frac{\mu B}{bL^2} \cdot \sqrt{A^3}\left\{\frac{2}{3}\left[\sqrt{(l+b)^3} - \sqrt{l^3}\right] + \left[\sqrt{l+b} - \sqrt{l}\right]A\right\}, \quad (2.3)$$

Знаки плюс і мінус при μB відповідають протилежним направленням магнітного поля: $\oplus$B і $\odot$B відповідно.

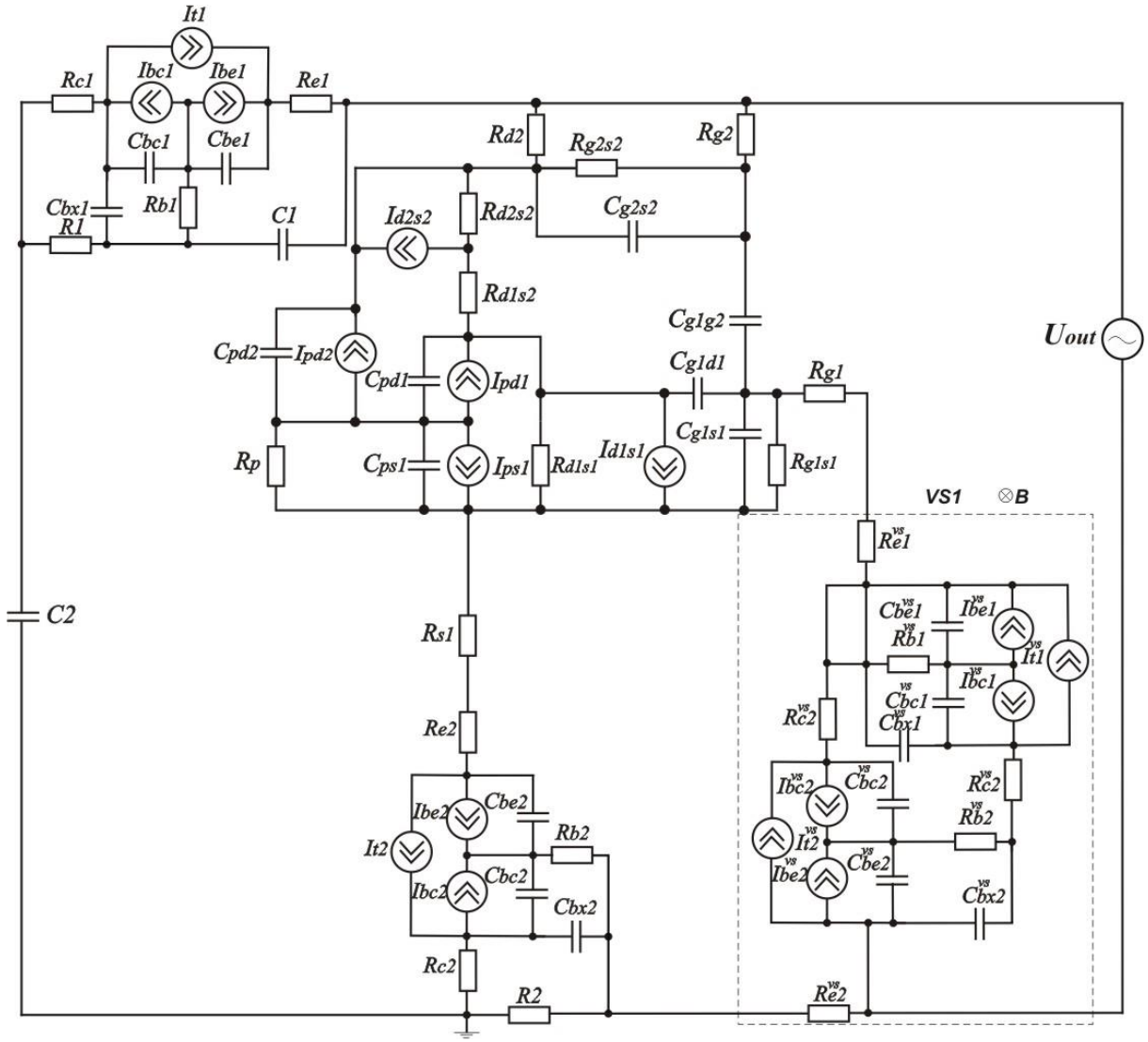


Рисунок 2.7– Еквівалентна схема частотного перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором

Для зручності розрахунків на рис. 2.8 зображена перетворена еквівалентна схема магнітного перетворювача.

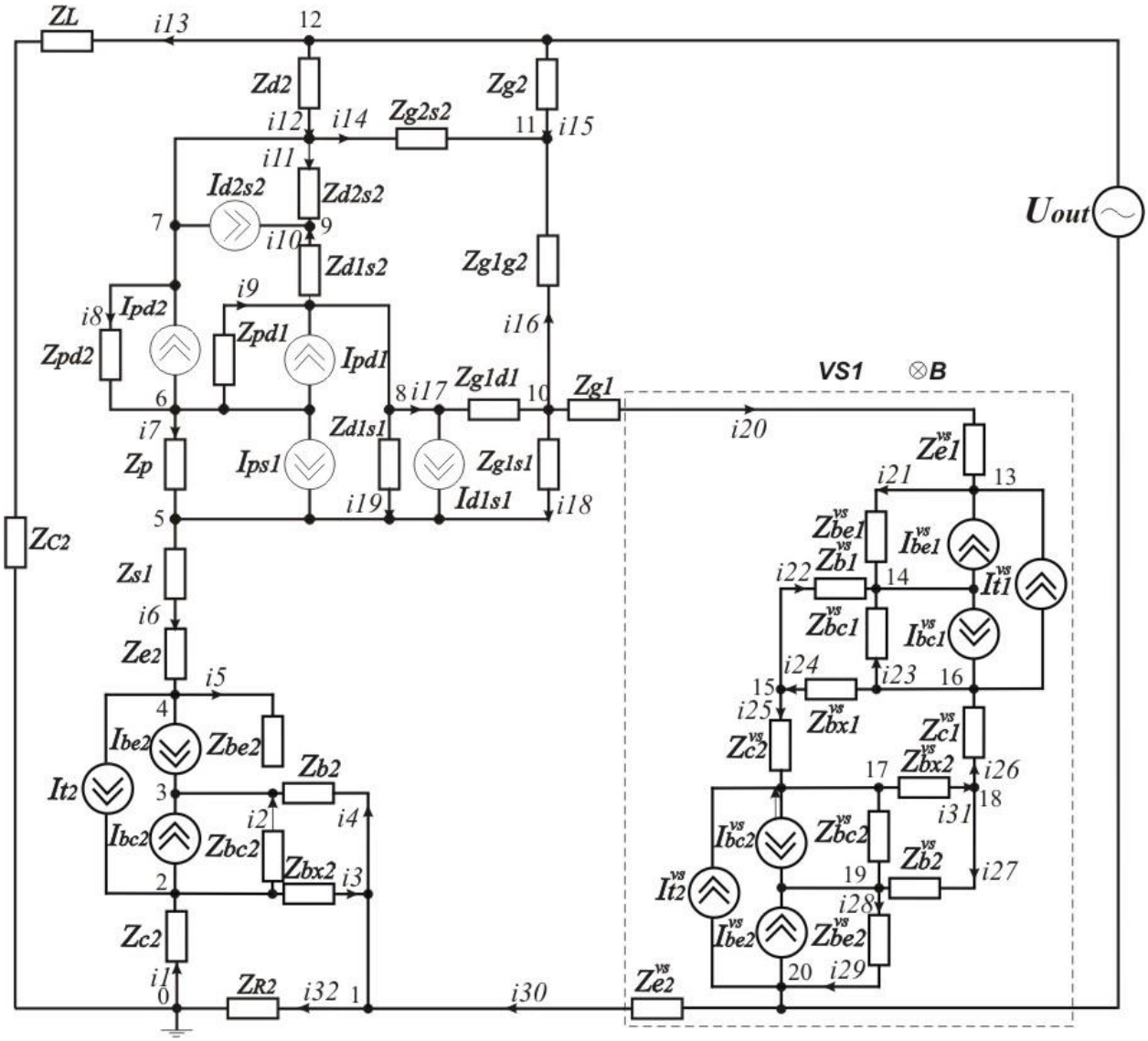


Рисунок 2.8 – Перетворена еквівалентна схема частотного перетворювача індукції магнітного поля з магнітотиристором

В еквівалентній схемі на рис. 2.8 використано наступні позначення: R_1 – опір резистора R_1; R_2 –опір резистора R_2; R_{C1}, R_{C2} – опір колектора транзисторів $VT1$ та $VT2$ відповідно; R_{e1}, R_{e2} – опір емітерів транзисторів $VT1$ та $VT2$ відповідно; R_{b1}, R_{b2} – опір бази транзисторів $VT1$ та $VT2$ відповідно; R_{S1} – опір витоку транзистора $VT3$; R_{g1s1} – опір витік-перший затвор двозатворного транзистора $VT3$; R_{g1} – опір першого затвору транзистора $VT3$; R_{d1s2}, R_{d2s2} та R_{d1s1} – опори витоку-стоку двозатворного транзистора $VT3$; R_p – опір підкладки транзистора $VT3$; R_{g1s1} – опір витік-перший затвор двозатворного транзистора $VT3$; R_{g2s1} – опір витік-другий затвор двозатворного транзистора $VT3$; R_{g2} –

омічний опір другого затвора двозатворного транзистора $VT3$; R_{S1} – опір p-n переходу стоку транзистора $VT3$; R_{e1}^{VS} та R_{e2}^{VS} – опори емітера транзисторів магніторитистора $VS1$; R_{c1}^{VS} та R_{c2}^{VS} – опори колекторів біполярних транзисторів магніторитистора $VS1$; R_{b1}^{VS} та R_{b2}^{VS} – опори бази біполярних транзисторів магніторитистора $VS1$; C_1 – ємність конденсатора C_1; C_2 – ємність конденсатора C_2; C_{bx1} – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярного транзистора *VT1*; C_{bx2} – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярного транзистора *VT2*; C_{bc1}, C_{be1} – ємність переходу база-колектор та база-емітер транзистора *VT1* відповідно; C_{bc2}, C_{be2} – ємність переходу база-колектор та база-емітер транзистора *VT2* відповідно; C_{ps1}, C_{pd1} – ємності підкладка-витік та підкладка-стік МДН-транзистора *VT3* відповідно; C_{pd2} – ємність підкладка-стік МДН-транзистора *VT3*; C_{g1d1} - ємність затвор 1-стік МДН-транзистора *VT3*; C_{g2d2} – ємність затвор 2-стік МДН-транзистора *VT3*; C_{g1s1} – ємність затвор-витік МДН-транзистора *VT2*; C_{g1g2} – ємність між першим і другим затвором МДН-транзистора *VT2*; C_{bx1}^{VS}, C_{bx2}^{VS} – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярних транзисторів що входять до складу магнітотиристора $VS1$; C_{bc1}^{VS}, C_{bc2}^{VS} – ємність переходу база-колектор біполярних транзисторів, що входять до складу магнітотиристора $VS1$; C_{be1}^{VS}, C_{be2}^{VS} – ємності переходів база-емітер біполярних транзисторів, що входять до складу магнітотиристора $VS1$; I_{be1}, I_{be2}, I_{bc1}, I_{bc2}, I_{t1}, I_{t2} – струми транзисторів VT1 та VT2 відповідно, які визначаються за формулами:

$$I_{be} = I_s \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t} - 1\right),\ I_{bc} = I_s \exp\left(\frac{U_{bc}}{NC \cdot V_t} - 1\right),\ I_t = \frac{I_{be} - I_{bc}}{Q},$$

де $I_s = I_{ss} \exp\left(\frac{U_{js}}{NS \cdot V_t} - 1\right)$ – струм насичення; $V_t = \frac{kT}{q}$ – зворотний струм p-n переходу підкладки, U_{be} – напруга база-емітер, U_{bc} – напруга база-колектор, U_{js} – контактна різниця потенціалів колектор-підкладка, NE – коефіцієнт неідеальності емітерного переходу, NC – коефіцієнт неідеальності колекторного переходу; NS – коефіцієнт неідеальності переходу підкладки; Q – заряд в базі.

Об’ємний опір бази описується виразом

$$R_b = \begin{cases} R_{bm} + (R_{bx} - R_{bm}) / K_{Q_b} \; при \; I_{Rb} = \infty; \\ R_{bm} + 3(R_{bx} - R_{bm}) \dfrac{tgx - x}{x * tg^2 x} \; при \; I_{Rb} > 0, \end{cases}$$

де $x = \dfrac{\sqrt{1+14{,}59025 I_b / I_{Rb}} - 1}{2{,}4317\sqrt{I_b / I_{Rb}}}$;

R_{bx} – максимальний об'ємний опір бази при нульовому зміщенні; R_{bm} – максимальний опір бази при великих струмах; I_{Rb} – струм бази, при якому опір бази зменшується на 50% від повного перепаду між R_b та R_{bm}.

Струми стік-витік $I_{d1s1} = I_{d2s2}$ МДН-транзистора в лінійному режимі ($U_{ds} < (U_{gs} - U_{nop})$) визначаються за формулою [115]

$$I_{d1s1} = I_{d2s2} = \frac{\mu C_0 W}{L}\left((U_{gs} - U_{nop})U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2}\right), \qquad (2.4)$$

де U_{ds} - напруга стік-витік; μ - рухливість носіїв заряду ,U_{gs} - напруга затвор-витік; W - ширина каналу, L - довжина каналу.

Порогова напруга МДН-транзистора визначається за формулою

$$U_{nop} = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_S}{C_0} + \frac{1}{C_0}\sqrt{4\varepsilon_S q N_A \varphi_B},$$

де Q_s - питомий поверхневий заряд, Ф/м2; ε_s - відносна електрична проникність напівпровідника; N_A - концентрація домішок; C_0 - питома ємність оксиду.

Потенціал Фермі описується за формулою

$$\varphi_B = \pm kT / q \ln(N_A / n_i),$$

де n_i - концентрація носіїв заряду.

В режимі насичення при $U_{ds} \geq (U_{gs} - U_{nop})$ струм стік-витік визначається як

$$I_{ds} = \frac{\mu C_0 W}{6L}\left((U_{gSat} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs}(U_{gSat} + 2\varphi_B\right) - 12\varphi_B(U_{gs} - \varphi_B - \frac{4}{3}K\varphi_B^{1/2})),$$

де $K = (\varepsilon_S q N_A / C_0)^{1/2}$, U_{dSat} - напруга стік-витік в режимі насичення

$$U_{dSat} = U_{gs} - 2\varphi_B + K^2(1 - (1 + 2U_{gs} / K^2)^{1/2}).$$

Опір стік-витік R_{ds} в лінійній області визначається виразом

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

а в області насичення

$$R_{ds} = \frac{12\left[L(U_d - U_{dSat})^{1/2} - 2(\varepsilon_S / qN_A)^{1/2}(U_d - U_{dSat})\right]}{W\mu C_0 (2\varepsilon_S / qN_A)^{1/2}} \times$$

$$\times \frac{1}{(U_{dSat} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs}(U_{dSat} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B(U_{gs} - \varphi_B - 4/3K\varphi_B^{1/2})},$$

де U_d - напруга на стокові.

Струм підкладка-витік I_{ps1} та струми підкладка-стік I_{pd1}, I_{pd2} визначаються за формулами [115]:

$$I_{pd1} = I_{pd2} = I_S(\exp(U_{pd}/(N_D U_{nop})) - 1), \quad (2.5)$$

$$I_{ps1} = I_S(\exp(U_{ps}/(N_S U_{nop})) - 1), \quad (2.6)$$

де U_{ps} - напруга підкладка-витік,

U_{pd} - напруга підкладка-стік,

N_D та N_S - коефіцієнти неідеальності переходів підкладка-стік та підкладка-витік відповідно.

На перетвореній схемі (рис. 2.5) використані позначення:

$Z_{R2} = R_2$; $Z_{C2} = R_{C2}$; $Z_{bc2} = -j/\omega(C_{bc2})$; $Z_{be2} = -j/(\omega C_{be2})$; $Z_{bx2} = -j/(\omega C_{bx2})$;

$Z_{e2} = R_{e2}$; $Z_{e1}^{vs} = R_{e1}^{vs}$; $Z_{C1}^{vs} = R_{C1}^{vs}$; $Z_{bc1}^{vs} = -j/\omega(C_{bc1}^{vs})$; $Z_{be1}^{vs} = -j/\omega(C_{be1}^{vs})$;

$Z_{bx1}^{vs} = -j/\omega(C_{bx1}^{vs})$; $Z_{e1}^{vs} = R_{e1}^{vs}$; $Z_{C2}^{vs} = R_{C2}^{vs}$; $Z_{bc2}^{vs} = -j/\omega(C_{bc2}^{vs})$; $Z_{be2}^{vs} = -j/\omega(C_{be2}^{vs})$;

$Z_{bx2}^{vs} = -j/\omega(C_{bx2}^{vs})$; $Z_{s1} = R_{s1}$; $Z_{pd2} = -j/(\omega C_{pd2})$; $Z_{pd1} = -j/(\omega C_{pd1})$; $Z_{d1s1} = R_{d1s1}$;

$Z_{g1d1} = -j/(\omega C_{g1d1})$;

$Z_{d2} = R_{d2}$; $Z_{g2} = R_{g2}$; $Z_p = R_p/(1+\omega^2 R_p^2 C_{ps1}^2) - j\left(R_p^2 \omega C_{ps1}/(1+\omega^2 R_p^2 C_{ps1}^2)\right)$;

$Z_{g1s1} = R_{g1s1}/(1+\omega^2 R_{g1s1}^2 C_{g1s1}^2) - j\left(R_{g1s1}^2 \omega C_{g1s1}/(1+\omega^2 R_{g1s1}^2 C_{g1s1}^2)\right)$; $Z_{g1} = R_{g1}$;

$Z_{g2s2} = R_{g2s2}/(1+\omega^2 R_{g2s2}^2 C_{g2s2}^2) - j\left(R_{g2s2}^2 \omega C_{g2s2}/(1+\omega^2 R_{g2s2}^2 C_{g2s2}^2)\right)$.

2.6 Розрахунок параметрів та характеристик частотного перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором

Вольт-амперна характеристика розробленого перетворювача має ділянку від'ємного опору, що дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі, який утворений еквівалентною ємністю на електродах емітер-затвор

біполярного транзистора VT2 та МДН-транзистора VT3 із активною індуктивністю на основі біполярного транзистора VT1.

На основі системи рівнянь (2.7) за допомогою програмного пакету Matlab 13 розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від величини індукції магнітного поля показані на рис. 2.7–2.8 для схеми перетворювача із транзистором *VT1* - BC847 B, *VT2* - BC857 A, *VT3* - BF998, конденсаторами *C1* - 50 нФ, *C2* - 470 нФ та резисторами *R1* - 2 кОм, *R2* - 5 кОм.

Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини магнітної індукції. Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (рис. 2.7), прийнявши вузол 0 як базисний, має вигляд:

$$
\begin{cases}
\varphi_2 y_3 + \varphi_3 y_4 + \varphi_{20} y_{30} = U_{out}(y_3 + y_4 + y_{30} + y_{32});\\
-\varphi_2(y_1 + y_2 + y_3) + \varphi_3 y_2 = -U_{out} y_3 + I_{bc2} - I_{t2};\\
\varphi_2 y_5 - \varphi_3(y_2 + y_4 + y_5) + \varphi_4 y_5 = -U_{out} y_1 - I_{be2} - I_{bc2};\\
\varphi_3 y_5 - \varphi_4(y_5 + y_6) + \varphi_5 y_6 = I_{be2} + I_{t2};\\
\varphi_4 y_6 - \varphi_5(y_6 + y_7 + y_{18} + y_{19}) + \varphi_6 y_7 + \varphi_8 y_{19} + \varphi_{10} y_{18} = -(I_{ps1} + I_{d1s1});\\
\varphi_5 y_7 - \varphi_6(y_8 + y_7 + y_9) + \varphi_7 y_8 + \varphi_8 y_9 = I_{ps1} + I_{pd2} + I_{pd1};\\
\varphi_6 y_8 - \varphi_7(y_2 + y_8 + y_{11} + y_{14}) + \varphi_9 y_{11} + \varphi_{11} y_{14} = I_{d2s2} - I_{pd2} - U_{out} y_{12};\\
\varphi_5 y_{19} + \varphi_6 y_9 - \varphi_8(y_9 + y_{10} + y_{17} + y_{19}) + \varphi_9 y_{10} + \varphi_{10} y_{17} = I_{d1s1} - I_{pd1};\\
\varphi_7 y_{11} + \varphi_8 y_{10} - \varphi_9(y_{10} + y_{11}) + = -I_{d2s2};\\
\varphi_5 y_{18} + \varphi_8 y_{17} - \varphi_{10}(y_{16} + y_{17} + y_{18} + y_{20}) + \varphi_{11} y_{16} + \varphi_{13} y_{20} = 0;\\
\varphi_7 y_{14} - \varphi_{11}(y_{14} + y_{15} + y_{16}) + \varphi_{10} y_{16} = -U_{out} y_{15};\\
\varphi_7 y_{12} + \varphi_{14} y_{15} = U_{out}(y_{12} + y_{13} + y_{15});\\
\varphi_{10} y_{20} - \varphi_{13}(y_{20} + y_{21}) + \varphi_{14} y_{21} = -(I_{be1}^{vs} + I_{t1}^{vs});\\
\varphi_{10} y_{20} - \varphi_{13}(y_{20} + y_{21}) + \varphi_{14} y_{21} = -(I_{be1}^{vs} + I_{t1}^{vs});\\
\varphi_{13} y_{21} - \varphi_{14}(y_{21} + y_{22} + y_{23}) + \varphi_{15} y_{22} + \varphi_{16} y_{23} = I_{be1}^{vs} + I_{bc1}^{vs};\\
\varphi_{14} y_{22} - \varphi_{15}(y_{22} + y_{24} + y_{25}) + \varphi_{16} y_{24} + \varphi_{17} y_{25} = 0;\\
\varphi_{15} y_{25} - \varphi_{16}(y_{23} + y_{26}) + \varphi_{17} y_{25} + \varphi_{14} y_{23} + \varphi_{18} y_{26} = I_{t1}^{vs} - I_{bc1}^{vs};\\
\varphi_{15} y_{25} - \varphi_{17}(y_{25} + y_{28} + y_{31}) + \varphi_{19} y_{28} + \varphi_{18} y_{31} = I_{bc2}^{vs} - I_{t2}^{vs};\\
\varphi_{16} y_{26} + \varphi_{17} y_{31} - \varphi_{18}(y_{26} + y_{27} + y_{31}) + \varphi_{19} y_{27} = 0;\\
\varphi_{17} y_{28} + \varphi_{18} y_{27} - \varphi_{19}(y_{27} + y_{28} + y_{29}) + \varphi_{20} y_{29} = -(I_{bc2}^{vs} + I_{be2}^{vs});\\
\varphi_{19} y_{29} - \varphi_{20}(y_{29} + y_{30}) = I_{be2}^{vs} + I_{t2}^{vs};
\end{cases}
\qquad (2.7)
$$

де провідності гілок схеми визначаються за формулами:

$y_1 = 1/Z_{C1};\ y_2 = 1/Z_{bc2};\ y_3 = 1/Z_{bx2};\ y_4 = 1/Z_{b2};\ y_5 = 1/Z_{be2};\ y_6 = 1/(Z_{s1} + Z_{e2});$

$y_7 = 1/Z_p;\ y_8 = 1/Z_{pd2};\ y_9 = 1/Z_{pd1};\ y_{10} = 1/Z_{d1s2};\ y_{11} = 1/Z_{d2s2};\ y_{12} = 1/Z_{d2};$

$y_{13} = 1/(Z_L + Z_{C3});\ y_{14} = 1/Z_{g2s2};\ y_{15} = 1/Z_{g2};\ y_{16} = 1/Z_{g1g2};\ y_{17} = 1/Z_{g1d1};$

$y_{18} = 1/Z_{g1s1};\ y_{19} = 1/Z_{d1s1};\ y_{20} = 1/(Z_{g1} + Z_{e1}^{vs});\ y_{21} = 1/Z_{be1}^{vs};\ y_{22} = 1/Z_{b1}^{vs};$

$y_{23} = 1/Z_{bc1}^{vs};\ y_{24} = 1/Z_{bx1}^{vs};\ y_{25} = 1/Z_{c2}^{vs};\ y_{26} = 1/Z_{c1}^{vs};$

$y_{27} = 1/Z_{b2}^{vs};\ y_{28} = 1/Z_{bc2}^{vs};\ y_{29} = 1/Z_{be2}^{vs};\ y_{30} = 1/Z_{e2}^{vs};\ y_{31} = 1/Z_{bx2}^{vs};\ y_{32} = 1/Z_{R2}$

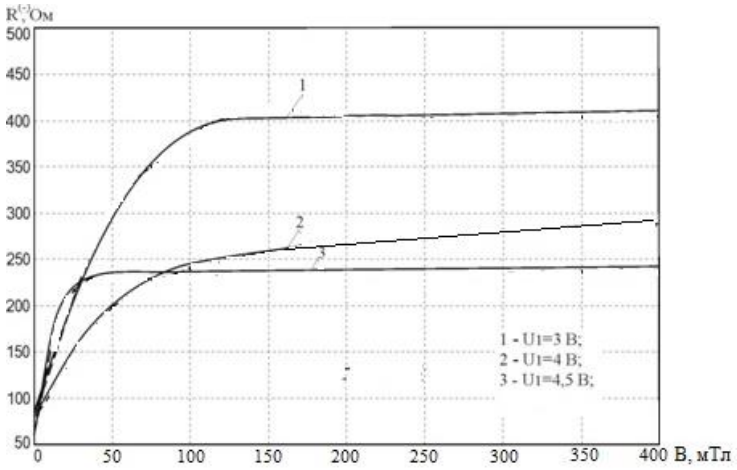


Рисунок 2.9 –Теоретичні залежності активної складової повного опору від індукції магнітного поля

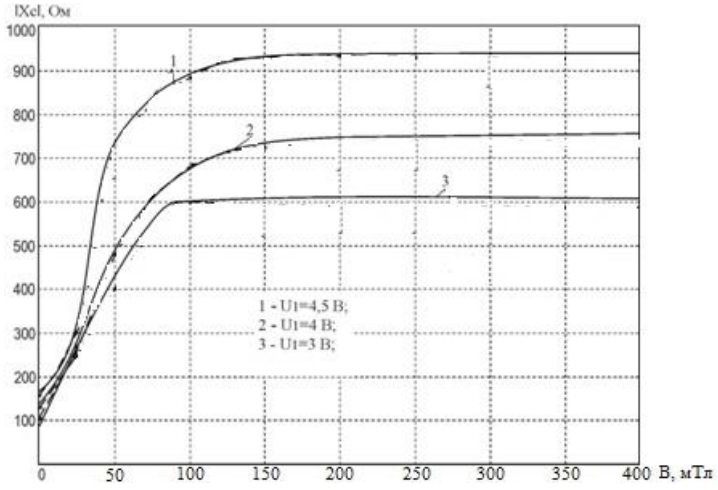


Рисунок 2.10 – Теоретичні та залежності реактивної складової повного опору від індукції магнітного поля

З рис. 2.9 та 2.10 видно, що із збільшенням магнітної індукції активна складова повного опору збільшуються.

На рис. 2.11 подані залежності частоти генерації перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором від напруги живлення U_1.

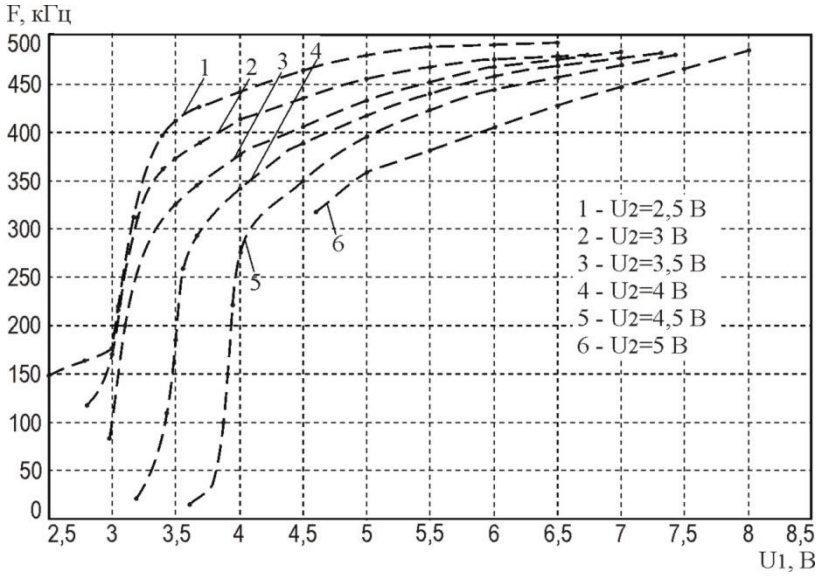


Рисунок 2.11– Залежності частоти генерації магнітного перетворювача із магнітотиристором від напруги живлення для різних робочих точок автогенератора

З рис. 2.11 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 6 В.

На рис. 2.12 подані теоретичні залежності частоти генерації магнітного перетворювача із магнітотиристором від зміни величини індукції магнітного поля.

Як видно з рис. 2.12, частота генерації збільшується із збільшенням магнітної індукції, а на ділянці від 1 до 100 мТл спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни магнітної індукції, також з рис. 2.12 видно, що теоретичні залежності мають добрий збіг.

Залежність частоти генерації від індукції магнітного поля визначається по контуру зворотного струму згідно еквівалентної схеми (рис. 2.8) на основі теорії стійкості Ляпунова.

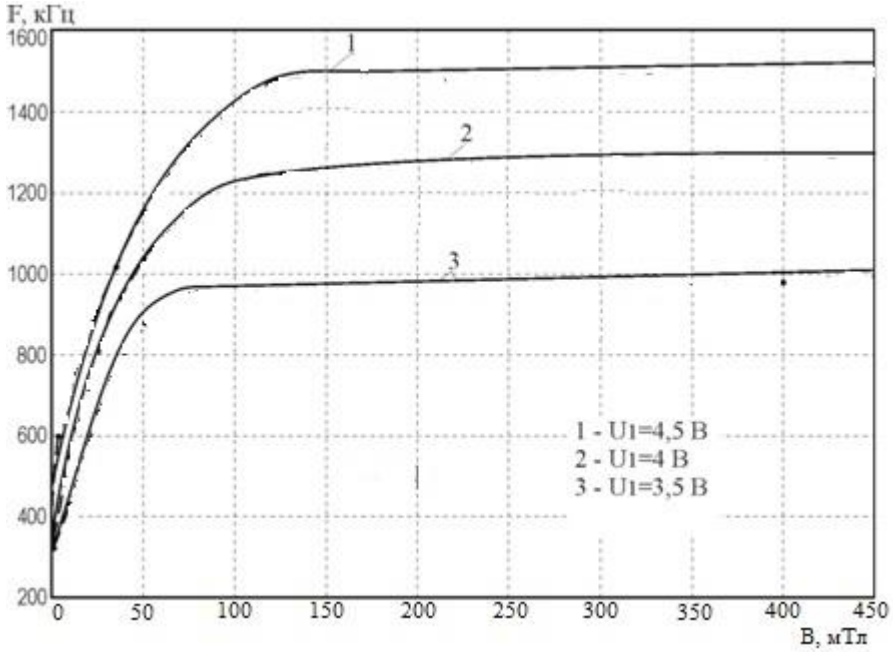


Рисунок 2.12 – Теоретичні залежності частоти генерації магнітного перетворювача із магнітотиристором від зміни величини магнітної індукції

Функція перетворення магнітного перетворювача із магнітотиристором описується виразом (2.8)

$$F = \frac{1}{2}\frac{\sqrt{2}\sqrt{L_{екв}C_{g2}(-L_{екв}C_{g2} + R_{e1}^2(B)C_{bx2}(B) + R_{e1}^2(B)C_{bx2}(B)C_{g2} + A)}}{L_{екв}C_{bx2}(B)C_{g2}R_{e1}(B)}, \qquad (2.8)$$

де

$$A = \sqrt{\begin{matrix} L_{екв}^2C_{g2}^2 + 2L_{екв}C_{bx2}^2(B)C_{g2}R_{e1}^2(B) - 2L_{екв}C_{g2}^2C_{bx2}(B)R_{e1}^2(B) + R_{e1}^4(B)C_{bx2}^4(B) + \\ + 2R_{e1}^4(B)C_{bx2}^3(B)C_{g2} + R_{e1}^4(B)C_{bx2}^2(B)C_{g2}^2 \end{matrix}}.$$

На основі (2.8) визначена чутливість магнітного перетворювача із магнітотиристором

$$S_B^F = \frac{1}{4}\sqrt{2}\Bigg(2R_{e1}(B)C_{bx2}^2(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) + 2R_{e1}^2(B)C_{bx2}(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right) +$$

$$+ 2R_{e1}(B)C_{bx2}(B)C_{g2}\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) + R_{e1}^2(B)C_{g2}\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right) + \frac{1}{2}\Big(4L_{ekv}C_{g2}R_{e1}(B)\times$$

$$C_{bx2}^2(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) + 4L_{ekv}C_{g2}R_{e1}^2(B)C_{bx2}(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right) - 4L_{ekv}C_{12}^2R_{e1}(B)\times$$

$$\times C_{bx2}(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) - 2L_{ekv}C_{g2}^2R_{e1}^2(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right) + 4R_{e1}^3(B)C_{bx2}^4(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) + \qquad (2.9)$$

$$+ 4R_{e1}^4(B)C_{bx2}^3(B)\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right) + 8R_{e1}^3(B)C_{bx2}^3(B)C_{g2}\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) + 6R_{e1}^4(B)C_{bx2}^2(B)C_{g2}\times$$

$$\times\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right) + 4R_{e1}^3(B)C_{bx2}^2(B)C_{g2}^2\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right) + 2R_{e1}^4(B)C_{bx2}(B)C_{g2}^2\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right)\Big)\Big/M_1\Bigg)\Big/$$

$$\Big/\Big(\sqrt{L_{ekv}C_{g2}(M_2+M_1)}R_{e1}(B)C_{bx2}(B)\Big) - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{L_{ekv}C_{g2}(D_2+D_1)}\left(\frac{\partial}{\partial B}R_{e1}(B)\right)\Big/\Big(L_{ekv}C_{g2}R_{e1}^2(B)\times$$

$$\times C_{bx2}(B)\Big) - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{L_{ekv}C_{g2}(M_2+M_1)}\left(\frac{\partial}{\partial B}C_{bx2}(B)\right)\Big/\Big(L_{ekv}C_{g2}R_{e1}(B)C_{bx2}^2(B)\Big),$$

де

$$M_1 = \sqrt{\begin{array}{l} L_{ekv}^2C_{g2}^2 + 2L_{ekv}C_{g2}C_{bx2}^2(B)R_{e1}^2(B) - 2L_{ekv}C_{g2}^2C_{bx2}(B)R_{e1}^2(B) + R_{e1}^4(B)C_{bx2}^4(B) + 2R_{e1}^4(B)\times \\ \times C_{bx2}^3(B)C_{g2} + R_{e1}^4(B)C_{bx2}^2(B)C_{g2}^2; \end{array}}$$

$$M_2 = -L_{ekv}C_{g2} + R_{e1}^2(B)C_{bx2}^2(B) + R_{e1}^2(B)C_{bx2}(B)C_{g2}.$$

Графік залежності чутливості від величини магнітної індукції представлений на рис. 2.13.

З рис. 2.13 видно, що максимальну чутливість магнітний перетворювач при напрузі живлення 3,5 В. Із зміною індукції від 1 до 150 мТл, чутливість змінюється від 130 до 2 кГц/мТл.

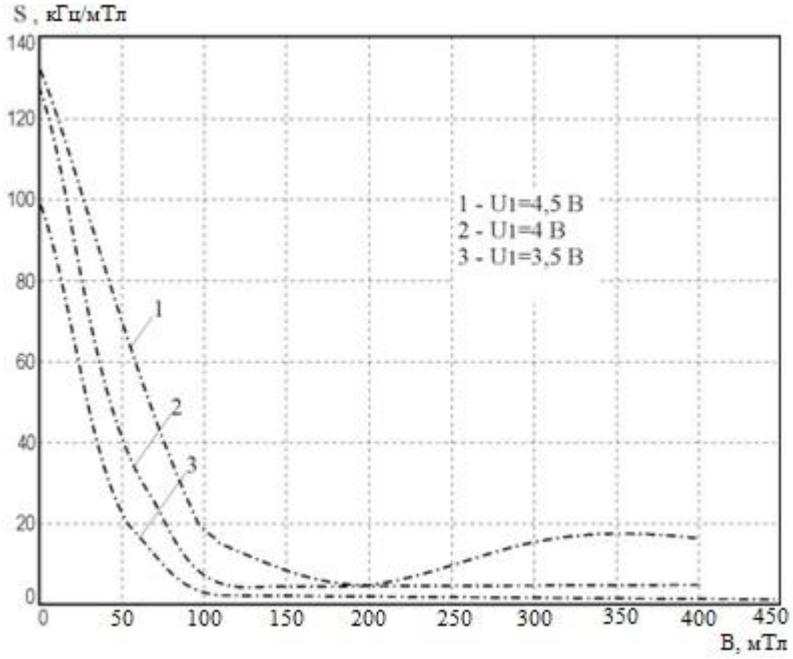


Рисунок 2.13 – Залежність чутливості магнітного перетворювача із магнітотиристором від зміни величини магнітної індукції

2.7 Моделювання роботи схеми

На рис. 2.14 зображено схему для моделювання, зібрану в середовищі Proteus. Для мікроконтролера ATTINY 2313 було створено програму мовою С та скомпільовано HEX-файл для його прошивки. В схемі для моделювання замість магнітотиристора, керованого магнітним полем використано звичайний тиристор S8006L, керований напругою. Різна напруга на затворі визначає різну резонансну частоту коливального контуру.

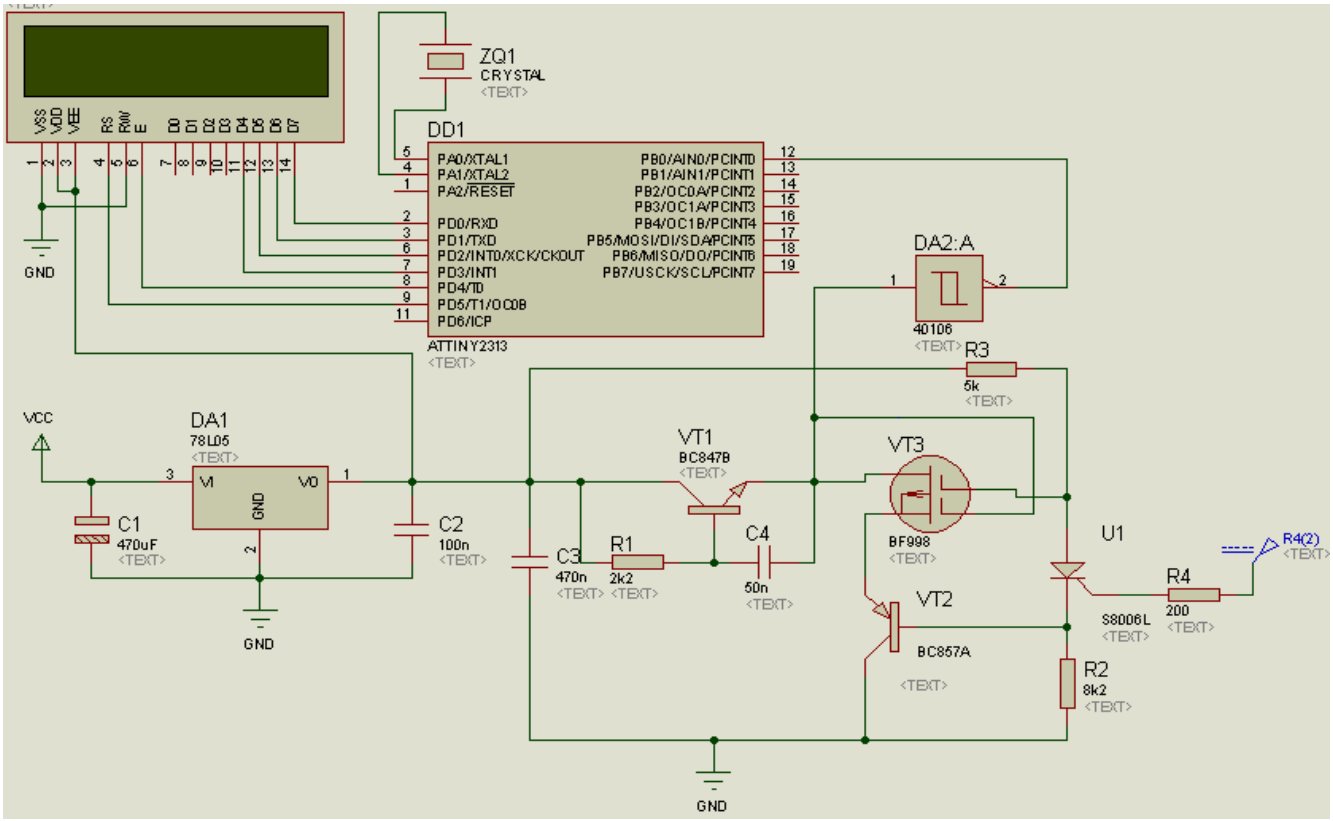


Рисунок 2.14 – Зображення схеми для моделювання

Гармонічний сигнал з виходу схеми генератора подається на тригер Шмітта на мікросхемі 40106, та перетворюється в сигнал прямокутної форми тієї ж частоти. З виходу тригера Шмітта поступає на 12 вхід мікроконтролера, де відбувається підрахунок імпульсів за період часу та вираховується частота сигналу.

На рисунку 2.15 зображено результати моделювання роботи схеми, резонансну частоту коливального контуру – 364,735 кГц. На рис. 2.15 зображено осцилограми сиггналів з коливального контуру та після тригера Шмітта.

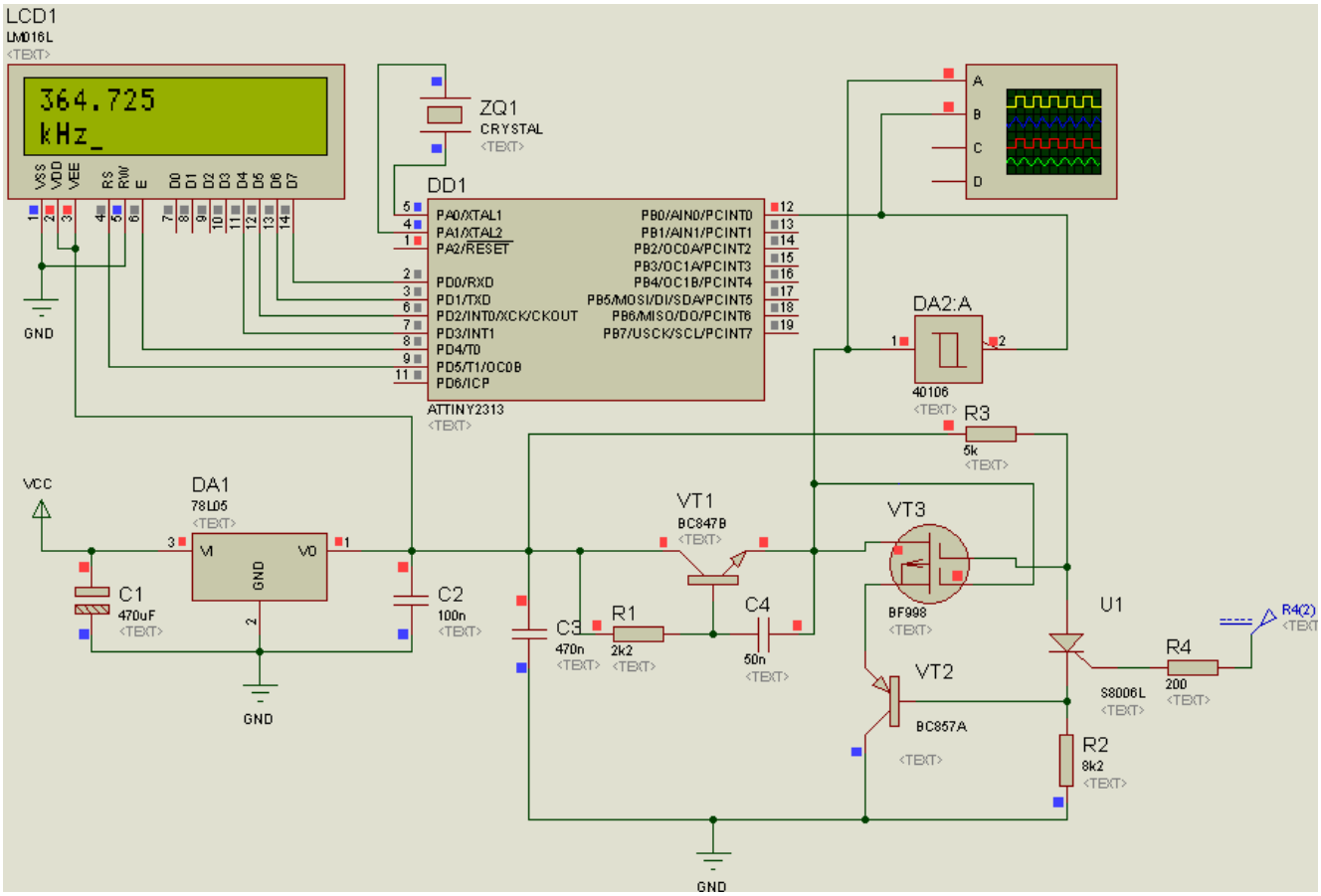


Рисунок 2.15 – Результат моделювання роботи схеми

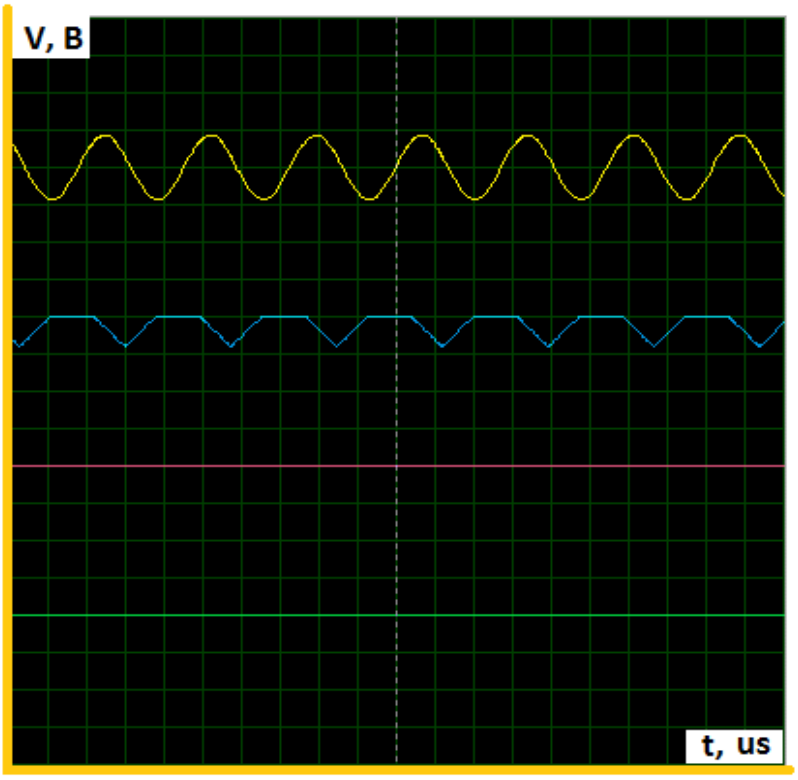


Рисунок 2.16 – Зображення осцилограм сигналів

При напрузі на затворі тиристора 1,5 В резонансна частота коливального контуру складає 364,735 кГц, що відображено на рідкокристалічному екрані. Таким чином, отримані результати моделювання показують можливість застосування даної схеми на практиці.

2.8 Висновки до другого розділу

У результаті математичного моделювання отримано аналітичні вирази, які можуть бути використані для інженерного розрахунку рівняння чутливості і функції перетворення частотного перетворювача магнітного поля з активним індуктивним елементом, що забезпечить вибір оптимального режиму його живлення.

Проведено дослідження, які показали, чутливість частотного перетворювача магнітного поля з магнітотиристором в діапазоні від 1 до 100 мТл, чутливість змінюється від 61 до 2 кГц/мТл. Розбіжність теоретичних та експериментальних даних складає ±5%.

3 РОЗРОБКА ПЛАТИ ТА ЕЛЕМЕНТІВ КОНСТРУКЦІЇ ВИМІРЮВАЧА РІВНЯ ПАЛИВА

В розділі проводиться обґрунтування типу та матеріалу друкованої плати, класу точності та кроку координатної сітки, на основі чого розробляється друкована плата та складальне креслення вимірювача рівня палива для автомобіля.

3.1 Вибір типу та матеріалу друкованої плати

При виборі типу друкованої плати для конструкції потрібно враховувати техніко-економічні показники. Модель даного приладу не є досить складною за своєю конструкцією і складається з доступних радіоелементів. Вибираємо двосторонню друковану плату, яка характеризується високими комутаційними якостями за рахунок металізації в отворах, підвищеною міцністю з’єднань виводів навісних елементів з рисунком плати та низькою вартістю.

Для виготовлення друкованої плати використовують фольговані та нефольговані діелектрики. Вихідними матеріалами для їх виготовлення є папір або склотканина, просякнуті синтетичними смолами, або полімерні плівки з лавсану, фторопласту та ін. На поверхню фольгованих матеріалів мідна фольга приклеюється з однієї чи двох сторін листа в процесі виготовлення. Її товщина становить 20 – 50 мкм.

До матеріалу висуваємо такі вимоги:

- висока технологічність;
- високі електрофізичні властивості;
- забезпечення високої адгезії;
- мінімальні механічні короблення.

В табл. 3.1 подано основні властивості матеріалів друкованих плат [11].

Найчастіше для виготовлення друкованих плат використовують склотекстоліт і гетинакс наступних марок:

- ГФ – фольгований гетинакс;
- СФ – фольгований склотекстоліт;
- ФГС – склотекстоліт фольгований травильний;
- СФПН – склотекстоліт фольгованийнагрівостійкий;
- СТФ – склотекстоліт теплостійкий.

Таблиця 3.1 – Властивості матеріалів друкованих плат

Параметри	Гетинакс	Текстоліт	Склотекстоліт
Щільність без фольги, г/см3	1,3…1,4	1,3…1,45	1,6…1,8
Відносна діелектрична проникність	4,5…6	4,5…6	5…6
Питомий об’ємний опір, Ом·м	1012…1014	1012…1014	1014…1015
Діапазон робочих температур, °С	-60…+80	-60…+105	-60…+120
Коефіцієнт теплопровідності, Вт/(м×К)	0,25…0,3	0,23…0,34	0,34…0,74
Температурний коефіцієнт лінійного розширення, 10^{-6} $К^{-1}$	22	22	8…9

Товщина друкованої плати визначається товщиною вихідного матеріалу і вибирається залежно від елементної бази та навантажень.

Найоптимальніші параметри для розробки вимірювача рівня палива, згідно табл. 3.1, має склотекстоліт. Тому обираємо двосторонній фольгований склотекстоліт марки СФ-2-35-1,5 ТУ16-503.271-86, який має товщину фольги 35 мкм, товщину матеріалу з фольгою 1,5 мм. та діапазон робочих температур від –60 до +120 °С. Даний матеріал, згідно з [11], володіє досить високим значенням ударної міцності, та здатен витримувати перевантаження в 25g та механічні удари з тривалістю імпульсу в 13 мілісекунд. Будучи вкритим захисним лаковим покриттям, фольгований склотекстоліт стає не чутливим до вологи у всьому

робочому температурному діапазоні, що задовольняє умовам поставленого технічного завдання.

3.2 Вибір класу точності та методу проектування друкованої плати

До друкованих плат висуваються такі вимоги:

1. Висока точність розташування струмопровідного рисунка

2. Велика величина опору діелектрика

3. Висока механічна міцність

4. Добра здатність до паяння, особливо після тривалого зберігання. Досягається шляхом вибору типу покриття та технологією його нанесення.

Точність розташування струмопровідного рисунка регламентується вимогами держстандартів. З цією метою введено поняття класу точності друкованих плат.

Таблиця 3.2 – Класи точності друкованих плат

Параметри конструкції плат, мм	Клас точності				
	1	2	3	4	5
1. Ширина друкованих провідників	0,75	0,45	0,25	0,15	0,1
2.Відстань між суміжними провідниками	0,75	0,45	0,25	0,15	0,1
3. Ширина гарантійного пояска	0,3	0,2	0,1	0,05	0,0025
4. Відносна товщина ДП	0,4	0,4	0,33	0,25	0,2

Для даного виробу (згідно таблиці 3.2), з огляду на не складне трасування оптимальним варіантом буде вибір 2-го класу точності друкованої плати (не вимагає використання високоякісних матеріалів, інструменту та обладнання).

Даний клас характеризується наступними параметрами конструкції:

а) ширина провідника – 0,45 мм;

б) відстань між сусідніми доріжками – 0,45 мм;

в) ширина гарантійного пояска – 0,2 мм;

г) відносна товщина ДП – 0,4 мм.

Установка навісних елементів на друкованій платі здійснюється згідно з ГОСТ 4ГО.010.030-81 та ГОСТ4.ГО.010.009. При розташуванні елементів необхідно враховувати наступні фактори: забезпечення високої надійності, мінімізація розмірів, забезпечення тепловідводу та ремонтопридатності.

Елементи розташовуємо з однієї сторони паралельно сторонам плати по принципу найкоротших зв'язків.

Вибираємо крок координатної сітки 1,25 мм. Координатну сітку на початок координат розташовуємо згідно з ГОСТ 2.417-78. Отвори та елементи друкованого малюнку розташовуємо на платі відносно початку координат [12].

Всі контактні площадки розміщуємо у вузлах сітки. Це ж стосується і виводів елементної бази.

3.3 Розрахунок ширини провідників

Ширина провідників визначається у розрахунку на струм, який проходить через них, та максимально можливе падіння напруги.

Для допустимого струму :

$$b_{\min} = \frac{I_{\max}}{j_{доп} \times t}, \tag{3.1}$$

де $j_{доп}$ – допустима густина струму для мідного провідника, $j_{доп}$ = 17 А/мм^2 ;

t – товщина фольги, t = 35 *мкм*;

I_{max} – максимальний постійний струм, який проходить через провідник; I_{max}=0,03A, згідно індивідуального завдання.

$$b_{\min} = \frac{0,03}{17 \times 0,035} = 0,05(мм) = 50(мкм) < 250(мкм).$$

Визначимо мінімальну ширину провідника з умови допустимого падіння напруги:

$$b_{\min} = \frac{I_{\max} \times \rho \times l_{\max}}{\Delta U_{доп} \times t}, \quad (3.2)$$

де ρ – питомий опір провідників, ρ = 0,0175 $Ом \times мм^2/м$;

$I_{мах}$ – струм, який проходить по провіднику, $I_{мах}$ = 0,03 $А$;

$l_{мах}$ – максимальна довжина провідника, $l_{мах}$ = 0,1 $м$;

$U_{доп}$ – допустиме падіння напруги (становить 5% від напруги живлення $U_{доп}$ = 5×0,05 = 0,25 В);

t – товщина фольги;

$$b_{\min} = \frac{0,03 \times 0,0175 \times 0,1}{0,25 \times 0,035} = 0,06(мм) = 60(мкм) < 250(мкм).$$

Розраховані значення ширини провідників не перевищують обраних для другого класу точності.

3.4 Моделювання проекту в ARES PCB LAYOUT

Розробка друкованої плати в ARES розпочинається з виклику команди Tools>NetlisttoARES в програмі моделювання ISISProteus [13]. Після виклику команди буде автоматично запущено вікно програми ARESз пропозицією вибору необхідного типу друкованої плати, що буде розроблятися. В якості друкованої плати вибираємо плату з двосторонньою металізацією, після чого зберігаємо проект.

В процесі завантаження списку з’єднань для кожного символу схеми в бібліотеках корпусів компонентів *.LIB знаходиться відповідний корпус. Якщо

необхідний корпус відсутній у бібліотеці, то за допомогою вкладки PackageMode створюємо новий корпус або проводимо вибірку одного із існуючих корпусів.

Перед початком процесу автоматичного трасування друкованої плати, за допомогою вкладки Technology>DesignRules проводимо необхідні налаштування допустимого розміщення провідників, їх мінімальної та максимально можливої товщини, а також зазорів між ними. Для початку трасування виконуємо команду Tools>AutoRouter. Отримаємо розведену плату (рис. 3.1).

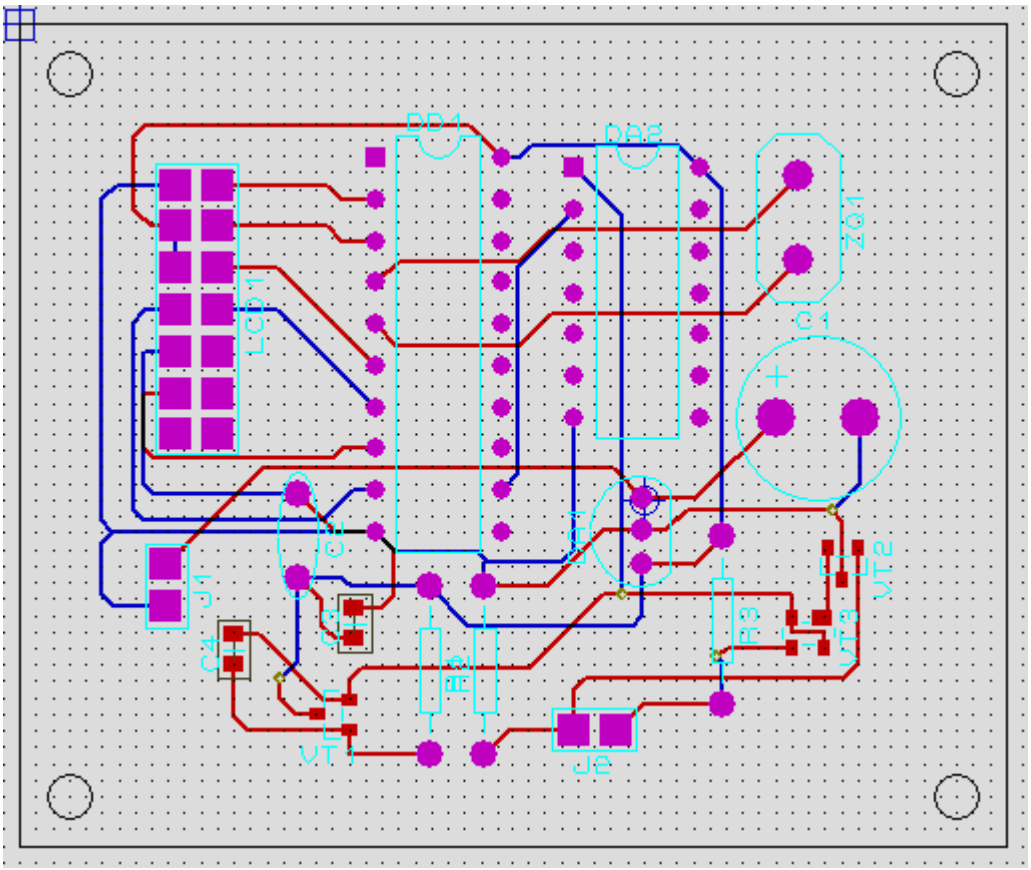


Рисунок 3.1 – Розведена плата в ARES Proteus Layout

Скориставшись функціональними можливостями ARES, побудуємо візуальну трьохвимірну модель друкованої плати з встановленими компонентами.

Побудована трьохвимірна модель пристрою (рис. 3.2). А також зображено вигляд плати без елементів (рис. 3.3).

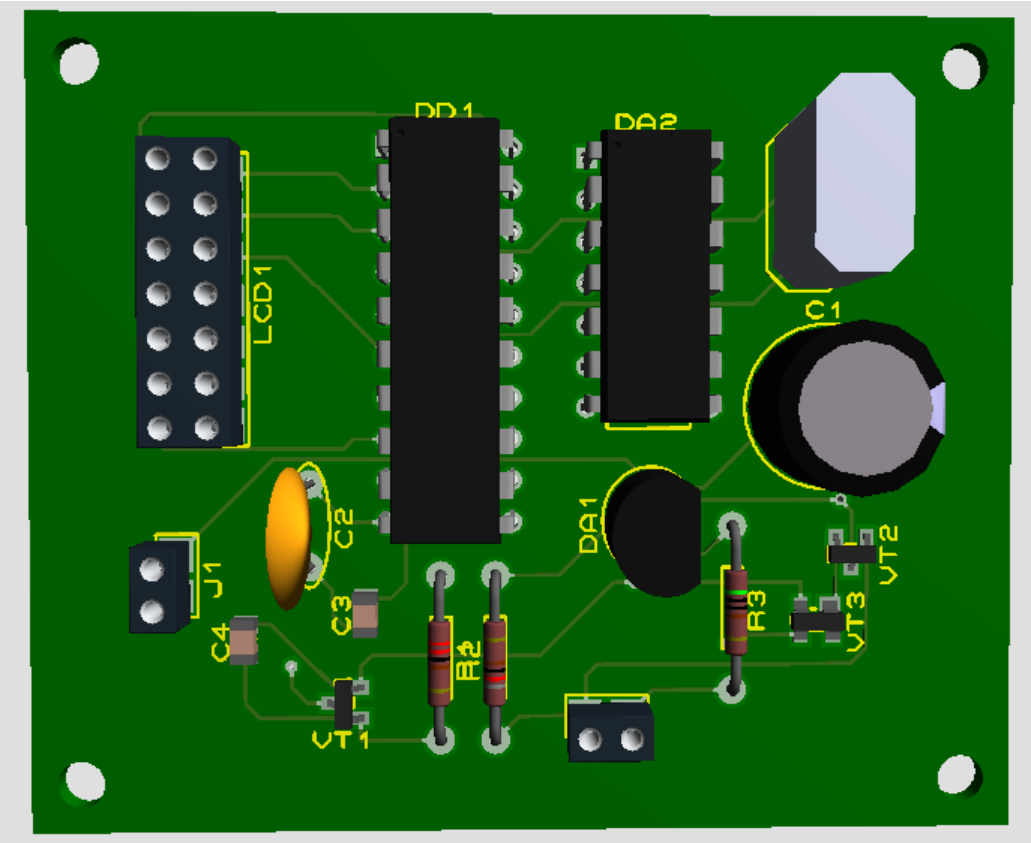


Рисунок 3.2 – Зображення моделі плати пристрою з елементами

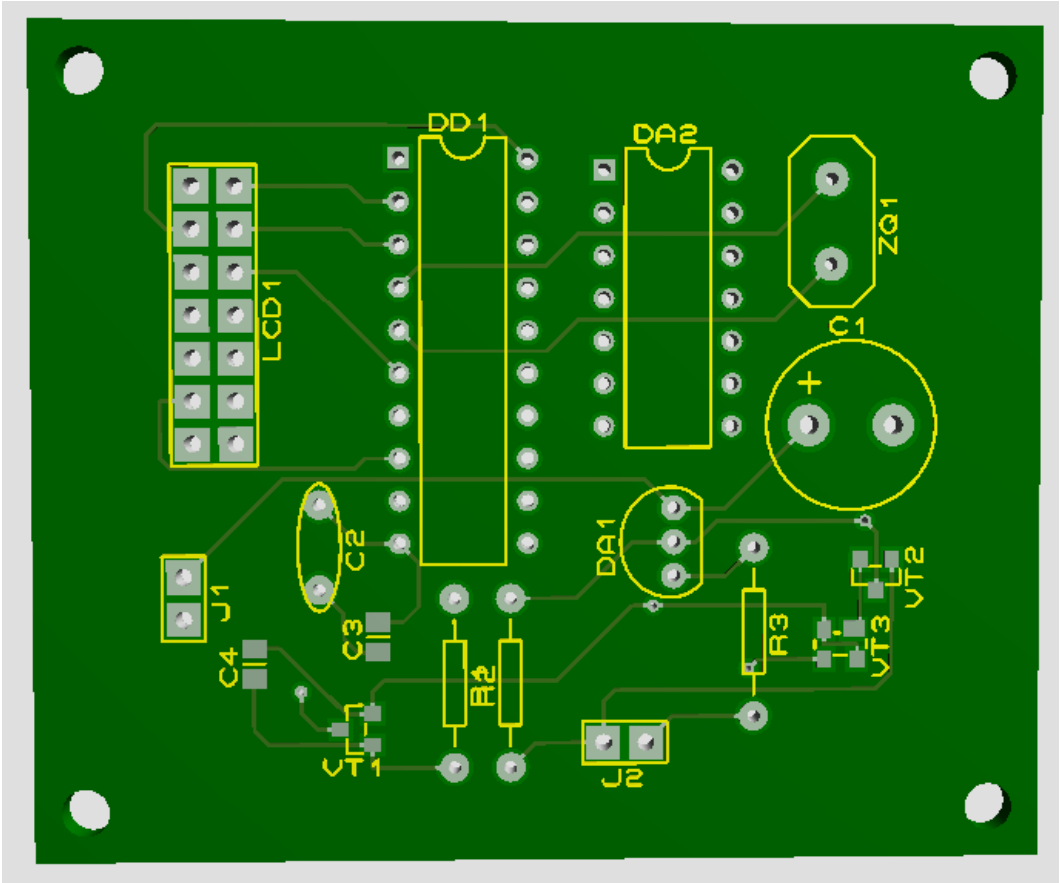


Рисунок 3.3 – Зображення моделі плати пристрою без елементів

3.5 Висновки до третього розділу

Виконано розрахунок параметрів друкованої плати та обрано її тип – двостороння. Цей тип характеризується високими комутаційними властивостями, підвищеною міцністю з’єднань виводів навісних елементів з рисунком плати, високою щільністю розташування електронних компонентів та низькою вартістю.

Обрано матеріал друкованої плати – двосторонній фольгований склотекстоліт марки СФ-2-35-1,5 ТУ16-503.271-86 (ГОСТ 10316 – 78), який має товщину 1,5 мм. Для даного типу плати проведено розрахунок ширини друкованих провідників.

Використовуючи ARES PCB Layout створено проект та проведено моделювання пристрою. На основі проектів ISIS Proteus та ARES PCB Layout створено електричну принципову схему, друковану плату та складальне креслення, які наведені в додатках.

4 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

Метою розділу є проектування і створення конкурентоспроможних розробок, технологій, що відповідають сучасним вимогам сучасного світу. Також розділ включає наступні складові: вартість усіх матеріалів, використовуваних при розробці проекту: придбані з боку сировину і матеріали, необхідні для створення науково-технічної продукції; покупні матеріали, що використовуються в процесі створення науково-технічної продукції для забезпечення нормального технологічного стану; сировину і матеріали, покупні комплектуючі вироби і напівфабрикати, використовувані в якості об'єктів досліджень (випробувань) та для експлуатації, технічного обслуговування і ремонту виробів - об'єктів випробувань (досліджень).

4.1 Прогнозування витрат на виконання НДДКР

Капітальні вкладення на розробку нового конструкторського технічного рішення, в загальному випадку, складаються з відповідних витрат і розраховуються за формулою (4.1):

$$К = З_о + З_Р + З_{дод} + А_{обл} + М + К_в + В_{ел} + І_в, \quad (4.1)$$

де $З_о$ – основна заробітна плата розробників, грн;

$З_Р$ – основна заробітна плата робітників, які виконують відповідні роботи, грн.;

$З_{дод}$ – додаткова заробітна плата розробників та робітників, грн.;

$А_{обл}$ – амортизація обладнання та приміщень для розробки нового рішення, грн.;

М – витрати на матеріали, які були використанні на розробку технічного рішення, грн;

$К_в$ – витрати які були використанні на розробку технічного рішення, грн;

$В_{ел}$ – витрати на електроенергію для розробки нового технічного рішення, грн.;

$І_в$ – інші витрати, грн.;

Витрати на основну заробітну плату розробників розраховуються за формулою (4.2):

$$З_о = \sum_{i=1}^{k} \frac{M_{ni} * t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

де k - кількість посад розробників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} - місяний посадовий оклад конкретного розробника;

t_i - число днів роботи конкретного розробника;

T_p - середнє число робочих днів в місяці.

Проведені розрахунки зведемо до табл. 4.1.

Таблиця 4.1 - Витрати на заробітну плату розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату
Керівник проекту	10000	476	30	14285,71
Технік	4200	200	30	6000
Всього			$З_о$	202851

Розрахунок основної заробітної плати проводиться за наступною формулою (4.3):

$$З_р = \sum_{i=1}^{n} C_i * t_i, \quad (4.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн./год;

t_i – час роботи робітника на визначеній і й технологічній операції при виготовлені одного виробу, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду *Ci* можна розрахувати за формулою (4.4):

$$C_i = \frac{M_M * K_I * K_C}{T_P * T_{зм}}, \quad (4.4)$$

де $M_м$ – розмір мінімальної місячної заробітної плати, грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду;

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормативними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати;

T_p – середнє число робочих днів в місяці;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

Розмір мінімальної заробітної плати станом на 1.01.2019 р. становить 4173 грн.

Детальні розрахунки представимо в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість операції, год.	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати на робітника грн.
Складання мікросхеми	1	4	1,5	55,28	55,28
Виконання паяльних робіт	1	3	1,35	45,9	45,9
Всього					95

Нарахування на заробітну плату в 2019 році. Кожний роботодавець зобов'язаний нараховувати і сплачувати до бюджету єдиний соціальний внесок (ЄСВ). Це консолідований страховий внесок, який включає соціальний пакет, законодавчо передбачений державою, а саме: пенсійне страхування (виплата пенсій), страхування на випадок тимчасової втрати працездатності (оплата лікарняних), страхування, пов'язане з виникненням нещасних випадків на

виробництві. Також нагадаємо, що ЄСВ в 2019 році сплачується за рахунок коштів роботодавця.

У загальному випадку ставка ЄСВ складає 22% (ч. 5 ст. 8 ЗУ "Про ЄСВ"). Нарахування на заробітну плату відповідно до діючого законодавства розробників та робітників становить 22% від суми основної та додаткової заробітної плати розробників і робітників за формулою (4.5):

$$З_н = (З_о + З_р + З_{дод}) * Н_{зп}, \quad (4.5)$$

де $Н_{зп}$ – норма нарахування на заробітну плату робітників.

Розрахунок приведений в формулі 4.6.

$$Зн = (202851 + 95) * 22\% = 44\,648{,}12 \text{ грн.} \quad (4.6)$$

Наступним етапом є розрахунок амортизаційних відрахувань. В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання та приміщень та програмному забезпеченню можуть бути розраховані з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою 4.7:

$$А_{обл} = \frac{Ц_б}{Т_в} * \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.7)$$

де $Ц_в$ – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувалися для розробки нового технічного рішення, грн.;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, приміщень під час розробки, місяців;

$Т_в$ – строк корисного використання обладнання, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн.	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн.
Програмне забезпечення	100 000	2	1	4166
Комп’ютер	25 000	7	1	297,6
Паяльна станція	2700	3	1	75
Паяльник для мікросхем	1000	3	1	27,7
Дрібні устаткування	50000	3	1	1388,8
Всього				5955,1

Витрати на комплектуючі вироби, які використовуються при розробці одиниці нового технічного рішення, розраховуються згідно з їхньою номенклатурою за формулою 4.8:

$$К_в = \sum_{j=1}^{n} H_j * Ц_j * K_j, \quad (4.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j - го виду;

$Ц_j$ - ціна комплектуючих го виду;

Кj - коефіцієнт транспортних затрат.

№	Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
1.	матеріал друкованої плати – двосторонній фольгований склотекстоліт марки СФ-2-35-1,5 ТУ16-503.271	1	33	33
2.	Конденсаторів	6	4	24
3.	Індуктивність	1	10	10
4.	Резистори	10	3	300
5.	Транзистори	2	30	120
Всього				575

Коефіцієнт транспортних витрат може коливатися від 1,1 до 1,15. В нашому випадку становить 1,15.

Розрахунки зведемо до таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Витрати на комплектуючі

Наступним етапом є розрахунок витрат на силову електроенергію:

Витрати на силову електроенергію B_e розраховується за формулою:

$$\mathrm{B_e} = \sum_{i=1}^{n} \frac{W_{yi} * t_i * \mathrm{Ц_e} * \mathrm{К_{впі}}}{\eta_\mathrm{i}}$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на визначеній i – *й* технологічній операції при виготовлені одного виробу або на етапі розробки, год;

$Ц_e$ – вартість 1 кВт – години електроенергії, грн;

$К_{впі}$ – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $К_{впі} < 1$.

η_i - коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_\mathrm{i} < 1$.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці

Таблиця 4. 5 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Паяльник для мікросхем	40	1,5	36
Паяльна станція	80	0,5	72
Всього			108

Витрати на електроенергію становлять 180,897 коп./кВт·год для промислових підприємств першого класу напруги, постачальник Вінницяобленерго.

4.2. Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки

Метою будь якого підприємства є отримання прибутку. На рівень цін підприємства впливають наступні фактори: собівартість продукції; наявність унікальних властивостей продукції; ціни-продуктів конкурентів і цін товарів-замінників; можливість отримання достатнього прибутку. Нижня межа ціни – це собівартість, верхня межа платоспроможність покупців. Скористаємось методом лімітних цін, за якого визначається верхня та нижня межа ціни.

Сума всіх калькуляційних статей витрат утворює виробничу собівартість виробу.

Результати розрахунків всіх видів витрат, на виготовлення одиниці продукції, необхідно звести до таблиці 4.6.

Таблиця 4. 6 – Собівартість виготовлення виробу

Стаття витрат	Умовне позначення	Сума, грн.
Витрати на комплектуючі на одиницю продукції, грн	***Кв***	575
Витрати на силову електроенергію, грн.	***Ве***	108
Витрати на основну заробітну плату робітників, грн.	***Зр***	95
Витрати на нарахування на заробітну плату робітників, грн.	***Зн***	21
Загальновиробничі витрати, грн.	***Взаг***	190
	Sв	989

Нижня межа ціни передбачає, що виробник має покривати усі понесені витрати в процесі виробництва та забезпечити відповідний рівень рентабельності для підприємства.

Ціна реалізації розраховується за формулою 4.10:

$$Ц_{нмр} = S_в * \left(1 + \frac{P}{100}\right) * (1 + \frac{w}{100}), \quad (4.10)$$

де $Ц_{нмр}$ - нижня межа ціни реалізації виробу;

$S_в$ - виробнича собівартість виробу, грн;

Р - нормативний рівень рентабельності, %;

w- ставка податку на додану вартість.

За нормативний рівень рентабельності приймаємо 40% для першого року виробництва, в подальшому підприємство планує нарощувати. Ставка податку на додану вартість станом становить 20%.

За ціну реалізації приймається ринкова ціна на відповідні вироби з врахування значень показників якості нової розробки відносно до показників базового виробу і в цьому випадку розрахуємо верхню межу ціни:

$$Ц_{нмр} = 1770* (1+0,5)*(1+0,2) =1896,6 \quad (4.11)$$

В даний час перспективність наукового дослідження визначається не стільки масштабом відкриття, оцінити на перших етапах життєвого циклу високотехнологічного продукту буває важко, скільки комерційною цінністю розробки. Оцінка комерційної цінності розробки є необхідною умовою при пошуку джерел фінансування для проведення наукового дослідження і комерціалізації його результатів. Це важливо для розробників, які повинні представляти стан і перспективи проведених наукових досліджень.

Необхідно розуміти, що комерційна привабливість наукового дослідження визначається не тільки перевищенням технічних параметрів над попередніми розробками, а й тим, наскільки швидко розробник зможе знайти відповіді на такі питання - чи буде продукт затребуваний ринком, яка буде його ціна, який бюджет наукового проекту, який термін буде потрібно для виходу на ринок і т.д.

4.3. Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Експлуатаційні витрати є такі витрати, які забезпечують функціонування будь якої розробки в період її експлуатації.

Спочатку розраховується заробітна плата обслуговуючого персоналу $З_{обс}$:

$$З_{обс} = N * T_1 * К_{сер} * Ф_е * К_с * \beta, \quad (4.12.)$$

де N – число робітників, що обслуговують один виріб;

$Т_1$ – погодинна тарифна ставка оплати праці 1 – го розряду;

Погодинна тарифна ставка $Т_1$ визначається за формулою:

$$Т_1 = \frac{М_м}{Т_р * Т_{зм}}, \quad (4.13.)$$

де $М_м$ – мінімальна місячна заробітна плата встановлено КМ;

$Т_р$ – число робочих днів у місяці;

$Т_{зм}$ – тривалість зміни;

$К_{сер}$ – середній тарифний коефіцієнт, що обслуговують виріб;

$Ф_е$ – ефективний фонд часу робітників за рік;

$К_с$ – коефіцієнт співвідношень;

β - частка часу, який витрачає на обслуговування виробу в загальному часі своєї роботи;

Мінімальна заробітна плата становить 4173. Середнє число робочих місяців 21. Тривалість зміни 8 год.

$$Т_1 = \frac{4173}{8 * 21} = 24{,}8$$

Отже, $З_{обс}$ = 1*24,8*1*1,37*1800*0,001 = 61 грн.

Наступним кроком є розрахунок витрат на силову енергію:

$$В_е = В*П*Ф*К_п \quad (4.14.)$$

де В – вартість 1 кВт – години електроенергії.

П – установлена потужність виробу, к ВТ;

Ф – фактична кількість годин роботи виробу за рік, годин;

$К_н$ – коефіцієнт використання потужності.

Витрати на електроенергію становлять 180,897 коп./кВт·год для промислових підприємств першого класу напруги, постачальник Вінницяобленерго.

$$В_е = 180,897*5*0,03*(8*21*12)= 46,8$$

Амортизаційні відрахування для розробки визначаються за формулою:

$$А = \frac{Ц*Н_а}{100} \quad (4.15)$$

де Ц балансова вартість виробу, грн;

На – річна сума амортизації, %.

$$А = \frac{1896 * 25}{100} = 474$$

Витрати на поточний ремонт розробки розраховується за формулою:

$$Р = \frac{В_1 * N_1}{T_1} + \frac{B_n * N_n}{T_n} * Ф + З_р \quad (4.16)$$

де $В_1$, …$В_n$ – вартість однотипних елементів, що замінюються протягом року, грн;

N_1, N_2 ..N_n – кількість однотипних елементів, що замінюються протягом року, шт;

$Т_1$, $Т_2$ …$Т_n$ - середній строк дії однотипних елементів, що замінюються годин

Оскільки, в пристрої не планується заміна деталей прогнозуємо річний ремонт на 80 грн.

Інші витрати 5 – 10% від суми загальних витрат.

80*5% = 4

Сума витрат за всіма статтями дає величину експлуатаційних витрат для даної розробки E_2:

$$E_2 = 4 + 80 + 474 + 46{,}8 + 61 = 665$$

4.4. Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Оцінювання комерційного потенціалу здійснювалось на основі опитування трьох фахівців-викладачів кафедри в т.ч. наукового керівника. На основі опитування і будується оцінка і проводиться технологічний аудит.

Комерційний потенціал розробки оцінюється за 12 критеріями та оцінюється за 5 бальною шкалою. До даних критеріїв входять 4 групи критеріїв, а саме: технічна здійсненність концепції, ринкові переваги та недоліки, ринкові перспективи, практична здійсненність.

Таблиця 4.7 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	К.т.н., доц. Мартинюк В.В.	Селецька О.О. К.т.н., доц.	К.т.н., доц. Огородник К.В.
1.	4	3	1
2.	1	3	3
3.	3	4	3
4.	1	2	1
5.	4	4	4

6.	2	3	3
7.	2	3	0
8.	2	4	3
9.	4	0	2
10.	3	2	3
11.	3	2	2
12.	1	2	2
Сума балів	$СБ_1$	$СБ_2$	$СБ_3$
	30	28	27

$$\overline{СБ} = \frac{\sum_1^3 СБ_i}{3}$$

$$\overline{СБ} = \frac{30 + 28 + 27}{3} = 28{,}3$$

Отже, на основі проведеного експертного опитування середньо арифметична сума балів становила 28,3, що становить вище середнього. Може зробити висновок, що розробка є дуже актуальною. Має широкий спектр застосування.

Отже, розроблений пристрій може бути впроваджена на абсолютно будь-яких підприємствах і організаціях, зацікавлених у підвищенні безпеки будь-якого приміщення. Потенційними споживачами даного дослідження можуть бути як фізичні, юридичні особи, так і комерційні організації різних розмірів, які потребують безпеки своїх об'єктів.

4.5. Оцінювання рівня конкурентоспроможності розробки

Конкурентоспромо́жність това́ру — це здатність продукції бути привабливішою для покупця в порівнянні з іншими виробами аналогічного виду й призначення, завдяки кращій відповідності її якісних і вартісних характеристик вимогам ринку й споживчим оцінкам. Водночас конкурентоспроможною можна вважати лише однорідну продукцію з технічними параметрами і техніко-економічними показниками, що ідентичні аналогічним показникам уже проданого товару. Детальний аналіз конкуруючих розробок, існуючих на ринку, необхідно проводити систематично, оскільки ринки перебувають в постійному русі.

З цією метою може бути використана вся наявна інформація про конкурентних розробках:

− технічні характеристики розробки;

− конкурентоспроможність розробки;

− рівень завершеності наукового дослідження (наявність макета, прототипу і т.п.);

− бюджет розробки;

− рівень проникнення на ринок;

− фінансове становище конкурентів, тенденції його зміни і т.д.

Аналіз конкурентних технічних рішень з позиції ресурсоефективності та ресурсозбереження дозволяє провести оцінку порівняльної ефективності наукової розробки і визначити напрямки для її майбутнього підвищення.

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності інноваційного рішення представлені в таблиці.

Загальний показник конкурентоспроможності інноваційного рішення (Кінт) з урахуванням вищезазначених груп показників визначається за формулою:

$$К_{інт} = I_{НП} \frac{I_{ТП}}{I_{ЕП}} \qquad (1.1.)$$

де ІНП – загальний показник конкурентоспроможності за ормативними параметрами;

ІТП – індекс технічних параметрів (відносний рівень якості інноваційного рішення);

ІЕП – індекс економічних параметрів.

В таблиці представлені нормативні та технічні параметри. Нормативні параметри характеризують властивості товару, регламентовані обов’язковими нормами, стандартами і законодавством ринків майбутнього продажу.

Таблиця 4.8 – Нормативні, технічні та економічні параметри інноваційного рішення і товару-конкурента

	Варіанти	
Показник	Новий (інноваційне рішення)	Базовий (товар-конкурент)
1. Нормативні параметри		
Вага	0	0
Розмір	1	1
Коефіцієнт вагомості параметра	1	1
2. Технічні параметри		
Функціональність	1	0
Зручність	1	0
Швидкість виконання дій	1	1
Легкість обслуговування	1	0
Наявність додаткових функцій	1	1
Коефіцієнт вагомості параметра	5	2
3. Економічні параметри		
Ціна	1	1
Рівень попиту на товар	1	1
Коефіцієнт вагомості параметра	2	2

Кн= 1 *5/2 = 2,5

Кб = 1*2/2= 1

До групи технічних параметрів, що їх використовують для оцінювання конкурентоспроможності, зазвичай вносять показники призначення та надійності, а також ергономічні та естетичні показники.

Нормативні параметри характеризують властивості товару, регламентовані обов'язковими нормами, стандартами і законодавством
ринків майбутнього продажу.

Крім того, задовольняючи потреби, покупець витрачає свої гроші як на придбання товару, так і на його використання. Розмір цих витрат формує ціну придбання та вартість споживання товару.

До наведених в таблиці показники конкурентоспроможність визначають також наступні показники: спрощена схема виконання та виробництва; нижча собівартість за рахунок використання дешевших комплектуючих; краща якість; нижчі витрати на транспортування пристрою чи деталей; спрощена установка та ремонт; експлуатація та технічне обслуговування, навчання персоналу; довший термін експлуатації; ергономічні та органолептичні показники.

Близьким аналогом є вимірювач рівня палива в автомобілі мікроконтроллері ATtiny 2313. Його перевагами порівняно із розробленим пристроєм є те, що контролер працює з зовнішніми елементами і виводить дані на LCD дисплей або безпосередньо на бортовий диспелей.

Таблиця 4.9 - Нормативні, технічні параметри мікропроцесорного пристрою для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора

№	Технічні характеристики	Нормативи	Критерій
1.	напруга живлення	Uж = +5 В	1
2.	вимірювання рівня палива	$l_{мін}$=0 см, l_{max}=40 см	1
3.	наявність живлення від мережевого блоку та від резервної батареї		1

4.	вивід результатів вимірювання на LCD екран		1
5.	максимальне значення струму в провіднику	0,03 А.	1

Нормативний розмір плати становить не більше 60×50×1,5мм.

Загальний показник конкурентоспроможності за нормативними параметрами приймаємо рівним 1, якщо інноваційне рішення відповідає встановленим нормам, стандартам і вимогам; якщо не відповідає, приймаємо значення параметра як 0.

Індекс економічних параметрів визначається за формулою:

$$I_{ЕП} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_{Нei}}{\sum_{i=1}^{n} P_{Бei}}, \quad (1.2.)$$

де РНеі, РБеі – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів.

Якщо Кінт > 1, то інноваційне рішення вважається більш конкурентоспроможним, ніж товар-конкурент, обраний за базу для порівняння; якщо Кінт < 1, то рівень конкурентоспроможності інноваційного рішення є нижчим, ніж у товару-конкурента; якщо Кінт = 1, то ця ситуація інтерпретується як тотожність рівнів конкурентоспроможності обох товарів. Безумовно, мета виробника – отримати Кінт > 1, цілеспрямовано, збільшуючи ІТП та зменшуючи ІЕП.

Іеп = 1896,6/1700 = 1,1

Було розроблено мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого теристора. До переваг прівняно із існуючими аналогами можна віднести наступне, розроблений пристрій є не коштовний зчитувач, який підтримує загальноприйнятий протокол USART.

Близьким аналогом є вимірювач рівня палива в автомобілі мікроконтроллері ATtiny 2313. Його перевагами порівняно із розробленим

пристроєм є те, що контролер працює з зовнішніми елементами і виводить дані на LCD дисплей або безпосередньо на бортовий диспелей.

1.6 Висновки до четвертого розділу

Економічні розрахунки підтвердили виробництво виробу. Підприємство планує на наступному році випуску збільшувати обсяги і та ринку збуту, таким чином плануємо, що його рентабельність зросте. Розробка є актуальною, оскільки даний пристрій має широку сферу застосування. Одними з найбільших статей витрат становить комплектуючі матеріали, електроенергія та заміна деталей, тобто ремонт. Сума витрат за всіма статтями дає величину експлуатаційних витрат для даної розробки E2: 665

ВИСНОВКИ

У роботі запропоновано мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора.

1. Проаналізовано існуючі види сенсорів переміщення та вимоги, які до них висуваються.

2. Описано сучасні види сенсорів переміщення, їх переваги та недоліки.

3. Визначено, що перспективним напрямком розвитку сенсорів переміщення є дистанціометр на основі магніточутливого елемента.

4. Розроблено структурну схему вимірювача рівня палива для автомобіля на основі магніточутливого тиристора та описано призначення її основних компонентів.

5. Розроблено на базі структурної електричну схему вимірювача рівня палива та описано принцип її роботи.

6. Проведено дослідження, які показали, чутливість частотного перетворювача магнітного поля з магнітотиристором в діапазоні від 1 до 100 мТл, чутливість змінюється від 61 до 2 кГц/мТл. Розбіжність теоретичних та експериментальних даних складає ±5%.

7. Промодельовано розроблену електричну схему в різних режимах роботи, що підтверджує можливість застосування даної схеми на практиці.

8. Виконано розрахунок параметрів друкованої плати та обрано її тип.

9. Обрано матеріал друкованої плати – двосторонній фольгований склотекстоліт марки СФ-2-35-1,5 ТУ16-503.271-86 (ГОСТ 10316 – 78).

10. Використовуючи ARES PCB Layout створено проект та проведено моделювання пристрою.

11. Економічні розрахунки підтвердили виробництво виробу. Підприємство планує на наступному році випуску збільшувати обсяги і та ринку збуту, таким чином плануємо, що його рентабельність зросте. Розробка є актуальною, оскільки даний пристрій має широку сферу застосування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Мартинюк В. В, Нікітюк К. В. Матеріали XLVII науково- технічної конференції підрозділ Вінницького Національного Технічного Університету (КТКП ВНТУ). 2019. – 311с.
2. Мартинюк В. В, Нікітюк К. В. Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПІРН-2019): матеріали І Міжнародної науково- технічної конференції, м. Вінниця, 14-16 листопада 2019 р. – Вінниця, ВНТУ, 2019. – 189с.
3. Бейлина Р. А, Грозберг Ю.Г., Довгяло Д.А. Микроэлектронные сенсори. Новополоцк ПГУ. 2001. – 119с.
4. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1992– 63с.
5. Бараночников М.Л. Микромагнитоэлектроника. Т.1. - М., ДМК Пресс, 2001.– 174с.
6. Г.А. Егиазарян, В.И. Стафеев. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение - М., Радио и связь, 1987 – 41с.
7. Проэктирование сенсоров для измерения механических величин / Под ред. А.П.Осадчего. - М.:Машиностроение, 1979. – 154с
8. Алейников А.Ф., Гридчин В.А., Цапенко М.П. Сенсори (перс пективные направления развития) - М., НГУ. 2001. – 102с.
9. Викулин И.М., Викулина Л.Ф., Стафеев В.И. Гальваномагнитные приборы, - М.: 1983– 125с.
10. Алейников А. Ф., Гридчин В. А., Цапенко М. П. Сенсори (перспективные направления развития): Учеб. Пособие – Новосибирск: НГТУ, 2003. - 56с
11. Андреева В.М. Материалы микроэлектронной техники. Москва. "Радио и связь" 1989г -321с
12. Джексон Р.Г. Мир электроники. Новейшие сенсори. – М.: Техносфера, 2007г-79с

13. Виглеб Г. Сенсори. Устройства и применение. – М.: Мир, 1989. – 196 с.
14. Медведев А. В. Печатные платы. Конструкции и материалы: монографія / А. В. Медведев. – М.: Техносфера, 2005. – 304 с.
15. Основы проектирования электронных средств. Часть 1: Учебное пособие /Муромцев Д.Ю., Тюрин И.В./ - 2011г. – 368 с.
16. Proteus. Редактор ISIS [Електронний ресурс] // radio-hobby. – Режим доступ: http://radio-hobby.org/modules/instruction/instr.php?id=15.
17. ДСТУ 2293-99. Охорона праці. Терміни і визначення.
18. ПДК 4617-88. Список ПДК вредных веществ в воздухе рабочей зоны.
19. ДСН 3.3.6.039-99. Санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
20. ДСН 3.3.6-037-99. Державні санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
21. ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.
22. ДСН 3.3.6.042-99. Державні санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
23. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
24. Порядок проведення атестації робочих місць за умовами праці (Затверджено постановою КМУ від 1 серпня 1992 року № 442).
25. ДБН В.1.1.7–2002. Пожежна безпека об’єктів будівництва.
26. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

Додаток А
(обов'язковий)

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра електроніки та наносистем

ЗАТВЕРДЖУЮ

завідувач кафедри ЕНС

д.т.н., проф. Білинський Й.Й

_____

«17» вересня 2019р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

до магістерської кваліфікаційної роботи

Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора

зі спеціальності 153 - «Мікро- та наносистемна техніка»

Керівник,
к.т.н., доцент
_____Мартинюк В. В.

Дипломник,
Студент гр. МНТ-18м
_____Нікітюк К. В.

Вінниця, 2019р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

1. Найменування і область застосування

Найменування - Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора.

Область застосування – процес перетворення індукцій магнітного поля в частотний електричний інформаційний сигнал.

2. Основою для (дослідження) розробки

Основою для виконання цієї магістерської кваліфікаційної роботи є завдання на МКР та наказ ректора ВНТУ № 254 від «03»вересня2019 р.

3. Мета та призначення дослідження (розробки)

Мета розробки – є підвищення чутливості мікропроцесорного пристрою для контролю полива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора .

Призначення розробки – вимірювання чутливість частотного перетворювача магнітного поля з магнітотиристором в діапазоні від 1 до 100 мТл.

4. Джерела розробки

У процесі розробки мікропроцесорного пристрою зчитування інформації радіочастотним методом рекомендовано залучати патентний пошук та використовувати спеціальну літературу, а саме:

4.1Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1992– 63с.

4.2 Осадчук В. С. Перетворювач магнітного поля з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. П. Білилівська // Вісник Хмельницького національного університету. – 2011. – № 5. – С. 149–154.

4.3Г.А. Егиазарян, В.И. Стафеев. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение - М., Радио и связь, 1987 – 41с.

4.4Проэктирование сенсоров для измерения механических величин / Под ред. А.П.Осадчего. - М.:Машиностроение, 1979. – 154с

5 Технічні вимоги

5.1 Вимоги до електричних параметрів та режимів:

- напруга живлення, В…….5;
- робоча частота, Мгц…..……16;
- споживаний струм в сані очікування, мкА…….0,5;
- в активному стані, мкА……300;
- пікове споживання, мА……100;
- дальність зчитування, не більше, м……...300;

- генератор електромагнітного поля, Мгц……....1.

5.2 Вимоги до конструкції:

- LCD індикатор, біт….....4;
- матеріал друкованої плати – двосторонній фольгований склотекстоліт;
- товщина, мм…….0,45;
- розміри, не більше, мм, 60×50×1,5;

5.3 Вимоги до стійкості при механічній дії:

Мікропроцесорний пристрій зчитування має зберігати свої параметри в межах встановлених норм під час та після дії механічних навантажень: вібраційних з частотою 1–2000 Гц і максимальним прискоренням 1–5 g, багатократних ударів тривалістю 13 мс з прискоренням 25–70 g, лінійних навантажень з максимальним прискоренням 25g.

5.4 Вимоги до стійкості при кліматичній дії:

Мікропроцесорний пристрій зчитування має зберігати свої параметри в межах встановлених норм під час і після дії на неї кліматичних факторів: температури повітря від +120°С (верхнє значення) до –60°С (нижнє значення); відносної вологості навколишнього середовища 70 % при температурі +35°С.

5.5 Вимоги до надійності:

Мінімальне напрацювання пристрою у вказаних режимах та умовах має бути не меншою за 10 000 год. Інтенсивність відмов у режимах й умовах роботи не має перевищувати $2{,}7 \cdot 10^{-5}$ год$^{-1}$.

6 Економічні показники:

Орієнтовна ефективність і термін окупності витрат на розробку й освоєння виробництва продукції, лімітна ціна, економічна перевага розробленої продукції порівняно з кращими зразками.

7 Стадії і етапи розробки:

7.1 Розробка технічного завдання.

7.2 Огляд відомих мікропроцесорних пристроїв зчитування інформації радіочастотним методом за літературними й патентними джерелами.

7.3 Вибір та аналіз варіантів рішення.

7.4 Вибір оптимального варіанта й детальна розробка його конструктивної схеми.

7.5 Розробка функціональної та електричної схеми перетворювача.

7.6 Моделювання роботи перетворювача.

7.7 Розробка складального креслення.

7.8 Техніко-економічні розрахунки, розробка заходів безпеки життєдіяльності.

7.9 Оформлення текстової документації та ілюстративних матеріалів для захисту МКР.

8 Порядок контролю і приймання:

– рубіжний контроль виконання окремих розділів МКР;
– попередній захист магістерської кваліфікаційної роботи;
– захист МКР перед ДЕК

Додаток А
(обов'язковий)

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра електроніки та наносистем

ЗАТВЕРДЖУЮ
завідувач кафедри ЕНС
д.т.н., проф. Білинський Й.Й

_____
«17» вересня 2019р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

до магістерської кваліфікаційної роботи

Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора

зі спеціальності 153 - «Мікро- та наносистемна техніка»

Керівник,
к.т.н., доцент
_____Мартинюк В. В.

Дипломник,
Студент гр. МНТ-18м
_____Нікітюк К. В.

Вінниця, 2019р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

1. Найменування і область застосування

Найменування - Мікропроцесорний пристрій для контролю палива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора.

Область застосування – процес перетворення індукцій магнітного поля в частотний електричний інформаційний сигнал.

2. Основою для (дослідження) розробки

Основою для виконання цієї магістерської кваліфікаційної роботи є завдання на МКР та наказ ректора ВНТУ № 254 від «03»вересня2019 р.

3. Мета та призначення дослідження (розробки)

Мета розробки – є підвищення чутливості мікропроцесорного пристрою для контролю полива в автомобілі на базі магніточутливого тиристора .

Призначення розробки – вимірювання чутливість частотного перетворювача магнітного поля з магнітотиристором в діапазоні від 1 до 100 мТл.

4. Джерела розробки

У процесі розробки мікропроцесорного пристрою зчитування інформації радіочастотним методом рекомендовано залучати патентний пошук та використовувати спеціальну літературу, а саме:

4.1 Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1992– 63с.

4.2 Осадчук В. С. Перетворювач магнітного поля з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. П. Білилівська // Вісник Хмельницького національного університету. – 2011. – № 5. – С. 149–154.

4.3 Г.А. Егиазарян, В.И. Стафеев. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение - М., Радио и связь, 1987 – 41с.

4.4 Проэктирование сенсоров для измерения механических величин / Под ред. А.П.Осадчего. - М.:Машиностроение, 1979. – 154с

5 **Технічні вимоги**

5.1 Вимоги до електричних параметрів та режимів:

- напруга живлення, В……5;
- робоча частота, Мгц…...……16;
- споживаний струм в сані очікування, мкА…….0,5;
- в активному стані, мкА……300;

- пікове споживання, мА……100;
- дальність зчитування, не більше, м……...300;
- генератор електромагнітного поля, Мгц……....1.

5.2 Вимоги до конструкції:
- LCD індикатор, біт….....4;
- матеріал друкованої плати – двосторонній фольгований склотекстоліт;
- товщина, мм……0,45;
- розміри, не більше, мм, 60×50×1,5;

5.3 Вимоги до стійкості при механічній дії:
Мікропроцесорний пристрій зчитування має зберігати свої параметри в межах встановлених норм під час та після дії механічних навантажень: вібраційних з частотою 1–2000 Гц і максимальним прискоренням 1–5 g, багатократних ударів тривалістю 13 мс з прискоренням 25–70 g, лінійних навантажень з максимальним прискоренням 25g.

5.4 Вимоги до стійкості при кліматичній дії:
Мікропроцесорний пристрій зчитування має зберігати свої параметри в межах встановлених норм під час і після дії на неї кліматичних факторів: температури повітря від +120°С (верхнє значення) до –60°С (нижнє значення); відносної вологості навколишнього середовища 70 % при температурі +35°С.

5.5 Вимоги до надійності:
Мінімальне напрацювання пристрою у вказаних режимах та умовах має бути не меншою за 10 000 год. Інтенсивність відмов у режимах й умовах роботи не має перевищувати $2{,}7 \cdot 10^{-5}$ год$^{-1}$.

6 Економічні показники:

Орієнтовна ефективність і термін окупності витрат на розробку й освоєння виробництва продукції, лімітна ціна, економічна перевага розробленої продукції порівняно з кращими зразками.

7 Стадії і етапи розробки:

7.1 Розробка технічного завдання.

7.2 Огляд відомих мікропроцесорних пристроїв зчитування інформації радіочастотним методом за літературними й патентними джерелами.

7.3 Вибір та аналіз варіантів рішення.

7.4 Вибір оптимального варіанта й детальна розробка його конструктивної схеми.

7.5 Розробка функціональної та електричної схеми перетворювача.

7.6 Моделювання роботи перетворювача.

7.7 Розробка складального креслення.

7.8 Техніко-економічні розрахунки, розробка заходів безпеки життєдіяльності.

7.9 Оформлення текстової документації та ілюстративних матеріалів для захисту МКР.

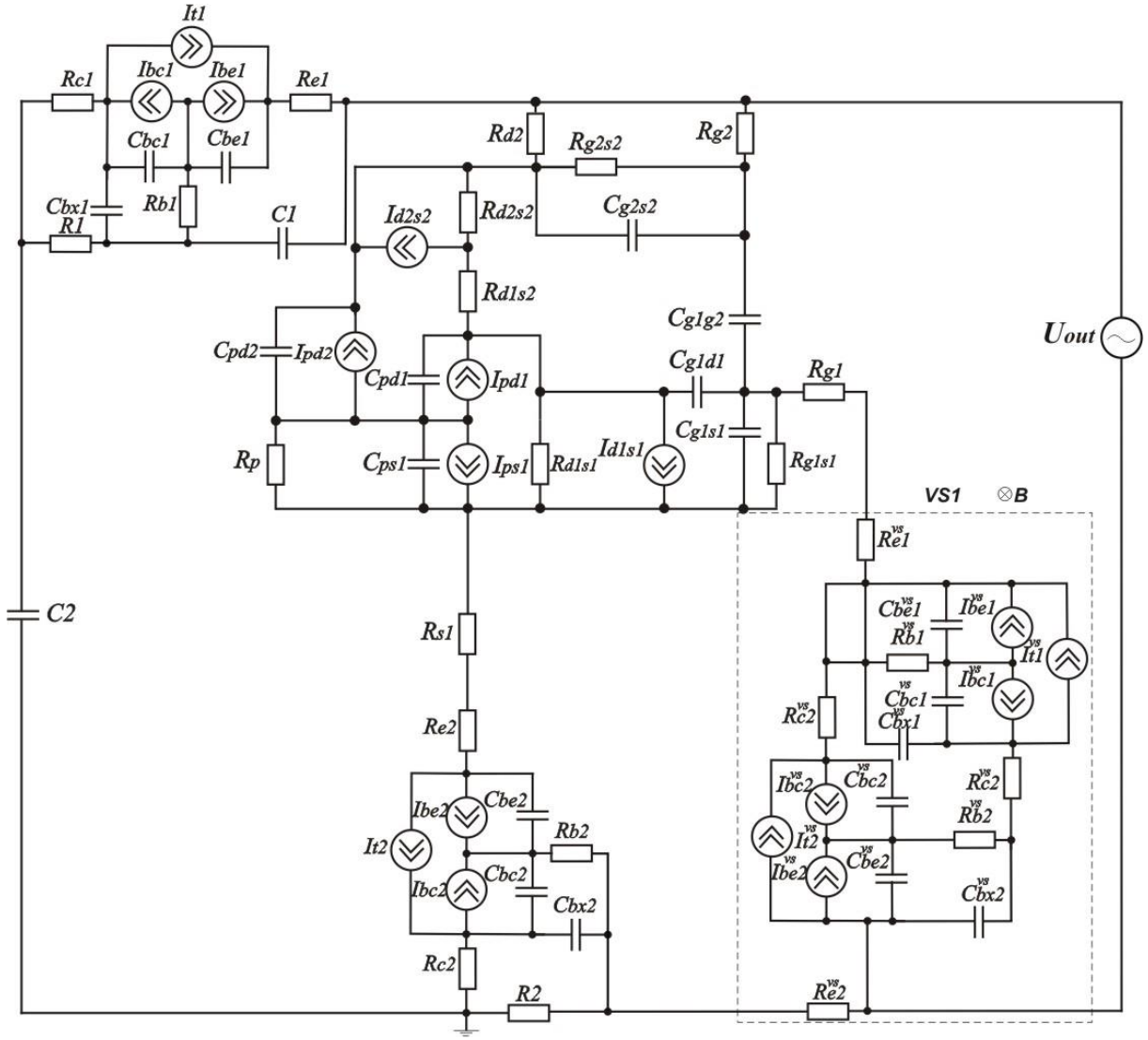
8 Порядок контролю і приймання:

– рубіжний контроль виконання окремих розділів МКР;

– попередній захист магістерської кваліфікаційної роботи;

– захист МКР перед ДЕК

Додаток Е

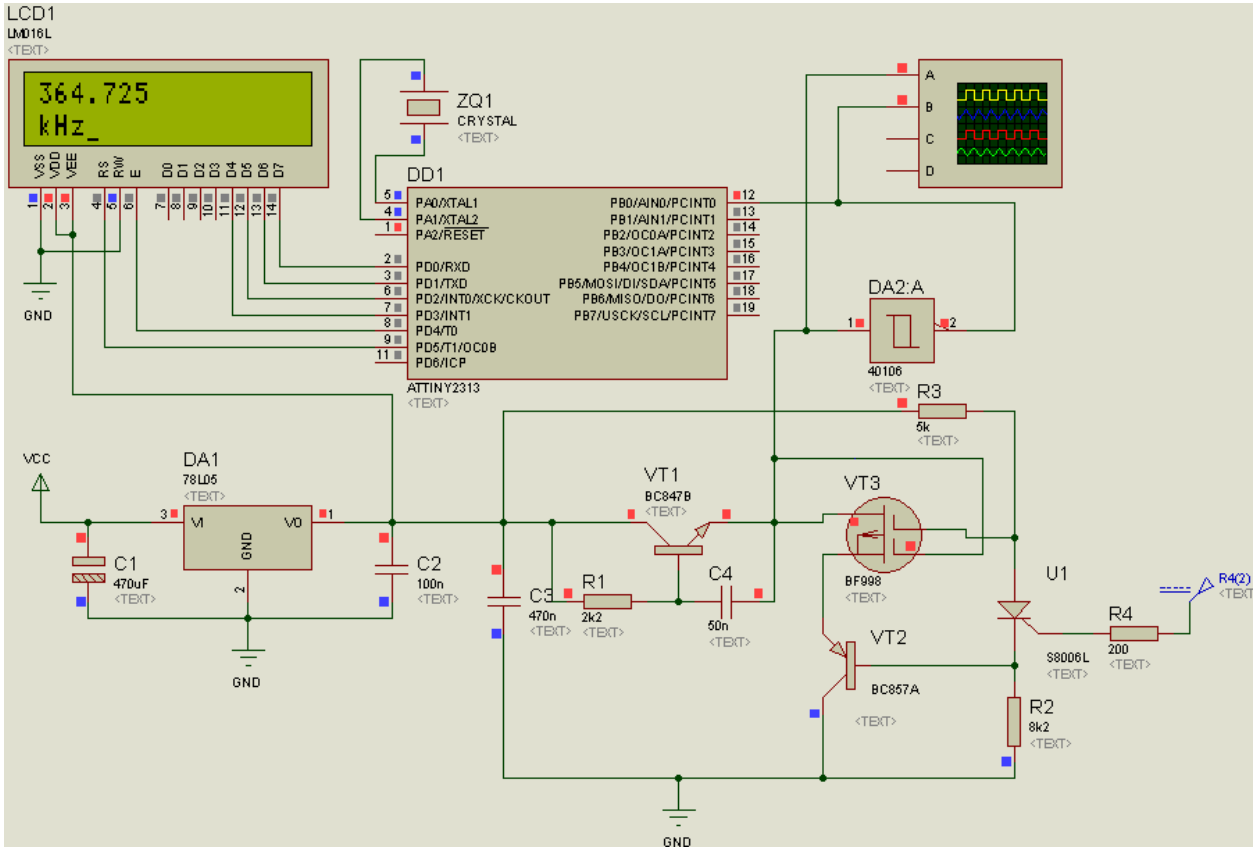


Додаток Е– Еквівалентна схема частотного перетворювача магнітної індукції з магнітотиристором

Додаток Д

Додаток Д – Блок-схема алгоритму роботи мікроконтролера

Додаток Є



Додаток Є– Результат моделювання роботи схеми