

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 621.316

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

к. т. н., доцент Чухов В. В.

« 19 » 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему Дослідження методів і засобів контролю простору

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студентка 2 курсу, гр.ЗТРМ-22-1

DB
19.12.23 (дата, підпис)

Дрипан В. С.

Керівник роботи
к.т.н., доц.

Чухов
19.12.23 (дата, підпис)

Чухов В. В.

Житомир
2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи магістра

на тему Дослідження методів і засобів контролю простору

Виконала: студентка 2 курсу,
групи ЗТРм-22-1
спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Дрипан В. С.

Керівник Чухов В. В.

Рецензент Нікітчук Т. М.

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

 Владислав ЧУХОВ
« 27 » 10 2022 р.

ЗАВДАННЯ на кваліфікаційну магістерську роботу

Дрипан Вікторія Сергіївна

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження методів і засобів контролю простору

затверджено наказом по університету від «22» 11 2023 р. № 679

2. Мета дослідження: вдосконалення індуктивного методу
виявлення об'єктів у просторі

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.):

контроль простору в районі бампера авто; простота кріплення
чутливого елемента

4. Основні задачі дослідження: об'єм контрольованого простору;
простота кріплення чутливого елемента; мінімізація кількості хибних
тривог при забрудненні чутливого

5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.

6. Дата видачі завдання « 27 » 10 2022 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)

Чухов В. В.

(прізвище, ініціали)

Дрипан В. С.

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Дана кваліфікаційна робота присвячена розробці індуктивного детектора виявлення об'єктів у просторі, який був би доступним усім користувачам, був простим у монтажі та мав гарні показники виявлення. На основі досліджень було сформовано загальну структурну схему індуктивного детектора.

Проведено розрахунки необхідної потужності випромінювання. За отриманими критеріями було вибрано мікроконтролер прийомопередавача.

Оптимізовано форму ДН, КСХ чутливого елемента та його габаритні розміри у діапазоні типових висот бамперів сучасних автомобілів.

ABSTRACT

This qualifying work is devoted to the development of an inductive detector for the detection of objects in space, which would be accessible to all users, easy to install and have good detection performance. Based on the research, a general structural diagram of the inductive detector was formed.

Calculations of the necessary radiation power have been carried out. Based on the obtained criteria, the transceiver microcontroller was selected.

Optimized the shape of the sensor element, the sensor element and its overall dimensions in the range of typical bumper heights of modern cars.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 65 с., 37 рисунків, 2 таблиць, 8 джерел за переліком посилань. Робота складається з трьох розділів.

Розділі розглянуто методи просторового виявлення об'єктів, проведено їхній порівняльний аналіз.

На основі досліджень було сформовано загальну структурну схему індуктивного детектора.

Виведено універсальну формулу напруженості поля ЧЕ, складові елементи якого знаходяться під певним кутом. Після математичного аналізу чутливого елемента проведено розрахунки необхідної потужності випромінювання, як в неперервному, так і в імпульсному режимі роботи. За отриманими критеріями було вибрано мікроконтролер прийомопередавача ST7538.

Основними критеріями для оптимізації була форма ДН, КСХ чутливого елемента та його габаритні розміри. Після проведених етапів оптимізації, було отримано покращені значення рівня КСХ у діапазоні найчастіше вживаних висот бамперів сучасних автомобілів, підвищена селективність.

ЗМІСТ

Вступ.....	7
1 Аналітичний огляд літературних джерел.....	8
2 Дослідження моделі індуктивного детектора об'єктів та його чутливого елемента.....	28
2.1 Чутливий елемент.....	28
2.2. Генератор. Приймач.....	34
2.3 Детектор КСХ.....	38
2.4 Індикатор.....	41
3 Оптимізація характеристик чутливого елемента.....	49
3.1 Оптимізація чутливого елемента	49
3.2. Дослідження впливу підстилаючої поверхні від висоти ЧЕ над поверхнею Землі.....	57
3.3. Оптимізація КСХ ЧЕ.....	61
Висновки.....	64
Перелік посилань.....	65

ВСТУП

Актуальність теми. Останнім часом, у зв'язку із зростанням кількості транспортних засобів на автошляхах України та світу виникає проблема безпеки. Найважливішим завданням для інженерів-радіотехніків є розробка пристроїв, які знизять кількість аварійних ситуацій, покращуючи можливості видимості автомобіля, контролю за дорогою тощо.

Як показує статистика однією із першій причин аварій, особливо в містах, є наявність в дзеркалах бокового огляду так званої «сліпої» або «мертвої зони». Наприклад у кожного автомобіля, на певній висоті бампера (залежить від розмірів бокових дзеркал) розміщена велика мертва зона. Часто в цю зону потрапляють різні об'єкти (загородження, елементи розмежування території, діти, стовпчики, снігові кучугури тощо) і це призводить до негативних наслідків.

Мета дослідження: удосконалення індуктивного методу виявлення об'єктів у просторі та проектування простого у використанні пристрою, який з легкістю буде встановлюватись на автомобіль та матиме гарні показники виявлення об'єктів, які потрапили до мертвої зони.

Задачі дослідження:

- порівняльний аналіз методів виявлення неоднорідностей;
- розробка та дослідження властивостей чутливого елемента;
- визначення розмірів зони дії чутливого елемента.

Об'єкт дослідження: процес відбиття електромагнітних хвиль.

Предмет дослідження: індуктивний метод виявлення неоднорідностей.

Практична значимість: удосконаленні відомого методу за рахунок покращення діаграми спрямованості індуктивного чутливого елемента та підвищеного рівня узгодженості з приймачем.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

На даний час існує значна кількість методів виявлення об'єктів у просторі. Всі вони працюють за різними принципами і мають різні характеристики, тому і використовуються у різних сферах діяльності. Розглянемо найчастіше вживані методи (ємнісний, лазерний, ультразвуковий, магнітний, індуктивний). Готові радіоелектронні пристрої, побудовані за певним принципом з використанням певного методу називаються датчиками.

Ємнісний метод контролю – метод сигналізації, вимірювання або регулювання різних величин (переміщень, коливань, сил, розмірів, показників фізичних і хімічних властивостей речовин), заснований на впливі їх на величину електричної ємності у колі змінного струму. Відомі ємнісні мікрометри, тензометри, динамометри, акселерометри, віброметри, вимірювачі рівнів, вологості і температури, аналізатори газів, рідин і твердих речовин. Конденсатор ємнісного датчика включається зазвичай в мостову схему або в резонансний коливальний контур і діє або як ємнісний (реактивний) опір, або як елемент настройки контуру на різну частоту коливань. Для дуже точних вимірювань застосовуються інтерференційні схеми; в них результат відображається різницею частот коливань (биттям) двох електронних генераторів, один з яких є еталонним і має постійну частоту, а другий – вимірювальним та змінює частоту внаслідок зміни ємності конденсатора датчика.

Ємнісний метод виявлення полягає в контролі зміни вимірюваної величини за рахунок перетворення в зміну ємнісного опору. Типовим пристроєм, що застосовує ємнісний метод є ємнісний датчик.

Ємнісним датчиком називають перетворювач параметричного типу, в якому зміна вимірюваної величини переводиться в зміну ємнісного опору.

Зазвичай ємнісний датчик є плоским або циліндричним конденсатором, одна з обкладок якого відчуває механічне переміщення, викликаючи зміну ємності. Нехтуючи крайовими ефектами, можна виразити ємність для плоского конденсатора таким чином:

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{d} \quad (1.1)$$

де ϵ - відносна діелектрична проникність середовища між обкладинками, S і d - площа поверхні обкладинок і відстань між ними відповідно.

Ємнісні перетворювачі можуть бути використані при вимірюванні різних величин за трьома напрямками залежно від функціонального зв'язку вимірюваної неелектричної величини з такими параметрами:

- змінної діелектричної проникності середовища ϵ ;
- площею перекриття обкладок S ;
- мінливих відстанню між обкладинками d .

У першому випадку ємнісні перетворювачі можна застосовувати для аналізу складу речовини, оскільки діелектрична проникність є функцією властивостей речовини. При цьому природною вхідною величиною перетворювача буде склад речовини, що заповнює простір між пластинами. Особливо широко ємнісні перетворювачі цього типу застосовуються при вимірюванні вологості твердих і рідких тіл, рівня рідини, а так само визначення геометричних розмірів невеликих об'єктів. У більшості випадків практичного використання ємнісних перетворювачів їх природною вхідною величиною є геометричне переміщення електродів відносно один одного. На основі цього принципу побудовані датчики лінійних і кутових переміщень, прилади вимірювань зусиль, вібрацій, швидкості і прискорення, датчики наближення, тиску і деформації (екстензометри) [1-7].



Рисунок 1.1 – Промисловий екстензометр

Класифікація ємнісних датчиків. *За способом виконання* всі ємнісні вимірювальні перетворювачі можна розділити на одноємнісні та двоємнісні датчики. Останні бувають диференціальними і напівдиференціальними.

Одноємнісний датчик простий по конструкції і є одним конденсатором зі змінною місткістю. До його мінусів відноситься значний вплив зовнішніх факторів, таких як вологість і температура. Для компенсації цих похибок застосовують диференціальні конструкції.

Недоліком таких датчиків у порівнянні з одноємностними є необхідність як мінімум трьох (замість двох) екранованих сполучних проводів між датчиком і вимірювальним пристроєм для придушення так званих паразитних ємностей. Однак цей недолік компенсується істотним підвищенням точності, стабільності і розширенням області застосування таких пристроїв.

У деяких випадках диференціальний ємнісний датчик створити важко з конструкторських міркувань (особливо це відноситься до диференціальних датчикам з змінним зазором). Проте якщо і при цьому зразковий конденсатор розмістити в одному корпусі з робочим, виконати їх по можливості ідентичними по конструкції, розмірами, матеріалом, то буде забезпечена значно менша чутливість всього пристрою до зовнішніх дестабілізуючим впливам. У таких випадках можна говорити про напівдиференціальний ємнісний датчик, який, як і диференціальний, відноситься до двоємнісних.

Специфіка вихідного параметра двоємнісних датчиків, який представляється як безрозмірне співвідношення двох розмірних фізичних величин (у нашому випадку – ємностей), що дає підставу називати їх датчиками відношень. При використанні двоємнісних датчиків вимірювальний пристрій може взагалі не містити зразкових мір ємності, що сприяє підвищенню точності вимірювання.

Датчики лінійних переміщень. Неелектричні величини, що підлягають вимірюванню і контролю, дуже численні і різноманітні. Значну їх частину складають лінійні і кутові переміщення. На основі конденсатора, у якого електричне поле у робочому зазорі рівномірне, можуть бути створені конструкції ємнісних датчиків переміщення двох основних типів:

- із змінною площею електродів;
- з перемінним зазором між електродами.

Очевидно, що перші більш зручні для вимірювання великих переміщень (одиниці, десятки і сотні міліметрів), а другі – для вимірювання малих і надмалих переміщень (частки міліметра, мікрометри і менше).

Датчики кутових переміщень. Ємнісні вимірювальні перетворювачі кутових переміщень подібні за принципом дії ємнісним датчикам лінійних переміщень, причому датчики з змінною площею також більш доцільні в разі не надто малих діапазонів вимірювань (починаючи з одиниць градусів), а ємнісні датчики зі змінним кутовим зазором можуть з успіхом використовуватися для вимірювання малих і надмалих кутових переміщень. Зазвичай для кутових переміщень використовують багатосекційні перетворювачі зі змінною площею обкладинок конденсатора.

У таких датчиках один з електродів конденсатора кріпиться до валу об'єкта, і при обертанні зміщується щодо нерухомого, змінюючи площу перекриття пластин конденсатора. Це в свою чергу спричиняє зміну ємності, що фіксується вимірювальною схемою.

Ємнісні датчики лінійних і кутових переміщень є найбільш поширеними приладами, широко застосовуються у машинобудуванні і на

транспорті, будівництві та енергетиці, у різних вимірювальних комплексах –
 рисунок 1.2.



Рисунок 1.2 – Промислові ємнісні датчики переміщень

Переваги і недоліки ємнісних датчиків. Переваги ємнісних датчиків у порівнянні з датчиками інших типів:

- простота виготовлення, використання недорогих матеріалів для виробництва;
 - малі габарити і вага;
 - низьке споживання енергії;
 - висока чутливість;
 - відсутність контактів (у деяких випадках один струмознімач);
 - довгий термін експлуатації;
 - потреба дуже малих зусиль для переміщення рухомої частини ємнісного датчика;
 - простота пристосування форми датчика до різних завдань і конструкцій;
- До недоліків ємнісних датчиків слід віднести:
- порівняно невеликий коефіцієнт передачі (перетворення);
 - високі вимоги до екранування деталей;
 - необхідність роботи на підвищеній (у порівнянні з 50 Гц) частоті;
 - висока чутливість до впливів навколишнього середовища

Названі вище недоліки, зокрема невеликий коефіцієнт передачі говорить про те, що відстань спрацювання даного датчика буде дуже низькою (до 10 см), що зовсім не підходить для нашої задачі виявлення, де

нам потрібно забезпечити дальність виявлення до 1 м. Крім того негативним фактором буде й висока чутливість до впливів навколишнього середовища, що зводить нанівець усі переваги ємнісного способу виявлення для нашої задачі.

Ультразвуковий метод виявлення полягає у сприйманні УЗ коливань відбитих від об'єкта виявлення та вимірюванні різниці ходу випроміненого і відбитого коливання звукової хвилі. За різницею ходу приймається рішення про наявність об'єкту, а також відстані до нього. Типовим пристроєм, що застосовує ультразвуковий метод є ультразвуковий датчик виявлення.

Принцип дії самого ультразвукового датчика заснований на п'єзоефекті – зміні геометричних розмірів керамічної або кварцової пластини при подачі на неї електричного поля і появи електричного поля на поверхні пластини при механічних впливах на неї. Коливання пластини з частотою прикладеного електричного поля (300 кГц) викликає появу звукових хвиль цієї ж частоти. Ці хвилі поширюються у повітрі зі швидкістю 330 м/с. Вони відбиваються від предметів і повертаються до ультразвукового приймача. Впливаючи на пластину, звукові хвилі викликають появу на ній електричного поля.

Діапазон спрацьовування ультразвукового датчика регулюється зміною потужності випромінювання цих хвиль і проміжком часу, коли датчик чекає відбиття. Підлаштовується відстань спрацьовування за допомогою резистора. Розмір мішені для надійного спрацювання 30х30мм для робочої зони менше 1м і 100х100мм для робочої зони більш 1м.

Система працює за принципом ехолота. Датчик-випромінювач генерує ультразвуковий (близько 40 кГц) імпульс, потім приймає відбитий навколишніми об'єктами сигнал. Електронний блок вимірює час, що минув між випромінюванням і прийомом відбитого сигналу, і, приймаючи швидкість звуку у повітрі за константу, обчислює відстань до об'єкта. Таким чином, по черзі, опитуються декілька датчиків і на підставі отриманих відомостей виводиться інформація на пристрій індикації та, при

необхідності, подаються попереджуючі сигнали з використанням пристрою звукового сповіщення.

Готовим радіоелектронним пристроєм, що використовує ультразвукові датчики для виявлення об'єктів є УЗ паркувальні радары, або парктроніки.

Паркувальний радар (парктронік), також відомий як акустична паркувальна система (АПС) – допоміжна паркувальна система, що встановлюється на автомобілях. Слово радар у назві є, строго кажучи, некоректним, тому що пристрій використовує не радіо-, а звукові хвилі. Таким чином, коректно називати подібні пристрої не радары, а сонарами.

Система використовує ультразвукові датчики, врізані у передньому і задньому бамперах для вимірювання дистанції до найближчих об'єктів. Система видає переривчастий застережливий звук (і, в деяких варіантах виконання, відображає інформацію про дистанцію на РК дисплеї, вбудованому у приладову панель, у дзеркало заднього виду) для індикації того, як далеко знаходиться машина від перешкоди.

Коли відстань до перешкоди зменшується, застережливий сигнал збільшує частоту. Перші звуки він видає при наближенні до перешкоди на 1-2 метра, а при небезпечному зближенні з перешкодою (10...40 см, залежно від моделі) звуковий сигнал стає безперервним. У деяких моделях система може бути відключена, наприклад, для використання на бездоріжжі. Як правило, система автоматично включається разом із задньою передачею (наприклад, електроживлення може подаватися від кола ліхтаря заднього ходу).

В Україні паркувальні радары вперше стали відомі під торговою маркою Парктронік (англ. Parktronic), так називається паркувальна система на автомобілях Mercedes-Benz. У зв'язку з цим у розмовній мові словом «парктронік» стали позначати паркувальні радары будь-яких виробників. Інші марки використовують інші назви: BMW і Audi називають систему просто «допомогою при парковці», Parkassistent. Audi також використовує скорочення APS, яке розшифровується як Audi Parkassistenzsysteme німецькою або Audi parking system англійською.

Існує безліч різновидів паркувальних систем, що розрізняються, в основному, кількістю і розташуванням ультразвукових датчиків-випромінювачів. Найпростіші системи використовують два датчики, що встановлюються на задній бампер автомобіля. Система активується при включенні водієм заднього ходу. Найпоширеніші аналогічні системи використовують 4 датчики, розташовані на задньому бампері на відстані 30-40 см один від одного. Таке розташування датчиків дозволяє виключити появу «мертвих зон». У складніших системах 2 або 4 датчика встановлюються на передній бампер. Система попереджує про наближення до перешкоди якщо натиснути на педаль «гальмо». Окремі системи можуть використовувати більшу кількість датчиків, а також датчики, розташовані з боків автомобіля.

Як правило, блок індикації і блок управління з'єднуються за допомогою дроту прокладеного вздовж кузова автомобіля, але існують і бездротові системи, які відрізняються від інших зручністю при установці. Принцип роботи такої системи полягає у бездротовій передачі радіосигналу з блоку управління на блок індикації.

До складу системи входять:

- Електронний блок
- Ультразвукові датчики-випромінювачі
- Пристрої індикації (РК-дисплей) і звукового оповіщення (зумер)

Переваги і недоліки УЗ систем виявлення. *Переваги УЗ датчиків виявлення:*

- висока чутливість і регульована дальність дії;
- відносна дешевизна;
- відсутність впливу земної поверхні на діаграму спрямованості датчиків;

Недоліки УЗ датчиків виявлення:

- висока чутливість часто призводить до хибних тривог, що негативно впливає на якість виявлення;
- значний вплив навколишнього середовища на результати виявлення (дощу, снігу, поривчастого вітру);
- складність монтажу;
- низька реакція на малогабаритні предмети.

Паркувальний радар може видавати помилкові сигнали у таких випадках:

- наявність льоду, снігу або інших забруднень на датчику;
- перебування на дорозі з нерівною поверхнею, ґрунтовим покриттям, з ухилом;
- рух по пересіченій місцевості;
- наявність джерел підвищеного шуму в межах радіуса дії датчика;
- робота в умовах сильного дощу або снігопаду;
- робота радіопередавальних пристроїв у межах радіуса дії датчика;
- буксирування причепа;
- парковка в обмежених умовах (ефект луни).

Система може не зреагувати на такі предмети:

- гострі або тонкі предмети, наприклад, ланцюги, троси, тонкі стовпчики;
- предмети, які поглинають ультразвукове випромінювання (одяг, пористі матеріали, сніг);
- предмети висотою менше 1 метра;
- об'єкти, що відбивають звук убік від датчиків.

Враховуючи усі перераховані вище недоліки слід також додати, що головним мінусом ультразвукової системи контролю простору у зоні обмеженого огляду є складність в установці самих датчиків. Для встановлення датчиків даної системи потрібно залучати професійного

спеціаліста. До того ж встановлення датчиків потребує свердління бамперу, що є трудомістким процесом.

Оптичний метод виявлення. Оптичний метод виявлення за принципом дії дуже схожий до УЗ методу, але для вимірювання різниці ходу використовується не звукове коливання, а випромінені світлового збудження в напрямку розміщення об'єкта, що досліджується.

Оптичні датчики - невеликі за розмірами електронні пристрої, здатні під впливом електромагнітного випромінювання у видимому, інфрачервоному та ультрафіолетовому діапазонах подавати одиничний або сукупність сигналів на вхід реєструючої або керуючої системи. .

Класифікація оптичних датчиків виявлення. За типом оптичні датчики поділяють на моноблочні і двоблочні. У моноблочних випромінювач і приймач знаходяться в одному корпусі. У двоблочних датчиків джерело випромінювання і приймач оптичного сигналу розташовані в окремих корпусах.

За принципом роботи виділяють три групи оптичних датчиків:

тип Т – датчики бар'єрного типу (прийом променя окремо від випромінювача);

тип R – датчики рефлекторного типу (прийом променя, відбитого катафотом);

тип D – датчики дифузійного типу (прийом променя, дифузійно відбитого об'єктом).

У датчиків бар'єрного типу випромінювач і приймач знаходяться в окремих корпусах, які встановлюються один напроти одного на одній осі. Дальність рознесення корпусів може досягати 100 метрів. Предмет, що потрапив в активну зону оптичного датчика, перериває проходження променя. Зміна фіксується приймачем, а після обробки сигнал подається на керований пристрій.

Датчики рефлекторного типу містять в одному корпусі і передавач оптичного сигналу, і його приймач. Для відбиття променя використовується

рефлектор (катафот). Датчики такого типу активно використовують на конвеєрі для підрахунку кількості продукції. Для виявлення об'єктів із дзеркальною відбивальною металевою поверхнею у датчиках рефлекторного типу використовують поляризаційний фільтр. Дальність дії датчиків рефлекторного типу може досягати 8 метрів.

У датчиках дифузійного відбиття джерело оптичного сигналу і його приймач знаходяться в одному корпусі. Приймач враховує інтенсивність променя, відбитого контрольованим об'єктом. Для точності спрацювання у таких датчиках типу може включатися функція придушення фону. Дальність дії залежить від відбивних властивостей об'єкта, може бути визначена за допомогою поправочного коефіцієнта, і при використанні стандартної мішені може досягати 2 метрів.

Оптичні датчики мають індикатор робочого стану і, як правило, регулятор чутливості, який дає можливість налаштувати спрацювання на об'єкт, що знаходиться на несприятливому фоні. Джерелом випромінювання в сучасних оптичних датчиках є світлодіоди.

Головним недоліком оптичних датчиків виявлення є неможливість працювати у навколишньому середовищі. Будь-яке забруднення, призведе до неможливості роботи датчика. Крім того, оптичні датчики реагують на непрозорі і напівпрозорі предмети, водяна пара, дим, аерозолі. Тому, ці факти повністю перекреслюють переваги даного методу.

Індуктивний метод виявлення. Принцип дії індуктивного методу заснований на зміні амплітуди коливань генератора при внесенні в активну зону чутливого пристрою об'єкту певних розмірів. При подачі живлення на кінцевий вимикач в області його чутливої поверхні змінюється електромагнітне поле, що наводить у внесеному в зону матеріалі вихрові струми, які призводять до зміни амплітуди коливань генератора. В результаті виробляється аналоговий вихідний сигнал, величина якого змінюється від відстані між датчиком і контрольованим предметом. Типовим пристроєм, що застосовує індуктивний метод виявлення є індуктивний датчик.

Індуктивний датчик – це перетворювач параметричного типу, принцип дії якого заснований на зміні індуктивності L або взаємодуктивності обмотки з осердям, внаслідок зміни магнітного опору магнітного кола датчика, в яку входить осердя.

За схемою побудови індуктивні датчики можна розділити на одинарні і диференціальні. Одинарний індуктивний датчик містить одну вимірювальну гілку, диференціальний – дві.

У диференціальному індуктивному датчику при зміні вимірюваного параметра одночасно змінюються індуктивності двох однакових котушок, причому зміна відбувається на одну і ту ж величину, але з протилежним знаком.

Як відомо, індуктивність котушки:

$$L = \frac{W\Phi}{I} \quad (1.2)$$

де W – кількість витків; Φ – магнітний потік; I – струм у котушці.

Струм пов'язаний з магніторушійною силою співвідношенням:

$$I = \frac{Hl}{W} \quad (1.3)$$

Звідки отримуємо:

$$L = \frac{W^2}{R_m} \quad (1.4)$$

де $R_m = Hl / \Phi$ – магнітний опір індуктивного датчика.

Розглянемо, наприклад, одинарний індуктивний датчик. В основу його роботи покладено властивість дроселя з повітряним зазором змінювати свою індуктивність при зміні величини повітряного зазору (рисунок 1.3).

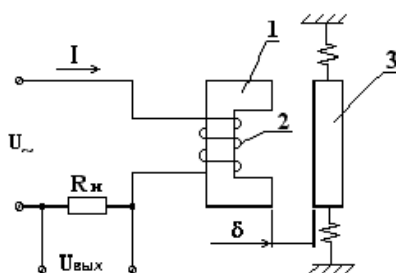


Рисунок 1.3 – Схематичне зображення одинарного індуктивного датчика

Індуктивний датчик складається з ярма 1, обмотки 2, якоря 3 – утримується пружинами. На обмотку 2 через опір навантаження R_n подається напруга живлення змінного струму. Струм у колі навантаження визначається як:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R_n + r_d)^2 + (\omega L)^2}} \quad (1.5)$$

де g_d - активний опір дроселя, L - індуктивність датчика.

Оскільки активний опір кола величина постійна, то зміна струму I може відбуватися тільки за рахунок зміни індуктивної складової $X_L = I R_n$, яка залежить від значення повітряного зазору δ .

Кожному значенню δ відповідає певне значення I , що створює падіння напруги на опорі R_n : $U_{\text{вих}} = I R_n$ – є вихідним сигналом датчика. Можна вивести аналітичну залежність $U_{\text{вих}} = f(\delta)$, за умови що зазор досить малий і потоками розсіювання можна знехтувати, і знехтувати магнітним опором заліза $R_{m\text{ж}}$, порівняно з магнітним опором повітряного зазору $R_{m\text{в}}$.

Наведемо кінцевий вираз []:

$$U = \frac{U_n R_n}{\sqrt{(R_n + r_d)^2 + \left(\frac{0.4 \cdot 10^{-8} \mu_0 S W^2 \varphi}{2 \delta}\right)^2}} \quad (1.6)$$

У реальних пристроях активний опір кола набагато менший індуктивного, тоді вираз зводиться до вигляду:

$$U_{\text{вих}} \approx \frac{5 \cdot 10^8 U_n R_n}{\mu_0 S W^2 \varphi} \delta \approx K_d \delta \quad (1.7)$$

Залежність $U_{\text{вих}} = f(\delta)$ має лінійний характер (у першому наближенні).

У цілому розглянутий індуктивний датчик має ряд істотних недоліків:

- не змінюється фаза струму при зміні напрямку переміщення;
- при необхідності вимірювати в обох напрямках переміщення потрібно встановлювати початковий повітряний зазор i , отже, струм I_0 , що незручно;
- струм у навантаженні залежить від амплітуди і частоти живлячої напруги;

- у процесі роботи датчика на якір діє сила тяжіння до магнітопроводу, яка нічим не врівноважується, і значить вносить похибка в роботу датчика.

Диференціальні індуктивні датчики є сукупністю двох нереверсивних датчиків і виконуються у вигляді системи, що складається з двох магнітопроводів зі загальним якіром і двома котушками. Для диференціальних індуктивних датчиків необхідні два роздільних джерела живлення, для чого зазвичай використовується розділовий трансформатор 5 (рисунок 1.4).

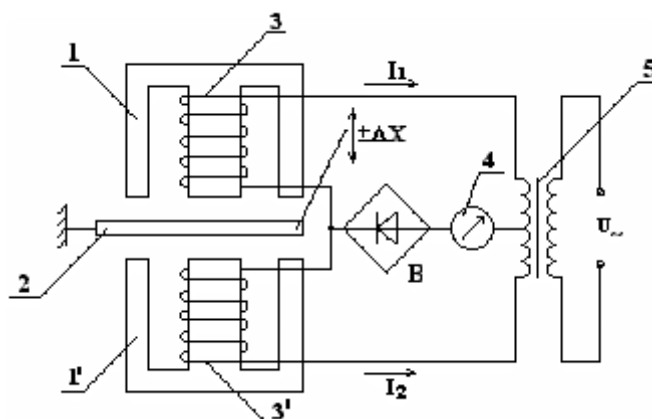


Рисунок 1.4 – Схематичне зображення диференціального індуктивного датчика

За формою диференціально-індуктивні датчики бувають з магнітопроводом Ш-подібної форми, набрані з мостів електротехнічної сталі (при частотах вище 1000 Гц застосовуються залізонікелеві сплави - пермалой), і циліндричні з суцільним магнітопроводом круглого перерізу. Вибір форми датчика залежить від конструктивного поєднання його з контрольним пристроєм. Застосування Ш-подібного магнітопровода обумовлено зручністю збірки котушки і зменшенням габаритів датчика.

Для живлення диференціально-індуктивного датчика використовують трансформатор 5 з виводом середньої точки на вторинній обмотці. Між ним і спільним кінцем обох котушок включається прилад 4. Повітряний зазор 0,2-0,5 мм.

При середньому положенні якоря, коли повітряні зазори однакові, індуктивні опору котушок 3 і 3' однакові отже величини струмів у котушках рівні $I_1 = I_2$ і результуючий струм у приладі дорівнює 0.

При невеликому відхиленні якоря в ту чи іншу сторону під дією контрольованої величини X змінюються значення зазорів і індуктивностей, прилад реєструє різницевий струм $I_1 - I_2$, він є функцією зсуву якоря від середнього положення. Різниця струмів зазвичай реєструється за допомогою магнітоелектричного приладу 4 (мікроамперметра) з випрямної схемою В на вході.

Характеристика індуктивного датчика має вигляд, як показано на рисунку 1.5.

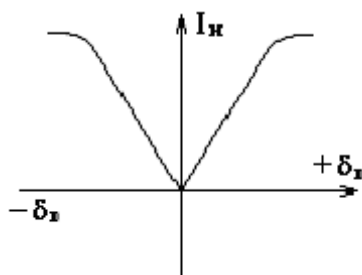


Рисунок 1.5 – Залежність $I_n = f(\delta)$ індуктивного датчика

Полярність вихідного струму залишається незмінною незалежно від знаку зміни повного опору котушок. При зміні напрямку відхилення якоря від середнього положення змінюється на протилежну (на 180°) фаза струму на виході датчика. При використанні фазочутливого випрямних схем можна отримати індикацію напрямку переміщення якоря від середнього положення. Характеристика диференціального індуктивного датчика з ФЧХ має вигляд, як показано на рисунку 1.6.

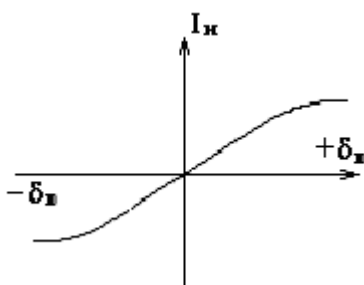


Рисунок 1.6 – ФЧХ індуктивного датчика

Похибки, які виникають при роботі індуктивного датчика. *Похибка перетворення індуктивного датчика*

Інформативна здатність індуктивного датчика значною мірою визначається його похибкою перетворення вимірюваного параметра. Сумарна похибка індуктивного датчика складається з великої кількості складових похибок.

Можна виокремити такі похибки індуктивного датчика:

1) Похибка від нелінійності характеристики. Мультиплікативна складова сумарної похибки. Через принцип індуктивного перетворення вимірюваної величини, що лежить в основі роботи індуктивних датчиків, є суттєвою і в більшості випадків визначає діапазон вимірювань датчика. Обов'язково підлягає оцінці при розробці датчика.

2) Температурна похибка. Випадкова складова. Зважаючи великого числа залежних від температури параметрів складових частин датчика складова похибка може досягти більших величин і є істотною. Підлягає оцінці при розробці датчика.

3) Похибка від впливу зовнішніх електромагнітних полів. Випадкова складова загальної похибки. Виникає через індукування ЕРС в обмотці датчика зовнішніми полями і через зміни магнітних характеристик під дією зовнішніх полів. У виробничих приміщеннях з силовими електроустановками виявляються магнітні поля з індукцією Тл і частотою в основному 50 Гц.

Оскільки магнітопроводи індуктивних датчиків працюють при індукції 0,1 - 1 Тл, то частка від зовнішніх полів складе 0,05-0,005 % навіть у разі відсутності екранування. Введення екрану і застосування диференціального датчика знижують цю частку приблизно на два порядки. Таким чином, похибка від впливу зовнішніх полів повинна прийматися до розгляду тільки при проектуванні датчиків малої чутливості і з неможливістю достатнього екранування. У більшості випадків ця складова похибки не є суттєвою.

4) Похибка від магнітопружного ефекту. Виникає через нестабільність деформацій при складанні датчика (адитивна складова) і через зміни деформацій у процесі експлуатації датчика (випадкова складова). Розрахунки з урахуванням наявності зазорів показують, що вплив нестабільності механічних напружень викликає нестабільність вихідного сигналу датчика порядку, і в більшості випадків ця складова може спеціально не враховуватися.

5) Похибка від тензометричного ефекту обмотки. Випадкова складова. При намотуванні котушки датчика у проводі створюються механічні напруження. Зміна цих механічних напружень в процесі експлуатації датчика веде до зміни опору котушки постійному струму і, отже, до зміни вихідного сигналу датчика. Зазвичай для правильно спроектованих датчиків, тобто цю складову не слід спеціально враховувати.

6) Похибка від з'єднувального кабелю. Виникає через нестабільність електричного опору кабелю під дією температури або деформацій і через наведень ЕРС в кабелі під дією зовнішніх полів. Є випадкової складової похибки. При нестабільності власного опору кабелю похибка вихідного сигналу датчика. Довжина з'єднувальних кабелів становить 1-3 м і рідко більше. При виконанні кабелю з мідного дроту перерізом опір кабелю менше 0,9 Ом, нестабільність опору. Оскільки повний опір датчика зазвичай більше 100 Ом похибка вихідного сигналу датчика може скласти помітну величину. Отже, для датчиків, які мають малий опір у робочому режимі, похибку слід оцінювати. В інших випадках вона не є істотною.

7) Конструктивні похибки. Виникають під дією наступних причин: вплив вимірювального зусилля на деформації деталей датчика (адитивна), вплив перепаду вимірювального зусилля на нестабільність деформацій (мультиплікативна), вплив напрямних вимірювального стрижня на передачу вимірювального імпульсу (мультиплікативна), нестабільність передачі вимірювального імпульсу внаслідок зазорів і люфтів рухомих частин (випадкова). Конструктивні похибки в першу чергу визначаються недоліками

в конструкції механічних елементів датчика і не є специфічними для індуктивних датчиків. Оцінка цих похибок проводиться за відомим способом оцінки похибок кінематичних передач вимірювальних пристроїв.

8) Технологічні похибки. Виникають внаслідок технологічних відхилень взаємного положення деталей датчика (адитивна), розкиду параметрів деталей і обмоток при виготовленні (адитивна), впливу технологічних зазорів і натягів у з'єднанні деталей і у напрямних (випадкова).

Технологічні похибки виготовлення механічних елементів конструкції датчика також не є специфічними для індуктивного датчика, їх оцінка здійснюється звичайними для механічних вимірювальних пристроїв способами. Похибки виготовлення котушок датчика ведуть до розкиду параметрів датчиків і до ускладнень, що виникають при забезпеченні взаємозамінності останніх.

9) Похибка від старіння датчика. Ця складова похибки викликається, по-перше, зносом рухомих елементів конструкції датчика і, по-друге, зміною в часі електромагнітних характеристик муздраттеатру датчика. Похибку слід розглядати як випадкову. При оцінці похибки від зносу до уваги приймається кінематичний розрахунок механізму датчика у кожному конкретному випадку. На стадії конструювання датчика у цьому випадку доцільно задавати термін служби датчика в нормальних для нього умовах експлуатації, за час якого додаткова похибка від зносу не перевищить заданої величини.

Електромагнітні властивості матеріалів змінюються в часі.

У більшості випадків виражені процеси зміни електромагнітних характеристик закінчуються протягом перших 200 годин після термообробки і розмагнічування. Надалі вони залишаються практично постійними і не відіграють істотної ролі у сумарній похибці індуктивного датчика.

Проведений вище розгляд складових похибки індуктивного датчика дає можливість оцінити їх роль у формуванні сумарної похибки датчика. У

більшості випадків визначальними є похибка від нелінійності характеристики і температурна похибка індуктивного перетворювача.

Основними перевагами індуктивних датчиків є:

- простота і міцність конструкції, відсутність ковзних контактів;
- можливість підключення до джерел промислової частоти;
- відносно велика вихідна потужність (до десятків Ватт);
- не чутливі до впливів навколишнього середовища

Основними недоліками індуктивних датчиків є:

- точність роботи залежить від стабільності напруги живлення за частотою;
- можлива робота тільки на змінному струмі.
- незначна чутливість і невелика відстань спрацювання

Саме принцип індуктивного виявлення об'єктів у просторі доцільно застосувати для виконання умов нашої задачі. Причиною цього стала відносна простота виготовлення чутливого елемента датчика, а також можливість вдосконалити характеристики чутливого елемента (ЧЕ) за допомогою покращення направлених особливостей під конкретну задачу, у нашому випадку виявлення об'єктів, розміщених позаду бампера авто. Також, як було сказано вище, індуктивні датчики малочутливі до впливів навколишнього середовища (дощу, вітру, снігу).

Основним недоліком індуктивного датчика є незначна чутливість і невелика відстань спрацювання (до 10 см). Тому основною нашою задачею буде покращення чутливості індуктивного виявлювача за рахунок збільшення розмірів чутливого елемента (до 1,4 м), який буде розміщуватись на бампері, а також використання приймачів з підвищеним рівнем чутливості. При збільшенні розмірів ЧЕ може виникнути проблема хибних виявлень. Їх вирішуватимемо за рахунок оптимізації діаграми направленості ЧЕ.

ВИСНОВКИ

Враховуючи позитивні зміни, які відбудуться за рахунок оптимізації ЧЕ та підвищення рівня чутливості, індуктивний метод виявлення об'єктів з покращеною діаграмою спрямованості, у порівнянні з існуючими рішеннями, має такі переваги:

- Зниження впливу опадів на коректність роботи пристрою;
- Покращена селекція об'єктів;
- Нижча вартість готового пристрою;
- Простота монтажу;
- Відсутність надлишкової чутливості;
- Покращення якості виявлення об'єктів за рахунок зниження кількості

хибних тривог;

- Відсутність мертвих зон, у порівнянні з ультразвуковими парктроніками.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ МОДЕЛІ ІНДУКТИВНОГО ДЕТЕКТОРА ОБ'ЄКТІВ ТА ЙОГО ЧУТЛИВОГО ЕЛЕМЕНТА

Індуктивний детектор об'єктів у просторі, пристрій, що має у своєму складі ЧЕ, пристрій генерування службових сигналів, приймач відбитих сигналів, демодулятор, підсилювач слабких сигналів, пристрій обробки сигналів та індикатори, для виведення інформації користувачу. Загальну схему пристрою зображено на рисунку 2.1.

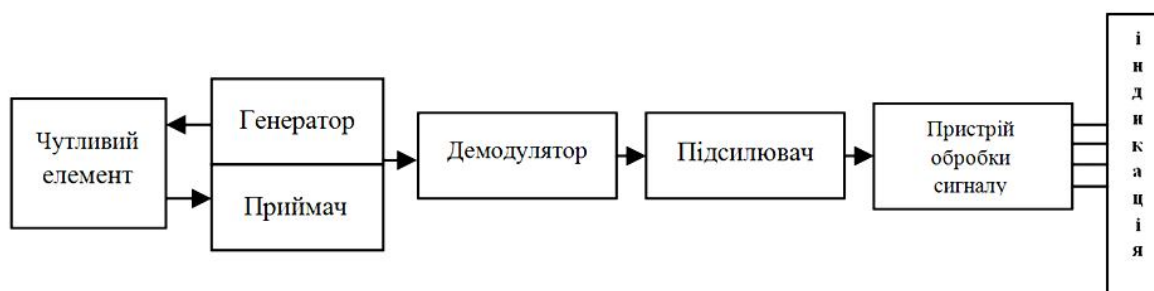


Рисунок 2.1 – Загальна схема індуктивного виявлювача об'єктів

2.1 Чутливий елемент

Найважливішим питанням у розробці пристрою буде розрахунок параметрів чутливого елемента, розуміння впливу форми і розмірів ЧЕ на діаграму направленості (ДН), чутливість. Також основним питанням буде вплив підстилаючої поверхні на характеристики випромінюючої системи. Тому треба розробити загальну формулу пристрою, яка дозволить при оптимізації корегувати відповідні параметри в залежності від умов.

Для створення загальної формули, яка б враховувала усі потрібні параметри і об'єднувала характеристики ЧЕ різних форм скористуємось теорією елементарного електричного випромінювача.

Елементарним електричним випромінювачем називають короткий, порівняно з довжиною хвилі провідник, по якому протікає гармонічний електричний струм $i = I_e \cos \omega t$, амплітуда і фаза якого однакові в будь-якій

точці провідника. Поперечні розміри провідника повинні бути набагато менше його довжини. Така модель випромінювача є, по суті, ідеалізованою, зручною для аналізу випромінюючої системи, так як практичне створення випромінювача з незмінною по всій довжині амплітудою і фазою струму неможливо. Однак диполь Герца виявляється досить близьким за своїми властивостями до елементарного випромінювача. Завдяки металевим кулям, які мають значну ємність, амплітуда струму слабо змінюється вздовж провідника.

Складні за формою тіла, які здатні проводити електричну енергію, обтічні струмами, можна вважати, що вони складаються з безлічі елементарних електричних випромінювачів. Така можливість впливає з того, що яке б не було розподілення амплітуди і фази струму по тілу, що проводить струм, у межах відрізка $l \ll \lambda$ їх можна прийняти незмінними. При визначенні поля, створюваного цими струмами, можна скористатися принципом суперпозиції, тобто розглядати його як суму полів елементарних випромінювачів.

Одинарні вібратори застосовують тільки тоді, коли потрібне не спрямоване або майже не спрямоване випромінювання. У тих випадках, коли необхідна спрямованість, або ДН конкретної форми, що забезпечує в певних напрямках більш ефективне випромінювання, чим в інших застосовують багатовібраторні антени. У таких антенах вібратори розміщують на невеликій відстані d один від одного ($d \ll \lambda$). Такі вібратори помітно впливають один на одного.

Оскільки наш чутливий елемент буде складатись з двох елементарних випромінювачів застосуємо теорію випромінювання двох лінійних симетричних електричних вібраторів [8].

Щоб в'яснити характерні особливості процесів, що відбуваються в зв'язаних вібраторах, доцільно розглянути найпростіший випадок сумісного випромінювання двох однакових лінійних симетричних електричних вібраторів у вільному просторі.

На основі цієї загальної теорії розробимо власну універсальну формулу, яка буде описувати усі процеси, які відбуваються у ЧЕ різних форм при різних умовах.

Нехай вібратори мають однакові розміри і розміщені в площині ZOY паралельно вісі OZ на відстані d один від одного (рисунок 2.2, а).

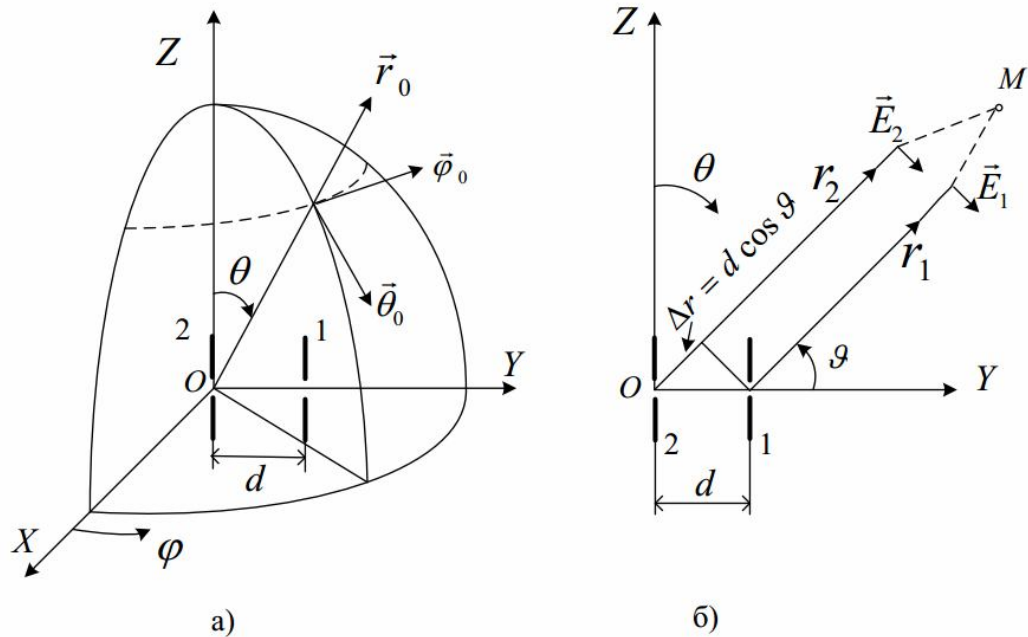


Рисунок 2.2 – До розрахунку властивостей ЧЕ

Підведемо до першого вібратора напругу U_1 з частотою ω , а до другого U_2 тієї ж частоти. Тоді у вібраторах виникнуть електричні струми, комплексні амплітуди яких в точках живлення першого вібратора позначимо через $I_{\text{вх}2}$, а у точках живлення другого вібратора $I_{\text{вх}1}$.

Позначимо

$$I_{\text{вх}1}/I_{\text{вх}2} = q e^{j\psi}, \quad (2.1)$$

де

q – відношення модулів струмів,

ψ – зсув фази струму $I_{\text{вх}2}$ по відношенню до струму $I_{\text{вх}1}$

Функція розподілення струму вздовж вібраторів при малому радіусі провідників в першому наближенні набуває синусоїдального вигляду типу:

$$I(z_1) = \left(\frac{I_{\text{вх}1}}{\sin kl} \right) \sin k(l - |z_1|), \quad (2.2)$$

$$I(z_2) = \left(\frac{I_{\text{вх2}}}{\sin kl} \right) \sin k(l - |z_2|). \quad (2.3)$$

Розглянемо поле у дальній зоні у меридіональній площині вібраторів ZOY (E-площина). При розрахунку цього поля застосуємо загальну методику [8].

Оскільки відстань до точки спостереження відносно велика в порівнянні з довжиною вібраторів, то напрямки на точку М можна вважати паралельними (рисунок 2.1, б). Різниця відстаней від центрів вібраторів до точки спостереження (різниця ходу променів) дорівнює $\Delta r = r_2 - r_1 = d \cos \vartheta$, де ϑ -кут між нормаллю до осі вібратора та напрямком на точку спостереження.

Позначимо напруженість електричного поля, що створюється у точці спостереження першим вібратором, через $\vec{E}_1$. Комплексна амплітуда цього вектора визначається виразом, який можна записати у вигляді:

$$\vec{E}_{1m} = \vec{\theta}_{of} \{ (60I_{n1}/r_1) [\cos(kl \cos \theta) - \cos kl] / \sin \theta \} e^{-jkr_1}. \quad (2.4)$$

Комплексна амплітуда і напруженість електричного поля другого вібратора:

$$\vec{E}_{2m} = \vec{\theta}_{of} \{ (60I_{n2}/r_2) [\cos(kl \cos \theta) - \cos kl] / \sin \theta \} e^{-jkr_2}, \quad (2.5)$$

$$\text{де } I_{n1} = I_{\text{вх1}} / \sin kl, \quad I_{n2} = I_{\text{вх2}} / \sin kl$$

Так як точка спостереження М знаходиться у дальній зоні, то значення Δr відносно мале, у порівнянні із r_1 та r_2 , тобто відстані r_1 і r_2 в незначній мірі відрізняються одна від одної. Це дає підстави замінити у знаменнику амплітудного множника r_2 на r_1 :

$$\vec{E}_{2m} = \vec{\theta}_{of} \{ (60I_{n2}/r_1) [\cos(kl \cos \theta) - \cos kl] / \sin \theta \} e^{-jkr_2}. \quad (2.6)$$

Однак нехтувати різницею ходу у фазових множниках (2.1) та (2.2) не можна, тому що просторовий зсув між полями вібраторів визначається відношенням різниці хода променів до довжини хвилі, що має вигляд:

$$kr_2 - kr_1 = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d \cos \theta = 2\pi(d \cos \theta / \lambda).$$

Комплексна амплітуда сумарного поля вібраторів у точці спостереження M :

$$\dot{\vec{E}}_m = \dot{\vec{E}}_{1m} + \dot{\vec{E}}_{2m} = \vec{\theta}_0 \dot{E}_{1m} + \vec{\theta}_1 \dot{E}_{2m}. \quad (2.7)$$

Цей вираз можна записати у вигляді:

$$\dot{\vec{E}}_m = \dot{\vec{E}}_{1m} + \dot{\vec{E}}_{2m} = \vec{\theta}_0 \dot{E}_{1m} (1 + \dot{E}_{2m} / \dot{E}_{1m}) \quad (2.8)$$

Враховуючи (2.1), (2.4) і (2.5) формулу (2.8) можна привести до вигляду:

$$\dot{\vec{E}}_m = \vec{\theta}_0 \{ (60 |I_{\pi 1}| / r_1) [\cos(kl \cos \theta) - \cos kl] / \sin \theta \} e^{-jkr_1} \times [1 + q e^{j\psi} (e^{-jkr_2} / e^{-jkr_1})]. \quad (2.9)$$

Перетворимо другий множник виразу (2.9):

$$1 + q e^{j\psi} \left(\frac{e^{-jkr_2}}{e^{-jkr_1}} \right) = 1 + q e^{j\psi} e^{-jkr_2} e^{jkr_1} = 1 + q e^{j\psi} e^{-jk(r_1 - r_2)} = 1 + q e^{j\psi} e^{-jk\Delta r} = 1 + q e^{j\psi} e^{-jkd \cos \vartheta} = 1 + q e^{j(\psi - kd \cos \vartheta)}. \quad (2.10)$$

Із рисунка 2.1, б випливає що $\theta = 90^\circ - \vartheta$. З урахуванням виразу в фігурних дужках формули (2.9) можна звести до вигляду:

$$\begin{aligned} 1 + q e^{j\psi} (e^{-jkr_2} / e^{-jkr_1}) &= 1 + q e^{j\psi} e^{-jkr_2} e^{jkr_1} = \\ &= 1 + q e^{j\psi} e^{-jk(r_2 - r_1)} = 1 + q e^{j\psi} e^{-jk\Delta r} = 1 + q e^{j\psi} e^{-jkd \cos \vartheta} = \\ &= 1 + q e^{j(\psi - kd \cos \vartheta)}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Підстановка (2.10) і (2.11) в (2.9) дозволяє записати:

$$\dot{\vec{E}}_m = \vec{\theta}_0 \{ (60 |I_{\pi 1}| / r_1) [\cos(kl \sin \vartheta) - \cos kl] / \cos \vartheta \} j e^{-jkr_1} \times (1 + q e^{j(\psi - kd \cos \vartheta)}). \quad (2.12)$$

Оскільки ЧЕ нашої системи виявлення має форму симетричного трикутника, потрібно врахувати наявність другого відбратора, кут ϑ між вібраторами, відстань d між ними, відношення амплітуд і струмів в вібраторах q , а також зсув фаз струмів у вібраторах ψ .

Тому введемо множник системи, або як його ще називають «множник комбінування», що має вигляд:

$$f_c(\vartheta) = \sqrt{1 + q^2 + 2q \cos(\psi - kd \cos \vartheta)} \quad (2.13)$$

Зазвичай цікавляться значенням модуля сумарної напруженості поля, а не її фазою. Тому, переходячи до модуля виразу (2.12), отримуємо:

$$|\dot{\vec{E}}_m| = \left| \frac{\{(60I_{\Pi 1} / r_1) [\cos(kl \sin \vartheta) - \cos kl] / \cos \vartheta\}}{\sqrt{1 + q^2 + 2q \cos(\psi - kd \cos \vartheta)}} \right|. \quad (2.13)$$

Множник $f_1(\vartheta) = |[\cos(kl \sin \vartheta) - \cos kl] / \cos \vartheta|$ – ненормована амплітудна характеристика направленості одиночного лінійного симетричного електричного вібратора, що знаходиться у вільному просторі.

Таким чином (2.13) – це універсальна формула для розрахунку напруженості поля ЧЕ з двома лінійними симетричними вібраторами, які знаходяться у вільному просторі на відстані d один від одного під кутом ϑ .

Для практичного застосування у нашій задачі, до даного виразу потрібно додати коефіцієнт наявності земної поверхні, адже чутливий елемент буде знаходитись на висоті (0,25...0,5м), тому вплив підстилаючої поверхні буде значним, і його потрібно врахувати.

Оскільки у нашому пристрої виявлення робоча частота складатиме 235 МГц, тоді $\lambda = 1,27\text{м}$.

На невеликих відстанях приймач-передавач існує лише земна хвиля, оскільки не існує напруженості хвилі, відбитої від іоносфери, інтерференція не виражена, або виражена дуже слабо, і нею можна знехтувати, тому можливе використання спрощеної формули Веденського. У діапазоні метрових хвиль вона має вигляд:

$$E_d = \frac{2.18\sqrt{P \cdot D} h_1 h_2}{r^2 \cdot \lambda}, \quad (2.14)$$

h_1, h_2 - висоти підвісів передавальної і приймальної антени, у нашому випадку:

$h_1 = h_2$, отже формула набуде вигляду:

$$E_d = \frac{2.18\sqrt{P \cdot D} h^2}{r^2 \cdot \lambda}. \quad (2.15)$$

$r \leq 1\text{м}$ – відстань між приймальною і передавальною антенами. Вона у нас не буде сталою, оскільки залежить від об'єкта, що виявлятиметься, але не перевищуватиме 1 м, оскільки це буде надлишкова чутливість пристрою і це погіршить показники виявлення.

Враховуючи всі вищезазначені вирази кінцевий результат загальної формули сумарної напруженості поля ЧЕ з двома лінійними симетричними випромінювачами, що знаходяться в реальних умовах і під кутом один до одного набуде такого вигляду:

$$|\dot{E}_m| = \left| \left\{ (60I_{\text{п1}} / r_1) [\cos(kl \sin \vartheta) - \cos kl] / \cos \vartheta \right\} \times \frac{2.18\sqrt{P \cdot D} h^2}{r^2 \cdot \lambda} \right| \quad (2.16)$$

Значення D КСД буде змінюватись залежно від кута між двома лінійними вібраторами і довжини. Формула для КСД нашого ЧЕ буде подана в розділі III (оптимізація), після того, як ми виберемо найкращий варіант ЧЕ.

2.2 Генератор. Приймач

Найпростішим і компактнішим варіантом буде пошук генератора і приймача в одному корпусі. Зараз існує величезна кількість прийомопередавачів на одній мікросхемі з різноманітними параметрами і робочими частотами. Оскільки в процесі оптимізації чутливого елементу пристрою було вибрано робочу частоту пристрою у 235 МГц. На цих частотах також є багато прийомопередавачів різних виробників, що мають різні характеристики. Для того щоб вибрати з цього різноманіття потрібний варіант згадаємо теорію радіотехнічних систем, а саме класифікацію радіотехнічних систем від типу радіолінії. Як відомо радіолінії бувають трьох типів. Наш пристрій має радіолінію третього роду, оскільки працює по відбитому від об'єкта сигналу. Вираз, що описує дальність дії системи третього роду виглядає так:

$$R_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{PG^2\lambda^2\sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3}}, \quad (2.2)$$

де G - коефіцієнт підсилення прийомопередавача, λ -довжина хвилі, P - потужність випромінювана передавачем радіотехнічної системи, а $\sigma_{\text{ц}}$ - ефективна поверхня розсіювання цілі.

Відомо, що ефективна поверхня розсіювання цілі (далі ЕПР) $\sigma_{\text{ц}}$ виражається як:

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{P_1}{P_2}, \quad (2.21)$$

де P_1 -щільність потоку, що перевипромінюється на ціль

$$P_1 = \frac{P G_{\text{в}}}{4\pi R^2} \quad (2.22)$$

P_2 -щільність потоку, що був перевипромінений ціллю.

$$P_2 = \frac{P_1}{4\pi R^2} \quad (2.23)$$

ЕПР цілі залежить від форми і розмірів об'єкту дослідження. Існують табличні значення ЕПР залежно від типу об'єкта. Оскільки ми ставимо на меті виявлення об'єктів невеликих розмірів, але й не надто малих, щоб не здорожчувати пристрій, та не отримати надлишкової деталізації виявлення та хибних спрацювань на об'єктах, що не можуть нанести шкоди автомобілю. Тому прийmemo ЕПР цілі для ближньої зони, оскільки відстань до об'єкта $\leq 1\text{м}$, що відповідає площі мінімального об'єкта, який ми хочемо виявити. Приймемо цю площу за 0.5м^2 . Із формули (2.2) виведемо потужність випромінювання. Підставивши усі відомі данні в формулу, знайдемо необхідну потужність для виявлення об'єктів потрібного типу і розміру.

$$P = \frac{(4\pi)^2 R_{\text{max}}^4}{G^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}} \quad (2.24)$$

Коефіцієнт підсилення ЧЕ системи після оптимізації $\approx 8\text{дБ}$ (III розділ оптимізація). Крім того ми будемо вибирати передавач з декількома каскадами ПЧ та високим коефіцієнтом підсилення. Сучасні малопотужні і недорогі УКХ прийомопередавачі мають вбудований цифровий Тх-фільтр, що значно підвищує вибірковість системи, а також спрощує самий приймач та підвищує коефіцієнт підсилення до числа ≤ 100 .

Такі прийомопередавачі мають відносно невисоку ціну і добре підходять під нашу задачу. Зазвичай у радіолокаційних системах виявлення об'єктів використовують частотну чи фазову модуляцію, оскільки вона мінімізує втрати при демодуляції. У прийомопередавачах серії ST75 фірми

STMicroelectronics застосовується ЧМ, вони усі мають коефіцієнт підсилення, що задається програмно як на прийом так і на передачу від 1 до 30 дБ з кроком в 1дБ, а також працюють з частотами, що відповідають нашій робочій частоті в 325 МГц. Крім того вони мають вихідні підсилювачі, що забезпечують коефіцієнт підсилення від 1 до 10 разів (регулюється програмно). Але встановлення високого коефіцієнта підсилення погіршує характеристики прийомопередавача. Враховуючи все вищесказане встановимо програмно коефіцієнт підсилення на прийом 20 разів на передачу 10 разів. Щоб не погіршувати характеристики прийомопередавача і не вносити зайві спотворення, на вихідному каскаді підсилення встановимо режим без підсилення, що не внесе додаткові спотворення і не погіршить показників виявлення.

Отже, загальний коефіцієнт підсилення прийомопередавача буде становити:

$$G = G_{\text{че}} \cdot G_{\text{приймача}} \cdot G_{\text{передавача}} \quad (2.25)$$

$$G = 2,5 \cdot 20 \cdot 10 = 500$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,35 \cdot 10^8} = 1,27 \text{ м} \quad (2.26)$$

Отже, потрібна потужність випромінювання складе:

$$P = \frac{(4\pi)^2 R_{\text{max}}^4}{G_a^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}} = \frac{1981,39 \cdot 1 \text{ м}^4}{250000 \cdot 1,613 \text{ м}^2 \cdot 0,5 \text{ м}^2} = 0,00983 \text{ Вт} \approx 10 \text{ мВт}$$

Прийомопередавач ST7538 забезпечить таку потужність і буде дешевим. Він є уніфікованим прийомопередавачем з можливістю програмування його режимів роботи. Здатний працювати у режимі вимірювання КСХ (задається алгоритмічно, при подачі інформаційного повідомлення на вхід TxD). Для повноцінної роботи мікроконтролера у режимі вимірювання КСХ, перед входом приймача RA1 потрібно включити детектор КСХ.

Тип модуляції: ЧМ;

Робоча частота: 170-400 МГц (задається програмно з кроком у 5 МГц);

Напруга живлення: 5 В

Споживання: 3 Вт

Вихідний опір передавача: 50 Ом

Вхідний опір приймача: 50 Ом

Для мікросхем ST7538/ST7540 частота f_0 програмується сімома значеннями у діапазоні 60 ... 132,5 кГц. Крім того, програмуються 3 значення: швидкість передачі (Baud rates), девіація частоти Δf_i , коефіцієнт девіації $K_d = \Delta f / \text{Baud rates}$ (табл. 1). Таким чином, значення Δf буде дорівнює значенню Baud rates при $K_d = 1$ і 0,5.

Приймач не має вбудованого буфера для формування і зберігання пакета переданих або прийнятих даних. Черговий біт даних надходить від хост-контролера по входу TxD через послідовний інтерфейс на вхід FSK-модулятора, який синтезує частоти $f(0)$ або $f(1)$, стабілізовані кварцовим резонатором 16 МГц, за допомогою технології прямого цифрового синтезу. За допомогою цифрового Тх-фільтру виділяється перша гармоніка сигналу і підсилюється підсилювачем із змінним коефіцієнтом підсилення (ALC) від 0 до 30 дБ з кроком 1 дБ.

Коефіцієнт підсилення ALC визначається інформацією про рівень підсилення.

Вихідний підсилювач (PLI) представляє здвоєний підсилювач класу АВ з двома виходами (АТОР1 і АТОР2), що працюють в протифазі. Можливі два варіанти включення навісних каскадів:

- використання тільки виходу АТОР1;
- мостове з'єднання.

Мостове з'єднання забезпечує диференційний вихід з подвійною амплітудою у порівнянні з варіантом включення одиночного каскаду.

Ми будемо використовувати лише вихід АТОР1, адже нам не потрібен режим з подвійною амплітудою.

Системі вихідних каскадів необхідно добре згладжена напруга живлення RAV_{cc} , щоб вона не входила у нелінійний режим роботи. Для зручності відстеження роботи вихідних каскадів призначений вихід АТ0. На

цей вихід під'єднаний вихід підсилювача ALC, який, не призначений для роботи на низькоомне навантаження.

Значення девіації частоти лежить у межах від 600кГц до 4,8МГц і залежить від швидкості передачі інформації (таблиця. 2.1).

Таблиця 2.1

Швидкість передачі, біт/с	Девіація частоти, кГц
600	600
1200	1200
2400	2400
4800	4800

Програмно задамо швидкість передачі з найменшим рівнем девіації частоти у 600 кГц, адже швидкості передачі у 600 біт/с цілком достатньо для нашої задачі, а більш важливим параметром являється девіація частоти, адже зміна робочої частоти пристрою здатна погіршувати ДН ЧЕ. Девіація частоти у 0,6 МГц буде чинити мінімальний вплив як на ДН ЧЕ, так і на параметри виявлення системи (див. розділ ІІІ).

2.3 Детектор КСХ

Оскільки в ідею роботи пристрою покладено вимірювання КСХ, то для повноцінної роботи мікроконтролера ST7538 у режимі вимірювання КСХ потрібен детектор падаючої і відбитої хвилі у прийомопередавальному тракті, а також пристрій формування пакетних даних, що несуть інформацію порівняння цих величин.

Існує велика кількість детекторів КСХ. Найпростіший – спрямований відгалужувач. Проте, точність такого пристрою на частотах метрового діапазону коливається в межах $\pm 15\text{-}20\%$, що є неприйнятним числом для нашої задачі. Крім того така система потребує постійного калібрування, що унеможливорює використання його звичайними користувачами.

Як відомо, КСХ це відношення:

$$КСХ = (U_{пад} + U_{від}) / (U_{пад} - U_{від})$$

Приймем $U_{пад} = 1$. Тоді формула набуде вигляду:

$$КСХ = (1 + U_{від}) / (1 - U_{від})$$

Щоб розв'язати задачу індикації поділим чисельник і знаменник на $U_{пад}$:

$$КСХ = (1 + U_{від} / U_{пад}) / (1 - U_{від} / U_{пад})$$

Тобто для вимірювання КСХ достатньо знати тільки відношення $U_{від} / U_{пад}$, а не абсолютні значення цих величин. Тому для розв'язання цієї задачі можна використати резистивний дільник (рис.2.2.2). Точність визначення КСХ буде залежати від добротності і якості резисторного дільника.

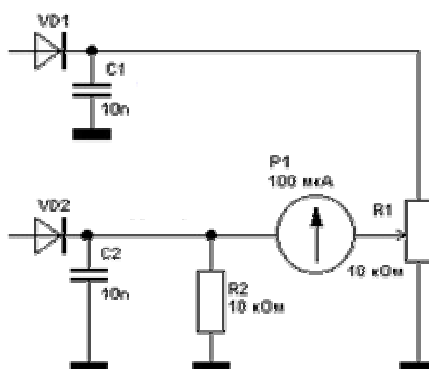


Рисунок 2.2 – Детектор КСХ з використанням резистивного подільника

Плавність індикації рівня КСХ залежатиме від кількості подільників у схемі. Найкращим варіантом для нашої задачі буде мікросхема LM3194. Це мікросхема з однополярним живленням має 10 рівнів відліку і відрізняється винятковою простотою. У цій мікросхемі – спеціалізованому контролері для управління лінійними світлодіодними шкалами, є все, що нам необхідно - прецизійний десятиступеневий подільник напруги з лінійним кроком розподілу 0,1; десять компараторів, схема управління світлодіодами, а також цифровий вихід зі сформованими пакетними даними для подальшої обробки у мікроконтролері. Як видно із схеми (рисунок 2.3), мікросхема підтримує індикацію з виведенням інформації на світлодіоди HL1-HL10. Це може значно спростити загальну структурну схему пристрою і дозволити

використовувати лише генератор без приймача, а отже й використання простішого мікроконтролера, ніж запропонований нами. Проте якість індикації такої схеми є досить на низькому рівні, адже мікросхема не може враховувати можливість зміни мінімального КСХ від положення чутливого елементу тощо. Крім того, нелінійність германієвих діодів буде вводити додаткову похибку. Саме тому, для виводу інформації ми використовуватимемо цифровий вихід 19, інформація з якого буде потрапляти на вхід приймача і оброблятися за певним алгоритмом.

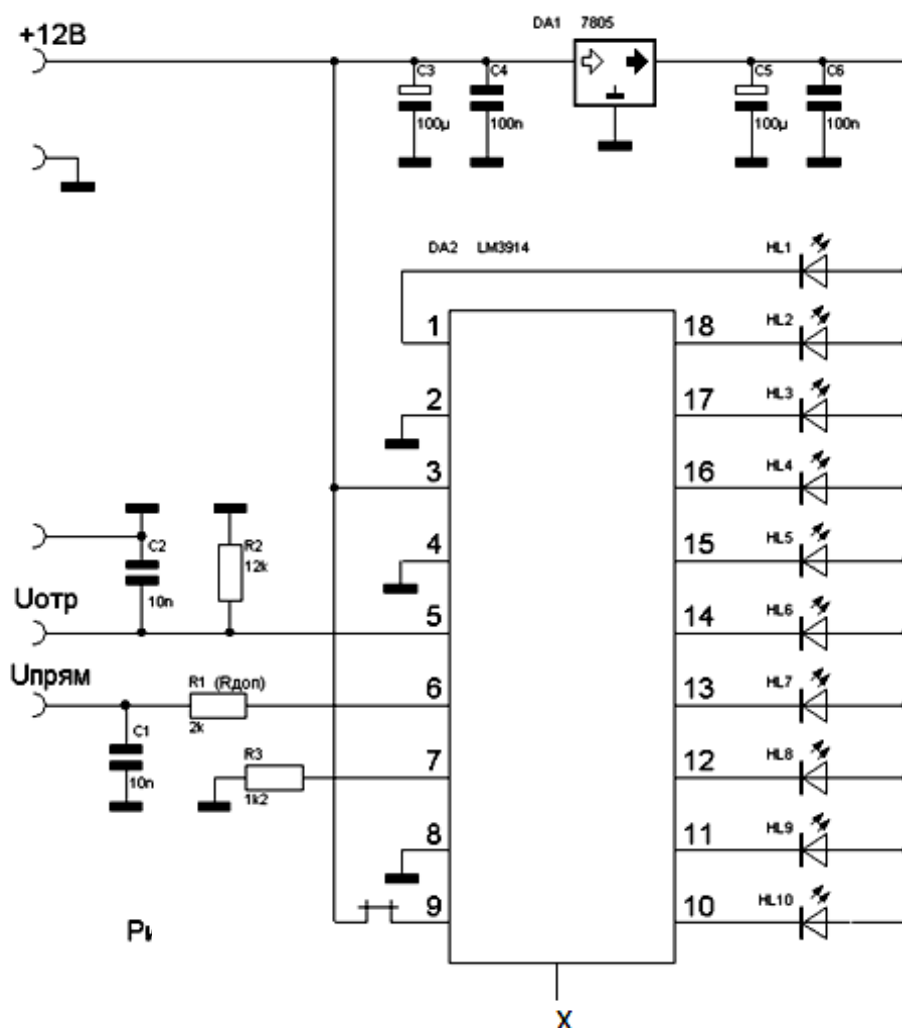


Рисунок 2.3 – Схема автоматичного вимірювача КСХ на LM3194

У дешевших версіях детектора об'єктів, які будуть виготовлені лише під певні автомобілі і встановлюватись на заводах автовиробником, можливе спрощення структурної схеми до виду: генератор-ЧЕ-підсилювач слабого сигналу-детектор КСХ з індикацією на LM3194. Але ми поставили собі

задачу розробити універсальний пристрій для використання на різних автомобілях, тому індикація з світлодіодів не буде використовуватись.

На вхід $U_{\text{пад}}$ та $U_{\text{від}}$ будуть потрапляти сигнали з датчика КСХ (спрямований відгалуджувач).

Сигнал з виходу X ми подамо на вхід RA1 для подальшої алгоритмічної обробки та виводу на індикацію.

2.4 Індикатор

Як було сказано вище індикатор пристрою буде підключатись до UART інтерфейсу мікроконтролера ST7538.

UART-інтерфейс. UART (англ. *universal asynchronous receiver/transmitter* – універсальний асинхронний приймач/передавач) – тип асинхронного приймач-передавача, компонент комп'ютерів та периферії, що переводить дані між паралельною та послідовною формами. UART звичайно використовується спільно з іншими комунікаційними стандартами, такими як EIA RS-232.

UART це звичайно окрема мікросхема чи частина мікросхеми, що використовується для з'єднання через комп'ютерний чи периферійний послідовний порт. UART зараз загалом включені в мікроконтролери. Здвоєний UART (Dual UART або DUART) об'єднує два UART в одній мікросхемі. Багато сучасних мікросхем сьогодні випускаються з можливістю комунікації в синхронному режимі, такі прилади називають USART.

Послідовні передача та прийом. Біти даних передаються з одного місця в інше через дроти або інші носії. Якщо мова йде про великі відстані, вартість дротів стає великою. Щоб зменшити вартість довгих комунікацій, що переносять кілька біт паралельно, біти даних передають послідовно один за одним, і використовують UART для перетворення паралельної форми на послідовну на кожному кінці лінії зв'язку. Кожен UART має зсувний регістр, який є фундаментальним методом для перетворення між паралельними та послідовними формами.

Зазвичай UART не отримує і не генерує зовнішні сигнали, які подорожують між різними частинами обладнання. Як правило, для перетворення логічного рівня UART в та з зовнішнього рівня сигналів використовується окремий інтерфейсний блок.

Зовнішній сигнал може мати багато різних форм. Прикладами стандартизованих напруг сигналу можуть служити RS-232, RS-422 чи RS-485. Історично присутність або відсутність струму (в електричному колі) використовувалася у телеграфних схемах. Деякі ж сигнальні схеми не використовують електричних дротів. Як приклад можна навести оптоволокну, інфрачервоний зв'язок чи Bluetooth в своєму Serial Port Profile (SPP). Прикладами модуляції є аудіо сигнал телефонних модемів, РЧ модуляція даних, або DC-LIN для комунікацій по силових дротах.

Зв'язок може бути «дуплексним» (можливість одночасного прийому та передачі) або «напівдуплексним» (пристрої переключаються між режимами прийому та передачі).

UART широко використовується в інтерфейсі RS-232 для вбудованих систем комунікацій. Він використовується для зв'язку між мікроконтролерами і комп'ютером. Багато чіпів забезпечують функціональність UART, та існують дешеві мікросхеми для конвертації логічного рівня сигналу (типу TTL) в сигнал рівня RS-232.

Асинхронні передача та прийом. Під час асинхронної передачі UART телетайпного типу посилає стартовий біт, потім від п'яти до восьми бітів даних,

перший — найменш значимий, потім опціональний біт парності, і потім один, півтора чи два стопових біти. Стартовий біт надсилається в зворотній полярності до звичайного незайнятого стану ліній зв'язку. Стоповий біт відповідає незайнятому стану лінії і забезпечує паузу перед наступною порцією даних. Це називається асинхронною старт-стоповою передачею. В механічних телетайпах стоповий біт часто був розтягнутим вдвічі, щоб дати можливість механізму надрукувати символ. Розтягнутий стоповий біт також допомагав при ресинхронізації. Біт парності перевіряє кількість одиниць між стартовим і стоповим бітами або парним та непарним, або ж цей біт може бути відсутнім. Непарна перевірка надійніша, бо вона може засвідчити, що принаймні одна одиниця передалася, а це дозволяє багатьом UART пересинхронізуватися.

У синхронній передачі частота тактового генератора відновлюється окремо з потоку даних і старт-стопові біти не використовуються. Це покращує ефективність каналу зв'язку для надійних ліній, також надсилається більше корисних даних. Асинхронна передача не посилає нічого, коли нема що передавати. Натомість синхронний інтерфейс має завжди посилати якісь дані, щоб підтримувати синхронізацію між передавачем і приймачем. В якості заповнювача порожнечі часто використовується ASCII-символ «SYN», це робиться автоматично передавачем. USART чіпи мають синхронний та асинхронний режими.

Стандарт RS-232. У своїй роботі, для синхронізації індикатора і виводу інформації через UART-інтерфейс, я буду застосовувати найпоширеніший стандарт RS-232. Для цього існують мікросхеми, що дозволяють конвертувати логічний рівень сигналу (типу TTL), у сигнал рівня RS-232. Існує 2 шляхи вирішення цієї проблеми. Перший варіант, використання конвертора MAX232 RS232 to TTL Converter (1000 m 600 bps) (Рис. 2.3.2.) і під'єднання до його виходу будь-яког ЖК-індикатора. Проте такий шлях дорогий і ускладнює структуру пристрою виявлення.



Рисунок 2.4 – Зовнішній вигляд пристрою MAX232 RS232 to TTL Converter

Іншим варіантом вирішення цієї проблеми є використання програмованого семисегментного пристрою (з фіксованою комою) виведення буквеносимвольної інформації з вбудованим TTL-RS конвертором. Ціна такого пристрою складає близько 4 у.о (<http://www.siliconcraft.net>). Цей пристрій має назву SC4Dlite.

ТТЛ-дисплей SC4Dlite. SC4Dlite-пристрій виведення буквеносимвольної інформації стандарту ASCII розроблений компанією Siliconcraft. Зовнішній вигляд пристрою показано на рисунку 2.5



Рисунок. 2.5 – Зовнішній вигляд SC4Dlite

Основні характеристики пристрою такі:

- Розмір дисплею: 0,52'';
- Робоча напруга: 5 В $\pm 10\%$;
- Середнє споживання струму: 100 мА;
- Робоча температура: від -5°C до $+70^{\circ}\text{C}$;

- Максимальна напруга на вході TTL: 5,5В;
- вихідна напруга TTL високого рівня: 3,3В;
- Максимальна довжина кабелю для RS232: 3 м;
- Кількість сегментів – 7;
- Кількість розрядів – 4;
- Розрядність 16 біт стандарту ASCII
- Можливість виведення цілих і дробових чисел;
- Колір ЖК-підсвітки: зелений або червоний.

Описання контактів SC4Dlite зображено на рисунку 2.6.

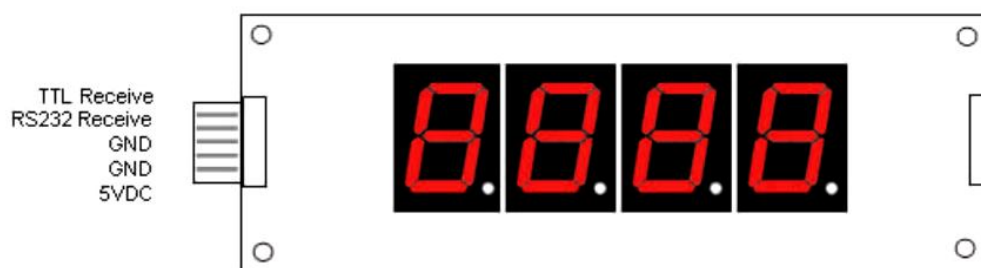


Рисунок 2.6 – Описання контактів SC4Dlite

Схема підключення пристрою показана на рисунку 2.7.

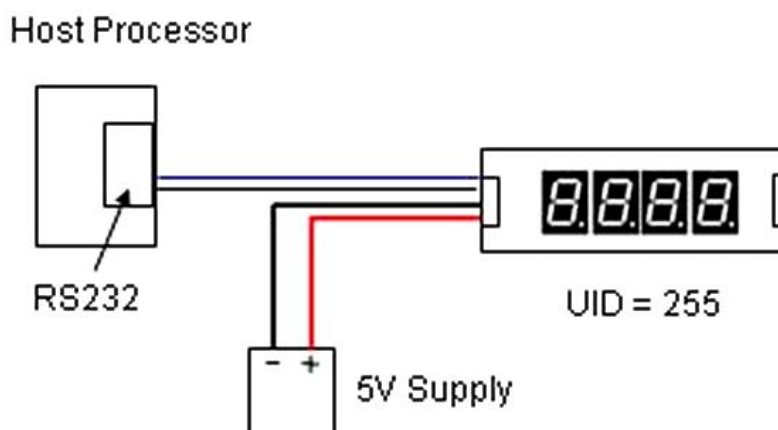


Рисунок 2.7 – Схематичне зображення способу підключення живлення та шини RS232

Кожен світлодіодний сегмент може бути індивідуально включеним або вимкненим.

формат команди

[UID] ['a'] [цифра 4 сегменти даних] [цифра 3 сегменти даних] [Цифра 2 сегмента даний] [Цифра 1 Сегмент даних]

Розташування сегментів біт даних (рисунок 2.8, а)

e d c g DP f b a

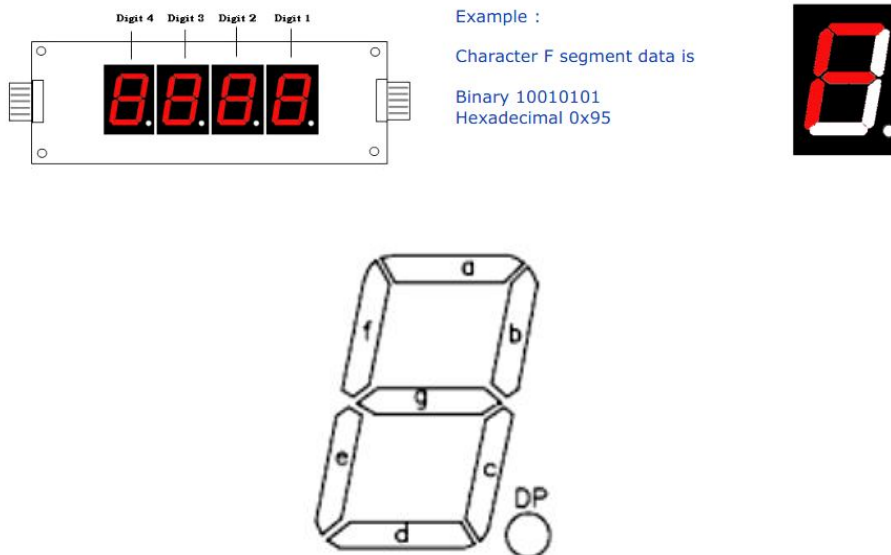


Рисунок 2.8 – Розташування сегментів біт даних

Більш детальну інформацію про метод кодування, застосований в пристрої SC4Dlite можна отримати в інструкції користувача.

Коли на сегмент потрапляє старший біт, менший біт втрачає свою значимість.

Інформацію, яка буде виводитись на даний індикатор нашим пристроєм буде відстань до об'єкту. Вона виводитиметься у см. Наприклад відстань до об'єкта складає 96,3 см. На індикаторі цей це число буде виглядати так: 096.3. Якщо ж відстань буде складати 7 см, на індикаторі ми побачимо: 007.0. Для зручності читання інформації з дисплею введемо змінну, яка заміює «0» командою, що вимикає подачу напруги на семисегментний індикатор. Таким чином остання відстань на індикаторі матиме вигляд: 7.0, що значно зручніше для сприйняття. Коли, з об'єктивних причин, пристрій не може провести операцію виявлення, або вона була здійснена некоректно, споживач побачить надпис FAIL (рисунок 2.8).



Display ASCII characters command

[0xFF] [0x62] [0x46] [0x41] [0x49] [0x4C]

assuming UID = 0xFF

Рисунок 2.8 – Виведення помилки на індикатор та типова команда з таблиці ASCII для цієї операції

Програмування пристрою виведення інформації здійснюється через спеціалізовану програму SC4Dlite App (рисунок 2.9) шляхом підключення пристрою SC4Dlite через COM-порт до ПК. Драйвери встановлюються автоматично. Завантажити програму можна на офіційному сайті виробника www.siliconcraft.net

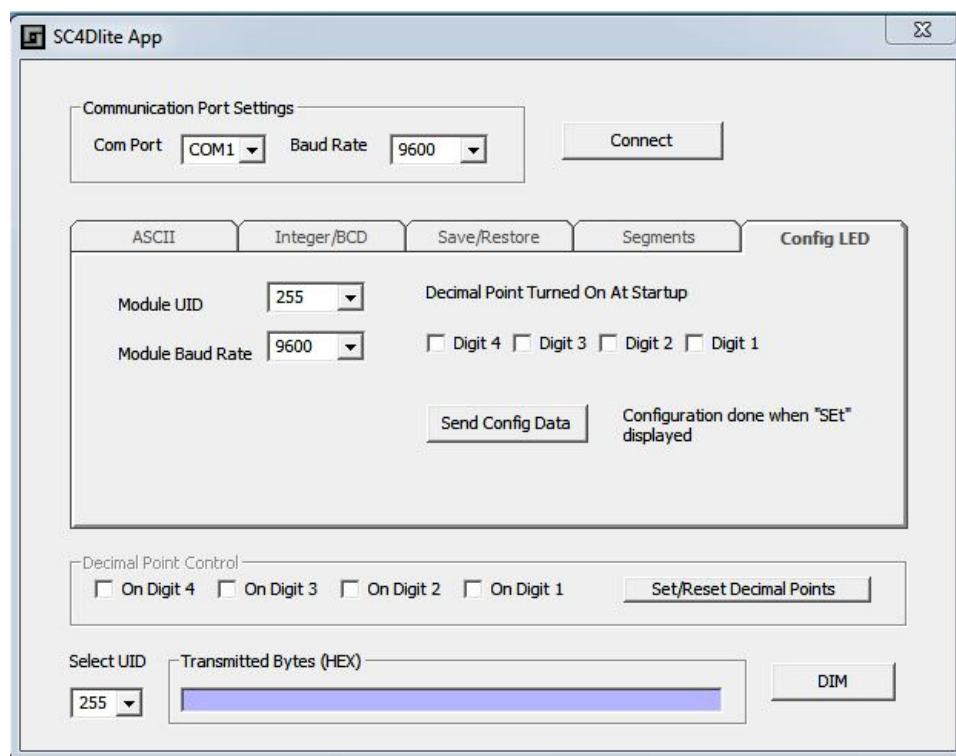


Рисунок 2.9 – Інтерфейс програми SC4Dlite App

ВИСНОВКИ:

Вибраний мікроконтролер ST7538 – це прийомопередавач з ЧМ, виконаний в одному корпусі, що має характеристики, які підходять для нашої задачі. Зокрема, робочу частоту, що лежить у межах 170-400 МГц і встановлюється програмно, низький рівень споживання (3Вт) та гарну вибірковість за рахунок ТХ-фільтру. Крім того мікроконтролер має UART

інтерфейс, за допомогою якого можна підключити різноманітні типи індикаторів, як то світлодіодні так і РК-індикатори з пристроєм вимірювання відстані та звуковою сигналізацією зі змінним характером сповіщення при наближенні об'єкту.

Важливим параметром, що різко впливає на показники виявлення є девіація частоти. У даному мікроконтролері вона регулюється програмно залежно від швидкості передачі. Було вибрано режим роботи із найнижчою швидкістю, і найнижчим рівнем девіації частоти, оскільки високої швидкості спрацювання пристрій виявлення не потребує, а швидкості у 600 біт/с цілком достатньо, щоб вчасно інформувати водія про зміни об'єктів у просторі, адже інформація може змінюватись близько 100 разів/с, оскільки інформація про наближення до об'єкту буде виводитись у двійковій формі за допомогою світлодіодних індикаторів та звукового сповіщення і займатиме 6 біт.

При інших типах індикації, таких як РК-дисплей зі змінним характером звукового сповіщення інформація про наближення об'єкту буде займати від 12 до 48 біт. Тоді швидкість зміни вихідної інформації на індикаторі складатиме $600/48=12,5$ разів/с. Цього показника також цілком достатньо для вчасного інформування водія, оскільки швидкість реакції тренованого атлета не перевищує 0,1с.

Крім того даний мікроконтролер у своєму корпусі містить також демодулятор, підсилювач як вхідного так і вихідного сигналу до значення в 30дБ, вхідний опір, що відповідає вхідному опору ЧЕ у 50 Ом і говорить про можливість під'єднання ЧЕ без лінії узгодження на пряму.

Крім того ST7538 за допомогою програмного коду можна налаштувати на вимірювання КСХ, тому не потрібно підключати ніяких додаткових пристроїв. У програму можна занести алгоритм відслідковування зміни КСХ, що спрощує структурну схему готового пристрою. Суть алгоритму рішення про наявність об'єкту полягатиме у порівнянні мінімально можливого КСХ простору без об'єктів з КСХ простору при внесенні в робочу зону пристрою об'єкта певних розмірів.

РОЗДІЛ 3

ОПТИМІЗАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУТЛИВОГО ЕЛЕМЕНТА

Оптимізація характеристик чутливого елемента пристрою виявлення об'єктів у просторі є основним і дуже важливим кроком при проектуванні подібних радіотехнічних засобів. Оптимальна ДН ЧЕ дасть змогу сфокусувати основний рівень енергії у потрібному місці і виключити поширення енергії в область простору, де це не потрібно. Таким чином правильна оптимізація характеристик ЧЕ дасть змогу мінімізувати енергетичні і технічні затрати, а також покращить якість виявлення за рахунок зменшення кількості хибних тривог.

3.1 Оптимізація чутливого елемента

У нашому випадку об'єктом оптимізації будуть параметри ЧЕ системи виявлення об'єктів, зокрема:

- Форма ДН (повинна мати 2 максимуми і провал в середині);
- КСХ ЧЕ повинно не перевищувати значення 2-3
- Хвильовий опір чутливого елемента повинен бути 50 ± 10 Ом, або 75 ± 10 Ом, для спрощення узгодження ЧЕ із входом приймача.

Розміри чутливого елемента повинні не перевищувати габаритних розмірів середньостатистичного розміру бампера автомобіля, оскільки ЧЕ повинен кріпитись на його внутрішній частині, але повинні бути максимально можливими задля забезпечення потрібної чутливості і рівня направленості. Ці розміри по висоті складають ≤ 150 мм, а по ширині ≤ 1500 мм.

Для побудови моделі чутливого елемента використаємо програму для формування діаграм направленості антен MMANA-GAL.

Побудуємо найпростіший варіант випромінювальної системи, вводячи відповідні значення координат провідників ЧЕ у вкладці геометрія. Для формування певної спрямованості в одній області і провалу в іншій, застосуємо двовібраторний ЧЕ, де вібратори будуть знаходитись під певним кутом, і за

допомогою складання чи взаємокомпенсації доб'ємось потрібних результатів. Кут між вібраторами буде регулювати ширину області з провалом і гостроту областей з максимумами.

Вигляд побудованого чутливого елементу у показано на рисунку 3.1. Його розміри відповідають максимально можливим розмірам ЧЕ, який можна розмістити на бампері авто

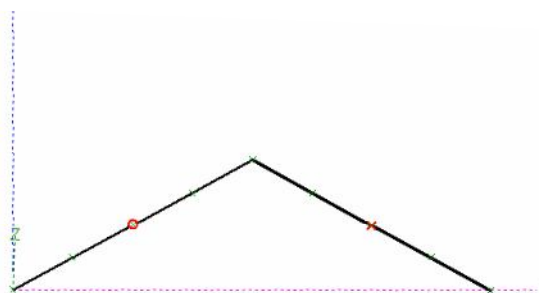


Рисунок 3.1 – Вигляд ЧЕ

Підбір робочої частоти. Робочу частоту пристрою виявлення будемо вибирати з врахуванням таким моментів:

- ціни на існуючі модулі передавачів і приймачів (чим нижча ціна модуля, спроектованого на дану частоту тим краще);
- розмірів ЧЕ, які з врахуванням габаритів автомобільного бампера по довжині не повинні перевищувати 1,5 м;
- враховуючи умови розповсюдження хвиль на висоті близько 20-30 см, і вплив на розповсюдження хвиль певного діапазону, підстилаючої поверхні Землі.

Перше, на що слід звернути увагу, це габаритні розміри чутливого елементу, які не можуть перевищувати 1500x150мм. Оскільки ЧЕ складається з двох вібраторів то $1500\text{мм}/2=750\text{мм}$. У роботі ми використовуватимемо напівхвильовий вібратор, тому $750\text{мм}/2=375\text{мм}$ або $0,375\text{м}$. Звідси $\lambda \leq 0,375\text{м}$.

За відомою формулою $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{f}$, отже $f = \frac{3 \times 10^8}{\lambda}$ при $\lambda = 0,375\text{м}$, звідки $f = 800\text{МГц}$. Це мінімальна частота при максимальних розмірах.

Встановлюємо в програмі мінімально можливу частоту для максимально можливих габаритних розмірів, а також висоту над підстиляючою поверхнею 0,25 м. Отримані результати показано на рисунку 3.2.

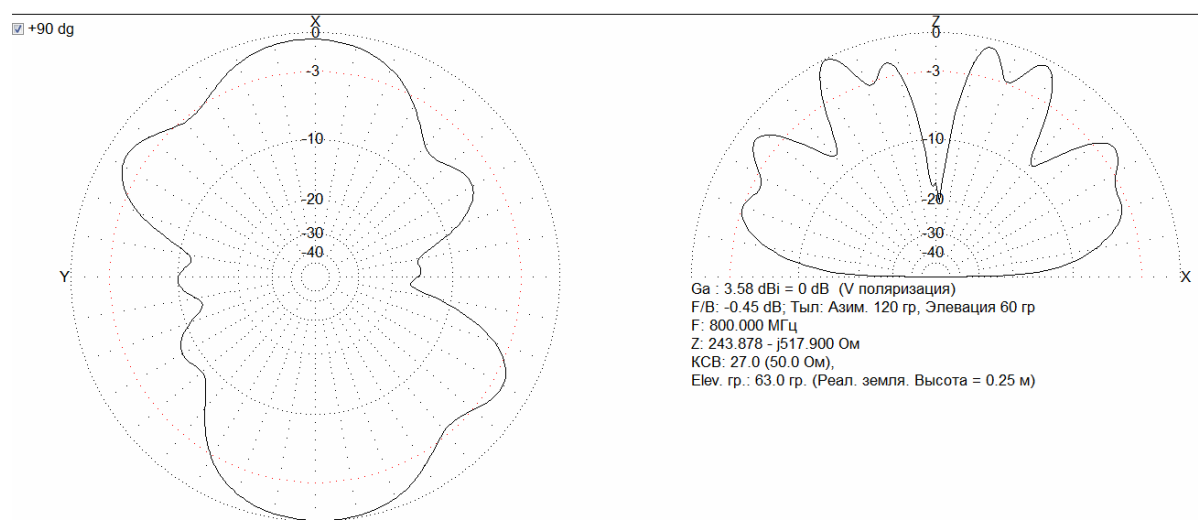


Рисунок 3.2 – ДН ЧЕ при 800 МГц.

Отримано потрібний результат, в якому присутній провал у центрі ДН і два максимуми по боках. Але є недолік – наявність провалів у бокових пелюстках. Це може бути пов'язано з перевідбиттями від земної поверхні. Крім того, ширина центрального провалу не достатньо велика. Тому ми будемо знижувати частоту і спостерігатимемо, як змінюється ДН. Характер зміни ДН підкаже, яку саме частоту вибрати для проектування нашого індуктивного виявлювача.

Для частоти 750 МГц результат показано на рисунку 3.3.

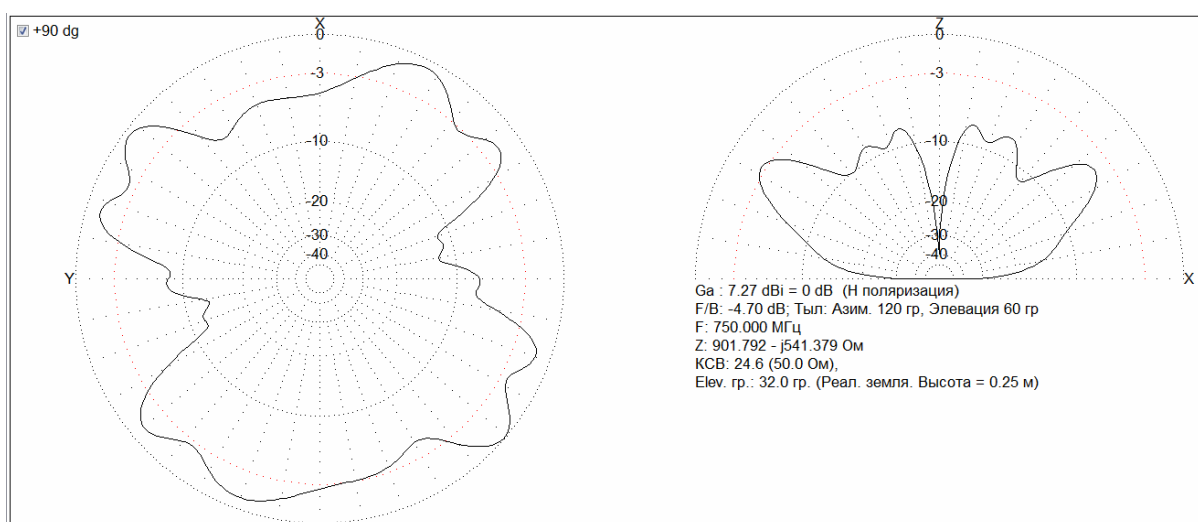


Рисунок 3.3 – ДН ЧЕ при 750 МГц.

Характер ДН не змінився, але рівень спрямованості бічних пелюсток значно погіршився, як і звузився провал у центрі, що унеможливило застосування даної ДН. Щоб краще зрозуміти залежність форми ДН від частоти приведемо серію графіків.

Для частоти 700 МГц результат показано на рисунку 3.4.

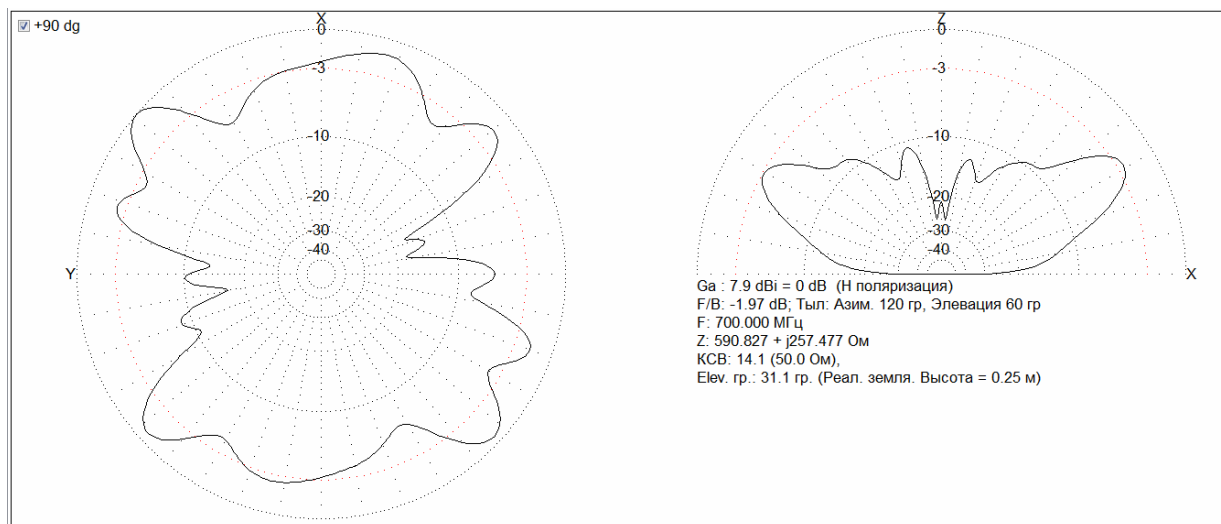


Рисунок 3.4 – ДН ЧЕ при 700 МГц.

Для частоти 650 МГц результат показано на рисунку 3.5.

Симетричність графіка збереглась, але знизився рівень бічних пелюсток, це говорить про погіршення коефіцієнта підсилення ЧЕ у даній просторовій області. Рівень центрального провалу не достатній для покращення селекції об'єктів, що потраплятимуть поміж колесами авто.

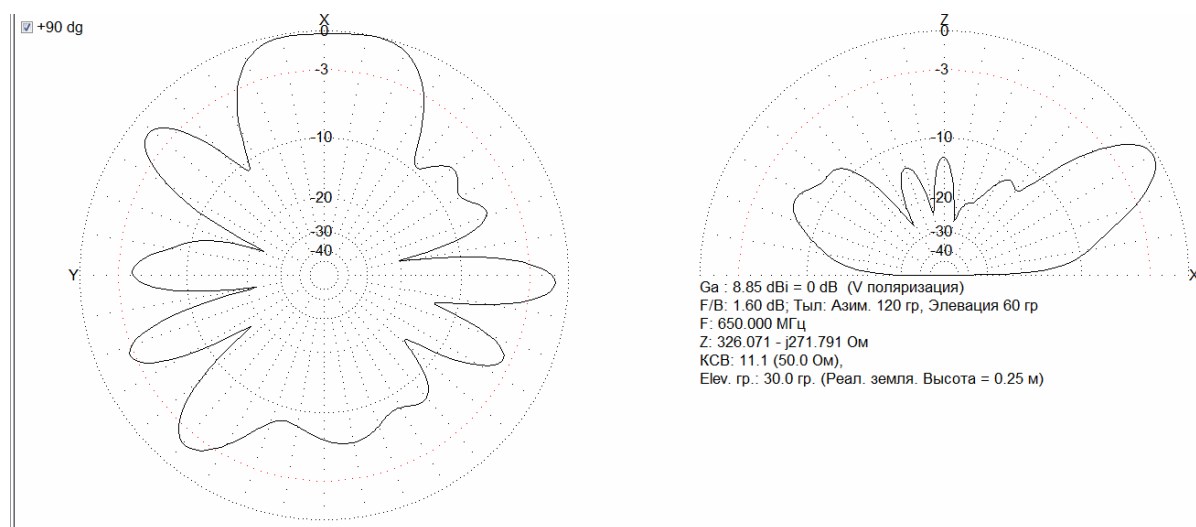


Рисунок 3.5 – ДН ЧЕ при 650 МГц.

Із зниженням частоти спрямованість ЧЕ різко знижується. Разом з цим погіршується чутливість готового пристрою. Крім того подібна ДН є не симетричною, тому результати, отримані пристроєм виявлення можуть відрізнятися по периметру авто.

Для частоти 500 МГц результат показано на рисунку 3.6.

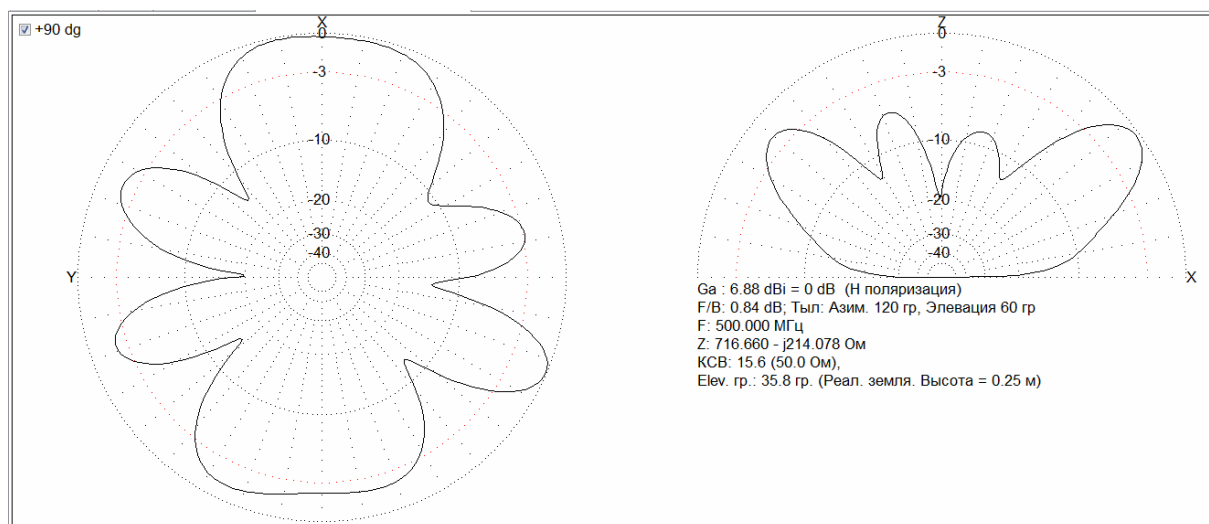


Рисунок 3.6 – ДН ЧЕ при 500 МГц.

Для частоти 400 МГц результат показано на рисунку 3.7.

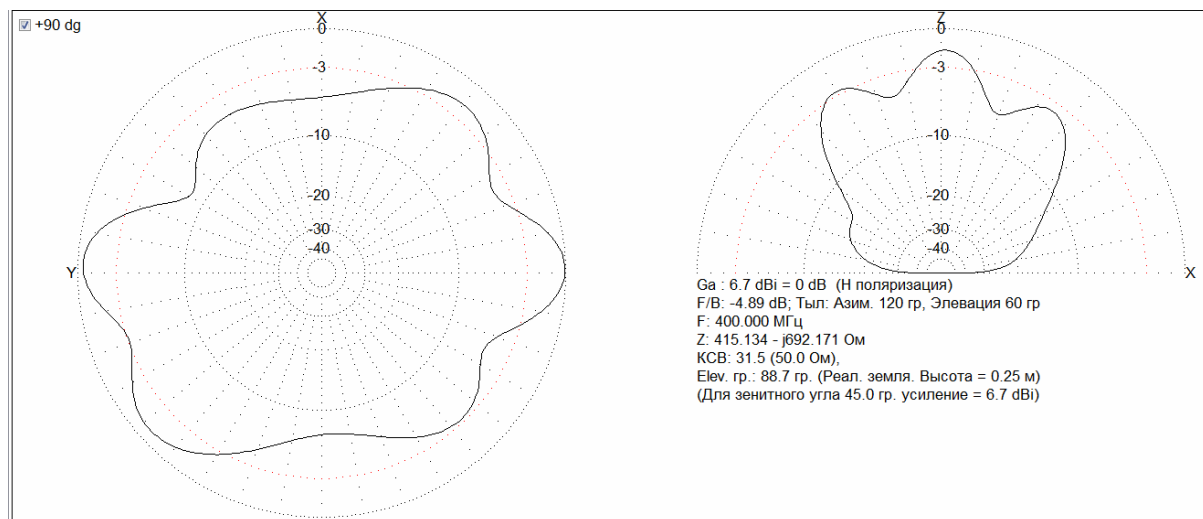


Рисунок 3.7 – ДН ЧЕ при 400 МГц.

Як видно з результатів дослідження, на робочих частотах від 400 до 800 МГц проявляється значний вплив підстиляючої поверхні, через перевідбиття. Це вказує на неможливість коректної роботи ЧЕ на висоті від поверхні Землі близько 25 см. Крім того висота у 25 см не є фіксованою, а може змінюватись за рахунок присідання авто, або в автомобілях з більшим кліренсом. Тому

будемо застосовувати частоти, з більшою довжиною хвилі, на яких вплив підстиляючої поверхні менший.

Для частоти 380 МГц результат показано на рисунку 3.8.

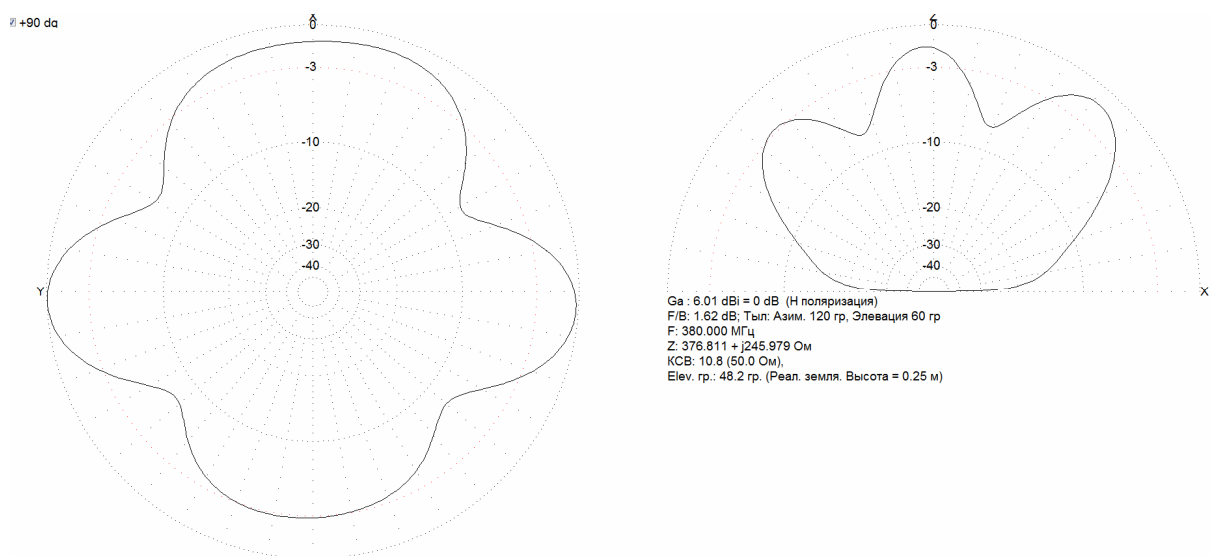


Рисунок 3.8 – ДН ЧЕ при 380 МГц.

Вплив підстиляючої поверхні ще досить значний. Через це виникає центральна пелюстка. Ця частота не підходить під нашу задачу.

Для частоти 350 МГц результат показано на рисунку 3.9.

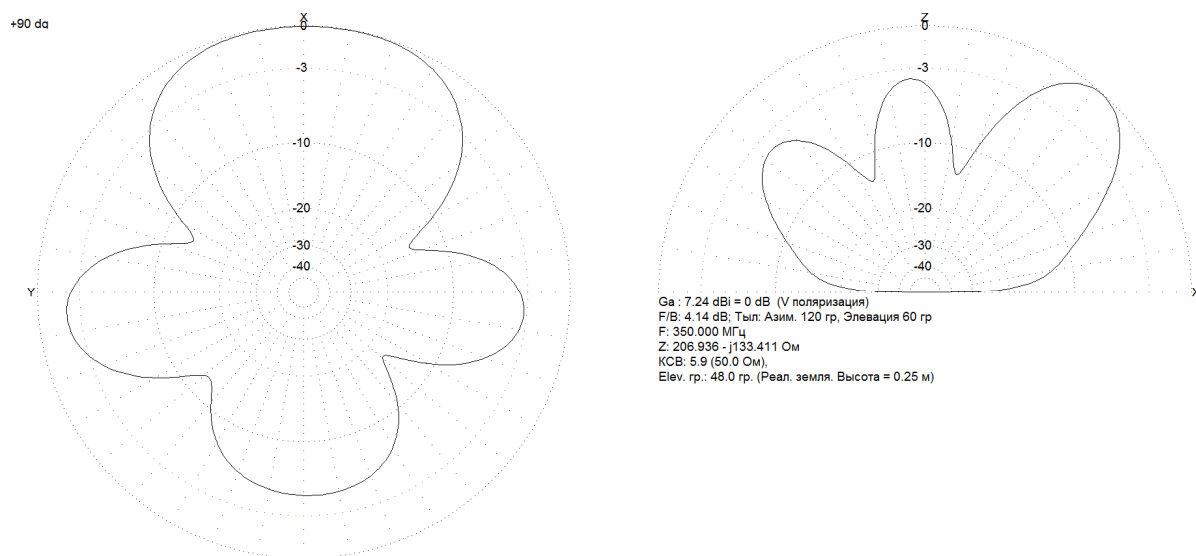


Рисунок 3.9 – ДН ЧЕ при 350 МГц.

Різкий прояв несиметричності ДН. Крім того явно виражений максимум у центрі усієї діаграми, що різко погіршуватиме показники виявлення, підвищить рівень хибних тривог.

Для частоти 300 МГц результат показано на рисунку 3.10.

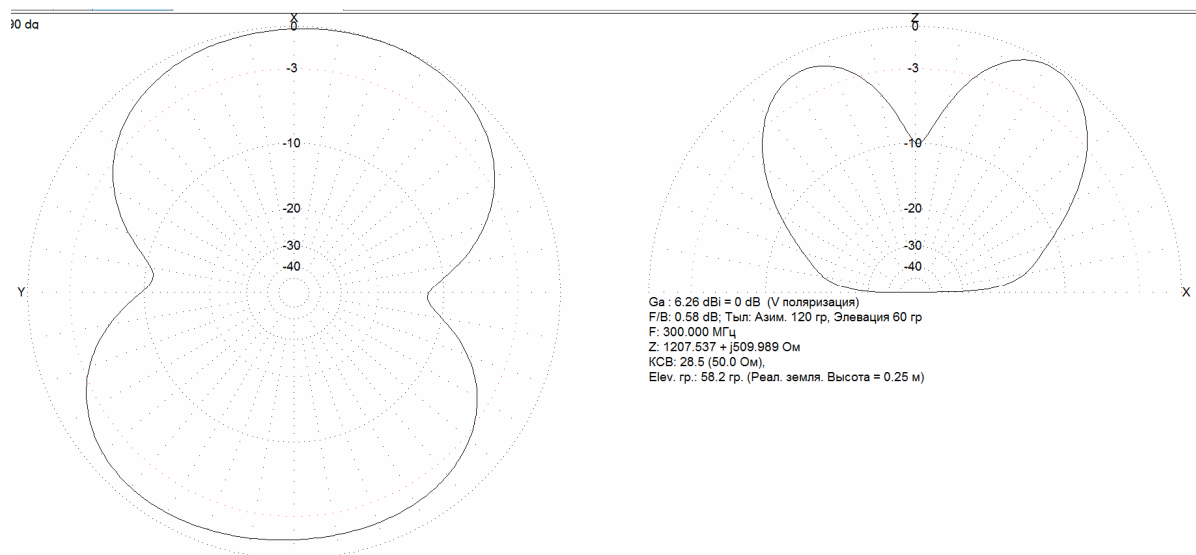


Рисунок 3.10 – ДН ЧЕ при 300 МГц.

На цій частоті ми бачимо явно виражений провал в середині діаграми спрямованості. Крім того дві бічні пелюстки однакові за амплітудою і мають симетричну форму. Дана частота і форма ДН добре підходить під нашу задачу, проте продовжимо дослідження частоти далі.

Для частоти 280 МГц результат показано на рисунку 3.11.

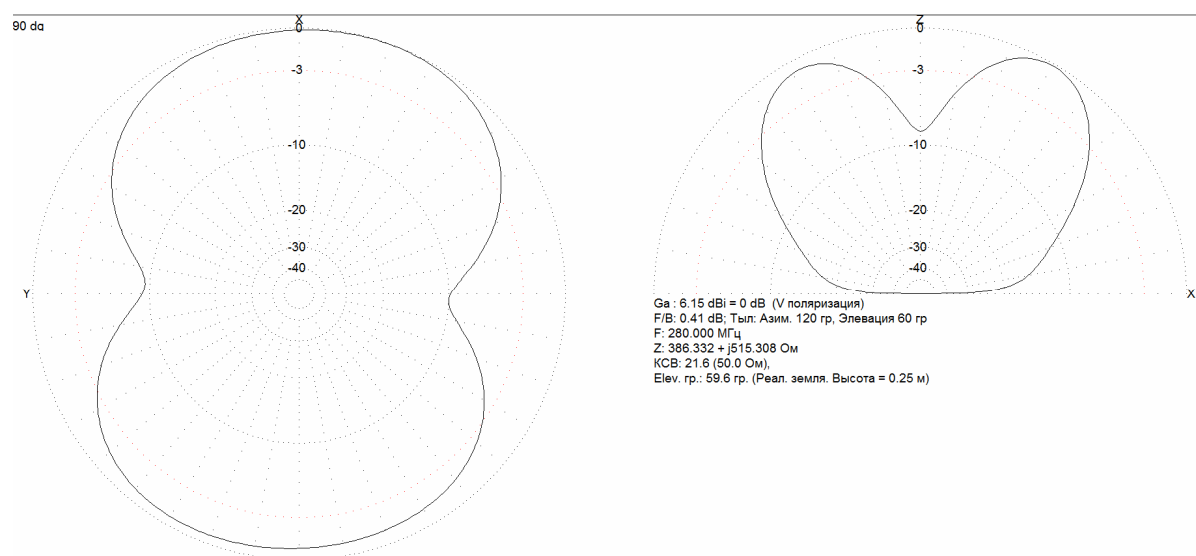


Рисунок 3.11 – ДН ЧЕ при 280 МГц.

Характер ДН у порівнянні з попереднім варіантом не змінився. Єдине, що ми бачимо, знизився рівень КСХ. Ця частота також цілком підходить для робочої частоти нашого пристрою.

Для частоти 250 МГц результат показано на рисунку 3.12.

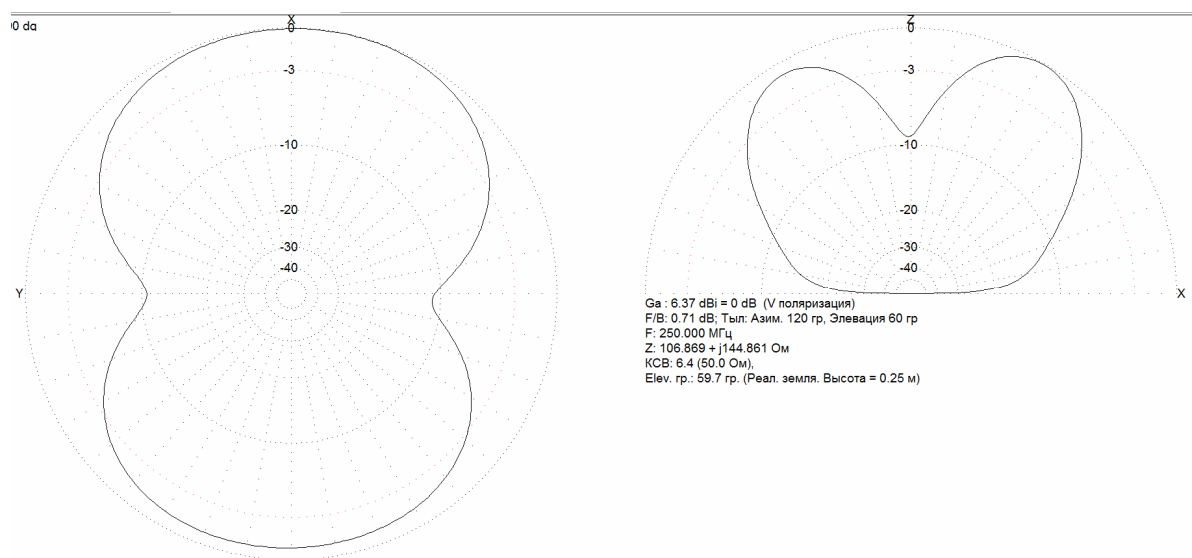


Рисунок 3.12 – ДН ЧЕ при 250 МГц.

Ситуація повторилась. Різко знизився рівень КСХ. Ця частота найкраще підходить для нашої задачі, адже із зниженням рівня КСХ знижуються витрати на каскади узгодження ділянки ЧЕ-фідер.

Для частоти 220 МГц результат показано на рисунку 3.13.

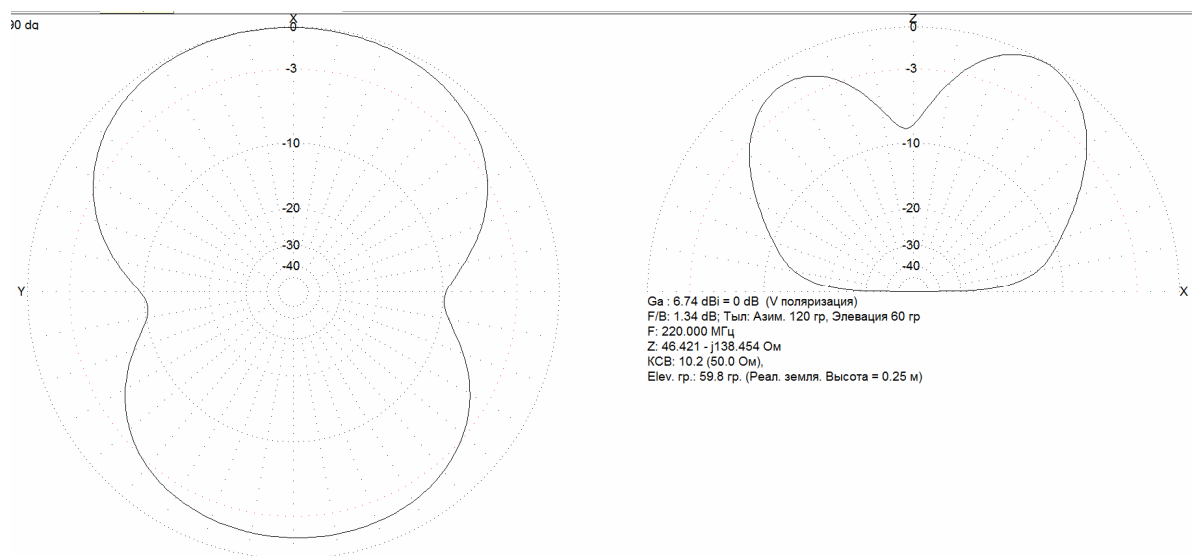


Рисунок 3.13 – ДН ЧЕ при 220 МГц.

Подальше зниження частоти призводить до підвищення рівня розузгодженості. Це проявляється у збільшенні рівня КСХ. Крім того форма ДН стає несиметричною, що погіршує рівномірність і достовірність показників виявлення на всьому проміжку простору.

Для частоти 200 МГц результат показано на рисунку 3.14.

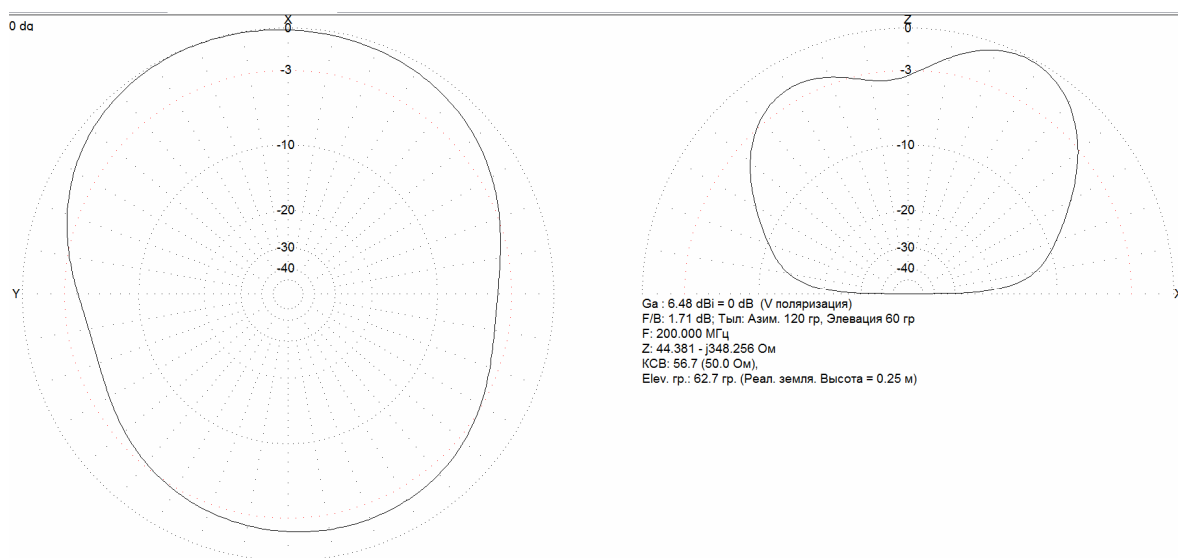


Рисунок 3.14 – ДН ЧЕ при 200 МГц.

При зниженні робочої частоти помітно, що максимум у центрі зникає. Це говорить про те, що зникають перевідбиття від підстилаючої поверхні. Проте при подальшому зниженні частоти спрямованість ЧЕ падає. Тому для подальшого більш детального дослідження, ми використовуватимемо діапазон частот від 220-250 МГц.

3.2. Дослідження впливу підстилаючої поверхні від висоти ЧЕ над поверхнею Землі

Дослідження будемо проводити шляхом зміни параметру «висота» у програмі MMANA. За еталон візьмемо висоту над підстилаючою поверхнею, яка складає $h=0,2$ м. Частоту візьмемо з середини діапазону 220-250 МГц, $f_c=235$ МГц (рисунок 3.15).

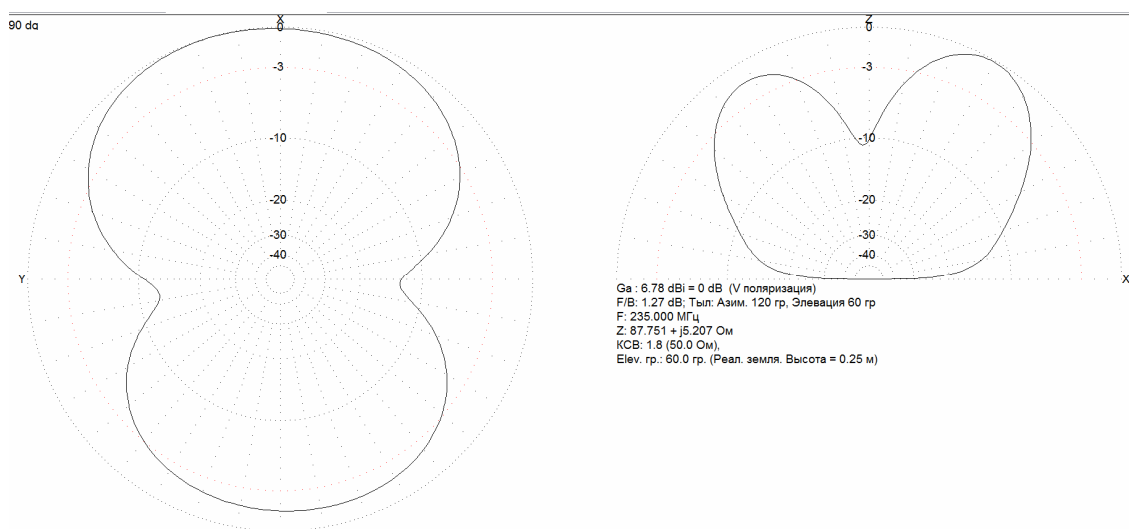


Рисунок 3.15 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,2$ м.

На даній висоті ми маємо гарний показний узгодження, тобто мале значення КСХ, що складає 1,8. Форма ДН дещо несиметрична, проте така несиметричність не впливатиме або впливатиме не відчутно на рівномірність виявлення. Тобто дана відстань від підстилаючої поверхні є одною із найкращих. Враховуючи конструктивні особливості більшості легкових авто, 20-30 см - це найбільш поширена висота розміщення бампера. Це говорить про те, що оптимізація КСХ і ДН чутливого елементу була проведена правильно і з врахуванням конструктивних особливостей розміщення бампера більшості легкових автомобілів.

ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,3$ м –рисунок 3.16.

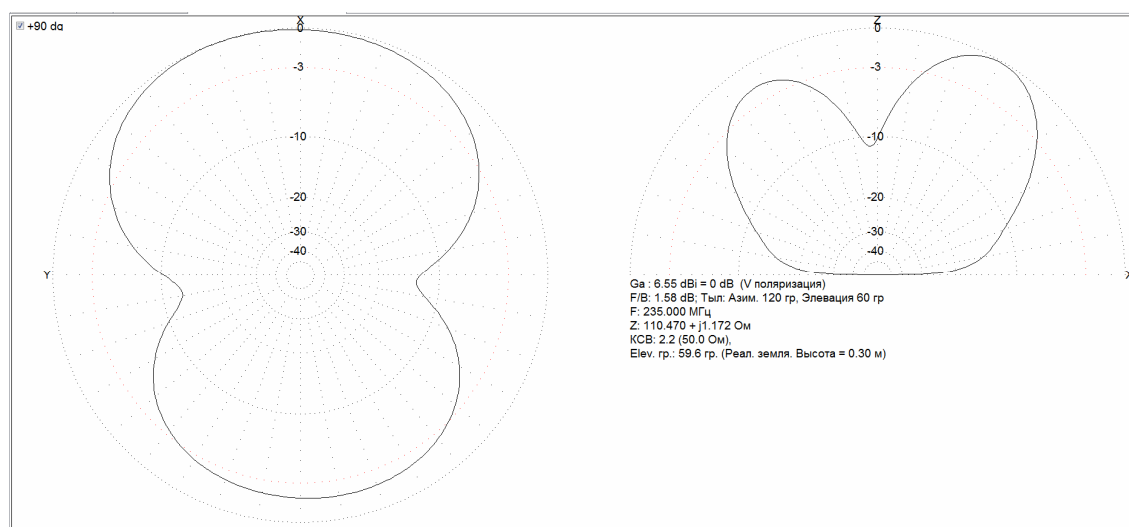


Рисунок 3.16 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,3$ м.

На висоті у 30 см ми маємо високий рівень узгодженості, але з більшим проявом несиметричності ДН. Проте ця відстань від підстилаючої поверхні також цілком підходить для поставленої задачі, оскільки ДН має провал у центрі діаграми та два чітко виражені максимуми, у районі колес.

ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,4$ м –рисунок 3.17.

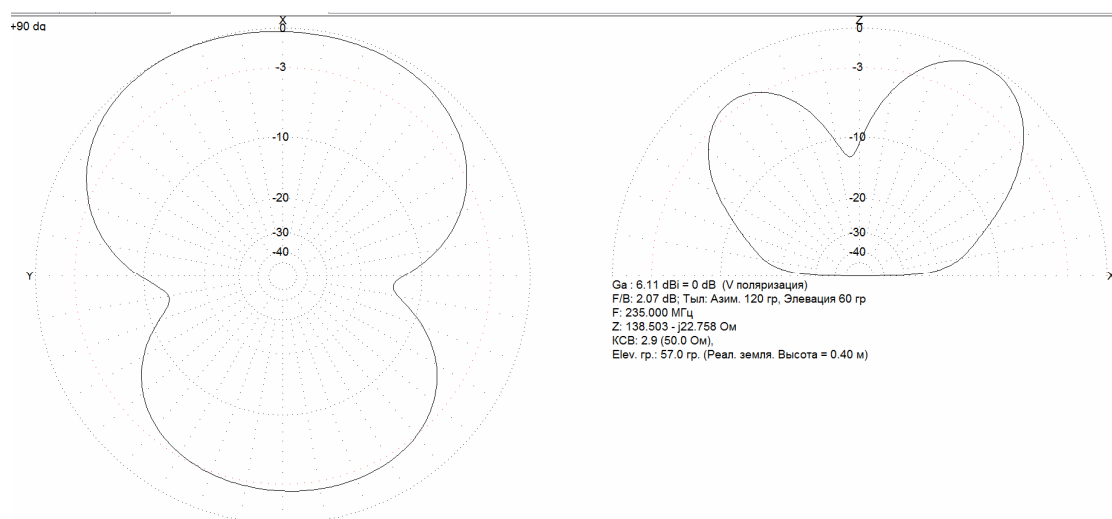


Рисунок 3.17 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,4$ м.

Показники КСХ помірні і цілком придатні. Симетричність виражена так як і в попередньому варіанті. Ця відстань ЧЕ від підстилаючої поверхні цілком придатна для нашої задачі.

ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,5$ м –рисунок 3.18.

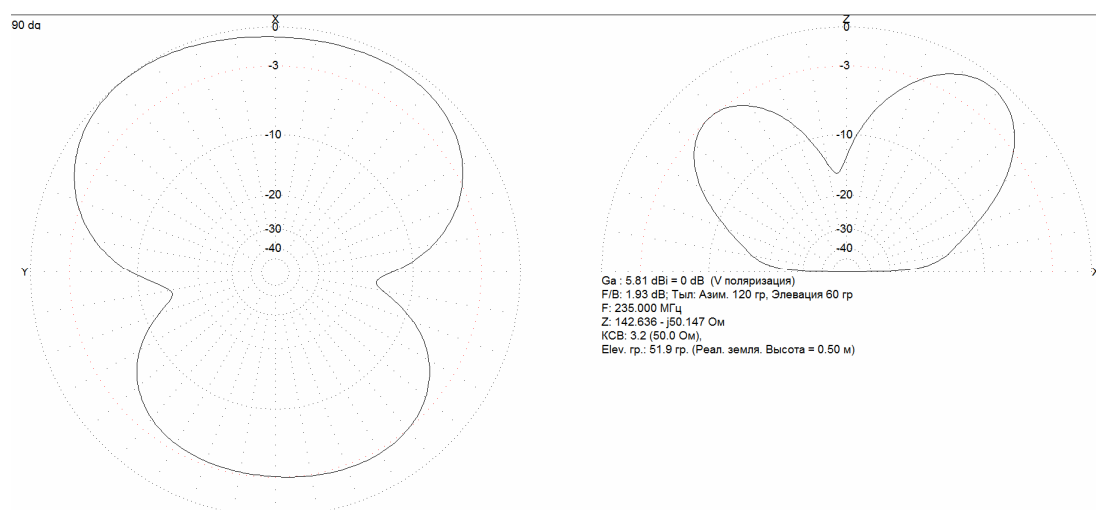


Рисунок 3.18 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,5$ м.

Рівень КСХ при висоті в 0,5 м високий, але при наявності найпростішого елемента узгодження ця відстань від підстилаючої поверхні цілком придатна. Оскільки на такій відстані від Землі можуть бути лише бампери деяких позашляховиків (наприклад, Mitsubishi Pajero), можна випускати спеціальну лінійку пристроїв, які будуть оптимізовані під роботу на вантажних або позашляхових автомобілях з висотою бампера понад 50 см. Для цього можна змінити форму чутливого елемента та робочу частоту, а також встановити лінію узгодження. Оскільки ми не ставимо мету створення парктроніка для цих малопоширених типів авто, просто вкажемо на можливість використання даної відстані від підстилаючої поверхні.

ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,2$ м –рисунок 3.19.

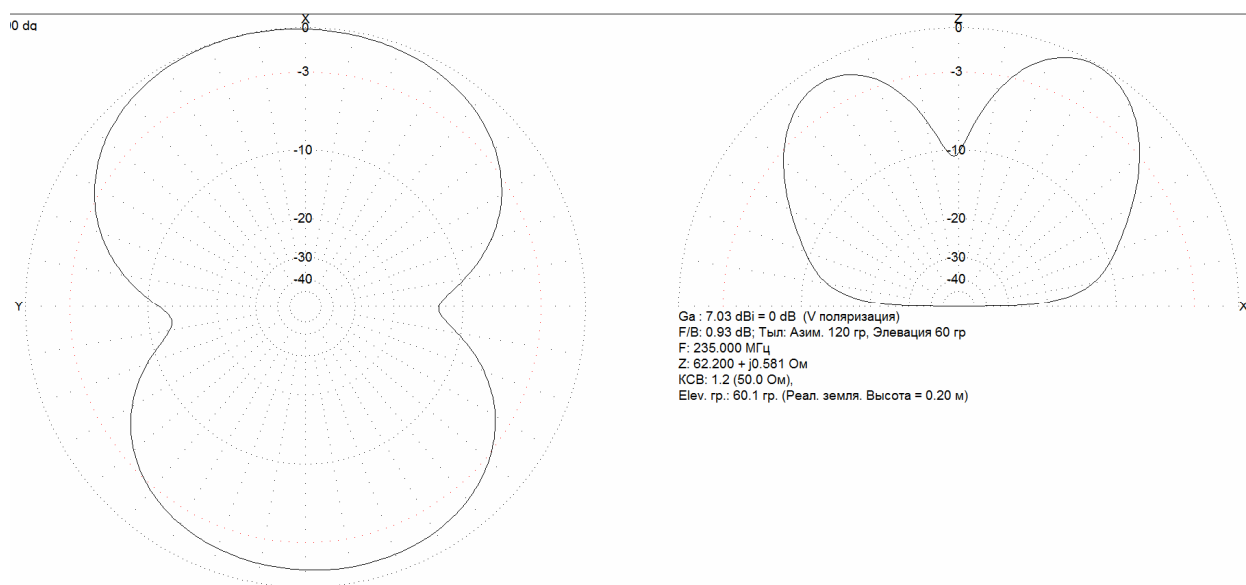


Рисунок 3.19 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,2$ м.

Ця відстань від підстилаючої поверхні має найкращі показники. ДН найбільш симетрична, рівень КСХ низький, що забезпечить високу чутливість і гарні показники виявлення. Це еталонна відстань до якої варто прагнути при встановленні ЧЕ на бампері автомобіля.

ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,15$ м –рисунок 3.20.

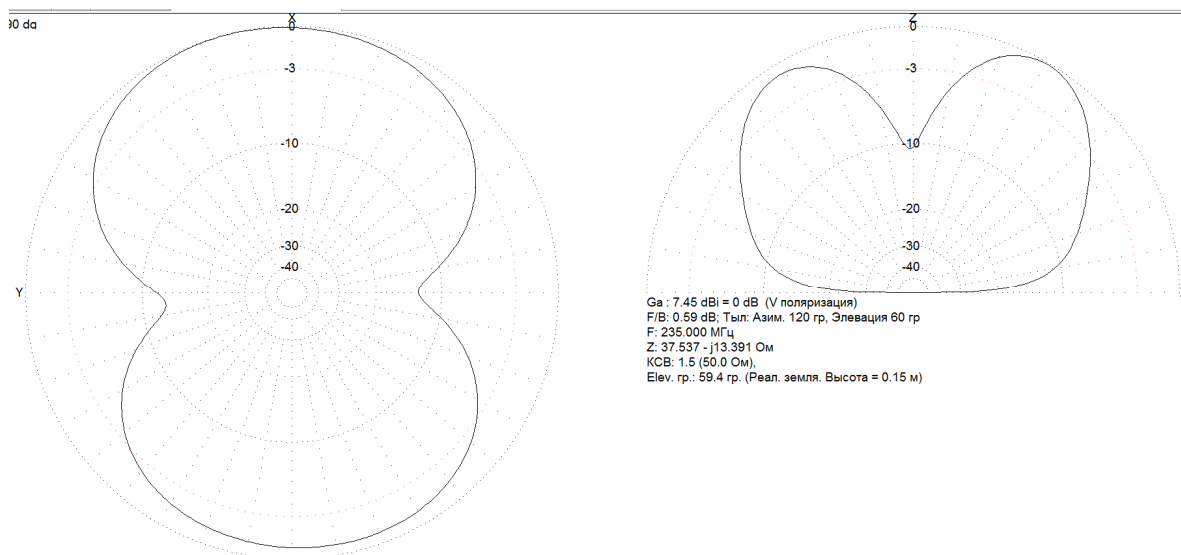


Рисунок 3.20 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,15$ м.

Найкраща симетричність і низький рівень КСХ говорить про придатність даної висоти. Дослідження висоти нижче 10 см не доцільно, оскільки на такій висоті розміщуються лише бампери спортивних авто.

Як видно з графіків, форма ДН не істотно змінюється у діапазоні висот 0,15-0,5 м, тому не потрібно застосовувати систему екранування від підстилаючої поверхні. Цього діапазону цілком достатньо для середньостатичних автомобілів. Але виникає проблема, пов'язана з КСХ ЧЕ-фідер. Як ми бачимо, на висоті 0,5 м рівень КСХ при опорі фідеру 50 Ом складає 3,2, що є досить великим числом і буде вносити розузгодження в систему, а також погіршення показників виявлення. Тому потрібно провести оптимізацію КСХ.

3.3. Оптимізація КСХ ЧЕ

Значення КСХ залежить від багатьох факторів:

- Хвильовий опір НВЧ кабелю і джерела НВЧ сигналу;
- Неоднорідності, спайки в кабелях або хвильоводах;
- Якість оброблення кабелю в СВЧ-з'єднувачах (роз'ємах);
- Наявність перехідних з'єднувачів;
- Опір антени в точці підключення кабелю;

– Якість виготовлення і налаштування джерела сигналу і навантаження (антени тощо).

Враховуючи ці пункти, для зниження рівня КСХ змінимо кут між лінійними вібраторами на менший, а також зменшимо розміри. ЧЕ набуде вигляду – рисунок 3.21.

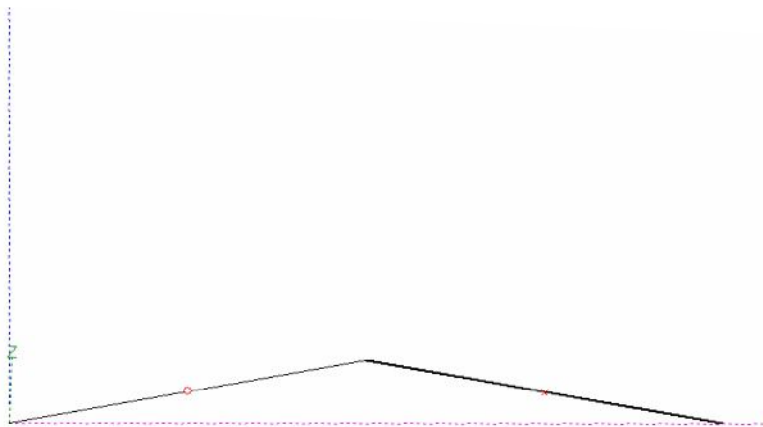


Рисунок 3.21 – Нова форма ЧЕ

Такі зміни не призвели до зміни форми ДН, а рівень КСХ при $f_c=235\text{МГц}$, $h=0,25\text{ м}$ – рисунок 3.22.

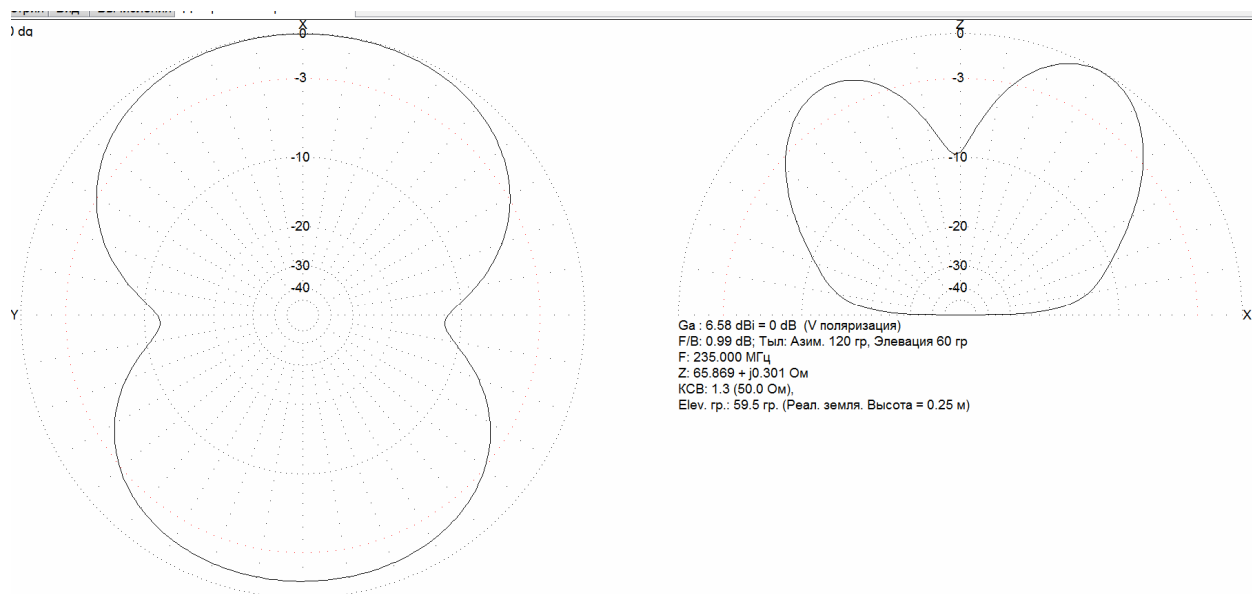


Рисунок 3.22 – ДН ЧЕ при 235 МГц, $h=0,15\text{ м}$.

Як бачимо, рівень КСХ знизився від 1,8 до 1,3. Для зручності переметри для інших висот занесемо до таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Висота розміщення ЧЕ над поверхнею Землі, h,м	КСХ до оптимізації	КСХ після оптимізації
0,15	1,52	1,49
0,2	1,24	1,1
0,25	1,76	1,32
0,3	2,21	1,67
0,4	2,86	2,22
0,5	3,25	2,59

Таким чином ми покращили показники виявлення за рахунок зниження рівня КСХ на всьому діапазоні висот. Враховуючи отримані дані, зробимо висновок, що пристрій з запропонованим типом ЧЕ буде коректно працювати (без погіршення характеристик виявлення) у діапазоні висот бампера 15-30 см. Після 30 см показники виявлення погіршаться, але працездатність пристрою буде можлива й на висоті 50 см (рисунок 3.23).

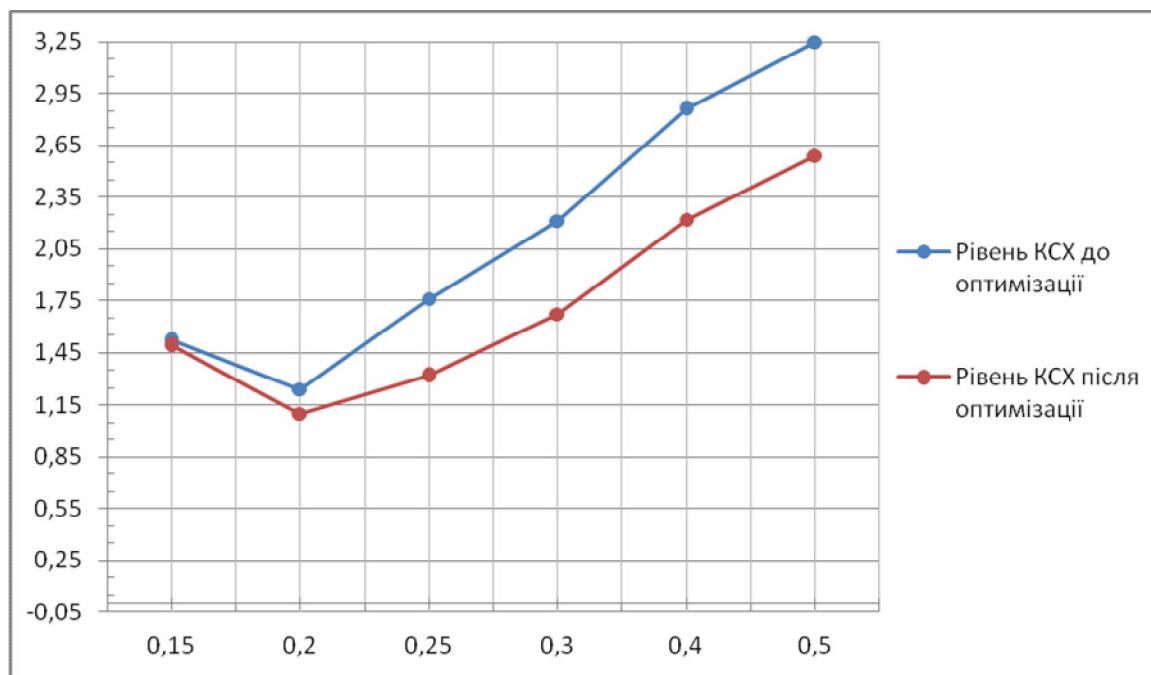


Рисунок 3.23 – Результати оптимізації КСХ ЧЕ

ВИСНОВКИ

У розділі досліджено вплив частоти, висоти розташування ЧЕ над підстилаючою поверхнею на його ДН. За результатами чого вибрано оптимальні значення частоти, висоти розташування ЧЕ над підстилаючою поверхнею. Після чого було оптимізовано значення висоти розташування ЧЕ над підстилаючою поверхнею для мінімізації значення КСХ.

ВИСНОВКИ

Головною задачею магістерської атестаційної роботи була розробка пристрою, який був би доступним усім користувачам, був простим у монтажі та мав гарні показники виявлення.

На основі досліджень було сформовано загальну структурну схему індуктивного детектора.

Виведено універсальну формулу напруженості поля ЧЕ, складові елементи якого знаходяться під певним кутом. Після математичного аналізу чутливого елемента проведено розрахунки необхідної потужності випромінювання, як в неперервному, так і в імпульсному режимі роботи. За отриманими критеріями було вибрано мікроконтролер прийомопередавача ST7538.

Основними критеріями для оптимізації була форма ДН, КСХ чутливого елемента та його габаритні розміри. Після проведених етапів оптимізації, було отримано покращені значення рівня КСХ у діапазоні найчастіше вживаних висот бамперів сучасних автомобілів, підвищена селективність.

Мету роботи досягнуто.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Ullo, Silvia Liberata; Sinha, G. R. (2020-05-31). "Advances in Smart Environment Monitoring Systems Using IoT and Sensors".
2. Wireless Sensor Networks for Battlefield Surveillance [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://www.cse.unsw.edu.au/~wenh/lwc2006_v4.pdf
3. Dargie, W.; Poellabauer, C. (2010). Fundamentals of wireless sensor networks: theory and practice. John Wiley and Sons. pp. 168–183, 191–192.
4. Bennett, S. (1993). A History of Control Engineering 1930–1955. London: Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers.
5. nRF24L01+ - Single Chip 2.4GHz Transceiver [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/SMD/nRF24L01Pluss_Preliminary_Product_Specification_v1_0.pdf
6. Anamaria Bjelopera, Matej Kajinić, Emil Dumic. Educational Simulation Tools for Radio Wave Propagation Models. – 2019. – Режим доступу до ресурсу: https://www.researchgate.net/publication/333340116_Educational_Simulation_Tools_for_Radio_Wave_Propagation_Models
7. Alejandra Pinto, Luis Suárez Zambrano, Fabián Cuzme-Rodríguez, Edgar Jaramillo-Vinueza. Study Case: LPWAN Propagation Power Estimation in Outdoor Scenarios, Based on the Okumura-Hata Model. - 2023. DOI - 10.1007/978-3-031-24327-1_10
8. Constantine A. Balanis Antenna theory: analysis and design – Third edition. – John Wiley & Sons, Inc, 2005. – 1072 p.