



УНИВЕРЗИТЕТ „Св. КИРИЛ И МЕТОДИЈ“ - СКОПЈЕ
ФАКУЛТЕТ ЗА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ИНФОРМАЦИСКИ ТЕХНОЛОГИИ

ИНСТИТУТ ЗА АВТОМАТИКА И СИСТЕМСКО ИНЖЕНЕРСТВО

**РАЗВОЈ НА НОВ ИНДУКТИВЕН СЕНЗОР ЗА МЕРЕЊЕ НА
АГОЛНА ПОЗИЦИЈА СО ПРИМЕНА НА НОВИ МЕТОДИ ЗА
МОДЕЛИРАЊЕ НА СПРЕГНАТИ ОСЦИЛАТОРИ**
- ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА-

Кандидат

м-р Филип Дончевски

Ментор

проф. д-р Миле Станковски

Скопје, 2025 година

Кандидат: **Филип Дончевски**, магистер по електротехника и информациски технологии
број на индекс: 4/2019

Ментор: **проф. д-р Миле Станковски**
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ – Скопје
Факултет за електротехника и информациски технологии
Институт за автоматика и системско инженерство

Членови на комисија:

Претседател: **проф. д-р Весна Ојлеска Латкоска**
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ – Скопје
Факултет за електротехника и информациски технологии
Институт за автоматика и системско инженерство

Ментор: **проф. д-р Миле Станковски**
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ – Скопје
Факултет за електротехника и информациски технологии
Институт за автоматика и системско инженерство

Член: **проф. д-р Даме Димитровски**
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ – Скопје
Машински факултет
Институт за термичко инженерство

Член: **проф. д-р Живко Коколански**
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ – Скопје
Факултет за електротехника и информациски технологии
Институт за електрични мерења и електротехнички материјали

Член: **проф. д-р Горјан Наџински**
Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ – Скопје
Факултет за електротехника и информациски технологии
Институт за автоматика и системско инженерство

Датум на одбрана: _____

Датум на промоција: _____

Научна област: Електротехника и информациски технологии

Благодарност

Би сакал да изразам благодарност до мојот ментор проф. д-р Миле Станковски, кој ми пружи безрезервна поддршка и пожртвуваност уште од самиот почеток на развојот на мојата кариера при институтот за Автоматика и системско инженерство. Професорот Станковски ми помогна да ги совладам сите предизвици и пречки при работата на мојот докторат, а во секој миг тоа го правеше без никакво колебање. Му благодарам за неговото трпение и залагање кои беа пружени во секој момент од мојата кариера и образование.

Благодарност до институтот АСИ за разбирањето и помошта што беа пружени секогаш кога беа потребни. Особено сум благодарен на проф. д-р Весна Ојлеска Латкоска која како раководител на институтот ми овозможи заштитничка поддршка, со цел процесот на моето докторирање да се одвива непречено. Огромна благодарност би сакал да изразам кон проф. д-р Горјан Наџински кој во секој момент беше достапен за да пружи помош и насоки при работата на мојот докторат. Неговата поддршка секогаш беше незаменлива и клучна во критични моменти од процесот.

Благодарност до проф. д-р Томислав Станковски за сите научни совети и насоки со чија помош се надминаа сите пречки при истражувањето на овој докторат. Неговото непроценливо знаење, во областа на спрегнати осцилатори и заемни фазни интеракции, беше главен двигател при истражувањето во оваа област од докторатот.

Благодарност до Марио Макрадули и Александар Лазаров кои овозможија техничка поддршка за набавка на електронски компоненти кои беа потребни за реализација на докторатот.

Благодарност до компанијата Стримформ ДОО, која пружи техничка поддршка во текот изработката на експерименталната платформа која беше потребна за реализација на овој докторат.

Благодарност до Факултетот за електротехника и информациски технологии и Фаблаб кои пружија техничка и финансиска поддршка при изработката на експерименталната платформа која беше потребна за реализација на овој докторат.

Благодарност до компанијата Алес ДООЕЛ, која пружи финансиска и техничка поддршка во сите области на работа што беа предмет на мојот докторат.

Особена благодарност до моето семејство за сета непоколеблива поддршка и поттик што ми беа дадени во миговите кога беа најмногу потребни. Им благодарам на моите родители, Славчо и Елена, за безрезервното трпение, сочувство и љубов кои ми беа пружени во текот на целиот макотрпен процес. Му благодарам на мојот брат Александар, за сето разбирање и помош кои ги пружи секогаш кога беа потребни.

Содржина

Листа на слики	iv
Листа на табели	xii
Листа на кратенки	xiii
Апстракт	15
Abstract	17
1 Вовед	19
2 Основи на истражувањето	23
2.1 Научни аспекти и технологија на сензори за мерење на аголна позиција - тековни сознанија	23
2.1.1 Мерење на аголна позиција во автомобилската индустрија и индуктивни сензори за мерење на аголна позиција	23
2.1.2 Електрични осцилатори: типови, засилувачки компоненти, конфигурација и моделирање	33
2.1.3 Методи на симулација на предвидениот сензор	40
2.1.4 Експериментална платформа за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција	44
2.1.5 Заемни фазни интеракции помеѓу автономни осцилатори	47
2.2 Предмет и цели на истражувањето	52
2.3 Работни хипотези/тези и очекуван научен придонес	55
3 Принцип на работа на индуктивни сензори за мерење на аголна позиција	58
3.1 Индуктивни сензори со пасивни калеми	58
3.2 Индуктивни сензори без пасивни калеми	60
3.3 Индуктивен сензор кој е предмет на истражување и развој	62
4 Електрично коло за осцилации	66
4.1 Избор на соодветен тип на електричен LC осцилатор	66
4.2 Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем	68
4.2.1 Електрично коло и услов за појава на самоодржливи осцилации . .	68
4.2.2 Анализа на засилувањето во затворената јамка	72

4.2.3	Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации	73
4.2.4	Геометриско место на корени со промена на транскондуктансата на транзисторот	73
4.2.5	Симулација	75
4.2.6	Недостатоци на изведениот модел	77
4.2.6.1	Влијание на паразитните ефекти на калемот врз условот за појава на самоодржливи осцилации	78
4.2.6.2	Влијание на паразитните ефекти на калемот врз фреквенцијата на самоодржливи осцилации	78
4.3	Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем . .	79
4.3.1	Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации за калем со паразитна ЕСО	81
4.3.2	Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации за калем со паразитна ЕПК	85
4.3.3	Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации за калем со паразитна ЕСО и ЕПК	86
4.3.4	Геометриско место на корени со промена на транскондуктансата на транзисторот	88
4.3.5	Симулација, анализа и споредба со резултатите од моделот со идеален калем	89
5	Геометриски карактеристики на сензорот	90
5.1	Геометриска форма на роторот	90
5.2	Геометриска форма на индуктивниот елемент	96
5.3	Геометриска изведба на роторот и индуктивниот елемент	101
6	Проектирање и изведба на сензорот	104
6.1	Одредување на работната фреквенција на осцилаторите и индуктивноста на индуктивниот елемент	105
6.2	Одредување на паразитната отпорност на индуктивниот елемент	107
6.3	Одредување на електричните параметри на осцилаторите	108
6.3.1	Одредување на индуктивноста и капацитивноста на компонентите кои се дел од LC резонантното коло	108
6.3.2	Одредување на отпорноста за нагудување на работната точка на засилувачот	109
6.4	Проектирање и изведба на сензорот на електронско печатено коло	111
6.4.1	Проектирање и изведба на калемот	113
6.4.2	Проектирање и изведба на електричното коло	116
6.4.3	Севкупна изведба	119
7	Симулација на сензорот со помош на дигитален близнак	124
7.1	Определување на временски прозорец на симулација	124
7.2	Принцип на симулација	126
7.3	Развој на дигитален близнак	128
7.4	Резултати	130

8	Експериментално тестирање на сензорот	133
8.1	Развој на експериментална платформа за тестирање на сензорот	133
8.1.1	Потреби кои треба да бидат задоволени	133
8.1.2	Општа архитектура	134
8.1.3	Машинско проектирање	135
8.1.3.1	Модули за линеарно движење и кружно движење	135
8.1.3.2	Механичка структура на роботот	139
8.1.3.3	Кинематика	140
8.1.4	Електротехничко проектирање и софтверски дизајн	140
8.1.5	Проектирање на систем за управување на движењето	142
8.1.5.1	Модул за напојување	143
8.1.5.2	Влезни и излезни модули	143
8.1.5.3	Комуникациски модули	146
8.1.5.4	Изведба на електронско печатено коло	150
8.1.6	Изработка на роботската рака	150
8.2	Резултати	154
9	Заемни фазни интеракции помеѓу електричните осцилатори на сензорот	159
9.1	Модел на два заемно спрегнати автономни осцилатори	160
9.2	Идентификација на параметрите на моделот	163
9.3	Резултати	166
10	Анализа на резултатите	171
10.1	Анализа на резултатите од симулација	171
10.2	Анализа на експерименталните резултати	172
10.3	Анализа на влијанието на заемните фазни интеракции	173
11	Заклучок и понатамошна работа	177
	Користена литература	179

Листа на слики

3.1	Поедноставена шема на индуктивен сензор со пасивни калеми. Активниот калем Tx coil се возбудува од страна на наизменичниот генератор Alternate Current (AC) generator. Генерираното магнетно поле индуцира струи во пасивните калеми Rx coil 1 и Rx coil 2, а роторот Target го модулира нивниот интензитет. Роторот е изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Аголната позиција θ се добива со помош на интензитетот на индуцираниот напон U_1 и U_2	59
3.2	Пример за практична имплементација на индуктивен сензор со пасивни калеми. Со златно-жолта боја е илустриран активниот калем, а со сина и црвена боја се илустрирани пасивните калеми. Калемите се поставени во иста рамнина, а под нив ротира самиот ротор изработен од спроводлив материјал. Сликата е преземена од [1].	60
3.3	Поедноставена шема на индуктивен сензор без пасивни калеми кој користи форсирани осцилатори. Секој од активните калеми Tx/Rx coil 1 и Tx/Rx coil 2 е возбудуван од страна на сопствен наизменичен генератор. Под истите калеми ротира роторот target, изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Ротацијата на роторот ја модулира индуктивноста на секој од калемите и соодветно на тоа се менува импедансата на секое од Inductor-Capacitor (LC) резонантните кола Z_1 и Z_2 . Аголната позиција θ се добива со помош на импедансите Z_1 и Z_2	61
3.4	Пример за практична имплементација на индуктивен сензор без пасивни калеми. Илустрацијата се однесува на произведен сензор од страна на компанијата Sumida, а сликите се преземени од литература објавена од истата компанија.	62
3.5	Принцип на работа на сензорот кој ќе биде предмет на ова истражување. Калемот, претставен со златно-жолта боја, индуцира виорни струи во роторот, претставен со зелена боја. Роторот target е изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Ротацијата на роторот го модулира интензитетот на индуцираните виорни струи на кои соодветно се менува индуктивноста на калемот.	63

3.6	Поедноставена шема на индуктивен сензор без пасивни калеми кој користи автономни осцилатори. Секој од активните калеми Tx/Rx coil 1 и Tx/Rx coil 2 е дел од сопствено LC резонантно коло кое е возбудувано од страна на автономен осцилатор. Под истите калеми ротира роторот target, изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Ротацијата на роторот ја модулира индуктивноста на секој од калемите и соодветно на тоа се менува фреквенцијата на осцилации f_1 и f_2 за секој од автономните осцилатори. Аголната позиција θ се добива со помош на фреквенциите f_1 и f_2	65
4.1	Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем изведен во три различни топологии за нагдување на работната точка за кои важи истиот модел во режим на мали сигнали. Топологија на нагдување со константен струен извор (constant current bias) (а), Топологија на самонагдување (self-bias) (б), Топологија на комбинациско нагдување (combination bias) (в).	70
4.2	Модел на Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем во режим на мали сигнали	71
4.3	Осцилатор претставен преку систем со позитивна повратна врска каде v_f напонот на повратната врска, v_o е излезниот напон и влезниот напон е $v_i = 0$. 71	
4.4	График на геометриско место на корени за преносната функција A_f на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем. Имагинарните полови започнуваат од левата комплексна полурамнина и истите се движат кон десната комплексна полурамнина, како што транскондуктансата g_m на транзисторот расте. Стационарен режим на осцилации настанува при $g_m R = 1$. График во нормален размер (а) и неговата зголемена верзија во близина на имагинарната оска (б).	74
4.5	Излезен напон V_{DS} во временски домен за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем во топологија на нагдување со константен струен извор. Електричното коло е симулирано за вредности $V_{DD} = 5V$, $I = 100\mu A$, $R_L = 100k\Omega$, $L = 3\mu H$ и $C_1 = C_2 = 100pF$	76
4.6	Излезен напон V_{DS} во фреквенциски домен за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем во топологија на нагдување со константен струен извор. Електричното коло е симулирано за вредности $V_{DD} = 5V$, $I = 100\mu A$, $R_L = 100k\Omega$, $L = 3\mu H$ и $C_1 = C_2 = 100pF$	77
4.7	Симулација на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем и неидеален калем. Симулацијата е извршена за временски опсег од $30\mu s$ при параметри: $I = 1mA$, $L = 3\mu H$, $C_1 = C_2 = 6nF$, $r_o \approx 71k\Omega$, $R_L = 100k\Omega$, $C_{epc} = 100pF$, $R_{csr} = 2.6\Omega$. Може да се воочи дека самоодржливи осцилации постојат во случајот кога колото е симулирано со идеален калем, но истите изумираат во случајот кога колото е симулирано со неидеален калем. График на излезниот напон V_{DS} при идеален калем (а). График на излезниот напон V_{DS} при неидеален калем (б).	79

4.8	Симулација на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем и неидеален калем. Симулацијата е извршена за временски опсег од $[99\mu s, 100\mu s]$ при параметри: $I = 1mA$, $L = 3\mu H$, $C_1 = C_2 = 100pF$, $r_o \approx 71k\Omega$, $R_L = 100k\Omega$, $C_{epc} = 100pF$, $R_{esr} = 2.6\Omega$. Може да се воочи дека фреквенцијата на самоодржливи осцилации претрпува драстични промени во случајот кога паразитните ефекти на калемот се воведени во симулацијата. График на излезниот напон V_{DS} при идеален калем (а). График на излезниот напон V_{DS} при неидеален калем (б).	80
4.9	Модел на неидеален калем кој е дел од LC резонантното коло на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн.	80
4.10	Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем изведен во три различни топологии за нагодување на работната точка за кои важи истиот модел во режим на мали сигнали. Топологија на нагодување со константен струен извор (constant current bias) (а), Топологија на самонагодување (self-bias) (б), Топологија на комбинациско нагодување (combination bias) (в).	82
4.11	Модел на Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем во режим на мали сигнали.	83
4.12	График на геометриско место на корени за преносната функција A_f на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем. Со цел да настане појава на осцилации и истите да пораснат, конјугирано-комплексните полови мора да се наоѓаат во десната комплексна полурамнина што соодветствува на 7 пати поголема вредност за $g_m R$ во споредба со предвидената вредност од моделот кој ги игнорира паразитните ефекти на калемот. Стационарен режим на осцилации настанува при $g_m R = 7.356$. График во нормален размер (а) и неговата зголемена верзија во близина на имагинарната оска (б).	88
5.1	Радијална геометриска форма со модулиран радиус претставена со параметарска функција $x(\theta) = r(\theta) \cos(\theta)$, $y(\theta) = r(\theta) \sin(\theta)$, $r(\theta) = \sqrt{\cos(3\theta)}$. Со златно-жолта боја е претставен калем во кружна форма за споредба. . .	92
5.2	Приказ на општа прстенеста геометриска форма добиена од две различни радијални геометриски форми претставени со функциите: $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c + m(\theta)$ за првата и $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c - m(\theta)$ за втората. Геометриската форма е прикажана за различен број на периоди на модулација $p \in \{1, 2, 3, 4\}$ каде: $p = 1$ (а), $p = 2$ (б), $p = 3$ (в), $p = 4$ (г).	94
5.3	Приказ на општа прстенеста геометриска форма добиена од две различни радијални геометриски форми претставени со функциите: $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c + m(\theta)$ за првата и $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c - m(\theta)$ за втората. Со златно-жолта боја е претставен калем во радијална форма со големина поголема од ширината на прстенестата геометриска форма. Радијалната геометриска форма на калемот опфаќа агол од 30° , а неговото воздушно јадро опфаќа агол од 12°	97

5.4	Приказ на четири различни геометриски форми на двослоен калем: квадратна форма (а), хексагонална форма (б), октагонална форма (в), декагонална форма (г). Сликата е преземена од [2].	98
5.5	Приказ на четири различни геометриски форми на еднослоен калем: квадратна форма (а), хексагонална форма (б), октагонална форма (в), кружна форма (г). Димензиите на калемите се дефинирани со помош на ширина на вод w , растојание помеѓу водови s , внатрешен дијаметар на калемот (големина на воздушно јадро) d_{in} и надворешен дијаметар на калемот (големина на калем) d_{out} . Сликата е преземена од [3].	99
5.6	Целокупна изведба на роторот и калемите според конкретно дефинирани геометриски карактеристики. Роторот е генериран со помош на функциите: $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c + m(\theta)$ за првата и $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c - m(\theta)$, $m(\theta) = R_m \sin(3\theta)$. Калемите се централно поставени на растојание R_c од центарот на роторот и истите имаат заемно аголно поместување од θ_{sh} . За големината на калемот е запазено да важи $d_{out} > 2R_m$, односно калемот да биде поголем од максималната ширина на прстенот од роторот.	102
6.1	Општи димензии на Surface-Mount Device (SMD) компоненти кои ќе се користат во рамките на изработениот сензор. За пасивните компоненти ќе се користи големина 1206 (а), а за активните компоненти ќе се користи големина/распоред SOT-23 (б).	105
6.2	Junction Field-Effect Transistor (JFET) транзистор претставен со своите паразитни капацитивности C_{gs} помеѓу гејтот и сорсот и C_{gd} помеѓу гејтот и дрејнот.	109
6.3	Распоред на слоеви на четирислојно електронско печатено коло кое ќе се користи кај статорот на сензорот.	113
6.4	Распоред на слоеви на двослојно електронско печатено коло кое ќе се користи кај роторот на сензорот.	113
6.5	Изведба на парцијален калем со карактеристики опишани во табела 6.2. Со зелена боја е обележан првиот слој, додека со сина боја е обележан вториот слој од калемот. Словите се меѓусебно поврзани со виа, обележана со сива боја. Словите се заемно поместени во еден правец со цел да се намали паразитната капацитивност на калемот.	115
6.6	Електрична шема на електричното коло за еден осцилатор кое е изведено на печатеното коло од статорот. Шемата претставува Колпицов осцилатор, изведен во топологија на самонагодување, и засилувач со прп биполарен транзистор изведен во конфигурација со заеднички колектор.	117
6.7	2Д приказ на слоевите на електронското печатено коло на сензорот. Статорот (а) е изработен на четирислојна плочка каде слој 1 е прикажан со црвена боја, слој 2 е прикажан со темно зелена боја, слој 3 е прикажан со светло зелена боја и слој 4 е прикажан со темно сина боја. Роторот (б) е изработен на двослојна плочка каде се искористува само првиот слој и истиот е прикажан со црвена боја.	121

6.8	Фабричка изработка на предвидениот индуктивен сензор за мерење на аголна позиција изведен на електронско печатено коло. Во сликите се прикажани: горната страна на статорот (а), долната страна на статорот (б), горната страна на роторот (в) и долната страна на роторот (г).	122
6.9	Горна страна на статорот изработен на електронско печатено коло со залемени електронски компоненти.	123
7.1	Дијаграм на тек за извршување на Maxwell временска преодна косимулација во рамките на софтверот Twin Builder наменет за развој на дигитални близнаци.	127
7.2	3Д модел на релевантните компоненти на сензорот кои ќе бидат симулирани во софтверот Ansys Maxwell. На сликата се прикажани роторот и калемите на сензорот и истите се во идентична заемна положба и со идентични димензии како во проектираниот сензор.	129
7.3	Електрично коло на сензорот кое ќе биде симулирано во софтверот Ansys Twin Builder во косимулација со Ansys Maxwell. На сликата може да се забележат два Колпицови осцилатори чии краеве се поврзани со Максвеловата компонента која ги претставува калемите на сензорот моделирани во Maxwell.	130
7.4	Симулиран излезен временски сигнал на двата осцилатора од сензорот измерени преку напоните VM1 и VM2, прикажани на слика 7.3. Со црвена боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L1-L3 (а), а со сина боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L2-L4 (б). Сигналите се измерени при аголна позиција од 0°. . .	131
7.5	Фреквенција од главниот хармоник на излезните сигнали на осцилаторите, симулирани со помош на дигитален близнак, во зависност од аголната позиција. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. . .	132
8.1	Различни примери за тестирање кои може да бидат предмет на интерес при испитување на карактеристиките на еден сензор за мерење на аголна позиција. Сензорот може да се тестира: при ротација на роторот (а), при различни растојанија помеѓу статорот и роторот (б), при заемно хоризонтално поместување помеѓу статорот и роторот (в), при присуство на страни тела (г).	134
8.2	Општа архитектура на предвидената експериментална платформа која ќе ги задоволи поставените потреби од поглавје 8.1.1. Архитектурата е составена од: Декартова роботска рака, камера, систем за надзорно управување, систем за управување на движењето, осцилоскоп. До платформата ќе биде овозможен далечински пристап преку Wide Area Network (WAN)/Local Area Network (LAN) мрежа со помош на технологија на виртуелна приватна мрежа (Virtual Private Network (VPN)).	135
8.3	3Д модел на модул за линеарно движење со чија помош ќе биде реализирана X и Y оската на Декартовиот робот. Модулот се содржи од: чекорен мотор, екструдирани алуминиумски профил 40x80, линеарни водилки со количка, гранични прекинувачи, топчесто навојно вретено со сопствени лежишта, матица и носач.	136

8.4	3Д модел на модул за линеарно движење со чија помош ќе биде реализирана Z оската на Декартовиот робот. Модулот е составен од чекорен мотор, гранични прекинувачи, цилиндрични линеарни водилки со држачи и подвижни носачи, топчесто навојно вретено со матица и блоковски носач, лежишта за лагери.	138
8.5	3Д модел на модул за кружно движење со чија помош ќе се остварат аголите поместувања на сензорот. Модулот претставува готова фабрички изработена ротациона индексирачка маса.	138
8.6	3Д модел на целокупна изведба на Декартова роботска рака со четири степени на слобода од кои три степен на слобода се реализирани со призматични зглобови, а четвртиот степен е реализиран со ротирачки зглоб. . .	139
8.7	Начин на поврзување помеѓу алуминиумските профили од роботската рака со помош на спојки во L форма.	140
8.8	Системска архитектура на експерименталната платформа со софтверски и електротехнички детали. Сликата го опишува начинот на поврзување помеѓу системот за управување на движењето и граничните прекинувачи, двигателите за чекорните мотори и чекорните мотори за секоја оска поединечно. Дополнително е опишан начинот на комуникација помеѓу системот за надзорно управување со системот за управување на движењето, осцилоскопот и надворешниот клиент кој пристапува далечински од WAN/LAN мрежа.	141
8.9	Модул за напојување на разделната електронска плочка наменета за Тинзи 4.1. Модулот вклучува конверзија на 5VDC во 3,3VDC, индикаторски диоди за напојување од 5VDC и 3,3VDC, излезни конектори за 5VDC и 3,3VDC. Во овој модул дополнително е сместен двигател за чекорен мотор кој ќе биде наменет за движење на ротирачката индексирачка маса.	144
8.10	Табела на влезови/излези и распоред на поврзување на истите кај разделната електронска плочка за Тинзи 4.1. На сликата се прикажани и влезно/излезните конектори за секој од влезовите/излезите и потенцијалите од напојувањето. Влезовите/излезите се поделени на помошни (AUX) и искористени (UTIL). Помошните влезови/излези се наменети за идна употреба или како дел од комуникациските модули кои би се пренамениле со поврзувачки мостови.	145
8.11	Влезни/излезни модули кои се дел од разделната електронска плочка за Тинзи 4.1. На сликата се прикажани модулите за: оптички изолирани дигитални влезови, високо-брзински влезови, Дарлингтон излези, аналоген влез, аналоген излез, излези за двигателите на чекорните мотори и високо-брзински излези.	147
8.12	Електрично коло на оптички изолиран влезен модул кој е проектиран за влезни напони од 5VDC до 24VDC. Модулот претставува оптокаплер и индикаторска диода за состојбата на влезот.	148
8.13	Електрично коло на излезен модул базиран на Дарлингтон транзистор кој е проектиран за излезни напони од 5VDC до 24VDC. Модулот претставува низа од Дарлингтон транзистори и индикаторски диоди за состојбата на излезот.	148

8.14	Електрично коло на излезен модул наменет за поврзување со двигателите на чекорните мотори. Колото искористува прп транзистори за конверзија на 3,3VDC сигнали во 5VDC. Кондензаторот служи како резервоар на електричен полнеж поради големата оддалеченост на модулите од 5VDC напонскиот извор.	149
8.15	Комуникациски модули кои се дел од разделната електронска плочка за Тинзи 4.1. Сликата прикажува електрично поврзување на компоненти за ethernet, Universal Serial Bus (USB) 2.0, Controller Area Network (CAN) bus, RS485, Serial Peripheral Interface (SPI), Inter-Integrated Circuit (I2C) и Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (UART) комуникација.	151
8.16	Изведба на електронско печатено коло наменето за разделна плочка за Тинзи 4.1. Сликата ги претставува само првиот и четвртиот слој од колото обележани со црвена и сина боја. Визуелното обележување на печатеното коло е прикажано со црна боја.	152
8.17	Илустрација на порамнување на должината на два вода кои пренесуваат диференцијален сигнал.	152
8.18	Дополнителни алуминиумски делови изработени за намените на роботската рака.	153
8.19	Илустрација на пример за режење на навој кај дупки со помош на рачна нарезница.	153
8.20	Прицврстување на линеарна водилка (а) и топчесто навојно вретено (б) за модулот за линеарно движење. Прицврстувањето е направено така што водилката ќе биде паралелна со алуминиумскиот профил, а вретеното ќе биде паралелно со водилката. Паралелноста е потврдена со помош на мерен инструмент микрометар.	154
8.21	Прицврстување на X и Y оска под идеално прав агол со цел да се постигне прецизно движење кај роботската рака.	155
8.22	Проверка на паралелност помеѓу линеарните водилки на дуалната Y оска од роботската рака.	155
8.23	Роботска рака со асемблирани X, Y и Z оска.	156
8.24	Излезни временски сигнали на двата осцилатора од сензорот измерени од потенцијалот Vout1, прикажан на слика 6.6. Со црвена боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L1-L3 (а), а со сина боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L2-L4 (б). Сигналите се измерени при аголна позиција од 0°.	157
8.25	Излезни сигнали на двата осцилатора од сензорот измерени од потенцијалот Vout1, прикажан на слика 6.6, изразени во фреквенциски домен. Со црвена боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. Сигналите се измерени при аголна позиција од: 0° (а), 15° (б), 30° (в).	157
8.26	Фреквенција од главниот хармоник на излезните сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4.	158

9.1	Илустрација на заемна електромагнетна спрега која постои помеѓу калемите кои се дел од електричното коло на сензорот. Калемот кој е составен од парцијалните калемите L_2 и L_4 е во заемна електромагнетна интеракција со калемот кој е составен од парцијалните калемите L_1 и L_3	160
9.2	Идентификувани вредности за параметрите $a_{\omega 1}(\theta)$ и $a_{\omega 2}(\theta)$ во зависност од аголната позиција θ . Параметрите се идентификувани со помош на динамичка Баесова инференција и истите се скалирани за $1/2\pi$ за да се добие фреквенцијата на осцилации за секој од осцилаторите.	167
9.3	Идентификувани вредности за параметрите $a_{1-4}(\theta)$ и $a_{11-14}(\theta)$. Параметрите се идентификувани со помош на динамичка Баесова инференција и истите се прикажани во следниот редослед: $a_1(\theta)$, $a_{11}(\theta)$ (а), $a_2(\theta)$, $a_{12}(\theta)$ (б), $a_3(\theta)$, $a_{13}(\theta)$ (в), $a_4(\theta)$, $a_{14}(\theta)$ (г).	168
9.4	Идентификувани вредности за параметрите $a_{5-8}(\theta)$ и $a_{15-18}(\theta)$. Параметрите се идентификувани со помош на динамичка Баесова инференција и истите се прикажани во следниот редослед: $a_5(\theta)$, $a_{15}(\theta)$ (а), $a_6(\theta)$, $a_{16}(\theta)$ (б), $a_7(\theta)$, $a_{17}(\theta)$ (в), $a_8(\theta)$, $a_{18}(\theta)$ (г).	169
10.1	Фреквенција од главниот хармоник на симулираните излезни фреквенциски сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција, претставена во нормализирана форма. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. За споредба, со непрекината линија се прикажани соодветните идеални синусни/косинусни функции.	172
10.2	Грешка помеѓу физичка аголна позиција и измерена аголна позиција пресметана од резултатите од симулацијата на сензорот.	173
10.3	Фреквенција од главниот хармоник на излезните фреквенциски сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција, претставена во нормализирана форма. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. За споредба, со непрекината линија се прикажани соодветните идеални синусни/косинусни функции.	174
10.4	Грешка помеѓу физичка аголна позиција и измерена аголна позиција на сензорот.	174
10.5	Разлика помеѓу фреквенциите на осцилации $a_{\omega 1}^*(\theta) - a_{\omega 1}(\theta)$ и $a_{\omega 2}^*(\theta) - a_{\omega 2}(\theta)$ во зависност од аголната позиција θ . Кружните фреквенции се скалирани за 2π и графикот го претставува влијанието на фазните интеракции врз фреквенцијата на осцилации на осцилатор 1 (а) и осцилатор 2 (б).	175
10.6	Споредба на грешка помеѓу физичка аголна позиција и измерена аголна позиција на сензорот кога постои и не постои заемна спрега помеѓу осцилаторите на сензорот. Со сина боја е претставена грешката кога спрегата е присутна, а со црвена боја е претставена грешката кога спрегата не е присутна.	176

Листа на табели

1.1	Споредба на најчесто употребувани сензори за мерење на аголна позиција според применливост кај електричните возила	21
5.1	Вредности на коефициенти за различни геометриски форми на калем кои се применуваат во формула за пресметка на индуктивност на калем базирана на апроксимација на проток на струја во плоча (Current Sheet Approximation). Вредностите се преземени од [3].	100
6.1	Фабрички ограничувања за производство на електронски печатени кола кои ќе бидат земени предвид при проектирање на сензорот. Вредностите и сликите се преземени од [4].	112
6.2	Карактеристики на димензионираниот парцијален калем кој ќе се примени во рамките на сензорот. Во табелата се прикажани: индуктивноста на парцијалниот калем L_p , бројот на слоеви N , бројот на намотки n , внатрешен дијаметар d_{in} , надворешен дијаметар d_{out} , ширина на вод w , растојание помеѓу водови s	114
6.3	Пресметана индуктивност L и паразитна отпорност R_{esr} за калемот кој ќе биде изведен на електронско печатено коло и при тоа ќе биде дел од LC резонантното коло на секој од Колпицовите осцилатори.	116
8.1	Споредба на механизми за конверзија на кружно во линеарно движење. Механизмите се споредуваат според способноста за: сила на потисок, цврстина на механизмот, максимална брзина на движење, прецизност на движење, шум во движење, зазор.	136

Листа на кратенки

PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor	23
BJT	Bipolar Junction Transistor	38
FET	Field-Effect Transistor	38
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems	44
ECU	Engine Control Unit	23
JFET	Junction Field-Effect Transistor	vii
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor	39
FEM	Finite Element Method	15
FFT	Fast Fourier Transform	124
BMS	Battery Management System	34
ADAS	Advanced Driver-Assistance System	19
ARM	Advanced RISC Machines	46
EMC	Electromagnetic Compatibility	20
ESTOP	Emergency Stop	46
GPS	Global Positioning System	34
GMR	Giant Magnetoresistance	26
TMR	Tunneling Magnetoresistance	26
AMR	Anisotropic Magnetoresistance	26
GUI	Graphical User Interface	135
RAM	Random-Access Memory	142
AC	Alternate Current	iv
SCPI	Standard Commands for Programmable Instruments	46
SMD	Surface-Mount Device	vii
TCP	Transmission Control Protocol	47
Wi-Fi	Wireless Fidelity	34
FEA	Finite Element Analysis	41
LC	Inductor-Capacitor	iv
VPN	Virtual Private Network	viii

SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis	75
SPI	Series Peripheral Interface	x
I2C	Inter-Integrated Circuit	x
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter	x
CAN	Controller Area Network	x
VHF	Very High Frequency	112
UHF	Ultra High Frequency	112
AD	Analog-to-Digital	33
RADAR	Radio Detection and Ranging	34
LIDAR	Light Detection and Ranging	34
ECO	Еквивалентна сериска отпорност	79
ЕПК	Еквивалентна паралелна капацитивност	79
WAN	Wide Area Network	viii
LAN	Local Area Network	viii
USB	Universal Serial Bus	x
CNC	Computer Numerical Control	46

Развој на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција со примена на нови методи за моделирање на спрегнати осцилатори

Филип Дончевски

Апстракт

Развој на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција е предмет на истражување во оваа дисертација. Сензорот е од индуктивна природа и ќе биде изработен на електронско печатено коло. Овие карактеристики на сензорот треба да му овозможат висока имуност на вибрации, контаминација и екстремни температури, а истовремено неговата индуктивна природа треба да овозможи и висока робустност на надворешни електромагнетни влијанија. Токму овие предности кај сензорот го прават особено применлив во автомобилската индустрија која бавно, но сигурно преоѓа кон ексклузивно производство на возила со електричен погон. Досега применуваните сензори за мерење на аголна позиција, базирани на Халов ефект кај возилата со мотори со внатрешно согорување, се неприменливи кај електричните возила поради неможност да се справат со нивните електромагнетни влијанија. Според тоа, сензорот кој е предмет на ова истражување наоѓа особена примена кај електричните возила поради фактот што може да понуди слични карактеристики како претходно применуваните сензори, а при тоа соодветно да се соочи со предизвикот на надворешни електромагнетни влијанија предизвикани од електричната природа на возилото.

Во оваа дисертација се претставува принципот на работа на сензорот заедно со пристапот на негово проектирање и изведба од електротехнички и геометриски аспект. Целиот процес на истражување и развој опфаќа повеќе постапки како: изведување на модел на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем, дефинирање и изведување на геометриските карактеристики на сензорот, проектирање и изведба на сензорот, симулација со помош на дигитален близнак, развој на експериментална платформа за тестирање на сензорот, анализа и моделирање на заемни фазни интеракции помеѓу осцилаторите на сензорот. Пристапот на проектирање и изведба на сензорот опфаќа: одредување на паразитна отпорност на планарно изведен калем, проектирање на LC осцилатори, одредување на работна фреквенција и изведба на сензорот на електронско печатено коло. Понатаму, дефинирањето на геометриските карактеристики на сензорот се реализира на тој начин така што ќе може да се добијат синусни/косинусни излезни сигнали со чија помош ќе може да се добие мерената аголна позиција со примена на инверзна тангенс математичка операција. Со тоа, сензорот е способен да ја мери аголната позиција во зависност од променливата фреквенција на електричните осцилатори. Вака проектираниот сензор има способност да мери аголна позиција во апсолутен опсег од $[0^\circ, 60^\circ]$, конкретно наменет за електричните мотори со 12 пола, односно 6 пол-парови.

Во продолжение, претставениот дизајн на сензорот е симулиран со помош на дигитален близнак преку софтвер кој применува метода на конечни елементи (Finite Element Method (FEM)). Во продолжение, со помош на експериментална платформа, изработениот сензор експериментално се тестира. Резултатите од двата пристапи се претставени и

детално анализирани. Поради присуството на автономни осцилатори во самиот сензор, во оваа дисертација дополнително е обрнато внимание на постоење на појавата на заемни фазни интеракции помеѓу електричните осцилатори на сензорот. Според тоа, направена е идентификација на модел кој ја опишува оваа појава и целисходно се анализира нејзиниот интензитет и влијание врз мерената аголна позиција.

Од добиените резултати се заклучува дека проектираниот сензор се карактеризира со грешка во мерењето, која е зависна од физичката аголна позиција во опсег од $[0^\circ, 60^\circ]$, и истата варира во интервал од $[-2,14^\circ, 2,11^\circ]$. Истовремено, од анализата на заемните фазни интеракции се покажува дека истите се присутни кај сензорот, но имаат незначително влијание врз грешката во мерењето. Имено, се покажува дека доколку експлицитно се елиминира присуството на заемни фазни интеракции, грешката во мерењето се менува во интервалот од $[-2,1^\circ, 2,05^\circ]$.

Клучни зборови: индуктивен сензор, аголна позиција, Колпицов осцилатор, електронско печатено коло, автомобилска индустрија.

Development of a novel inductive sensor for angular position measurement using novel methods for modeling of coupled oscillators

Filip Donchevski

Abstract

Development of a novel inductive sensor for angular position measurement is the subject of research in this dissertation. The sensor is of an inductive nature intended to be fabricated on a printed circuit board. These features can provide high immunity to vibrations, contamination and extreme temperatures. In addition, its inductive nature can also provide robustness to external electromagnetic interference. These advantages make the sensor particularly suitable for application in the automotive industry, which is slowly but steadily transitioning towards exclusive production of electric vehicles. Previously used angular position sensors, intended for vehicles with internal combustion engines which are based on the Hall effect, are unsuitable for electric vehicles due to strong electromagnetic interference inherent to their design. Therefore, the sensor developed in this dissertation finds specific application in electric vehicles, as it can offer similar characteristics to the previously used sensors while being capable of withstanding the electromagnetic challenges posed by the inherent design of electric vehicles.

The operating principle of the sensor is presented in this dissertation along with its design and implementation from both electrical and geometric perspective. The entire process of research and development includes several integral phases, such as: deriving a model of a single-ended common-drain Colpitts oscillator with inductor parasitics, deriving and determining the geometric characteristics of the sensor, design and implementation of the sensor, simulation of the sensor using a digital twin, development of a test rig for experimentation with the sensor, analysis and modeling of mutual phase interactions between the sensor's oscillators. The approach of design and implementation of the sensor includes: determining the parasitic resistance of the planar coils, design of LC Colpitts oscillators, determining the nominal oscillation frequency and implementation of the sensor on a printed circuit board. In addition, the derivation of the geometric characteristics of the sensor is realized in such a way that sine/cosine output signals are obtained in order to be able to calculate the measured angular position by applying inverse tangent function. Thus, the sensor is capable of measuring the angular position according to the variable frequency of its electric oscillators. In addition, the sensor has the capability of angular position measurement within the absolute range of $[0^\circ, 60^\circ]$, specifically intended for electric motors with 12 poles, i.e, 6 pole pairs.

Subsequently, the presented design of the sensor is simulated with a digital twin modeled within a simulation software employing the finite element method (FEM). In addition, using the experimental test rig, the fabricated sensor is experimentally tested. Results from both approaches are presented and thoroughly analyzed. Due to the presence of autonomous oscillators within the sensor, this dissertation further focuses on the occurrence of mutual phase interactions between the oscillators. Consequently, identification of a model describing this phenomenon is performed, furthermore its intensity and influence on the measured angular position was systematically analyzed.

From the obtained results, it is concluded that the designed sensor is characterized by a measurement error, dependent on the physical angular position within the range of $[0^\circ, 60^\circ]$, varying between $[-2.14^\circ, 2.11^\circ]$. At the same time, the analysis of the mutual phase interactions shows that they are present in the sensor but have an insignificant effect on the measurement error. Specifically, it is shown that if the presence of mutual phase interactions is explicitly eliminated, the measurement error varies within the range of $[-2.1^\circ, 2.05^\circ]$.

Key words: inductive sensor, angular position, Colpitts oscillator, printed circuit board, automotive industry.

Глава 1

Вовед

Сензорот претставува клучна компонента како дел од работата на едно возило. Тој е составен дел на голем број на системи за управување на различни величини како: температура, брзина, проток, позиција, итн. Од економски аспект, вредноста на интегрираната електрична и електронска опрема во едно возило изнесува 26% од целокупната вредност на возилото [5], а со тековните трендови нејзиниот раст е неизбежен. Со денешната еволуција на автомобилите кон електрификација и автономно возење, палетата на достапни сензори во автомобилската индустрија станува сè поголема и нивната искористеност се простира од индивидуална потреба за мерење/управување на определена величина па сè до нивна имплементација во рамките на напредни системи за помош при возењето (Advanced Driver-Assistance System (ADAS)). Достапноста на бројот на сензори во рамките на едно возило станува сè поголема со имплементација на „x-преку-жица“ (X-by-Wire) системи каде се стреми секој актуатор да биде поврзан преку жица наместо физички да биде поврзан со системот кој е потребно да се регулира. На тој начин наместо да се користи педала за кочење, која е директно поврзана до кочниците на возилото преку хидрауличен систем, истата ќе биде поврзана преку жици до управувач кој соодветно ќе го управува кочењето врз основа на стиснатоста на педалата. Според тоа, информацијата којашто ќе биде испратена преку жиците е аголот на стиснатост на педалата кој е потребно да биде измерен од страна на сензор [5–12]. Според Global Market Insights, пазарот на сензори во автомобилската индустрија за 2023 година е проценет на 30,9 милијарди долари и истиот се очекува да порасне на 62,7 милијарди долари до 2032г. [13]. Ова соодветствува на 8,1% просечен годишен прираст и претставува знак на значајно проширување на пазарот како резултат на електрификацијата и автоматизацијата кај автомобилите. Од овие податоци може да се заклучи дека автомобилската индустрија е предмет на постојан раст, развој и промени како резултат на непредвидливиот кориснички пазар.

Горепретставените резултати од истражувањето на Global Market Insights покажуваат дека автомобилската индустрија постојано се менува и расте, водена од непредвидливиот потрошувачки пазар. Неодамна, овој пазар доживеа една од најголемите промени во својата историја, предизвикана од зголемениот интерес за електрифицирани и еколошки транспортни решенија. Преминот од возила со мотори со внатрешно согорување кон електрични возила побарува интегрирање на побезбедни, енергетски поефикасни и еколошки поприфатливи решенија. Првичните резултати од овие промени се многу ветувачки, а тоа се гледа преку зголемените инвестиции на компаниите кои се прилагодуваат на овој нов пазар. Иновациите во технолошкиот сектор и автомобилската индустрија доведе до про-

мена во потребите на автомобилските компоненти како што се сензорите и актуаторите. Овие нови компоненти најчесто се подобрени верзии на веќе постоечките, но понекогаш се потребни целосно нови решенија бидејќи старите не се соодветни.

Еден таков пример за потреба од целосно ново решение кај електричните возила е сензорот за мерење на аголна позиција, кој е клучен за оптималното функционирање на еден електричен мотор кај електричните возила. Имено, до неодамна еден од најчесто употребуваните типови на сензори за мерење на аголна позиција во автомобилската индустрија беше сензорот базиран на Халов ефект. Овој тип на сензори се едни од најшироко користените сензори за мерење на аголна позиција во автомобилската индустрија. Имено, тие досега наоѓале широка примена во мерењето на аголна позиција кај педали за кочење/гас, позиционирање на волан, мерење на позиција и брзина на ротирачки компоненти кај мотор со внатрешно согорување [5–12]. Понатаму, овој тип на сензори се инхерентно имуни на контаминација од надворешната околина како влага, масло и прашина. Истите се карактеризираат со висока имуност на вибрации и можат да постигнат релативно ниска цена за изработка што ја оправдува нивната широка примена во автомобилската индустрија. Овие непобедливи карактеристики на Халовиот сензор му овозможиле долго време да биде неприкосновен на пазарот на автомобилската индустрија. За жал, поради магнетниот принцип на работа според кој работи сензорот, истиот подлежи на надворешни електромагнетни влијанија кои можат да бидат честа појава кај електромоторот на едно електрично возило. Според тоа, за овој тип на сензори може да се каже дека имаат ниска електромагнетна компатибилност (Electromagnetic Compatibility (EMC)).

Овој недостаток на Халовиот сензор за негова примена кај електричните возила, довел до употреба на други типови на сензори за мерење на аголна позиција кои биле поретко користени во автомобилската индустрија, пред електричните возила да земат замав. Како резултат на тоа, примената на резолвери [14] и развој на нови индуктивни сензори базирани на планарни калеми [15, 16] претставувало логично решение за мерење на аголна позиција кај електричните возила. Индуктивните сензори базирани на планарни калеми не подлежат под влијание на контаминација како: прашина, влага, масло или други материјали сè додека истите не се спроводливи. Понатаму, овие сензори понудуваат исклучителна имуност на надворешни електромагнетни влијанија сè додека нивната работна фреквенција е надвор од опсегот на надворешните електромагнетни влијанија. Механичките вибрации претставуваат уште еден чест предизвик во автомобилската индустрија, овој тип на сензори можат да се соочат со ваквите ефекти. Индуктивните сензори се исто така применливи во услови на променливи и екстремни температури поради типот на материјалите коишто се искористуваат. Точноста на овој тип на сензори е споредлива со таа на сензорите базирани на Халов ефект, иако истата е соодветно применлива во автомобилската индустрија сепак таа е драстично помала од точноста која може да ја постигнат оптичките енкодери. За крај, лесниот процес на производство и ниската цена кои се карактеристични за овој тип на сензори ги прави особено примамлив избор за нивна примена во автомобилската индустрија. Земајќи ги предвид најзначајните карактеристики кои треба да ги задоволи еден сензор за мерење на аголна позиција со конкретна примена кај електричните возила, може да се направи споредба на повеќе типови на сензори каде истата е претставена во табела 1.1 [17–19].

Од табелата може да се воочи дека индуктивниот сензор за мерење на аголна позиција има препознатливи одлики кога е во прашање неговата примена кај електричните возила. Како резултат на тоа, некои познати компании во оваа област како Sumida, Electricfil,

Табела 1.1: Споредба на најчесто употребувани сензори за мерење на аголна позиција според применливост кај електричните возила

Одлики	Халов ефект	Резолвер	Оптички енкодер	Индуктивен
Точност	Средна	Средна	Висока	Средна
Отпорност на контаминација	Висока	Висока	Ниска	Висока
Отпорност на вибрации	Висока	Висока	Ниска	Висока
ЕМ компатибилност	Ниска	Висока	Висока	Висока
Цена	Средна	Висока	Висока	Ниска

Forvia (Hella), Zettlex и др. веќе развиле свој тип на индуктивен сензор кој веќе е достапен на пазарот. Принципот на работа на сензорот кој го нудат овие компании е веќе патентиран и заемно различен во зависност од компанијата која го нуди.

Една од клучните цели на оваа докторска дисертација беше да се развие индуктивен сензор за мерење на аголна позиција кој ќе работи според принцип кој не е патентиран од страна на постоечките компании, а дополнително истиот ќе овозможи истражување на појавата на заемни фазни интеракции која може да се јави кај сензорот. Поради присуството на електрични осцилатори кај сензорот, се очекуваше дека кај него ќе се воочат заемни фазни интеракции помеѓу неговите осцилатори. Со оглед на тоа што мерната величина е непосредно зависна од овие електрични осцилатори, проучувањето на овие заемни фазни интеракции е од голем интерес за сензорот. Намерата за истражување на заемните фазни интеракции е да се согледа нивното учество од повеќе аспекти на сензорот, дали и како тие влијаат на мерната величина и дали и како би можело нивното проучување да се искористи за подобрување на работата на сензорот. Имено, оваа појава е често истражувана во областа на физиката, но не постои пишан извор за истата кога е во прашање областа на сензорите за мерење на аголна позиција.

Во продолжение е претставен кус преглед на содржината која е опфатена од страна на оваа дисертација. Имено, во глава 2 се претставени основите на истражувањето кои се поткрепени со тековните сознанија од областа и предметот и целите на истражувањето. Во глава 3 е претставен принципот на работа на индуктивните сензори за мерење на аголна позиција, а дополнително е претставен принципот на работа на сензорот кој е предмет на истражување и развој во рамките на оваа дисертацијата. Понатаму, во глава 4 е опфатено истражувањето и развојот на електричното коло за осцилации кое е дел од сензорот. Имено, се претставува изведување на модел на колото каде што истиот соодветно ќе биде поткрепен со резултати од симулација. Во глава 5 е претставен пристап за дефинирање на геометриските карактеристики на некои од составните компоненти на сензорот. Соодветно, дефинирањето на геометриските карактеристики на секоја компонента е поткрепено со анализа, а врз основа на истата е изведен соодветен математички модел. Понатаму, во глава 6 се опфаќа целокупната работа поврзана со проектирање и изведба на сензорот на електронско печатено коло. Во глава 7 е претставен процес на развој на дигитален близок на сензорот и врз основа на истиот е спроведена симулација. Во глава 8 е претставен пристапот за развој на експериментална платформа за практично и автоматизирано тестирање

на сензорот. Во продолжение, во глава 9 е опишана појавата на заемни фазни интеракции која може да се јави помеѓу електричните осцилатори кои се составен дел од сензорот. Соодветно на тоа се претставува модел за моделирање на фазните интеракции и метода за идентификација според која ќе се идентификуваат параметрите на моделот. Понатаму, во глава 10 се претставени резултатите од изработениот сензор. Најпрво се претставени резултатите од симулацијата на дигиталниот близнак и соодветно на нив се проценува практичната подобност на сензорот. Понатаму, се претставуваат експерименталните резултати и врз основа на истите се проценува и анализира работата на сензорот. Според измерените експериментални резултати од сензорот се анализира постоењето на заемни фазни интеракции кај сензорот и нивното влијание врз измерената аголна позиција. На крај, во глава 11 е направен преглед на постигнатите резултати, со фокус на нивните научни и апликативни придобивки и недостатоци/ограничувања и потврда или отфрлање на хипотезите. Ќе се понудат идеи за идни истражувања и потенцијални подобрувања на развиениот систем на управување.

Глава 2

Основи на истражувањето

Во оваа глава се претставени научните аспекти и технологијата на сензори за мерење на аголна позиција. Претставените научни аспекти опфаќаат повеќе области за кои се сметаше дека се значајни при истражувањето и развојот на сензорот во рамките на оваа дисертација. Во продолжение се претставени предметот и целите на истражување според кои беше дефинирана работата на оваа дисертација. На крајот, се одредуваат работните тези/хипотези и очекуваниот научен придонес на истражувањето.

2.1 Научни аспекти и технологија на сензори за мерење на аголна позиција - тековни сознанија

2.1.1 Мерење на аголна позиција во автомобилската индустрија и индуктивни сензори за мерење на аголна позиција

Мерењето на аголна позиција претставува неприкосновена потреба во автомобилската индустрија и истата наоѓа широка примена во управување на електрични мотори, позиционирање на волан, позиционирање на педали за гас/кочење и управување на мотори со внатрешно согорување [5–12, 20]. Имено, поради имплементација на „x-преку-жица“ системите во модерните автомобили, позиционирање на педалите за гас и кочење најчесто се следи со помош на сензор за мерење на аголна позиција. Оваа аголна позиција соодветно се испраќа до управувачката единица на возилото (Engine Control Unit (ECU)) и истата дава соодветен сигнал до погонот на возилото или системот за кочење. На сличен начин се мери и позицијата на воланот во возилото и истата информација соодветно се испраќа до управувачката единица на возилото која соодветно го позиционира воланот. Понатаму, сензорот за мерење на аголна позиција претставува една од најкритичните компоненти во рамките на едно електрично возило. Еден од најприменуваните типови на електрични мотори кај електричните автомобили е синхронизираниот мотор со перманентен магнет (Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)). Со цел да може да се управува движењето на овој електричен мотор, инвертерот на возилото мора да знае во секој момент каде се позиционирани магнетите на моторот со цел да се генерира соодветен енергетски сигнал [21]. Оваа мерна информација е клучна за да се изведе правилна возбуда на калемите во соодветен момент, процес наречен комутација. Правилна комутација е клучна за глатко и континуално движење на еден електричен мотор, а зголемување на прецизноста на комутацијата

може да ја зголеми и енергетската ефикасност на истиот. Ова соодветно може да резултира со поголем домет на батеријата на едно електрично возило.

Горенаведените системи во кои може да се најде сензорот за аголна позиција, а вклучително и многу други во рамките на едно возило, подлежат на специфични околиински услови на работа. Поради специфичните услови овие сензори е потребно да задоволат низа перформансни карактеристики и принципи на дизајн со цел да се загарантира соодветна работа. Дел од овие карактеристики се [5, 7, 10]:

- **Точност:**

Метрика за евалуирање на тоа колку измерениот агол на сензорот е блиску до вистинскиот агол, најчесто изразено во мерна единица степени. Висока точност за сензорот е неопходна кај критични системи, кои побаруваат високо ниво на сигурност, бидејќи неточна мерена информација може да доведе до значителни последици.

- **Резолуција:**

Резолуцијата претставува најмалата промена на аголно поместување кое може сензорот да го детектира. Оваа величина е најчесто изразена во бити или број на чекори по еден вртеж.

- **Линеарност:**

Линеарноста на еден сензор претставува колку конзистентно може излезот на сензорот да го следи физичкото аголно поместување, преку целиот мерен опсег. Недоволна линеарност може да ги усложни алгоритмите за управување и да го деградира перформансот на системот.

- **Робусност на околината:**

Околината на едно возило може да биде екстремно сурова за сензорите и актуаторите кои се присутни во истото возило. Имено, сензорите кои се лоцирани во близина на моторот или системот за издувни гасови се соочуваат со амбиентални температури кои може да достигнат до 150°C. Оние сензори кои се прицврстени на шасијата или компоненти за суспензија се директно изложени на: влага, масло, патна сол, прашина, чакал. Понатаму, механички шокови и вибрации може да бидат критични за работата на еден сензор, а истите се сеприсутни во рамките на едно возило. Овие услови може да придонесат до оштетување на деликатни компоненти или деградација во перформансите на сензорот. Според тоа, може да се заклучи дека сензорите и актуаторите кои се користат во рамките на едно возило мора да бидат робусни на вакви околиински услови за да се гарантира нивна доверлива работа. Со цел да се постигне оваа робусност, производителите користат издржливи материјали, заштитни кукишта или посебни дизајни при проектирање на сензорите или актуаторите.

- **Функционална сигурност:**

Голем дел од сензорите и актуаторите што се користат во едно возило се дел од сигурносно-критични системи. Вакви системи може да бидат системите за кочење, управување насока и давање на погон. Дефект кај било која од овие компоненти може да биде критичен за работата на овие системи и при тоа да доведе до загрозување на човечки животи. За таа цел постојат стандарди (ISO 26262) за функционална сигурност кои ќе ја гарантираат сигурноста на овие системи или веројатноста за

дефект ќе ја сведат на минимум. Клучни стратегии за да се постигнат овие цели може да бидат примена на редундантност или самодијагностика. На тој начин, сензорот не е веќе пасивен елемент кој само дава мерна информација туку истиот може да биде компонента со интелигенција кој свесно работи во рамките на сигурносната архитектура на едно возило.

- **Електромагнетна компатибилност:**

Околината на едно возило е екстремно подложна на електромагнетен шум. Овие услови се особено присутни кај електричните автомобили кои имплементираат енергетска електроника со високи моќности. Електричните мотори, инвертерите и енергетските кабли со високи струи создаваат електромагнетни полиња со висок интензитет кои може да влијаат на нормалната работа на некои сензори кои се базирани на магнетно поле. Поради тоа, технологијата на индуктивни сензори зема голем замав кај електричните автомобили поради нивната можност да понудат робусни механизми за компензација на овие влијанија.

Автомобилската индустрија користи широка палета на сензори за мерење на аголна позиција, каде секој се карактеризира со свои предности и недостатоци во зависност од примената. Изборот за типот на сензорот кој ќе биде применет најчесто претставува компромис помеѓу перформансот на сензорот, цената, робусноста на околината, итн. Со бавната но сигурна еволуција на автомобилската индустрија кон пософистицирани технологии, се појавуваат нови решенија за сензори за мерење на аголна позиција кои ги подобруваат старите принципи на работа или применуваат комплетно нови. Од оваа палета на сензори може да бидат издвоени [5, 6, 11, 17, 22, 23]:

- **Потенциометар:**

Потенциометарот претставува една од најстарите форми на мерење на аголна позиција. Неговата работа се базира на проводнички лизгач кој лизга по површината на отпорнички елемент. Овој распоред на лизгачот и отпорничкиот елемент овозможува да се формира променлив напонски делител чиј излезен напон е директно пропорционален на аголната позиција. Излезниот напон е во константен сооднос (ratiometric) со напонот на напојувањето што придонесува излезните мерења да не зависат од промените во напонот на напојување.

Главните предности на овој сензор за мерење на аголна позиција е ниската цена, зрелоста на технологијата и отпорноста на променливи амбиентални температури. Поради тоа, овој сензор бил примарен избор кај постарите автомобили и наоѓал примена кај позиционирање на педалата за гас [11]. Сепак, принципот на работа на овој сензор зависи од физичкиот контакт помеѓу лизгачот (роторот) и отпорничкиот елемент (статорот). Овој физички контакт доведува до константно триење помеѓу обата елементи, а со тоа може да се заклучи дека е неизбежна механичката дотраеност, особено во околини со високи вибрации. Оваа механичка дотраеност се влошува со текот на времето и доведува до појава на шум во сигналот, а на крајот и до комплетно оштетување на сензорот. Понатаму, потенциометрите се екстремно ранливи на контаминација како прашина, влага и масло кои можат да влијаат на контактот помеѓу лизгачот и отпорникот, а со тоа и да влијаат на излезниот сигнал. Овие сензори се карактеризираат со ниска до средна точност, а истата зависи од софистицираноста на дизајнот.

- **Халов сензор:**

Овој тип на сензори се едни од најшироко користените сензори за мерење на аголна позиција во автомобилската индустрија кај автомобилите со мотори со внатрешно согорување. Нивниот принцип на работа се базира врз основа на Халовиот ефект откриен од страна на Едвин Хал во 1879г. Имено, Едвин Хал го воочил овој феномен кога метална плоча, низ која тече електрична струја, ја изложил заемно нормално на магнетно поле. Тој забележал дека како резултат на магнетното поле се појавил напон на краевите од плочата, заемно нормално на векторот на струјата. При тоа овој напон бил директно пропорционален на интензитетот на магнетното поле. Предноста која ја нудат овој тип на сензори е фактот што тие можат да работат без никаков физички контакт помеѓу статорот и роторот на сензорот. Ова претставува значително подобрување во однос на потенциометарот така што се оневозможува ефектот на механичка дотраеност, што резултира со доверлив и долготраен век на работа. Понатаму, овој тип на сензори се интринзично имуни на контаминација од надворешната околина како влага, масло и прашина. Истите се карактеризираат со висока имуност на вибрации и можат да постигнат релативно ниска цена за изработка што ја оправдува нивната широка примена во автомобилската индустрија [24].

Овие сензори се карактеризираат со средно ниво на точност, но точноста може да биде загрозувана од флукуации на амбиенталната температура кои може да влијаат на материјалните карактеристики на магнетот или Халовиот елемент. Понатаму, клучен недостаток на овие сензори е тоа што тие подлежат на влијанија на надворешни магнетни полиња. Имено, работата на овие сензори е базирана на променлив вектор на константно магнетно поле. Доколку интензитетот на ова магнетно поле подлежи на надворешни магнетни влијанија тогаш точноста на мерењето ќе биде загрозувана. Овој недостаток е една од главните причини поради кој овој сензор сè помалку се употребува во модерните автомобили. Имено, модерните електрични автомобили се карактеризираат со екстремни услови на електромагнетни влијанија од страна на енергетските модули и истите ја оневозможуваат применливоста на овој сензор.

- **Магнето-отпорнички сензор:**

Магнето-отпорничките сензори се слични на Халовите сензори со тоа што нивната реакција на присуство на магнетно поле е преку промена на отпорноста на посебни полупроводнички материјали, а со тоа можат да постигнат и значително поголема чувствителност [5]. Во зависност од начинот на изработка и принципот на работа постојат: анизотропни (Anisotropic Magnetoresistance (AMR)), џиновски (Giant Magnetoresistance (GMR)) и тунелирачки (Tunneling Magnetoresistance (TMR)) магнето-отпорнички сензори. Поради сличниот принцип на работа, овие сензори имаат слични карактеристики како Халовиот сензор со тоа што истите можат да достигнат повисока точност во мерењето, а како резултат на софистицираноста на технологијата можат да бидат и поскапи по однос на цената [23]. Нивниот главен недостаток за примена кај електричните автомобили е фактот што подлежат на надворешни електромагнетни влијанија.

- **Енкодер:**

Оптичкиот енкодер наоѓа широка примена во индустријата на автоматизација и роботика, но неговата примена во автомобилската индустрија е ограничена. Исто како Халовиот и магнето-отпорничкиот сензор, енкодерот се карактеризира со бесконтак-

тна природа помеѓу роторот и статорот. Енкодерите искористуваат оптички сигнал и ротирачки диск со посебна рефлектирачка/транспарентна шара така што аголното движење го претвораат во низа од бити за да се добие апсолутна аголна позиција или низа од импулси за да се добие релативна аголна позиција [14]. Ваквиот принцип на работа на овој сензор овозможува да се достигне висока резолуција и точност при мерење на аголната позиција. Поради оптичката природа на сензорот, овој тип на сензори се карактеризираат со комплетна имуност на надворешни електромагнетни влијанија [14]. Истовремено, поради дигиталната природа на сензорот истиот може да демонстрира висока имуност на променливи температури.

Сепак, нивниот деликатен начин на изработка е истовремено и клучниот недостаток за нивна примена во автомобилската индустрија. Имено, ротирачкиот диск на енкодерот е најчесто изработен од пластика или стакло што го прави ранлив на механички шокови и вибрации. Понатаму, оптичката природа на сензорот го прави истиот да биде подложен на контаминација како резултат на ограничена видливост, предизвикана од страна на прашина, масло или влага. Како резултат на тоа, овој тип на сензори можат да се применат само во чиста и заштитена околина во рамките на едно возило, како што е воланскиот систем.

- **Резолвер:**

Резолверот припаѓа на истата категорија на магнетни сензори на која припаѓаат и Халовиот и магнето-отпорничкиот сензор. Сепак, за разлика од нив каде магнетното поле е константно и генерирано од перманентен магнет, резолверот генерира временски-променливо магнетно поле возбуждено од страна на електрична струја која протекува низ калем. Резолверот работи на обратен принцип од електричниот мотор [14]. Тој е составен од статор и ротор каде се прицврстени два пасивни и еден активен калем соодветно. Пасивните калем се прицврстени со заемно радијално аголно поместување од 90° . Активниот калем на роторот се возбуждува со помош на осцилирачки сигнал на определена фреквенција, а зависно од неговата аголна поставеност во пасивните калем се индуцира електромоторна сила. Како резултат на тоа, овие сензори може да се сретнат во литературата под категоријата индуктивни сензори [17]. Амплитудата на оваа индуцирана електромоторна сила е директно зависна од аголната позиција на активниот калем. Резолверот може да се сретне и под терминот „синхро“ доколку истиот содржи 3 пасивни калем со заемно аголно поместување од 120° .

Во индустријата, дополнително може да се сретне и друг тип на резолвер кој се нарекува „резолвер со променлива релуктанса“. Кај овој тип на резолвер, активните и пасивните калем се наоѓаат на страната на статорот. Од друга страна, роторот е изработен од спроводлив материјал кој има радијално променлива специфична геометриска форма [25–27]. Активниот калем генерира магнетно поле кое индуцира виорни струи во самиот ротор. Овие виорни струи генерираат магнетно поле кое се спротивставува на примарното. Со промена на аголната позиција на роторот, резултантното магнетно поле во резолверот ќе се менува како резултат на променливата геометриска форма на роторот. Оваа промена на резултантното магнетно поле се детектира преку пасивните калем и соодветни се добива мерна информација за аголната позиција на роторот.

Резолверите се карактеризираат со средна до висока точност на мерење, во зависност

од начинот на изработка. Овој тип на сензори се карактеризираат со висока робусност и истите се неприкосновени кога е во прашање имуноста на контаминација, механички шокови, вибрации или променливи/непогодни температури. За нивната робусност дополнително придонесува и гломазната конструкција која истовремено претставува и голем недостаток кој придонесува кон повисока цена и неможност за прицврстување во мали простори. Поради нивната робусност, овие сензори може да бидат сретнати во автомобилската индустрија, но нивен главен недостаток е високата цена.

- **Индуктивен сензор:**

Појавата на индуктивниот сензор, имплементиран на електронско печатено коло, е директен резултат на стремежот на компаниите да бидат во тек со постојаната технолошка еволуција на автомобилската индустрија. Имено, голем дел од компаниите го претставуваат неговиот дизајн дека е директно наменет за пазарот на електрични автомобили, но сепак истиот може да најде примена и кај друг тип на возила кои користат електричен погон [15, 16]. Појавата на овој сензор е директен резултат на обидот да се проектира сензор кој ќе ги задоволи екстремните побарувања на околината на еден електричен автомобил, а притоа ќе се добие задоволителна точност, висока имуност на електромагнетен шум и ниска цена [18].

Принципот на работа на индуктивните сензори е сличен на принципот на работа на резолверот со променлива релуктанса. Овие сензори исто така имаат активни калеми кои генерираат променливо електромагнетно поле и истото се детектира од страна на пасивни калеми [17]. Напротив, за резолверот може да се каже дека исто така е од индуктивен тип, бидејќи активниот калем индуцира електромоторна сила во пасивните калеми. За разлика од резолверот, калемите на индуктивниот сензор најчесто се имплементирани во планарна форма на електронско печатено коло така што се овозможува значително намалување на големината на сензорот. Дополнително, роторот на индуктивниот сензор исто така се карактеризира со специфична геометриска форма која, за разлика од резолверот, најчесто е изработена во планарна форма. Оваа имплементација овозможува да се искористат придобивките на резолверот, без да се наследат неговите недостатоци како висока цена и гломазност. Понатаму, некои имплементации на овој тип на сензори може да се сретнат без присуство на пасивни калеми така што активниот калем претставува извор на електромагнетно поле, а истовремено истиот претставува и сетилен елемент.

Постојат различни имплементации на овој сензор кои се базирани на различен принцип на работа [1, 15, 16, 20, 28–53]. Сепак, тоа што е заедничко за сите овие сензори е фактот дека сите имаат активен планарен калем кој генерира временски-променливо магнетно поле и пасивен планарен калем кој го детектира променливото магнетно поле, сите изведени на самиот статор од сензорот. Понатаму, сите овие сензори користат ротор изработен од проводлив материјал кој има специфична геометриска форма. Магнетното поле, генерирано од активниот калем, индуцира виорни струи во роторот на сензорот и при тоа интензитетот на овие виорни струи се менува во зависност од аголното поместување на роторот, како резултат на неговата радијално променлива геометриска форма. Промената на интензитетот на овие виорни струи го менува резултантното магнетно поле на сензорот така што истото потоа се детектира од страна на пасивниот калем, а индиректно преку неа се мери и аголното

поместување на самиот ротор од сензорот. Во некои изведби на сензорот, активниот и пасивниот калем може да бидат имплементирани од еден ист калем [29, 53] или истите да бидат повеќе на број.

Овој тип на сензори најчесто се карактеризираат со средно ниво на точност и истите демонстрираат висока имуност на механички шокови и вибрации [18]. Понатаму, поради индуктивната бесконтактна природа на сензорот, истиот се карактеризира со висока имуност на контаминација од прашина, масло, влага и др. Сензорот е имун на променливи амбиентални температури и се карактеризира со висока имуност на електромагнетен шум. Имено, поради тоа што овој тип на сензори работат со значително повисоки фреквенции на магнетни полиња, нискофреквентните надворешни електромагнетни влијанија може лесно да се елиминираат во самиот дизајн на сензорот. Овој тип на сензори најчесто се имплементирани на електронско печатено коло, технологија на производство која е широко достапна и мошне економична. Па затоа, овие сензори можат да постигнат прилично ниски цени како резултат на евтиниот процес за нивна изработка.

Историски гледано, пишани извори за сензор за мерење на аголна позиција, кој работи на истиот принцип според кој работат модерните индуктивни сензори, може да се најдат уште во 1968г. во патент издаден од Американска агенција за патенти [54]. Претставениот сензор користи два обични калеми, намотани во 3Д простор, и истите се обвиеени со ротирачки шуплив проводлив цилиндер кој содржи мал отвор за да создаде радијална асиметрија. Поради радијалната асиметрија на цилиндерот, при негова ротација се менува векторот на резултантното магнетно поле во сензорот и таа промена може да се искористи за мерење на аголната позиција. Сличен сензор кој исто така користи обични калеми е претставен во Британски патент под сопствеништво на компанијата Роберт Бош, издаден во 1981г [55]. Сензорот користи два калема околу кои ротира планарен проводлив елемент изработен со специфична геометриска форма. Според истиот принцип како и кај претходниот сензор, мерењето на аголната позиција се реализира преку промената на електричните величини на калемите, како резултат на аголното поместување на планарниот елемент.

Претходно наведените сензори не користат планарни калеми и поради тоа не може да се споредуваат со модерните индуктивни сензори. Причината за тоа е бидејќи обично намотаните калеми драстично ја зголемуваат цената на сензорот. Најраниот пишан извор кој експлицитно претставува индуктивен сензор за мерење на аголна позиција и истиот имплементира планарно намотани калеми е претставен во американски патент издаден во март 1985г. под името „Rotary Position Sensors Employing Planar Coils“ [40]. Претставениот сензор работи според принципот на работа според кој работат модерните индуктивни сензори. Имено тој искористува активни и пасивни планарни калеми кои се заемно индуктивно спрегнати преку проводлив ротирачки елемент изработен од специфична геометриска форма. Како резултат на промената на аголната позиција на роторот се мери променлив напонски сигнал, индуциран во пасивните калеми, кој соодветствува на точната аголна позиција. Понатаму, механизам кој функционира на сличен принцип како индуктивниот сензор за мерење на аголна позиција е опишан во европски патент издаден во октомври 1985г [56]. Во мал дел од патентот е опишан механизам за следење на аголно поместување, кој искористува активни и пасивни планарни калеми кои се заемно индуктивно спрегнати преку мал ротирачки проводлив елемент. Издадениот патент е под

наслов „Position sensing apparatus“ и истиот претставува механизам за следење на позиција на проводлив елемент во рамнина. Примената на механизмот воглавно е наменета за екрани кои работат со пенкало и истата не е директно поврзана со сензори за мерење на аголна позиција. Сепак, во рамките на патентот се споменува дополнителен механизам кој може да следи радијално поместување и работи според истиот принцип како модерните индуктивни сензори. Иако во патентот не е детално опишан механизмот за конкретна намена за мерење на аголна позиција, патентот може да се смета како значаен поради тоа што може да се најде како цитат во понатамошните патенти издадени за индуктивни сензори за мерење на аголна позиција.

Претходно изложените патенти не опишуваат конкретни детали околу формата и начинот на намотување на пасивните калемии. Поради тоа што овој детал е клучен за некои модерни изведби на индуктивниот сензор за мерење на аголна позиција, за значаен придонес може да се смета и Американски патент издаден во октомври 1985г со наслов „Position and Speed Sensors“ [41]. Издадениот патент е од особено значење бидејќи претставува индуктивен сензор за мерење на аголна позиција кој имплементира планарни калемии намотани во специфична геометриска форма. Имено, патентот претставува два пасивни калемии кои се намотани во синусоидна форма и истите се изведени со заемно поместување кое ќе овозможи електричен сигнал со конкретно фазно поместување. Понатаму, секоја од намотките на калемот се просторно распределени и бифиларно намотани со цел да се елиминираат надворешни електромагнетни влијанија. Овој принцип на изведба може да се сретне во многу понатамошни изведби на индуктивниот сензор за мерење на аголна позиција каде што единствениот фактор на варијација е геометриската форма на намотување кај пасивните намотки.

Според достапните изведби на индуктивните сензори за мерење на аголна позиција [1, 15, 16, 20, 28–53], може да се направи нивна поделба на категории врз основа на некои основни карактеристики за принципот според кој работат истите. Имено, индуктивните сензори за мерење на аголна позиција може да бидат поделени на:

- **Сензори без пасивни калемии**

Овој тип на сензори не содржат пасивни калемии, односно изворот на енергија и сетилниот елемент се претставени од еден ист калем. Сензорот е составен од статор, на кој се изведени два или повеќе калемии заедно со електричните кола, и ротор кој е изработен од проводлив материјал изработен во специфична геометриска форма [28, 53]. Статорот и роторот се поставени паралелно, еден над друг. Секој од калемите се радијално распределени на статорот и генерираат временски-променливо магнетно поле. Под нив, додека ротира роторот, се индуцираат виорни струи кои генерираат спротивставено магнетно поле. Во зависност од радијално променливата геометриска форма на роторот, резултантното магнетно поле кај секој од калемите ќе се менува во зависност од аголното поместување на роторот. Соодветно, аголната позиција може да се определи врз основа на промената на индуктивноста на секој од калемите. Оваа променлива индуктивност кај калемите може да се детектира преку мерење на падот на напонот, фазното поместување или фреквенцијата на осцилации кај LC резонантните кола [53]. Овој тип на сензори може да се сретнат со имплементација на форсирани или автономни осцилатори:

- **Сензори со форсирани осцилатори**

Сензорите кои се имплементирани со помош на форсирани осцилатори, гене-

рираат временски-променливо магнетно поле со константна фреквенција [53]. Имено, секој од калемите кои се дел од сопствени LC резонантни кола, се возбудуваат со наизменичен сигнал добиен од посебен форсиран осцилатор кој осцилира со константна фреквенција. При тоа, при промената на индуктивноста на калемите, како резултат на ротација на роторот, се мери промената на падот на напонот или промената во фазното поместување кои се јавуваат кај LC резонантното коло. Потоа, врз основа на овие променливи сигнали соодветно се добива мерената аголна позиција.

- **Сензори со автономни осцилатори**

Сензорите кои се имплементирани со помош на автономни осцилатори генерираат временски-променливо магнетно поле со променлива фреквенција. Имено, секој од калемите припаѓаат на сопствени LC резонантни кола кои се дел од индивидуални автономни LC осцилатори. Соодветно, при промената на индуктивноста на калемите, како резултат на ротација кај роторот, се менува и фреквенцијата на осцилации кај самиот автономен осцилатор. Последователно, мерената аголна позиција на роторот може да се добие преку промената на фреквенцијата на осцилации кај секој од автономните осцилатори.

Во индустријата постои само една компанија која ги произведува овој тип на сензори и истите се изведени само со форсирани осцилатори. Имено, се работи за јапонската компанија Sumida.

- **Сензори со пасивни калемии**

Овој тип на сензори се најшироко распространети во индустријата и науката, достапни преку низа патенти и трудови [1, 15, 16, 30, 33–52]. Сензорот најчесто е составен од статор, на кој се изведени активни и пасивни планарни калемии, и ротор кој е изработен од проводлив материјал и има специфична геометриска форма. Принципот на работа најчесто е базиран на еден активен калем и два или повеќе пасивни калемии. Активниот калем е возбудуван од наизменичен извор на енергија и истиот генерира временски-променливо магнетно поле. Под активниот калем се наоѓа роторот во кој се индуцираат виорни струи. Овие виорни струи го менуваат резултатното магнетно поле помеѓу роторот и статорот како резултат на специфичната геометриска форма на роторот. Последователно, овие промени се детектираат од страна на пасивни калемии кои се намотани во специфична геометриска форма. Како резултат на конкретниот дизајн на пасивните калемии, индуцираната електромоторна сила се менува според определен закон во зависност од аголното поместување на роторот. Последователно, аголната позиција може да се измери врз основа на индуцираната електромоторна сила во пасивните калемии. Активниот калем кај овој тип на сензори го претставува изворот на енергија, а пасивните калемии го претставуваат сетилниот елемент. Постојат неколку компании на пазарот кои произведуваат ваков тип на сензори како: Zettlex, Electricfil, Forvia (Hella), итн.

- **Енкодерски**

Не постојат многу пишани извори во литературата кои го опишуваат овој тип на индуктивен сензор. Сензорот функционира слично на тоа како функционираат оптичките енкодери, но истиот го искористува индуктивниот принцип на работа. Имено, во литературата може да се најде само еден пишан извор кој претставува изведба на

ваков тип на сензор и истиот е имплементиран од германскиот истражувачки центар „Collaborative Research Center 562 - Robotic Systems for Handling and Assembly“ [57].

Сензорот има бесконтактна природа и истиот е составен од ротор и статор. Површината на роторот содржи радијално распространета бинарна шара од проводливи индивидуални елементи кои се еквидистантно поставени. Понатаму, на статорот се наоѓа калем чија големина е споредлива со еден индивидуален елемент од бинарната шара на роторот. Статорот и роторот на сензорот се паралелно позиционирани еден над друг, така што калемот е директно поставен над индивидуалните елементи од бинарната шара. Калемот на роторот се возбужда со наизменичен сигнал кој генерира временски-променливо магнетно поле, а роторот ротира под него. При ротација на роторот, магнетното поле од калемот се соочува со присуство и отсуство на проводлив индивидуален елемент така што резултантното магнетно поле се менува, а со тоа и индуктивноста на калемот. Оваа напоредна промена во резултантното магнетно поле може да се детектира како низа од импулси кои соодветствуваат на толкаво аголно поместување колку што е радијалната големина на индивидуалните елементи. Активниот калем кај овој тип на сензори го претставува истовремено сетилниот елемент и изворот на енергија. Главен недостаток на овој тип на сензори е максималната резолуција којашто може да се постигне. Имено, со цел да се постигне висока резолуција, потребно е секој од идеалните елементи да бидат со помала големина и погуста распространетост. Од друга страна, оваа мала големина на индивидуалните елементи побарува истовремено калемот да биде изведен со помала големина. На тој начин, поголема резолуција на сензорот подразбира минијатуризација на дел од неговите компоненти, а истиот процес може да претставува голем предизвик при изработка на сензорот за масивно производство. Поради тоа овој сензор може да се сретне само во рамките на истражувањето, но не и на пазарот на сензори.

Малку различна имплементација на сензор кој може да се вметне во категоријата на енкодерски индуктивни сензори може да се сретне во американски патент издаден во јануари 1984г [58]. Патентот претставува низа од пасивни планарни калемии распространети по површина врз која треба да се мери позиција. Над секој од пасивните калемите се движи активен калем кој индуцира електромоторна сила во нив. Позицијата може да се мери врз основа тоа во кој пасивен калем е индуцирана електромоторна сила. Овој тип на сензори се соочуваат со истите предизвици изложени претходно и поради тоа не постои негова изведба на пазарот.

Пристапот на мерење на аголна позиција кај бесконтактните сензори најчесто се реализира преку кондиционирање на излезните сигнали. Еден од најчесто користените пристапи во проектирањето на бесконтактните сензори за мерење на аголна позиција е да се добие таков дизајн на сензорот така што излезните сигнали ќе следат синусоидна математичка функција со определено фазно поместување [5, 14, 24, 25]. Имено, еден таков пример е сензорот да користи два сетилни елементи кои ќе даваат излезни сигнали кои ќе се однесуваат според синусен и косинусен закон во зависност од промената на аголната позиција. Според тоа, доколку се побара аркус-тангенс функција од соодносот на двата сигнала би можело да се добие посакуваната аголна позиција. Овие излезни сигнали може да бидат претставени преку амплитуда на напон, фаза, фреквенција, итн. Понатаму, постојат сензори за мерење на аголна позиција кои користат три сетилни елементи така што излезните сигнали се однесуваат според синусен закон во зависност од аголната позиција и истите

имаат заемно фазно поместување од 120° . За да се добие аголната позиција од овие три сигнали се применува Кларкова трансформација [59] така што ќе се добие синусен и косинусен сигнал кој ќе зависи од аголната позиција. Оттука може да се примени аркус-тангенс функција за да се определи посакуваната аголна позиција. Процесот на добивање на аголната позиција кај овие пристапи најчесто вклучува примена на Analog-to-Digital (AD) преобразувачи и табели на пребарување (Lookup table) [60–62]. Сепак, поради фактот што овој пристап вклучува AD преобразувач истиот може да придонесе кон повисока цена, комплексност и поголема побарувачка на меморија. Како резултат на тоа постојат и други посоефицирани методи кои може да се применуваат за процесирање на излезни сигнали, кои се однесуваат според синусен/косинусен закон, и истите може да даваат супериорни резултати во однос на стандардниот пристап [63].

Анализирајќи ја достапната литература за индуктивни сензори за мерење на аголна позиција кои се имплементирани без пасивни намотки и при тоа користат автономни осцилатори, возможно беше да се најде само еден достапен пишан извор [29]. Имено, се работи за индуктивен сензор кој е наменет за мерење на аголна позиција во екстремни услови на ниски температури кај криогени комори. Сензорот искористува четири калемии кои се придружени со четири автономни осцилатори чија фреквенција на осцилации се менува во зависност од аголната позиција на роторот. Роторот е изработен од проведен материјал со специфична геометриска форма така што истиот има радијално продупчен отвор. Како резултат на ротацијата на роторот, овој отвор минува покрај секој од четирите калемии и соодветно предизвикува промена во нивната индуктивност. Сепак, добиените променливи сигнали за фреквенциите на секој од осцилаторите немаат очигледна форма која може да се поистовети со постоечка математичка функција. Понатаму, изворот не опишува математички израз според кој се добива мерената аголна позиција. Дополнително, секој од автономните осцилатори се временски мултиплексирани и се вклучуваат индивидуално во поделени временски периоди. Ова временско мултиплексирање вметнува дополнително доцнење во мерењето поради тоа што е потребно определено време на чекање додека секој од осцилаторите влезе во стационарен режим. Како резултат на овие недостатоци, може да се заклучи дека сензорот е неприменлив за автомобилската индустрија. Според тоа, може да биде воочено дека постои потенцијал за развој на ваков тип на сензори кои можат да се применуваат во автомобилската индустрија поради фактот дека не постои патент или производ имплементиран според овој дизајн.

2.1.2 Електрични осцилатори: типови, засилувачки компоненти, конфигурација и моделирање

Еден од составните делови на предвидениот сензор се електричните осцилатори. Со помош на еден или повеќе електрични осцилатори се генерираат сигнали кои подлежат на промени во зависност од аголното поместување, а преку истите промени може да биде измерена истоимената величина.

Електричните осцилатори претставуваат основни компоненти за развој на напредни технологии во областа на електрониката [64–76]. Тие имаат намена да генерираат периодични осцилирачки сигнали под дејство на константен извор на енергија, а овие сигнали наоѓаат широка примена како: референтни временски сигнали, носечки бранови, извори на временски такт, извори на електромагнетни бранови, итн. Електричните осцилатори наоѓаат широка примена во мноштво индустрии како: телекомуникации, дигитални

системи, автомобилска индустрија, медицински уреди, мерење, индустриско управување, електроника за широка потрошувачка, вселенска и воена индустрија.

Во областа на индустриското управување, електричните осцилатори наоѓаат примена во генерирање на енергетски наизменични сигнали со различни фреквенции, а исто така се користат и за генерирање на временски такт сигнали. Тие наоѓаат примена во управување на брзината на електричните мотори, генерирање на наизменичен електричен сигнал кај енергетски инвертери, прецизно временско управување во системи од областа на индустриска автоматизација, итн.

Во областа на телекомуникациите, електричните осцилатори воглавно се применуваат во генерирање на комуникациски сигнали кои се користат за пренос на информации. Овие сигнали може да бидат пренесувани преку различни медиуми за пренос, во категоријата на насочени медиуми како бакарна жица и оптичко влакно, или безжични медиуми како радио бранови. Според тоа, електричниот осцилатор во областа на телекомуникации може да биде сретнат во различни технологии како: ви-фи (Wireless Fidelity (Wi-Fi)) модули, блутут (Bluetooth) уреди, безжични телекомуникациски уреди, итн.

Во областа на дигиталните системи, електричните осцилатори се користат како главен извор на временски такт сигнал кој ја овозможува работата на микропроцесорите, микроуправувачите и други електронски дигитални компоненти. Овој временски сигнал овозможува навремено извршување на инструкциите и соодветно влијае на целокупната работа и ефикасност на дигиталната електронска компонента.

Во областа на мерењето, електричните осцилатори може да се користат како извор на наизменичен сигнал за генерирање на електромагнетни бранови или временски такт сигнали. Истите можат да бидат искористени во широка палета на сензори како: индуктивен сензор за близина, ултразвучен сензор за поместување, Global Positioning System (GPS) сензор, и други индуктивни или капацитивни сензори за мерење на линеарно или аголно поместување.

Во областа на автомобилската индустрија, електричните осцилатори имаат слична примена како и во областа на мерењето и индустриското управување. Истите може да бидат искористени во различни сензори и системи за помош при возењето како: сензори за мерење на поместување, Radio Detection and Ranging (RADAR) и Light Detection and Ranging (LIDAR) системи. Од друга страна, електричните осцилатори наоѓаат широка примена и кај електричните возила во делот на енергетска електроника како: полначи, Battery Management System (BMS) системи, електрични погони, безжично полнење итн.

Осцилаторот, како концепт, е темелно истражена област од страна на теоријата на нелинеарни динамички системи и мноштво електрични осцилатори може да бидат опишани со помош на стабилен граничен круг [77]. Според тоа, голем дел од осцилаторите може да се претстават со помош на систем од нелинеарни диференцијални равенки и истите да бидат анализирани според тамошниот модел. Овој пристап на нелинеарна анализа е широко применет кај голема палета на електрични осцилатори каде се анализира нивната динамика од нелинеарен карактер. Имено, широка палета на истражувања кои опфаќаат нелинеарна анализа на познати LC осцилатори, каде се анализира нивната нелинеарна динамика и стремеж кон хаос, во зависност од параметрите на електричното коло [78–83]. Воедно, истите истражувања ги опфаќаат нивните бифуркациони дијаграми, различни траектории кои водат кон хаос и класификација на различни стационарни режими на работа.

Сепак, во областа на електрониката, нелинеарниот пристап значително го усложнува

процесот на моделирање, симулација и анализа на електричните осцилатори, па според тоа инженерите од секогаш се стремеле кон развој на линеарен пристап кој ќе го поедностави процесот на анализа, а воедно ќе дава и задоволителни резултати во поголемиот дел од случаевите. Имено, при анализа на електричните осцилатори од инженерски аспект, најзначајно е да се определи модел за фреквенцијата на самоодржливи осцилации и условот за појава на самоодржливи осцилации. Уште во 1921 година германскиот физичар Хајнрих Баркхаузен формулирал конкретен математички услов кај линеарните електрични кола со повратна врска кој треба да биде исполнет за да постојат самоодржливи осцилации [68,76]. Овој услов уште се нарекува критериум на Баркхаузен и според него, за да постојат самоодржливи осцилации, потребно е вкупното засилување во системот околу повратната врска да биде со вредност 1, а фазното поместување да биде $2n\pi$ каде $n \in N_0$. Дополнително, фреквенцијата на самоодржливи осцилации во стационарен режим кај овие линеарни електрични кола со повратна врска ќе биде определена од страна на фреквентно-селективна мрежа (frequency-determining network). Оваа фреквентно-селективна мрежа претставува множество од електрични елементи и најчесто е сочинета од отпорници и кондензатори (SMD), калем и кондензатори (LC) или пиезоелектричен кристал, кои се однесуваат како филтер со пропусен опсег. Примарната функција на ова множество на елементи е да ја пренесува и засилува посакуваната фреквенција која ја определува фреквенцијата на осцилации на самиот осцилатор. Критериумот на Баркхаузен се заснова на линеарна апроксимација, спротивно на фактот дека сите електрични осцилатори се од нелинеарна природа. Според тоа, нужно е да се напомене дека критериумот на Баркхаузен е задолжителен услов за да се појават самоодржливи осцилации, но не и единствен услов [81,84–87]. Овој факт може детално да биде потврден од страна на нелинеарната анализа на електричните осцилатори, спомената погоре. Според тоа, може да биде заклучено дека овој факт треба да биде земен предвид во практичната примена на критериумот на Баркхаузен при проектирање на електрични осцилатори.

Постојат повеќе типови на електрични осцилатори кои наоѓаат различна примена во областа на електрониката. Истите можат да бидат поделени според начинот на работа и низа други карактеристики [64–76]:

- **Хармониски (линеарни) осцилатори:**

Хармониските осцилатори, исто така познати како линеарни осцилатори, се одликуваат со способност да генерираат периодичен синусоиден (или приближно синусоиден) излезен сигнал. Нивната работа се темели на електронски засилувач поврзан во повратна врска со фреквентно-селективна мрежа или резонатор. Имено, засилувачот преку повратната врска ги побудува осцилациите во резонантното коло кои конвергираат кон синусоида со единствена стабилна фреквенција. Понатаму, засилувачот има задача да ги одржи осцилациите така што ќе ги компензира загубите на енергија кои постојат во резонантното коло. Овие загуби на енергија постојат како резултат на отпорнички или електромагнетни загуби во пасивните компоненти на резонантното коло кои резултираат со придушени осцилации. Како избор за фреквентно-селективна мрежа или резонатор најчесто се применува LC резонантно коло или пиезоелектричен кристал (резонатор), и истите придонесуваат за прецизно определување на фреквенцијата на осцилации кај осцилаторот. Овој пристап овозможува да се проектираат осцилатори со стабилна и чиста фреквенција на осцилации применливи во случаи каде е потребен прецизен и стабилен сигнал.

- **SMD осцилатори:**
Фреквентно-селективната мрежа кај SMD осцилаторите е составена од отпорнички (R) и капацитивен (C) елемент. Овие осцилатори најчесто се користат за генерирање на периодични сигнали со ниски фреквенции (20 Hz до 20 KHz) и истите се карактеризираат со лесен дизајн од аспект на цена и достапност на компоненти. Најголем недостаток на овие осцилатори е нивната послаба фреквенциска стабилност во споредба со LC осцилаторите, која е резултат на променливите карактеристики на отпорниците и кондензаторите предизвикани од варијабилни температури. Карактеристични осцилатори од овој тип се: осцилатор со фазно поместување и осцилатор со Винов мост.
- **LC осцилатори:**
Фреквентно-селективната мрежа кај LC осцилаторите е составена од индуктивен (L) и капацитивен (C) елемент, односно LC резонантно коло. Овие осцилатори се широко применети во областа на радио-фреквентното инженерство и можат да работат со фреквенции во опсегот од 100 kHz до 100 GHz, со особена примена во случаи кога е потребно променливо нагдување на фреквенцијата на осцилации. Истите се карактеризираат со добри карактеристики на фазен шум, подобра фреквенциска стабилност од SMD осцилаторите, но полоша од осцилаторите со кристал. Карактеристични осцилатори од овој тип се: Хартлиев осцилатор, Колпицов осцилатор, Пирсов осцилатор, Клапов осцилатор.
- **Осцилатори со кристал:**
Фреквенцијата на осцилации кај овие осцилатори е определена од резонатор, односно од пиезоелектричен кристал кој е најчесто изработен од кварц. Овие кристали се однесуваат како многу стабилен механички резонатор кој го искористува пиезоелектричниот ефект за да генерира осцилации со стабилна и прецизно одредена фреквенција. Истите се карактеризираат со подобра фреквенциска стабилност и понизок фазен шум во споредба со SMD и LC осцилаторите.
- **Осцилатори со негативна отпорност:**
Овие осцилатори искористуваат компоненти кои се карактеризираат со негативна електрична отпорност и имаат задача комплетно да ги компензираат отпорничките загуби на резонантното коло (LC коло или кристал). Пример за компоненти со негативна електрична отпорност се магнетрон цевки, тунел диоди, Ган (Gunn) диоди, итн. Овие осцилатори можат да работат со значително повисоки фреквенции во споредба со останатите осцилатори со повратна врска, поради тоа што ги избегнуваат недостатоците на фазното поместување кое постои кај повратната врска. Овие осцилатори најчесто наоѓаат примена во технологии кои користат радиобранови со милиметарска (mm) бранова должина.
- **Релаксациски (нелинеарни) осцилатори:**
Релаксациските осцилатори, исто така познати како нелинеарни осцилатори, се разликуваат од хармониските осцилатори по тоа што генерираат несинусоиден периодичен излезен сигнал како: квадратен бран, пиловиден бран или триаголен бран. Овие кола обично се состојат од елемент за складирање на енергија како што е кондензатор или калем и нелинеарна прекинувачка компонента како лач (latch), шмитов

тригер или елемент со негативна отпорност, поврзани во рамките на повратна врска. Работата на осцилаторот зависи од прекинувачката компонента која периодично го полни елементот за складирање енергија сè додека не достигне одредено ниво на праг, при што брзо го празни истиот. Периодата на осцилации кај осцилаторот најчесто зависи од временската константа на полнење. Спротивно на хармониските осцилатори, кои нудат чист сигнал на осцилации, релаксациските осцилатори најчесто имаат примена поради едноставност и лесно нагдување.

- **Осцилатори со сигнал на пила (sawtooth):**

Овој тип на осцилатори се карактеризираат со периодично бавно полнење на елемент кој складира енергија, за потоа истиот да биде рапидно испразнет. Овој начин на работа резултира во сигнал кој наликува на периодичен растечки „нагиб“.

- **Астабилен мултивибратор:**

Овој тип на осцилатори се карактеризираат со периодично бавно полнење и празнење на еден кондензатор чиј сигнал резултира во растечки и опаѓачки нагиб соодветно. Сигналот на овој осцилатор може да се сретне под називот „триаголен сигнал“ во литературата.

- **Осцилатори базирани на интегрирано коло:**

Овој тип на осцилатори применуваат готови интегрирани кола, како сеопфатно користениот 555 тајмер, за да генерираат квадратен сигнал со променлива фреквенција и работен циклус.

Од горенаведените осцилатори, само хармониските осцилатори овозможуваат чист синусоиден сигнал, а конкретно LC и SMD осцилаторите содржат пасивни компоненти чии вредности можат да бидат менувани во зависност од некоја мерена величина. Овој факт ги прави овие осцилатори особено примамливи во рамките на ова истражување. Имено, тоа подразбира дека фреквенцијата на осцилации, определена од резонантното коло, ќе зависи од индуктивноста на калемот, капацитивноста на кондензаторот или отпорноста на отпорникот. Од тука следува дека променлива индуктивност, капацитивност или отпорност, како резултат на промена на некоја мерена величина, може да резултира во промена на фреквенцијата на осцилации, што ги прави овие осцилатори особено применливи кај сензорите [5, 88, 89]. LC осцилаторите се супериорни во однос на SMD осцилаторите кога е во прашање големината на фреквенцискиот опсег во кој тие можат да работат [64, 68, 76]. Во зависност од тоа како е поврзана засилувачката компонента со LC резонантното коло, може да се определат повеќе типови на LC осцилатори:

- **Колпицов осцилатор:**

Патентиран од страна на Едвин Колпиц во 1918 година. Резонантното коло на овој осцилатор е составено од калем кој е паралелно поврзан со два кондензатора во сервиска врска. Повратната врска на овој осцилатор минува преку капацитивен напонски делител, за разлика од индуктивниот напонски делител кај Хартлиевиот осцилатор. Овој осцилатор се карактеризира со добра фреквенциска стабилност и излезен периодичен сигнал со мала хармониска дисторзија. За разлика од Хартлиевиот осцилатор, овој осцилатор е проблематичен во примена кај осцилатори со променлива фреквенција на осцилации, поради тоа што промената на капацитивноста кај кондензаторите директно влијае на засилувањето на повратната врска.

- **Хартлиев осцилатор:**

Иновирани од страна на Ралф Хартли во 1915 година. Резонантното коло на овој осцилатор е составено од кондензатор кој е паралелно поврзан со два калема во сериска врска или најчесто еден средишно поврзан калем. Резонантното коло е поврзано во 3 точки: двата краја на кондензаторот и средишната точка на сериско поврзаните калеми. Овој осцилатор се карактеризира со едноставен дизајн и неговата фреквенција може да се нагодува преку еден единствен кондензатор, без да влијае на условот за појава на самоодржливи осцилации. Голем недостаток на овој осцилатор може да биде заемната индуктивност помеѓу двата индуктивни елементи која може негативно да влијае на фреквенциската стабилност. Дополнително, овој осцилатор се карактеризира со поголемо количество на странични хармоници во излезниот периодичен сигнал.

- **Клапов осцилатор:**

Клаповиот осцилатор всушност претставува подобрување на Колпицовиот осцилатор со цел да може да се примени истиот кај осцилатори со променлива фреквенција на осцилации. Имено, во Клаповиот осцилатор е додаден уште еден кондензатор во сериска врска со индуктивниот елемент, така што истиот има намена да ја нагодува фреквенцијата на осцилации независно од останатите два кондензатора кои го дефинираат засилувањето во повратната врска. Овој осцилатор може да има и подобра фреквенциска стабилност од Колпицовиот осцилатор во определени случаи кога влијанието на паразитните капацитивности на засилувачката компонента се доволно изразени.

Од горенаведените осцилатори, Колпицовиот осцилатор во поголемиот дел од случаите демонстрира поголем фреквенциски опсег на работа и подобри карактеристики за фазен шум [90–92]. Доколку е потребна подобра фреквенциска стабилност или променливо нагодување на фреквенцијата, тогаш овој осцилатор може да се надопolni со уште еден кондензатор така што ќе се добие Клапов осцилатор.

Засилувачката компонента кај осцилаторот има намена да ја компензира загубената енергија на резонантното коло. Имено, таа има за цел да ги одржува осцилациите и без неа резонантното коло ќе резултира со придушени осцилации. Најчесто користени засилувачки компоненти кај LC осцилаторите се: биполарен транзистор (Bipolar Junction Transistor (BJT)), транзистор со ефект на поле (BJT), операциски засилувач [67, 70, 73]:

- **Биполарен транзистор (BJT):**

Биполарниот транзистор претставува полупроводничка компонента составена од два, еден до друг споени, рп споја. Неговата работа е од биполарна природа, што значи дека обата електрони и празнини учествуваат во процесот на спроводливост. Според тоа, биполарниот транзистор може да се смета како струјно управуван уред каде мала струја I_B инјектирана во неговата база резултира со пропорционално поголема струја I_C низ неговиот колектор и емитер. Според тоа однесувањето на биполарниот транзистор може да се дефинира со неколку клучни параметри: струјно засилување (β или h_{FE}), транскондуктанса (g_m), влезна импеданса, излезна импеданса.

- **Транзистор со ефект на поле (Field-Effect Transistor (FET)):**

Спротивно на биполарниот транзистор, транзисторот со ефект на поле е униполарен

уред што значи дека само електроните или само празнините учествуваат во процесот на спроводливост. Оваа суштинска разлика го прави овој транзистор да се однесува како напонски управуван уред. Имено, променлив напон поврзан на гејтот од транзисторот ќе резултира со променлива спроводливост на каналот помеѓу сорсот и дрејнот така што исходот е променлива струја I_D низ дрејнот. Овој тип на транзистори може да бидат категоризирани како JFET и Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET). Однесувањето на оваа компонента може да се дефинира со помош на следните параметри: транскондуктанса (g_m), влезна импеданса, излезна импеданса.

- **Операциски засилувач:**

Операцискиот засилувач претставува множество од транзистори кои имаат намена да дефинираат засилувачка компонента со бесконечно голема влезна импеданса, бесконечно големо засилување и нулева излезна импеданса.

Операцискиот засилувач се карактеризира со мал фреквенциски опсег и последователно може да се користи само кај осцилатори кои имаат пониски фреквенции на осцилации во опсегот до 1Mhz. Поради тоа, нивната применливост е ограничена во областа на LC осцилаторите. Од друга страна, биполарниот транзистор и транзисторот со ефект на поле наоѓаат широка примена кога е во прашање проектирање на еден LC осцилатор, истите можат да се користат за проектирање на осцилатори со високи фреквенции на осцилации. Имено, биполарниот транзистор се карактеризира со значително поголема транскондуктанса g_m во однос на транзисторот со ефект на поле. Ова е резултат на експоненцијалната зависност помеѓу струјата I_C и напонот V_{BE} , спротивно на квадратната зависност помеѓу струјата I_D и напонот V_{GS} кај транзисторот со ефект на поле. Поради тоа, транскондуктансата на транзисторот со ефект на поле може да биде постабилна во поширок опсег на работни точки. Понатаму, биполарниот транзистор се карактеризира со ниска влезна импеданса поради тоа што влезниот сигнал минува низ директно поларизирана диода. Оваа ниска влезна импеданса го оптоварува LC резонантното коло и го намалува неговиот фактор на квалитет Q , така што резултира во осцилатори со пониска фреквенциска стабилност. Транзисторите со ефект на поле имаат многу висока влезна импеданса, поради тоа што гејтот има многу ниска спроводливост, а последователно тоа резултира со помало оптоварување на LC резонантното коло. Од друга страна, оваа висока влезна импеданса кај транзисторите со ефект на поле придонесува со повисоки вредности на паразитни капацитивности кои можат драстично да варираат во зависност од условите на работа. Поради тоа мора да се внимава при проектирање, кондензаторите на LC резонантното коло да имаат значително поголема капацитивност во однос на паразитните капацитивности на транзисторот. Биполарниот транзистор се карактеризира со значително помали вредности на паразитни капацитивности, но мора да се избегнуваат определени конфигурации на засилување со цел да се избегне Милеровиот ефект. Во продолжение, транзисторот со ефект на поле се карактеризира со поголема енергетска ефикасност како резултат на високата влезна импеданса. Истовремено, неговата примена во електрично коло може да побарува значително помал број на компоненти во случаи кога се применува JFET или JFET со вграден канал (depletion). Сепак, треба да се напомене дека транзисторот со ефект на поле најчесто се произведува со пошироки опсези на фабрички карактеристики кои можат да варираат во зависност од процесот на производство. Овој факт треба да биде земен предвид при проектирање на еден осцилатор со транзистор со ефект на поле со цел

да се избегнат неочекувани исходи. Воглавно, обете компоненти можат да се користат за проектирање на LC осцилатори со високи фреквенции на осцилации, но нивниот избор зависи конкретно од областа на примена.

Во литература [64, 68, 76], достапни се модели за фреквенцијата на самоодржливи осцилации и условот за појава на самоодржливи осцилации, кога се во прашање електричните LC осцилатори. Најчесто овие модели ги земаат предвид идеалните карактеристики на пасивните и активните компоненти на електричниот осцилатор, а поретко може да се сретнат модели кои ја земаат предвид паразитната отпорност на индуктивниот елемент од LC резонантното коло [68, 93].

Еднокракиот Колпицов осцилатор е широко распространет во литературата претставен во повеќе форми, заедно со изразите за фреквенција на самоодржливи осцилации и услов за појава на самоодржливи осцилации. Овој осцилатор може да биде имплементиран со помош на биполарен транзистор (BJT) во конфигурација на: заедничка база [67–69], заеднички емитер [70–72], заеднички колектор [68]. Понатаму, истиот може да биде имплементиран со помош на транзистор со ефект на поле (FET) во конфигурација на: заеднички гејт [64, 68, 74], заеднички сорс [64, 73], заеднички дрејн [64, 68]. Покрај други области на истражување, Колпицовиот осцилатор бил предмет на истражување од аспект на нелинеарна анализа и хаотично поведение [81–84, 94], одлики на фазен шум [92, 95], определување на амплитуда на осцилации во стационарен режим [96–98], моделирање и анализа на различни топологии [99, 100].

Модел на еднокрак Колпицов осцилатор во конфигурација со заеднички дрејн е изразен во [100]. Моделот е изведен за идеални карактеристики на калемот од LC резонантното коло и истиот ги претставува изразите за фреквенцијата на самоодржливи осцилации и условот за појава на самоодржливи осцилации. Уште еден модел е претставен за истоимениот осцилатор во [68], земајќи ја предвид паразитната отпорност на калемот од LC резонантното коло. Сепак, изведувањето на условот за појава на самоодржливи осцилации вклучува апроксимации и последователно истоимениот израз добива идентична форма како онаа на Колпицов осцилатор изведен со засилувачка компонента со негативна отпорност [68, 97]. Поради овие апроксимации, изедначување на паразитната отпорност со нула во изведениот израз, не доведува кон истиот израз изведен во [100].

Општ модел применлив за Колпицов осцилатор со BJT со заеднички колектор и FET со заеднички дрејн е изведен во [93], со примена на паразитна отпорност за калемот на LC резонантното коло. Моделот е изведен со помош на метода за анализа на двоканални мрежи (two-port network) и изведувањата се воглавно насочени кон осцилатор со биполарен транзистор (BJT). Последователно, трудот изоставува: експлицитно електрично коло за Колпицов осцилатор со заеднички дрејн, паразитна капацитивност кај калемот, општа генерализација на колото за различни топологии.

Како резултат на тоа може да биде заклучено дека во литературата не постои изведен модел за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн кој ги вклучува паразитната отпорност и капацитивност на калемот како дел од LC резонантното коло. Според тоа, оваа неистражена област претставува потенцијален предизвик во рамките на ова истражување.

2.1.3 Методи на симулација на предвидениот сензор

Процесот на проектирање на индуктивен сензор за мерење на аголна позиција претставува итеративна постапка на оптимизација каде геометријата на роторот и статорот

на сензорот треба да биде моделирана правилно за да се добие линеарен и прецизен излезен сигнал. Со оглед на комплексноста на концептот на електромагнетизам, оваа оптимизација не може доверливо да се постигне врз основа на интуиција или аналитички модели. Имено, инженерите мораат да се потпираат на компјутерски симулации поврзани со сензорот, пред истиот да биде изработен во пракса. Овој пристап го намалува бројот на итерации во оптимизација, го намалува времето на развој и истовремено ги намалува искористените ресурси. Неприкосновен пристап за компјутерска симулација на сензори од оваа природа претставува FEM методата која овозможува детална анализа и валидација на сензорот [101].

FEM методата, уште позната како Finite Element Analysis (FEA) анализа, е најмоќна и најшироко користена техника за симулација на сензори базирани на електромагнетизмот. Нејзината широка употреба е резултат на способноста да реши комплексни проблеми од електромагнетизмот за кои не постои аналитичко решение во затворена форма. Ова е особено значајно за симулација на индуктивните сензори чија геометријата на роторот и статорот, распределбата на виорните струи и распределбата на електромагнетното поле не можат да бидат опишани со помош на затворена математичка форма. Принципот на работа на оваа метода вклучува процес на дискретизација на сите компоненти од сензорот вклучени во анализата. Индуктивниот сензор, заедно со своите составни компоненти како калеми, проводливи материјали, воздушен простор помеѓу статорот и роторот се поделуваат на големо количество на мали едноставни геометриски форми наречени конечни елементи (finite elements). Оваа поделба може да се реализира во 2Д простор, каде што едноставната геометриската форма претставува триаголник, и 3Д простор каде што едноставната геометриската форма претставува тетраедар. Понатаму, за секој од овие конечни елементи, нумерички се решаваат Максвеловите равенки за да се пресметаат векторите на електромагнетното поле. Множеството решенија за секој од овие конечни елементи се групира за да се конструира едно целосно апроксимирано решение за електромагнетното однесување на целокупниот простор.

Пристапот на симулација во 2Д или 3Д простор со помош на FEM методата претставува избор помеѓу компјутациона ефикасност и прецизност на решението. Двата пристапи можат да се опишат на следниот начин:

- **2Д Осносиметрична симулација:**

Овој пристап на симулација е многу ефикасен во случаи кога предметот на симулација содржи симетричност по определена оска. На пример доколку предметот содржи ротациона симетричност, тогаш истиот може да се симулира за само еден исечок од него во 2Д рамнина колинеарна со оската на ротација. За да се добие комплетен 3Д модел, софтверот ротира околу оската на ротација и на тој начин множество од повеќе 2Д исечоци на симулација даваат еден комплетен 3Д модел. Овој пристап драстично го намалува бројот на конечни елементи за кои е потребно да се решат равенствата и на тој начин значително се намалува времето на компјутација и количеството на потребна меморија. Овој пристап е идеален за првични итерации на развој или за голем број на симулации, за множество од вредности на определен параметар, кои треба да се симулираат брзо и со помала прецизност.

- **3Д Симулација:**

Овој пристап на симулација е потребен за симулирање на геометрии кај кои не постои осна симетрија или при анализа на феномени кои не зависат од симетрија. Тука

може да бидат вклучени комплексни и асиметрични геометриски форми, непаралелност помеѓу роторот и статорот на сензорот, или пак заемна интеракција помеѓу електрични кола или повеќе сензори. 3Д симулацијата претставува највисок степен на прецизност кој може да се постигне, опфаќајќи ги сите геометриски детали и заемни дејствија помеѓу електромагнетните полиња. Оваа прецизност се постигнува на сметка на висока компјутациона побарувачка која може да резултира со симулации кои траат од неколку часа, па се до неколку дена. Дополнително, покрај големата временска рамка на извршување на овој тип на симулација, треба да се напомене дека истата побарува и значително количество на компјутациони ресурси.

Постапката на FEM симулација во 2Д или 3Д простор може да биде опфатена во неколку клучни чекори [102, 103]: дефинирање на геометријата, дефинирање на материјалите, утврдување на гранични услови и возбуда, поделба на просторот, наоѓање на решение, постпроцесирање. Постапката на FEM симулација во 2Д или 3Д простор може да биде опфатена во неколку клучни чекори [102, 103]:

- **Дефинирање на геометријата:**

Овој процес претставува креирање на геометриски модел на сензорот, заедно со неговите компоненти. Ова вклучува 3Д моделирање на калемите и роторот, 3Д моделирање на печатеното коло, дефиниција за распространетост на воздух или друг флуид. Овие 3Д модели најчесто може да се креираат во самиот FEM софтвер или да се вметне готов 3Д модел креиран од страна на друг софтвер.

- **Дефинирање на материјалите:**

Со цел да може електромагнетната симулација да се изврши потребно е да се дефинираат карактеристиките на материјалот за секоја од компонентите дефинирани во 3Д просторот. Во конкретниот случај на сензорот, потребно е да се дефинира материјалот од кој се изработени сите компоненти заедно со електричната спроводливост, релативна магнетна пермеабилност и релативна пермитивност.

- **Гранични услови и возбуда:**

Просторот во кој се наоѓа сензорот, кој е предмет на симулација, треба да има дефинирано соодветни гранични услови со цел да може да се најде едно единствено решение при симулацијата. Понатаму, потребно е да се дефинира извор на енергија (возбуда) кој ќе ги генерира соодветните електромагнетни бранови. Овој извор на енергија може да претставува наизменична струја или напон дефинирани на краевите од калемите на сензорот.

- **Поделба на просторот:**

Поделбата на просторот опфаќа поделба на целокупниот простор на конечен број на тетраедари. Оваа мрежа од тетраедари може да биде погуста или поретка во зависност од комплексноста на геометријата која се поделува. Особено е важно оваа мрежа да биде погуста во предели каде електромагнетното поле демонстрира драстични промени како во роторот на сензорот, водовите на калемите и во воздушниот простор помеѓу роторот и статорот. Поголем дел од FEM софтверите можат оваа поделба да ја прават автоматски врз основа на однапред зададени параметри, но истото може да се реализира и рачно од страна на корисникот.

- **Наоѓање на решение:**

Откако моделот ќе биде комплетно дефиниран, може да се искористи пресметувач (solver) за да реализира нумеричка анализа на моделот. Постојат различни анализи кои може да се направат врз основа на изборот на пресметувачот. Имено, анализата може да биде во фреквенциски домен (AC analysis) за анализа на стационарни наизменични сигнали, или анализата може да биде во временски домен (transient analysis) каде се анализираат временски променливи сигнали. Пресметувачот наоѓа решение за векторите на електромагнетното поле во секој од конечните елементи во 3Д просторот, сè додека не се добие конвергентно решение.

- **Постпроцесирање:**

Откако ќе се добијат решенијата од пресметувачот, добиените резултати може да се искористат за да се реализира конкретна анализа. Оваа анализа може да вклучува визуализација и пресметка на индуцирани виорни струи или густина на магнетен флукс, пресметка на индуктивност на калем, итн. Доколку се изврши симулацијата за секое аголно поместување на сензорот, може да се анализираат перформансите на истиот.

Постојат повеќе софтверски алатки на пазарот кои нудат можност за FEM симулација во 2Д или 3Д простор. Дел од нив се слободни (open-source), но евидентно ограничени, додека другите се комерцијални алатки со широка палета на моќни способности кои се често цитирани во литературата [104–106], но истовремено претставуваат и финансиски предизвик. Дел од овие софтвери кои може да се искористат се следните:

- **Ansys Maxwell:**

Ansys Maxwell претставува широко користен софтвер за моделирање на електромагнетни појави во релативно ниски фреквенциски опсези [107]. Овој софтвер може да се користи за симулација на: електрични машини, актуатори, сензори, трансформатори и др. Овој софтвер има можност за автоматска поделба на просторот на конечни елементи, содржи готова палета на најчесто користени материјали, нуди можност за 2Д или 3Д симулација и има широка палета на пресметувачи за електростатска, магнетостатска, анализа во фреквенциски домен или временска преодна анализа во временски домен.

Понатаму, Ansys Maxwell софтверот нуди можност за користење во сплет со Ansys Twin Builder софтверот кој овозможува развој на дигитален близнак за предвидениот сензор. Имено, сензорот кој би бил предмет на практично експериментално тестирање може да биде идентично развиен во дигитален облик кој ќе овозможи прецизна симулација на неговото однесување налик на она во реалниот свет. Овој пристап може да ги намали трошоците и бројот на итерации при развој на сензорот, а воедно и да го намали вложеното време. Според тоа Ansys Twin Builder софтверот може да се искористи за симулација на електричните кола со помош на временска преодна анализа, чии излезни сигнали ќе бидат директна возбуда за моделираните калемии во софтверот Ansys Maxwell. На овој начин ќе се симулира целокупната работа на сензорот така што ќе се избегнат потенцијални проблеми при проектирање и изработка на истиот.

- **COMSOL Multiphysics:**

COMSOL Multiphysics софтверот претставува уште една водечка алтернатива на

Ansys Maxwell. За разлика од Ansys Maxwell, овој софтвер нуди можност за истовремена симулација и моделирање на повеќе различни физички концепти од природата [108]. Имено, наместо само да се симулираат електромагнетни појави, овој софтвер истовремено може да симулира и цулови топлински загуби, термални отстапувања (thermal drift), механички вибрации и стрес. Овој интегриран пристап на симулација може да биде корисен во конкретни случаи на сензорот за да се анализира неговото поведение во реални ситуации на работа под дејство на стрес, топлина и вибрации.

- **FEMM (Finite Element Method Magnetics):**

FEMM софтверската алатка претставува популарно и бесплатно решение за симулација на електромагнетни проблеми во 2Д рамнина. Дополнително, софтверот е слободен (open-source) и нуди можност за симулација на осносиметрични проблеми [109]. Најголем недостаток на овој софтвер е фактот што не нуди симулација во 3Д простор, за разлика од софтверските алатки како COMSOL Multiphysics и Ansys Maxwell. Сепак, овој софтвер нуди корисна алатка за симулација на првични дизајни и наоѓа особена примена во академското истражување или од страна на инженери индивидуи кои не можат да си дозволат скапи лиценци.

2.1.4 Експериментална платформа за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција

Изработката и проектирањето на експерименталните платформи наменети за тестирање на сензори е малку достапно низ литературата. Во [110, 111] се опишуваат експериментални платформи за тестирање на Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) базирани сензори кои не припаѓаат од областа за мерење на аголна позиција. Понатаму, прикажаната содржина не претставува конкретни детали околу проектирањето и изработката на експерименталните платформи. Во [36, 112–115] е претставена содржина поврзана со експериментална платформа за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција, а дел од неа е со конкретна примена во автомобилската индустрија. Опфатената тема е од конкретен интерес за ова истражување, но за жал содржината не опфаќа конкретни детали околу проектирањето и изработката на експерименталната платформа. Последователно, се појави потреба од комплетно проектирање и изработка на нова експериментална платформа која ќе биде наменета за тестирање на предвидениот сензор. Според горенаведените потреби, експерименталната платформа има потреба од повеќе компоненти како:

- **Декартов робот:**

Декартовиот робот ќе овозможи линеарни поместувања во XYZ координатен систем кои би настанале помеѓу составните компоненти на сензорот. Понатаму, истиот робот треба да овозможи и аголни поместувања со цел да може да се тестира прецизноста и точноста на сензорот. Според тоа, овој робот е потребно да содржи 4 оски на движење. Три од овие оски на движење ќе овозможат линеарно движење по XYZ координатен систем кое ќе овозможи различни тестирања за порамнетост на сензорот. Четвртата оска на движење ќе овозможи ротационо движење кое ќе овозможи аголно поместување за тестирање на сензорот. Проектирањето и изработката на еден Декартов робот е застапено во литературата [116–119], но ниту во еден

од наведените примери роботот не се искористува во рамките на експериментална платформа за тестирање на сензори.

При проектирањето на еден Декартов робот, потребно е да се направи избор помеѓу типот на имплементираниот актуатор за движење, типот на машинските елементи за конверзија на ротационо во линеарно движење, изборот на конструкциски материјали, помошни сензори.

Кога е во прашање изборот на типот на актуатор кај еден Декартов робот, може да се имплементира електричен серво мотор или чекорен мотор [120]. Серво моторите се супериорни од аспект на нивната примена кај роботските раце. Тие нудат управување со повратна врска со помош на енкодер, кое овозможува прецизно управување на поместувањето, брзината или силата на движење кај една од оските на роботот. За жал, како резултат на значително покомплицирана изведба на самиот мотор, истиот може да предизвика значително оптоварување на буџетот при изработка на еден робот. За разлика од серво моторите, чекорните мотори најчесто не користат управување со повратна врска. Имено, истите воглавно применуваат управување напред без примена на било каков енкодер. Овој едноставен дизајн на чекорните мотори заедно со нивната сеопфатна искористеност во слободни (open source) проекти, овозможува значително поприфатлива цена за имплементација. Сепак, поради начинот на управување кај овие мотори, истите се соочуваат со предизвици кај системи кои имаат потреба од движења со високи забрзувања или големи оптоварувања кои побаруваат вртливи моменти приближни на максималниот вртлив момент (pull-out torque) на самиот чекорен мотор. Вакви случаи може да доведат до губење на чекори во движењето на самиот мотор, а со тоа и непрецизно движење на самиот робот.

Земајќи ја предвид потребната прецизност во движењето на Декартовиот робот, беа предвидени два типа на машински елементи за конверзија на ротационо во линеарно движење [121, 122]. Топчестото навојно вретено се користи за конверзија на ротационо во линеарно движење во случаи кога е потребна висока прецизност, висока ригидност, силен потисок и занемарлив зазор. Овие предности кај топчестото навојно вретено доаѓаат со недостатоци како ниски брзини на движење и средни перформанси за вибрации. Од друга страна, ременскиот погон се користи за конверзија на ротационо во линеарно движење во случаи кога е потребна висока брзина на движење. За жал, истиот се карактеризира со ниска ригидност, средна сила на потисок, ниска прецизност, и среден перформанс за вибрации и зазор.

Кога е во прашање изборот на конструкциските материјали, постои широка палета на избор во зависност од потребните сили на движење, едноставност на изработка, големина на буџет, итн. Еден од најпристапните материјали за развој на брзи прототипи се екструдирани алуминиумски профили кои нудат едноставно заемно поврзување, задоволителна јакост и релативно ниска маса. Понатаму, Декартовиот робот ќе има потреба од гранични сензори кои ќе ги дефинираат границите на движење за секоја од оските на роботот. Постои широка палета на сензори кои можат да се применат како: механички гранични прекинувачи, индуктивни сензори за блискост, фото сензори за блискост, итн.

- **Систем за управување на движењето кај роботот:**

Овој систем е составен од вградливо електронско печатено коло кое е базирано на

микроуправувач, наменето за управување на движењето на Декартовиот робот. Микроуправувачот, кој е дел од овој вградлив систем, има задача да извршува софтвер за водење на движењето на моторите според предвидена позиција, брзина и забрзување. Овој вградлив систем е поврзан со двигатели за електрични мотори кои имаат задача да го енергизираат движењето на електричните мотори според предвидена стратегија на управување извршена од софтверот за водење на движењето.

Постојат повеќе слободни (open-source) софтвери наменети за водење на движењето кои можат да се применат кај Декартовиот робот. Со оглед на тоа што роботот ја искористува истата конфигурација што е имплементирана од повеќето 3Д печатачи и Computer Numerical Control (CNC) машини, постои можност да се искористат слободни софтвери кои се наменети експлицитно за 3Д печатачи или CNC машини. Grbl [123] слободниот софтвер е конкретно наменет за водење на движењето на CNC машини. Истиот поддржува дигитални и аналогни влезови/излези кои конкретно можат да се сретнат кај CNC машини, како влезови/излези за гранични прекинувачи, затворена врата, Emergency Stop (ESTOP), вклучување на спиндла, вклучување на ладилна течност, итн. Од друга страна, софтверите Marlin [124] и Klipper [125] се конкретно наменети за водење на движењето кај 3Д печатачи. Истите поддржуваат дигитални и аналогни влезови/излези кои можат да се сретнат кај 3Д печатачи, како влезови/излези за гранични прекинувачи, вклучување на грејач, сензор за температура, сензор за растојание, итн. Сите горенаведени софтвери извршуваат движење според зададени G-code инструкции [126] и истите се наменети за микроуправувачи базирани на 8-бити AVR [127] или 32-бити Advanced RISC Machines (ARM) [128] архитектура.

Постојат повеќе слободни (open-source) развојни плочи базирани на микроуправувач кои можат да бидат искористени за нивно поврзување со двигателите на моторот и извршување на софтверот за движење на моторите [129]. Истите може да бидат поделени според работната фреквенција на микроуправувачот, број на влезови/излези, периферни модули за комуникација, големина на меморија, цена. Развојните плочи базирани на 8-бити AVR микроуправувачи се карактеризираат со пониски работни фреквенции и помала меморија, но истите имаат значително пониска цена. Од друга страна, микроуправувачите базирани на ARM архитектура се карактеризираат со значително повисоки работни фреквенции и поголемо количество на меморија, но овие подобрувања придонесуваат и со повисока цена.

- **Осцилоскоп:**

Перформансите на предвидениот сензор се евалуираат со помош на измерените сигнали преку осцилоскоп. Овој осцилоскоп треба да има можност да биде поврзан со целокупниот систем и истиот да врши мерења и складирање на податоци врз основа на претходно зададени команди. Еден пример за множество на вакви команди, кои може осцилокопот да ги поддржува, се Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI) [130]. При изборот на овој осцилоскоп потребно е да се внимава на некои карактеристики како: фреквенциски опсег, поддршка за SCPI команди, сериска или ethernet комуникација, поддршка за математички функции, итн. Доколку осцилокопот има многу низок фреквенциски опсег на работа, тогаш истиот не би можел да ги мери високо фреквенциските сигнали добиени од осцилаторите на сензорот.

- **Систем за надзорно управување:**

Системот за надзорно управување има задача да ја координира интеракцијата помеѓу корисникот, Декартовиот робот и осцилоскопот. Најекономичен пристап би бил овој систем да се базира на вградлив компјутер кој веќе постои на пазарот. Постои широка палета на вградливи компјутери [131–133] кои може да се имплементираат врз основа на различни карактеристики и технологии кои тие ги поддржуваат. Дел од овие вградливи компјутери содржат Wi-Fi модули, модули за сериска комуникација како USB и ethernet, влезови/излези за основна употреба и др. Поголем дел од овие вградливи компјутери се базирани на слободниот (open-source) оперативен систем Linux.

- **Виртуелна приватна мрежа (VPN):**

Виртуелната приватна мрежа има задача да овозможи далечински пристап до Декартовиот робот, така што ќе се овозможи спроведување на експерименти во било кое време од било која локација. Постојат повеќе слободни (open-source) софтвери за имплементација на VPN технологија како: OpenVPN, OpenConnect, WireGuard. Овие софтвери се разликуваат меѓусебно врз основа на искористување на пропусен опсег, латентност, големина на заглавја и истите разлики можат да бидат променливи во зависност од имплементацијата од аспект на бројот на клиенти и серверски конфигурации. Имено, WireGuard софтверот воглавно ги надминува перформансите на OpenVPN и OpenConnect во низа сценарија, особено на машини со повеќе јадра, поради едноставната имплементација на изворниот код и ефикасно искористување на ресурсите [134]. Понатаму, WireGuard може да постигне до 80% поголем пропусен опсег во споредба со други Transmission Control Protocol (TCP) базирани решенија. Истовремено, истиот софтвер демонстрира 40%-60% помала латентност и треперење (jitter), а исто така и 50% помали заглавја. Сепак, WireGuard софтверот е релативно нов, иако истиот покажува подобри перформанси сепак OpenVPN и OpenConnect софтверите сè уште наоѓаат широка примена во индустријата.

2.1.5 Заемни фазни интеракции помеѓу автономни осцилатори

Заемните фазни интеракции можат да се опишат како влијание на фазата на еден автономен осцилатор, под дејство на надворешна осцилаторна сила, или повеќе автономни осцилатори под дејство на заемна спрега. Првите пишани извори каде се воочуваат заемни фазни интеракции се мемоарите и писмата на Кристијан Хајгенс од седумнесеттиот век [135]. Имено, тој прв пат го спомнува овој феномен во писмо до својот татко каде истиот го опишал како „симпатија помеѓу два часовника“ (француски: „le phénomène de la sympathie, sympathie des horloges“). Тој забележал дека два висечки часовника, кои се прицврстени на заедничка дрвена греда, тежнееле да се нишаат синхронизирано во спротивна насока. Хајгенс детално го опишал овој феномен споменувајќи дека било каква пертурбација врз нишањето на часовниците, само привремено ја нарушувала синхронизацијата помеѓу нив, за после некое време истите часовници да се синхронизираат повторно. Воочувајќи го овој феномен, Хајгенс точно заклучил дека оваа мистериозна сила на синхронизација била посредувана преку механичките вибрации пренесувани низ заедничката дрвена греда, која претставувала механизам на слаба заемна спрега. Ова воочување на Хајгенс претставува првиот пишан извор кој го опишал феноменот на синхронизација кој може да се набљудува кај спрегнати осцилатори во природата како резултат на заемни фазни интеракции.

Овој феномен во текот на историјата бил воочуван од страна на многу други познати научници од полето на физиката и електроинженерството. Имено, во 1729 Жан-Жак Дортус де Миран забележал дека биолошкиот ритам на определени растенија се синхронизира со дневните циклуси на сончевата светлина. Џон Винсент, Вилијам Еклс и Балтазар Ван Дер Пол биле исто така сведоци кога забележале дека овој феномен настанува и кај индуктивно спрегнати електрични осцилатори. Понатаму, Лорд Рајли и Сер Џон Вилијам Страт биле сведоци на феноменот на синхронизација при проучувањето на акустични системи, конкретно кај музичките инструменти како оргулите.

Модерната ера на истражување на овој феномен може да се каже дека започнала откако било установено дека истиот не претставува концепт кој може да се набљудува само во една ограничена област, туку феноменот е математички сеприсутен општо во природата. Првата математичка студија поврзана со овој феномен била спроведена од страна на Норберт Винер во 1958г. и 1961г. при истражувањето на осцилации кај алфа мозочни бранови [136]. Сепак, предложениот модел бил мошне ограничен, со оглед на тамошно достапните математички алатки и истиот никогаш не добил внимание за развој во областа. Значителен концептуален придонес е направен во 1967г. преку научната работа на Артур Тејлор Винфри каде поставил дека динамиката на било кој систем со стабилно периодично однесување (стабилен граничен круг) може поедноставено да се анализира преку неговата фаза [137]. Преку симулација на ансамбл од повеќе заемно слабо спрегнати фазни осцилатори, Винфри воочил дека настанува синхронизација помеѓу осцилаторите доколку се воспостави доволно голема сила на спрега. Сепак, предложениот модел бил ограничен само за примена во конкретниот пример и не земал голем замав при развој на општ математички модел. Инспириран од трудот на Винфри, во 1975г. јапонскиот физичар Јошики Курамото претставил значителна симплификација на истиот модел [138] и овој придонес земал голем замав при развој во областа. Моделот на Курамото предвидува дека секој индивидуален осцилатор, кој е дел од ансамбл од осцилатори, е во интеракција со секој друг осцилатор преку едноставна синусоидна функција која зависи од разликата на нивните фази. Ова, навидум едноставно поедноставување, овозможило аналитички да се предвиди феноменот на синхронизација и истовремено да се опишат неговите карактеристики. Според тоа, може да се заклучи дека овој математички модел, кој ги идентификува суштинските заеднички одлики на осцилаторите игнорирајќи конкретни детали за системот, претставува темелник за модерната теорија на нелинеарни системи и истиот е клучен за опишување на заемните фазни интеракции.

Постојат низа примери на заемни фазни интеракции и синхронизација во природата. Циркадниот ритам на организмите во природата, вклучително и човекот, најчесто е синхронизиран со 24 часовниот циклус на денот [139]. Друг чест пример кој настанува многу често во секојдневното претставува ракоплескањето на еден аудиториум. Процесот на ракоплескање во една сала започнува хаотично каде секој индивидуалец ракоплеска со различен ритам, а за кратко време подоцна тој процес станува синхронизирана мелодија каде секој индивидуалец ракоплеска со ист ритам [140]. Во природата, определени врсти на инсекти светулки можат да демонстрираат синхронизација во ритамот на светкање доколку поголемо множество на светулки се наоѓаат во непосредна близина [141]. Клетките задолжени за срцевото отчукување кај човекот исто така демонстрираат синхронизирано отчукување [142]. Синхронизацијата е чест феномен кој може да настане кај множество од неврони во човечкиот мозок. Имено, постојат истражувања кои укажуваат на тоа дека синхронизацијата настанува во визуелниот кортекс на еден организам во случаи кога се

препознаваат повеќе заемно поврзани карактеристики од една перцепирана слика. Оваа синхронизација во кортексот овозможува препознавање на карактеристични облици во перцепираната сликата [143, 144]. Исто така постојат и докази дека синхронизацијата на осцилаторни активности во сензоримоторниот кортекс може да служат за интеграција и координација на информации за управување на моториката кај организмите [145]. Покрај тоа што може синхронизацијата да настане како резултат на спрегнати неврони во рамките на еден човечки мозок, постојат истражувања [146] кои го набљудуваат овој ефект во делови од мозокот на повеќе личности како резултат на заемна социјална интеракција. Според тоа социјалните интеракции можат да претставуваат спрега која предизвикува синхронизација во делови од мозокот на учесниците во таа интеракција. Во електроинженерството, овој феномен бил забележан уште во 1922г. кај осцилатори со вакуумски триоди [147], а денес може да се набљудува кај енергетските мрежи [148] и помеѓу осцилатори кои се дел од интегрирано коло [149],

Заемните фазни интеракции можат да настанат само кај автономните осцилатори [135]. Оваа констатација е клучна со цел да може да се направи разлика помеѓу појавата на заемни фазни интеракции и резонанција. За таа цел, клучно е да се дефинира конкретна дефиниција за концептот на автономен осцилатор. Првата дефиниција за автономни осцилации (self-oscillations) и автономни осцилирачки системи (self-oscillation systems) била воведена од страна на Андронов во 1966г. [150]. Сепак, приближно 25 години подоцна од страна на Ланда и останати било установено дека оваа дефиниција не е комплетна [151]. Имено, според Ланда и Розенблум [152], еден автономен осцилаторен систем (self-oscillation system) може да се дефинира како дисипативен динамички систем чии осцилации мора да ги задоволат следните барања:

1. Независност на амплитудата на осцилации, во стационарен режим, во однос на почетните услови на системот. Според тоа мора да постои барем еден атрактор во фазниот простор на системот.
2. Комплетна или парцијална независност помеѓу фреквенцискиот спектар на осцилациите, генерирани од автономниот осцилатор и фреквенцискиот спектар на изворот на енергија кој го снабдува автономниот осцилатор.

Користејќи речник од теоријата на нелинеарни системи, оваа дефиниција може да се парафразира според тоа дека секој автономен осцилатор треба да може да се опише со помош на стабилен граничен круг и истиот да има неутрално стабилна фаза. Оттука под терминот неутрално стабилна фаза се мисли на фактот дека фазата на автономниот осцилатор останува непроменета во случај на надворешни пертурбации, односно таа не се спротивставува на пертурбациите. Спротивно на автономниот осцилатор, форсираниот осцилатор исто така се карактеризира со затворена фазна траекторија во фазниот простор, но истиот се противи на било какви пертурбации во неговата фаза и тој секогаш тежнее да ја задржи сопствената законитост на еволуција на фазата. Според направената разлика помеѓу еден автономен и форсиран осцилатор, заемните фазни интеракции во природата можат најчесто да бидат сретнати во следните три конфигурации:

1. **Фазни интеракции кај автономен осцилатор под дејство на форсиран осцилатор**
2. **Фазни интеракции помеѓу два заемно спрегнати автономни осцилатори**
3. **Фазни интеракции кај ансамбл од заемно спрегнати автономни осцилатори**

Сензорот кој ќе биде предмет на ова истражување ќе употребува најмалку два автономни осцилатори, наменети за следење на промената на аголното поместување. Според тоа, од особено значење за ова истражување ќе биде теоријата за два заемно спрегнати автономни осцилатори, а исто така и теоријата за ансамбл од заемно спрегнати автономни осцилатори. Општите модели кои можат да се користат за обете конфигурации се претставени во [135]. Овие модели се обопштени со цел да можат да се користат за било какви осцилатори кои би се сретнале во природата. Тоа значи дека користените параметри во имплементираните равенки, како коефициентите за интензитетот на спрегата, не се изразени преку физичките карактеристики на проучуваниот осцилатор, туку истите се од општ карактер претставени како константи.

Во [149] е претставен модел за опишување на однесувањето помеѓу два заемно спрегнати автономни електрични осцилатори. Поради тоа што трудот е од областа на електроинженерството, користената терминологија е видоизменета во однос на трудови од областа на физиката [135]. Така, фазните интеракции (phase interactions) се опишани како „mutual injection pulling“, терминот за автономен осцилатор (autonomous oscillator) е опишан како „free-running oscillator“, терминот за синхронизација (synchronization) е опишан како „injection locking“, итн. Сепак тоа што е од значаен придонес за овој труд е фактот што параметрите кои ја опишуваат заемната спрега помеѓу автономните електрични осцилатори се директно опишани од физичките карактеристики на самиот осцилатор. Имено, коефициентот за интензитетот на заемна спрега е директно опишан преку факторот на квалитет Q на електричните осцилатори, нивните амплитуди на осцилации и коефициентот на заемна спрега помеѓу осцилаторите кој зависи од типот на спрегата. Понатаму, овој модел е надополнет во [153], додавајќи ја промената на фазата на сигналот кој се инјектира како резултат на заемната спрега. Во истиот труд се покажува дека фазните поместувања имаат критична улога во предвидувањето на однесувањето на двата осцилатори. Имено, кога осцилаторите се синхронизирани, се покажува дека заедничката фреквенција на синхронизација и константната фазна разлика помеѓу двата осцилатори директно зависи од фазните поместувања на инјектираните сигнали. Понатаму, кога осцилаторите се во заемна интеракција но не се синхронизирани, се покажува дека фреквенциите на двата осцилатора се привлекуваат но тоа привлекување не секогаш е симетрично. Симетријата на привлекување помеѓу фреквенциите на осцилаторите е директно зависна од фазните поместувања на инјектираните сигнали.

Анализа на заемно спрегнати електрични Колпицови осцилатори е претставена во [154–156]. Во сите случаи Колпицовиот осцилатор е имплементиран со помош на биполарен транзистор (BJT). Заемната спрега помеѓу осцилаторите е претставена во различни конфигурации. Имено, во [155] заемната спрега помеѓу осцилаторите е како резултат на магнетно спрегнати калеми кои се дел од LC резонантните кола. Во [156] заемната спрега помеѓу осцилаторите е како резултат на директна врска помеѓу нив реализирана преку отпорник. Во [154] спрегата помеѓу осцилаторите е претставена во заемна (bidirectional) и еднонасочна (unidirectional) конфигурација. Имено, еднонасочната спрега е реализирана со помош на засилувачката компонента (buffer) со висока влезна импеданса и ниска излезна импеданса. Понатаму, заемната спрега е реализирана исто како во [156] со помош на директна врска имплементирана преку отпорник. Во сите три труда [154–156] е претставена динамиката на однесувањето на осцилаторите како резултат на заемна спрега заедно со нивните модели и практични имплементации. Понатаму, се анализираат условите на синхронизација, хаос, хиперхаос и бифуркациони дијаграми.

Општите модели за однесувањето на два заемно спрегнати осцилатори и ансамбл од заемно спрегнати осцилатори [135] може да бидат применети за анализирање на електричните осцилатори кои се дел од предвидениот сензор. Сепак, параметрите кои фигурираат во овие модели не се познати и истите е потребно да се определат врз основа на електричните карактеристики на осцилаторите или нивните измерени излезни сигнали. Во [153] е прикажана зависноста помеѓу овие параметри и некои електрични карактеристики како факторот на квалитет Q , амплитудата на осцилации и коефициентот на заемна спрега. Сепак, овој модел важи само за два заемно спрегнати автономни осцилатори и истиот е базиран на претпоставка дека фреквенциите на двата осцилатори се доволно блиски една до друга. Според тоа, наместо да се пресметуваат параметрите на упростен модел врз основа на карактеристиките на електричните осцилатори, посоодветен пристап би било да се примени општ модел чии параметри ќе се идентификуваат врз основа на излезните сигнали на осцилаторите. Ова подразбира користење на некоја соодветна метода за идентификација. Постојат повеќе методи кои би можеле да се користат за анализа на фазните интеракции. Некои од нив може да се користат само за детекција на синхронизација, а други за наоѓање на фазната динамика без да се земе предвид шумот на системот [157]. Со оглед на тоа што сите системи подлежат на некаков шум, наоѓање на модел на системот занемарувајќи го неговиот шум, може да доведе до погрешни резултати. Неодамна публикувана метода [158–160], именувана како динамичка Баесова инференција, дополнително овозможува да се идентификува и шумот во системот. Шумот се претставува како повеќевеличински Гаусов шум, а за идентификацијата се потребни излезните сигнали на осцилаторите и основните базни функции на моделот чии коефициенти се идентификуваат. Ваквите карактеристики на оваа метода ја прават особено погодна во областа на проучување на фазните интеракции, а нејзиното значење е поткрепено со нејзината примена во голем број истражувања од разни области [161]. Оваа метода наоѓа голема примена во идентификацијата на пар од спрегнати автономни осцилатори па сè до цел ансамбл од осцилатори. Дополнителен примамлив адут е тоа што таа е способна да врши идентификација на системи со временски променливи параметри така што таа може да ја следи еволуцијата на истите. Оваа метода е базирана на Баесовата теорема применета за континуални случајни променливи кои се опишуваат со функции на густина на веројатност.

Доколку постојат заемни фазни интеракции помеѓу осцилаторите на сензорот, тогаш нивната динамика и интензитет може да се идентификува со примена на динамичка Баесова инференција. Овие фазни интеракции ќе бидат променливи, односно нивниот интензитет и динамика ќе зависи од аголот на поместување на сензорот. Според истражената литература, застапеноста на истражувањето на фазни интеракции во областа на сензорите е прилично оскудна. Во [162] е претставена метода за детекција и мерење преку примена на заемно спрегнати осцилаторни системи кои работат на работ на синхронизација. Методата може да се примени за детекција или мерење на маса, температура, влажност, итн. Во [163, 164] е претставена метода за мерење на физички величини со помош на MEMS сензори преку мерење на фазната разлика помеѓу два синхронизирани осцилаторни системи. Оваа метода демонстрира значителна имуност на отстапувања (drift) предизвикани од околините услови како температура. Заемните фазни интеракции е појава што ретко може да се сретне кај сензори за мерење на аголна позиција. Сепак предвидениот сензор, кој е предмет на истражување во рамките на оваа дисертација, може да демонстрира ваква појава поради присуство на автономните осцилатори. Како резултат на тоа, истражување-

то на фазни интеракции кај овој сензор може да отвори нови врати во областа на мерењето кај индуктивни сензори што користат автономни осцилатори.

2.2 Предмет и цели на истражувањето

Од претходно изложениот преглед на литература може да се воочи недостиг на истражување и развој во определени области кои се поврзани со индуктивните сензори за мерење на аголна позиција. Имено, истиот недостиг на истражување и развој беше мотив при дефинирањето на предметот на истражување на оваа докторска дисертација. Главните области во кои може да се воочи овој недостиг се следните:

1. Недостиг на научна и апликативна литература за развој на индуктивен сензор за мерење на аголна позиција без пасивни калеми кој имплементира автономни осцилатори. Единствениот пишан извор за овој тип на сензори, не содржи детали околу начинот на искористување на излезните сигнали и нивна трансформација во мерна величина. Според тоа, може да се заклучи дека мноштво од досегашната литература опишува само два типа на индуктивни сензори, тоа се сензори со пасивни калеми и сензори без пасивни калеми кои имплементираат форсирани осцилатори.
2. Недостиг на литература за изведен модел за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн кој ги вклучува паразитната отпорност и капацитивност на калемот кој е дел од LC резонантното коло. Имено, се очекува дека овие паразитни параметри може имаат драстично влијание врз условот за самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации во определени случаи. Потенцијалните откритија при истражувањето во оваа област може да бидат значајни за проектирањето и на други типови на LC осцилатори.
3. Недостиг на литература за појава на фазни интеракции кај сензори за мерење на различни величини. Постојат само неколку пишани извори кои ги имплементираат фазните интеракции за мерење на определена величина. Во литературата не може да се најде извор кој го опишува овој феномен кај индуктивните сензори за мерење на аголна позиција. Потенцијалните откритија може да откријат можности и предизвици за идниот развој на индуктивни сензори за мерење на аголна позиција кои имплементираат автономни осцилатори.

Според изложените недостатоци може да биде заклучено дека постои можност за обемен процес на развој и истражување во повеќе области кои се поврзани со проектирање на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција. Имено, според претходно изложените недостатоци може да се усвојат повеќе предмети на истражување како:

1. Развој на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција

Од претходно изложеното беше заклучено дека не постои пишан извор во литература кој го опишува процесот на истражување и развој на индуктивен сензор за мерење на аголна позиција со автономни осцилатори кој ќе задоволува соодветни перформансни карактеристики за негова примена во автомобилската индустрија. Според тоа, како посебен предмет на истражување може да се усвои развојот на ваков тип на сензор кој ќе опфаќа интердисциплинарна работа во повеќе различни области.

Имено, развојот на ваков тип на сензор подразбира истражување и развој во повеќе различни сфери како:

(а) Избор на соодветен електричен LC осцилатор

Во литературата постојат повеќе различни типови на LC осцилатори изведени со различни засилувачки компоненти. Како предмет на истражување во оваа област ќе биде да се најде соодветен LC осцилатор кој ќе задоволува некои главни карактеристики како: мал број на компоненти, чист синусоиден излезен сигнал, ниска цена, едноставна изведба.

(б) Дефинирање на геометриските карактеристики на сензорот

Со цел да може лесно и едноставно да се добие мерената величина, потребно е излезните сигнали на сензорите да имаат препознатливи форми така што ќе можат да се поистоветат со соодветна математичка функција. Со цел да може да се добијат вакви посакувани излезни сигнали, како дел од истражувањето ќе биде да се утврди соодветна геометриската форма на роторот и калемите. Оваа геометриска форма е потребно математички да се изведе врз основа на претходно поставените критериуми. Понатаму, потребно е да се утврди целокупната изведба на калемите по однос на нивната местоположба, начин на изведба, број на намотки, итн.

(в) Проектирање и изведба на сензорот на електронско печатено коло

Со цел да се добие практична изведба на сензорот, потребно е истиот да се изведе на електронско печатено коло. Оваа изведба треба да се реализира врз основа на ограничувањата на производителот со цел да може да се добие функционален примерок.

(г) Симулација на сензорот со помош на дигитален близнак

Пред да се добие практична изведба на сензорот, потребна е да се истражи дали проектираниот сензор ги задоволува дел од претходно поставените барања. Овој процес најлесно може да се реализира со помош на симулација. Според тоа, како дел од истражувањето во оваа област ќе биде да се избере соодветен софтвер за симулација кој ќе овозможи да се моделира дигитален близнак на сензорот. Понатаму, ќе биде потребно да се реализира самиот дигитален близнак на сензорот со цел да може да се симулира во временски домен.

2. Развој на модел за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со вклучени паразитни ефекти

Осцилаторот кој ќе биде имплементиран во рамките на сензорот има потреба од модел со цел да се утврди дали истиот ќе има самоодржливи осцилации со претходно определена фреквенција. Во рамките на ова истражувањето дополнително ќе биде обрнато внимание на паразитните ефекти на калемот кој е дел од LC резонантното коло. Имено ќе се испита влијанието на паразитната отпорност и паразитната капацитивност на самиот калем. Според тоа, развојот на моделот за овој осцилатор ќе треба да ги вклучи и овие паразитни ефекти. Понатаму, како предмет на истражување во оваа област ќе биде да се изведе модел за овој тип на LC осцилатор кој дополнително ќе ги вклучува и паразитните ефекти на калемот кој е дел од LC резонантното коло.

3. Истражување на потенцијалните предизвици и можности предизвикани од фазните интеракции

Ново развиениот индуктивен сензор ќе имплементира повеќе автономни осцилатори. Според теоријата на фазни интеракции, доколку кај два или повеќе автономни осцилатори постои заемна спрега тогаш постои можност за појава на фазни интеракции. Според тоа, како дел од истражувањето во оваа област ќе биде да се истражи постоењето на вакви фазни интеракции, да се моделираат истите и соодветно да се испита нивното влијание врз мерната информација. Според тоа, ќе биде потребно да се одбере соодветен модел за фазните интеракции, а потоа да се истражи како би можело да се идентификуваат параметрите на истиот врз основа на измерените излезни сигнали на сензорот. Понатаму, врз основа на идентификацијата на моделот ќе се утврдат предизвиците и можностите кои се последица на фазните интеракции.

Целта на ова истражување е развој на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција кој ќе биде применлив во автомобилската индустрија. Имено, сензорот треба да ги задоволува сите перформансни карактеристики кои се определени од стандардите на автомобилската индустрија. Соодветно на тоа, сензорот треба да наоѓа примена кај различни технологии во рамките на едно возило, како позиционирање на педала за гас/кочење, позиционирање на волан, управување на електричен мотор, итн. Со цел да се постигне тоа потребно е да се реализираат повеќе дела во различни области кои се опфатени во развојот на ваков тип на сензор. Имено, тие се:

1. Развој на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција кој ќе ги задоволува основните перформансни карактеристики утврдени од страна на автомобилската индустрија. Овие перформансни карактеристики треба да опфатат максимална брзина на мерење до 24000 вртежи во минута, амбиентален температурен опсег од $[-40C^{\circ}, 125C^{\circ}]$ за електрониката, амбиентален температурен опсег од $[-40C^{\circ}, 160C^{\circ}]$ за сензорот, мерен опсег од $[0^{\circ}, 360^{\circ}]$, точност од $< \pm 2^{\circ}$.
2. Избор и проектирање на соодветен LC осцилатор кој ќе осцилира со чист синусоиден сигнал. Имено, ваквиот излезен сигнал на осцилаторот ќе ја олесни понатамошната анализа и ќе го намали предизвикот на соочување со повисоки хармоници во сигналот.
3. Проектирање на соодветни геометриски карактеристики на сензорот со цел да се добие излезна фреквенција за секој од осцилаторите којашто ќе зависи од аголната позиција и при тоа ќе се менува според синусен/косинусен закон.
4. Проектирање на предвидениот сензор и негова практична изведба на електронско печатено коло кое ќе може да се произведе според основните карактеристики на производство понудени од повеќето производители на електронски печатени кола.
5. Развој на соодветен дигитален близнак на сензорот кој ќе овозможи доволно приближна симулација на вистинскиот сензор.
6. Анализа на излезните сигнали, добиени од симулацијата, и анализа на добиената мерна информација изведена од нив. Анализата треба да даде информација за точноста на сензорот која може да се постигне.

7. Проектирање и развој на експериментална платформа за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција којашто ќе овозможи автоматизирано тестирање на предвидениот сензор.
8. Добивање на експериментални резултати од практичната изведба на сензорот и нивна споредба со симулационите резултати.
9. Утврдување на предизвиците и можностите кои може да се појават како резултат на фазните интеракции кои би можеле да се појават кај самиот сензор.

2.3 Работни хипотези/тези и очекуван научен придонес

Врз основа на приложените цели на истражувањето и постојните предизвици во областа, предложени се следните хипотези:

1. Може да се развие индуктивен сензор за мерење на аголна позиција кој ќе искористува автономни осцилатори и при тоа ќе може да ги задоволи основните перформансни карактеристики за автомобилската индустрија
 - (а) Со помош на математичко изведување ќе може да се изведе соодветна геометриска форма за роторот. Истата форма ќе овозможи промена на фреквенцијата на осцилаторите, во зависност од аголната позиција, според синусен/косинусен закон. Понатаму, при изведувањето на моделот ќе може да бидат применети соодветни апроксимации кои нема да имаат драстично влијание врз исходот на излезниот сигнал.
 - (б) Може да се имплементира соодветна геометриска изведба на калемите на сензорот така што ќе се добијат фреквенции кои ќе се менуваат според синусен и косинусен закон во зависност од промената на аголната позиција.
 - (в) Може да се развие индуктивен сензор кој ќе постигне точност помала од $< \pm 2^\circ$.
 - (г) Може да се развие дигитален близнак на сензорот кој би се симулирал во временски домен со помош на често достапни компјутерски ресурси.
 - (д) Може да се изработи сензорот на електронско печатено коло кое би можело да се произведе од страна на широко достапни производители на електронски печатени кола.
2. Може да се изведе едноставен модел за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн кој ќе ги земе предвид паразитните ефекти на калемот кој е дел од LC резонантното коло.
 - (а) Моделот успешно ќе ги определува условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации и резултатите ќе бидат споредливи со резултатите добиени од симулација.
 - (б) Од изведениот модел ќе може да се заклучи дека паразитните ефекти на калемот имаат значително влијание врз условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации.

- (в) Ќе може да се определат конкретните случаи кога еден или обата паразитни ефекти можат да имаат драстично влијание врз условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации.
 - (г) Изведените заклучоци ќе може да се потврдат со помош на симулација.
3. Може да се воочат заемни фазни интеракции помеѓу автономните осцилатори на сензорот како резултат на заемна електромагнетна спрега.
- (а) Може да се определи соодветен модел кој ќе ги опише фазните интеракции кај автономните осцилатори на сензорот.
 - (б) Со помош на мерените сигнали од сензорот ќе може да се примени идентификација за определување на параметрите на претходно утврдениот модел.
 - (в) Врз основа на идентификуваниот модел, ќе може да се воочи постоење на фазни интеракции помеѓу автономните осцилатори на сензорот.
 - (г) Доколку постојат заемни фазни интеракции, тогаш ќе може да се воочи нивна еволуција во зависност од промената на аголната позиција на роторот кај сензорот.

Развојот и истражувањето кое е дел од оваа докторска дисертација се очекува да даде значаен придонес во однос на неколку аспекти од областа на проектирање на LC осцилатори, областа на индуктивни сензори за мерење на аголна позиција и областа на заемни фазни интеракции помеѓу автономни осцилатори.

1. Придонес во областа на индуктивни сензори за мерење на аголна позиција:

Истражувањето на оваа дисертација ќе придонесе со нова материја од областа на индуктивни сензори за мерење на аголна позиција. Имено, постоечката литература во оваа област опфаќа само индуктивни сензори за мерење на аголна позиција кои искористуваат пасивни калемии или форсирани осцилатори. Ова истражување ќе даде значаен научен придонес за развој на индуктивен сензор за мерење на аголна позиција кој не искористува пасивни калемии и при тоа имплементира автономни осцилатори. Понатаму, дел од ова истражување опфаќа математичка метода за изведување на геометриската форма на роторот која може да даде значаен научен придонес за нејзина понатамошна примена кај други типови на сензори за мерење на аголна позиција кои искористуваат ротор со специфична геометриска форма. Во продолжение, проектирањето на новиот сензор, кој е предмет на ова истражување, опфаќа низа автентични аспекти на проектирање кои може да се применат и пошироко во споменатата област.

2. Придонес во областа на проектирање на LC осцилатори:

Како што беше изложено претходно, во достапната литература за теорија на електрични кола не постои изведен модел за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн кој ги опфаќа паразитната отпорност и капацитивност на калемот кој е дел од LC резонантното коло. Како резултат на тоа, изведување на ваков модел ќе даде значаен научен придонес во областа на теорија на електрични кола. Понатаму, потенцијалните заклучоци кои би можеле да бидат донесени врз основа на изведениот модел би биле од значаен научен придонес не само за конкретниот осцилатор туку општо за сите типови на LC осцилатори.

3. Придонес во областа на заемни фазни интеракции помеѓу автономни осцилатори:

Истражувањето на заемни фазни интеракции помеѓу автономните осцилатори кај сензорот може да даде клучни информации за нивното влијание врз мерната информација на сензорот. Имено, истражувањето на влијанието на овие фазни интеракции врз мерната информација може да придонесе кон наоѓање на нова постапка за добивање на мерна информација врз основа на карактеристиките на заемни фазни интеракции. Според тоа, ова истражување може да даде значаен научен придонес во областа на сензорите поради тоа што овој феномен е малку присутен во истоимената литература. Понатаму, појавата на овој феномен кај сензорот дополнително ќе го дополни широкото портфолио на примери од природата каде што може да се воочи овој феномен, и при тоа ќе ја збогати областа која ги изучува заемните фазни интеракции помеѓу автономни осцилатори.

Глава 3

Принцип на работа на индуктивни сензори за мерење на аголна позиција

Во глава 2 беше даден краток осврт за општиот принцип на работа на еден индуктивен сензор за мерење на аголна позиција заедно со различните типови кои можат да се сретнат. Имено беа претставени сензори со пасивни калеми, сензори со активни калеми и енкодерски сензори. Според претставената поделба, во оваа глава е опишан принципот на работа на сензорите со пасивни и активни калеми. Дополнително, принципот на работа на секој тип на сензор е опишан според постоечки реализации на сензори кои се произведени од страна на реномирани компании. На крајот е опишан принципот на работа на сензорот кој е предмет на истражување и развој во рамките на оваа дисертација.

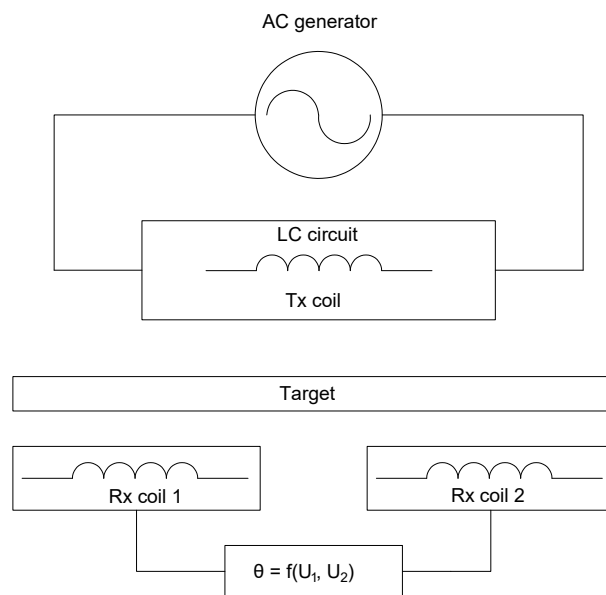
3.1 Индуктивни сензори со пасивни калеми

На слика 3.1 е претставена поедноставена шема на работата на еден индуктивен сензор кој искористува пасивни калеми за мерење на аголна позиција. Како што може да се види од сликата, сензорот содржи генератор на наизменичен напон (форсиран осцилатор) кој возбудува LC резонантно коло во чиј составен дел е активниот калем (Tx coil). Овој активен калем генерира променливо магнетно поле кое е во постојана интеракција со роторот (target) на сензорот. На самиот статор од сензорот радијално се распространети два пасивни калема (Rx coil 1/2) кои најчесто се намотани во специфична геометриска форма. При промена на аголната позиција на роторот се менува резултантното магнетно поле помеѓу роторот и статорот кое индуцира променлив напон во самите пасивни калеми на сензорот. Како резултат на промената во аголната позиција се менува и интензитетот на индуцираниот напон во секој од пасивните калеми. Според тоа аголната позиција θ може да се најде како функција од овие напони како

$$\theta = f(U_1, U_2), \quad (3.1)$$

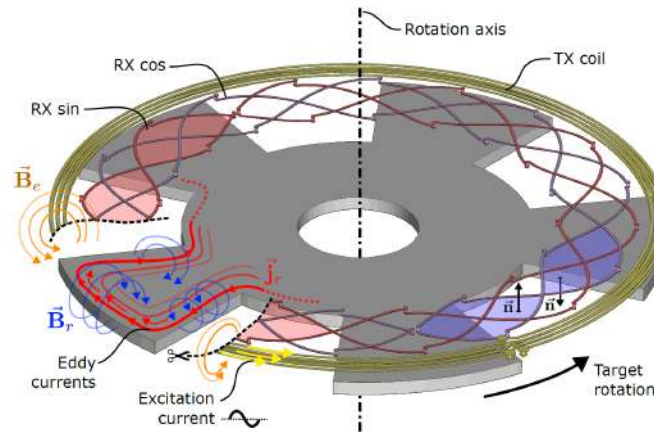
каде U_1 и U_2 го претставуваат интензитетот на индуцираните напони во секој од пасивните калеми на сензорот.

Постојат повеќе имплементации [1, 15, 16, 30, 33–52] на овој тип на сензор претставен во литературата. Една од најчестите видоизмени која може да се воочи во различни публикации на овој тип на сензор е начинот на намотување и распространетост на пасивните калеми. На слика 3.2 може да се воочи еден вид на практична имплементација на овој тип



Слика 3.1: Поедноставена шема на индуктивен сензор со пасивни калеми. Активниот калем Tx coil се возбудува од страна на наизменичниот генератор AC generator. Генерираното магнетно поле индуцира струи во пасивните калеми Rx coil 1 и Rx coil 2, а роторот Target го модулира нивниот интензитет. Роторот е изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Аголната позиција θ се добива со помош на интензитетот на индуцираниот напон U_1 и U_2 .

на сензор [1]. Од сликата може да се воочи дека пасивниот калем е кружно намотан и обележан со жолта боја додека пасивните калемии се намотани во специфична геометриска форма и обележани со сина и црвена боја. Сите калемии се од планарен карактер и истите се простираат на статорот од сензорот. Понатаму, роторот е изработен во специфична геометриска форма и истиот ротира под активните и пасивните калемии. Постојат повеќе компании коишто веќе имаат претставено на пазарот индуктивен сензор од овој тип како: Electricfil, Zettlex, Forvia (Hella).



Слика 3.2: Пример за практична имплементација на индуктивен сензор со пасивни калемии. Со златно-жолта боја е илустриран активниот калем, а со сина и црвена боја се илустрирани пасивните калемии. Калемите се поставени во иста рамнина, а под нив ротира самиот ротор изработен од спроводлив материјал. Сликата е преземена од [1].

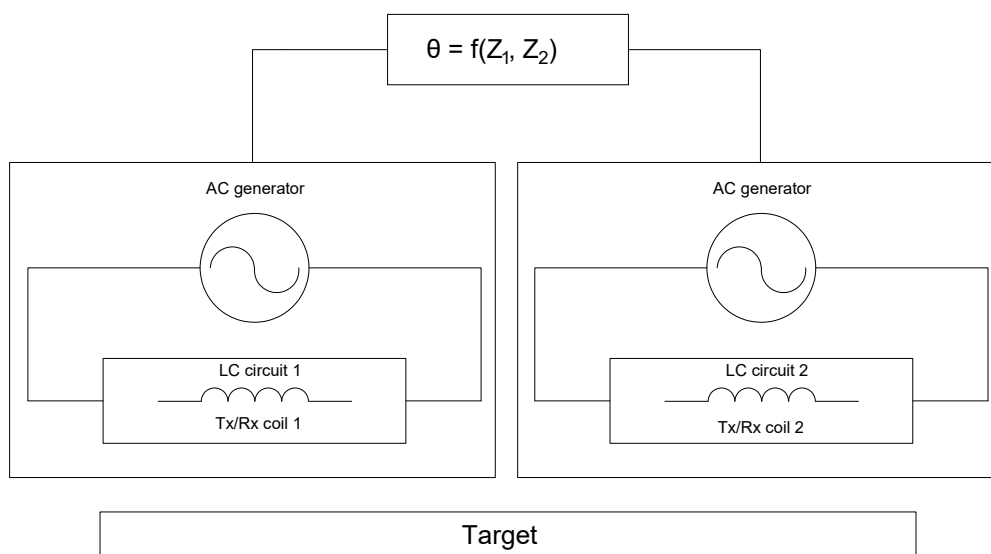
3.2 Индуктивни сензори без пасивни калемии

Индуктивниот сензор без пасивни калемии се карактеризира со фактот што не користи пасивни калемии за да детектира промени во аголната позиција. Имено, овој тип на сензори искористуваат еден ист калем за да се генерира променливото магнетно поле, а воедно и да се детектира мерната информација. Од тој аспект може да се каже дека функцијата на пасивниот и активниот калем, претставена кај индуктивниот сензор со пасивни калемии, во овој случај е интегрирана од страна на еден ист калем. На слика 3.3 е претставена поедноставена шема на работата на индуктивен сензор без пасивни калемии. Од сликата може да се воочи дека сензорот содржи две идентични електрични осцилаторни кола. Секое осцилаторно коло содржи наизменичен генератор (форсиран осцилатор) кој е директно поврзан со LC резонантно коло во чиј составен дел е активниот планарно намотан калем. Калемите на секое од овие осцилаторни кола се соодветно распространети на статорот додека роторот (target) е директно поставен под нив. Сензорот функционира на тој начин така што калемите се возбуждаат од страна на своите наизменични генератори и истовремено генерираат променливо магнетно поле кое е во константна интеракција со роторот на сензорот. Соодветно, при промена на аголната позиција на роторот се менува резултантното поле кај секој од калемите како резултат на специфичната геометриска форма на роторот. Оваа промена во резултантното поле резултира во промена на индуктивноста на секој од калемите, а мерната информација може да се добие како резултат на промената на

оваа индуктивност, односно импеданса. Според тоа аголната позиција θ може да се добие како функција од импедансите на секој од калемите на осцилаторните кола како:

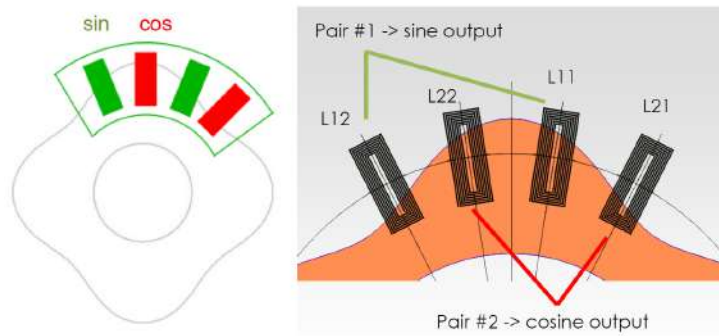
$$\theta = f(Z_1, Z_2), \quad (3.2)$$

каде Z_1 и Z_2 ги претставуваат импедансите на секој од активните калемите. Мерењето на аголната позиција се реализира индиректно преку мерење на пристапни величини кои се менуваат како резултат на импедансите Z_1 и Z_2 . Во овој случај тоа може да се реализира преку промена на интензитетот на падот на напонот кај секој од активните калемите или преку промена на фазното поместување кое е резултат на промената на импедансите.



Слика 3.3: Поедноставена шема на индуктивен сензор без пасивни калемии кој користи форсирани осцилатори. Секој од активните калемии Tx/Rx coil 1 и Tx/Rx coil 2 е возбудуван од страна на сопствен наизменичен генератор. Под истите калемии ротира роторот target, изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Ротацијата на роторот ја модулира индуктивноста на секој од калемите и соодветно на тоа се менува импедансата на секое од LC резонантните кола Z_1 и Z_2 . Аголната позиција θ се добива со помош на импедансите Z_1 и Z_2 .

Постои една практична имплементација на овој тип на сензор и истата е претставена на слика 3.4. Од сликата може да се воочи дека двата активни калемии се обележани во црвена и зелена боја и истите се поделени на два парцијални калемии кои се радијално распространети над роторот од сензорот. Сите калемии се од планарен карактер и истите се простираат на статорот од сензорот. Понатаму, роторот е изработен во специфична геометриска форма и истиот ротира под активните калемии променувајќи ја површината на изложеност. Оваа имплементација на сензорот е реализирана од страна на компанијата Sumida и истата е понудена како производ на пазарот.



Слика 3.4: Пример за практична имплементација на индуктивен сензор без пасивни калемии. Илустрацијата се однесува на произведен сензор од страна на компанијата Sumida, а сликите се преземени од литература објавена од истата компанија.

3.3 Индуктивен сензор кој е предмет на истражување и развој

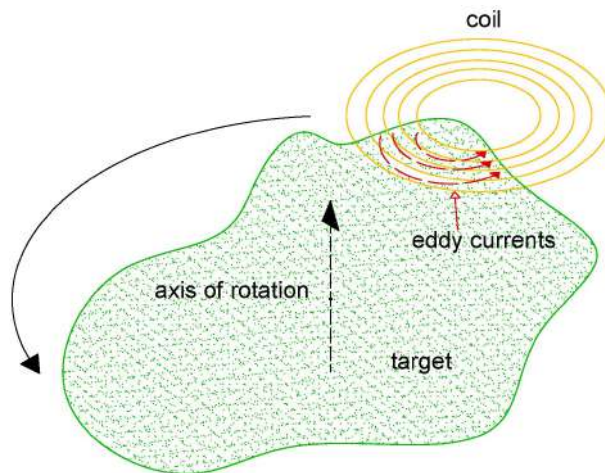
Индуктивниот сензор кој е предмет на истражување и развој во рамките на оваа дисертација не постои како производ на пазарот на индуктивни сензори. Дополнително, за разлика од претходните типови на сензори опишани во поглавјата 3.1 и 3.2, овој тип на сензор ќе искористува автономни осцилатори. Примената на овие автономни осцилатори може да донесе дополнителни предизвици и можности во мерењето на аголната позиција. Според тоа, како главна мотивација за развој на овој сензор може да се нагласи неговата достапност на пазарот и потенцијалот за истражувачки предизвици и можности.

Принципот на работа на овој тип на сензор може да се опише со помош на слика 3.5. Имено, тој е составен од два дела, статор и ротор. Статорот го претставува неподвижниот дел од сензорот на кој се простираат планарно намотани калемии кои се возбуждаат од страна на осцилирачки сигнал. Роторот го претставува движечкиот дел од сензорот кој е изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Роторот, претставен со зелена боја на сликата и статорот претставен преку златно-жолто обележаниот калем, се паралелно поставени еден над друг така што калемот е постојано изложен на спроводливиот материјал од роторот. Калемите на сензорот се возбуждаат од страна на наизменичен сигнал и истите генерираат променливо магнетно поле. Ова променливо магнетно поле индуцира виорни струи во спроводливиот материјал на роторот, обележани со црвена боја на сликата. Овие виорни струи генерираат спротивно магнетно поле на примарното и истите тежнеат да го намалат интензитетот на резултантното магнетно поле под калемите. Земајќи предвид дека индуктивноста на калемите може да се изрази како сооднос од резултантниот магнетен флукс и интензитетот на струјата која протекува низ нив како [165]

$$L = \frac{\Phi}{I}, \quad (3.3)$$

последователно промена во интензитетот на виорните струи може да предизвика промена во резултантниот магнетен флукс кој воедно и резултира со промена во индуктивноста на секој од калемите. Според тоа, доколку се изработи роторот во специфична радијално променлива геометриска форма, неговото аголно поместување може да резултира со

промена во интензитетот на виорните струи како резултат на променливата површина на спроводлив материјал со кој се изложени калемите. Според тоа, поради постоењето на релација помеѓу аголната позиција на роторот и индуктивноста на калемите, може да се проектира систем за мерење на аголна позиција кој ќе ја искористува оваа зависност.



Слика 3.5: Принцип на работа на сензорот кој ќе биде предмет на ова истражување. Калемот, претставен со златно-жолта боја, индуцира виорни струи во роторот, претставен со зелена боја. Роторот target е изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Ротацијата на роторот го модулира интензитетот на индуцираните виорни струи на кои соодветно се менува индуктивноста на калемот.

Овој предвиден систем за мерење може да се реализира со помош на два електрични LC осцилатори кои ќе се наоѓаат на статорот од сензорот. Имено, секој од планарните активни калем на сензорот ќе бидат дел од LC резонантните кола на овие осцилатори. Понатаму, фреквенцијата на осцилации на секој од LC осцилаторите ќе зависи од индуктивноста на калемите и истата најчесто може да се опише како

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (3.4)$$

каде L е индуктивноста на активниот калем и C е капацитивноста на кондензаторот, кои се дел од LC резонантното коло. Според тоа, доколку роторот се изработи од специфична радијално променлива геометриска форма, би можело да се најде зависност помеѓу аголната позиција на роторот и фреквенцијата на осцилации на секој од осцилаторите. Имено, оваа зависност може да се опише преку равенката (3.5), каде промената на аголната позиција на роторот може да предизвика зголемување во површината на спроводлив материјал S_L преку кој се изложени калемите. Ова зголемување на површината S_L ќе предизвика зголемување на интензитетот на виорни струи I_e , а истите ќе предизвикаат намалување на флуksот на резултантното магнетно поле Φ . Понатаму, ова намалување на магнетниот флуks Φ ќе предизвика намалување на индуктивноста на активниот калем L кое ќе се одвива според равенката (3.3). Како резултат на тоа, намалувањето на индуктивноста на активниот калем L ќе предизвика зголемување на фреквенцијата на осцилации кај електричниот LC осцилатор чија промена ќе се одвива според равенката (3.4).

$$S_L \uparrow \propto I_e \uparrow \propto \Phi \downarrow \propto L \downarrow \propto f \uparrow \quad (3.5)$$

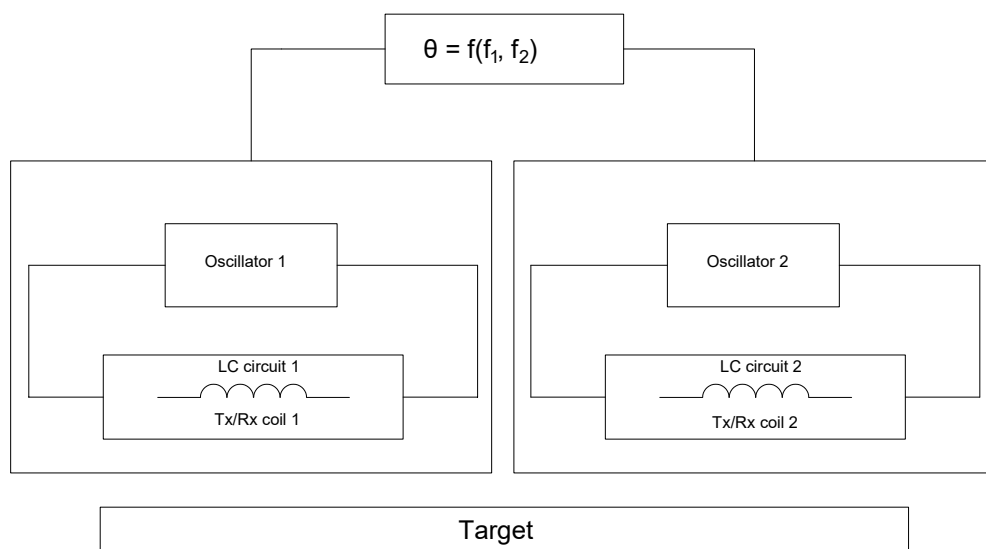
Според тоа, системот за мерење би можел да се проектира на тој начин така што истиот ќе содржи два електрични LC осцилатори чија фреквенција на осцилации ќе зависи од аголната позиција на роторот. При тоа, сензорот би се проектирал со такви геометриски карактеристики што фреквенцијата на осцилации кај секој од електричните LC осцилатори на сензорот би можела да се опише како [5, 14, 24, 25]:

$$\begin{aligned} f_1(\theta) &= A \sin(\theta), \\ f_2(\theta) &= A \cos(\theta), \end{aligned} \quad (3.6)$$

каде $f_1(\theta)$ и $f_2(\theta)$ ги претставуваат фреквенциите на осцилации за секој од LC осцилаторите и θ ја претставува аголната позиција на роторот. Последователно, доколку се постигне зависноста од равенката (3.6) тогаш аголната позиција на роторот би можела да се определи како

$$\theta = \arctan(f_1(\theta), f_2(\theta)). \quad (3.7)$$

Доколку се користи претходно споменатата категоризација на типови на индуктивни сензори, овој сензор може да се класифицира во категоријата на индуктивни сензори без пасивни калеми. Сепак, за разлика од индуктивниот сензор без пасивни калеми споменат во поглавје 3.2, овој тип на сензор ќе искористува автономни осцилатори. Имено, сензорот опишан во поглавје 3.2 користи наизменичен генератор со константна фреквенција и истата не зависи од индуктивноста на активните калеми кои се дел од LC резонантното коло. Од друга страна, сензорот кој ќе биде предмет на истражување во оваа дисертација содржи активни калеми кои се дел од автономни LC осцилатори и фреквенцијата на осцилации на секој од осцилаторите ќе зависи од индуктивноста на калемите. Користејќи ја истата визуализација како во поглавјата 3.1 и 3.2, принципот на работа на овој сензор може да се опише со помош на слика 3.5.



Слика 3.6: Поедноставена шема на индуктивен сензор без пасивни калеми кој користи автономни осцилатори. Секој од активните калеми Tx/Rx coil 1 и Tx/Rx coil 2 е дел од сопствено LC резонантно коло кое е возбудувано од страна на автономен осцилатор. Под истите калеми ротира роторот target, изработен од спроводлив материјал во специфична геометриска форма. Ротацијата на роторот ја модулира индуктивноста на секој од калемите и соодветно на тоа се менува фреквенцијата на осцилации f_1 и f_2 за секој од автономните осцилатори. Аголната позиција θ се добива со помош на фреквенциите f_1 и f_2 .

Глава 4

Електрично коло за осцилации

Во оваа глава е дефинирано електричното коло за осцилации кое се искористува во рамките на сензорот кој е предмет на истражување и развој во оваа дисертација. Имено, најпрво е направен избор на соодветен тип на електричен осцилатор, а потоа е изведен модел за истиот. Изведениот модел овозможува да се определат фреквенцијата на самоодржливи осцилации и условот за појава на самоодржливи осцилации. Во продолжение, претставено е дека паразитните ефекти на калемот може да имаат значително влијание врз фреквенцијата и условот за појава на осцилации, па според тоа е изведен дополнителен надограден модел кој ќе ги земе предвид паразитните ефекти на калемот. Ново изведениот модел е анализиран и поткрепен со помош на илустрација на геометриско место на корени на моделот и симулација на електричното коло.

4.1 Избор на соодветен тип на електричен LC осцилатор

Како што беше споменато во глава 3, предвидениот сензор кој е предмет на истражување и развој содржи два електрични LC осцилатори. Понатаму, во глава 2 беше спомнато дека постојат различни изведби на електрични LC осцилатори. Имено, најпрво тие може да се поделат на еднокраки и диференцијални во зависност од тоа дали излезниот сигнал е диференцијален или еднокрак. Понатаму, беше спомнато дека постојат повеќе типови на LC осцилатори како: Хартлиев осцилатор, Колпицов осцилатор, Пирсов осцилатор и Клапов осцилатор. Во продолжение овие типови на LC осцилатори може да бидат изведени со помош на BJT транзистор или FET транзистор во различни конфигурации како: заеднички емитер, заедничка база, заеднички колектор, заеднички сорс, заеднички дрејн или заеднички гејт. Понатаму, истите осцилатори може да бидат изведени и со помош на операциски засилувач. Според тоа, потребно е да се направи избор на електричен LC осцилатор кој ќе биде соодветен за предвидениот сензор.

Со цел да се направи избор на соодветен тип на електричен LC осцилатор потребно е да се постават критериумите кои треба да ги задоволува осцилаторот кој ќе биде искористен во рамките на сензорот. Според тоа, предвидениот електричен LC осцилатор потребно е да ги задоволува следните критериуми [166]:

- 1. Можност за изведба со помош на дискретни електронски компоненти:**

Достапните финансиски ресурси за развојот на овој сензор се ограничени. Според тоа, имплементација на интегрирани кола при развојот на сензорот би довело до значителен финансиски товар. За таа цел, најекономичен пристап за развој на сензорот

е преку примена на дискретни електронски компоненти. Со оглед на тоа што оваа дисертација опфаќа развој на прототип, а не готов производ овој пристап е сосема оправдан.

2. Мал број на компоненти:

Предвидениот сензор, кој е предмет на развој, треба да биде компактен со мали големини. Овие мали големини ќе придонесат кон пониска цена за неговото производство, а дополнително ќе се зголеми и неговата примена во различни практични случаи. За таа цел осцилаторот треба да биде составен од мал број на компоненти со намера да се минимизира просторот на зафатеност на електронското печатено коло.

3. Стабилна фреквенција:

Осцилаторот треба да осцилира со стабилна фреквенција во однос на надворешните променливи услови. Нестабилност на фреквенцијата би подразбирало и нестабилна мерна информација. Влијанијата на паразитните ефекти треба да бидат минимизирани сè со цел моделот на осцилаторот да биде поблизок до неговата практична имплементација. Непредвидливост на фреквенцијата може да резултира во непредвидливост на дизајнот на целокупниот сензор.

4. Можност за постигнување на фреквенции во опсегот на MHz:

Интензитетот на виорните струи е директно зависен од прирастот на магнетното поле. Со цел да се добие мерна информација со поголема чувствителност, потребно е да се индуцираат виорни струи со поголем интензитет. За да се добијат магнетни полиња со поголем прираст потребно е осцилаторите да осцилираат на повисоки фреквенции. Понатаму, способноста на сензорот да мери аголни позиции при повисоки аголни брзини е директно зависна од работната фреквенција на осцилаторите.

5. Синусоиден сигнал на осцилации:

Иако теоретски е невозможно да се добие идеален синусоиден сигнал, поради нелинеарната природа на електронските засилувачки компоненти, сепак со добар дизајн може да се постигне прилично прецизен синусоиден сигнал. Ваквата форма на сигналот би ја олеснил понатамошната анализа на излезните сигнали на осцилаторите.

Врз основа на горенаведените критериуми, по пристап на дедукција може да се ограничи изборот на конкретен електричен LC осцилатор. За почеток, критериумот под број 1 го оневозможува искористувањето на диференцијални LC осцилатори поради фактот што тие имаат потреба од две засилувачки компоненти со идентични карактеристики. Добивање на идентични карактеристики кај две дискретни засилувачки компоненти е практично невозможно и тоа може да се изведе само доколку истите се имплементирани на исто интегрирано коло. Според тоа, може да се заклучи дека изборот на LC осцилаторите е ограничен само на категоријата на еднокраки LC осцилатори. Во продолжение, критериумот под број 4 комплетно ја елиминира употребата на операциски засилувачи поради фактот што најчесто достапните операциски засилувачи се ограничени на фреквенциски опсег од 1 MHz . Постојат операциски засилувачи на пазарот што можат да постигнат повисок фреквенциски опсег, но нивната цена е драстично повисока во однос на широко достапните BJT и FET транзистори.

Врз основа на досегашната дедукција може да се заклучи дека изборот на LC осцилатори е сведен на еднокрак LC осцилатор кој ќе биде изведен со помош на BJT или

FET транзистор. Конкретно, во овој случај изборот се сведува на: Колпицов, Пирсов, Хартлиев или Клапов осцилатор. Во претходно истражување поврзано со слична тема со оваа дисертација [166] веќе беше направена компаративна анализа помеѓу овие типови на осцилатори врз основа на горенаведените критериуми. Имено, беше заклучено дека осцилаторите кои се изведени со помош на BJT транзисторите и FET транзисторите со индуциран (enhancement) канал побаруваат поголем број на компоненти поради потребата нагодување (biasing) на работната точка на транзисторот. Понатаму, симулациите на некои LC осцилатори имплементирани со помош на BJT транзистор [68] покажаа дека излезниот сигнал може да содржи поголем број на дополнителни хармоници кои може да ја загрозат неговата чиста синусоидна форма како резултат на експоненцијалната зависност карактеристична за BJT транзисторот. Понатаму, некои конфигурации на засилувачи изведени со BJT или FET транзистори може да бидат непожелни поради присуството на Милеровиот ефект кој може драстично да го засили влијанието на паразитните капацитивности [73]. Имено, таков е случајот на BJT засилувачот со заеднички емитер и FET засилувач со заеднички сорс. Понатаму, Хартлиевиот LC осцилатор најчесто се изведува со средишно поврзан калем кој може да доведе до дополнителни ограничувања во проектирањето на осцилаторот и соодветно го прави помалку привлечен за примена кај сензорот.

Според тоа, врз основа на горенаведените критериуми и веќе спроведената компаративна анализа беше одлучено да се примени Колпицов осцилатор кој ќе биде изведен со помош на JFET транзистор во конфигурација на заеднички дрејн. Причината за изборот беше фактот што JFET транзисторот овозможува да се избегне примена на дополнителни компоненти за нагодување на работната точка, а дополнително Колпицовиот осцилатор се карактеризира со висока фреквенциска стабилност и задоволително чист синусоиден сигнал [68].

4.2 Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем

Колпицовиот осцилатор наоѓа широка примена во индустријата и науката поради неговата едноставност, супериорна стабилност и лесна примена [167]. Неговата сестраност овозможува да се проектираат осцилатори кои можат да работат на фреквенции над 100GHz со ниска енергетска потрошувачка до $4\mu\text{W}$ и напони на напојување под 40mV [168]. Овој тип на осцилатор може да се применува во широка палета на области како: радио-фреквентни комуникациски системи, инструментациона и мерна опрема, радарски системи, енергетска електроника и многу други [64–66]. Понатаму, LC осцилаторите, меѓу кои и Колпицовиот осцилатор, наоѓаат широка примена во областа на сензорите [88]. Експлицитен пример за оваа област може да бидат индуктивните сензори за мерење на аголна или линеарна позиција [17, 28, 29].

4.2.1 Електрично коло и услов за појава на самоодржливи осцилации

Електричното коло на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн е прикажано на слика 4.1, каде I е струја на нагодување на работната точка, R_S е отпорник за нагодување на работната точка, R_L го претставува оптоварувањето, L , C_1 и C_2 ги претставуваат калемот и кондензаторите кои се дел од LC резонантното коло. Осцилаторот е прикажан

на сликата во три различни топологии за нагудување на работната точка и при тоа за нив важи истиот модел во режим на мали сигнали. Имено, Колпицовиот осцилатор е прикажан на сликата во топологија на нагудување со константен струен извор (constant current bias), топологија на самонагудување (self-bias) и топологија на комбинациско нагудување (combination bias).

Еден единствен модел во режим на мали сигнали може да се изведе за трите електрични кола прикажани на слика 4.1, доколку вкупната отпорност во колото се прикаже преку еден единствен отпорник R . Последователно, моделот во режим на мали сигнали за трите електрични кола е прикажан на слика 4.2 каде JFET транзисторот е заменет со напонски зависен струен извор со струја $g_m v_{gs}$, g_m ја претставува транскондуктансата на транзисторот во режим на мали сигнали, а R ја претставува вкупната отпорност во колото која ќе зависи од топологијата на нагудување. Имено, за топологија на нагудување со константен струен извор отпорноста R ќе биде $r_o || R_L$, за топологија на самонагудување и комбинациско нагудување отпорноста R ќе биде $r_o || R_L || R_S$ каде r_o ја претставува излезната отпорност на транзисторот во режим на мали сигнали.

Според претставениот модел во режим на мали сигнали, осцилаторот може да се моделира како систем со позитивна повратна врска, прикажан на слика 4.3, каде v_o е излезниот напон, v_f е напонот на повратната врска и v_i е влезниот напон [68]. Според тоа, засилувањето на затворениот систем A_f може да се претстави како

$$A_f = \frac{v_o}{v_f} = \frac{A}{1 - A\beta} = \frac{A}{1 - T}, \quad (4.1)$$

каде A е засилувањето на системот без повратна врска, β е засилувањето во повратната врска и T е засилувањето на системот во затворената јамка. Во практична смисла на електричното коло на Колпицовиот осцилатор, A претставува напонско засилување кое се однесува на засилувачката компонента, β претставува напонско засилување кое се однесува на фреквентно-селективната мрежа каде во случајот тоа е LC резонантното коло. Анализирајќи го системот, за да се појават осцилации потребно е да постои сигнал во излезот на системот без да има сигнал на влезот на системот. За таа цел, поставувајќи го $v_i = 0$ може да се воочи дека конечен излезен сигнал v_o може да се добие само кога именителот во равенка (4.1) е нула. За именителот да биде нула, потребно е

$$T = 1. \quad (4.2)$$

Со оглед на тоа што засилувањето $T(j\omega)$ е комплексна величина, оттука може да се формулира критериумот на Баркхаузен [64] за да се појават самоодржливи осцилации, кој дефинира дека модулот на засилувањето во затворената јамка треба да биде

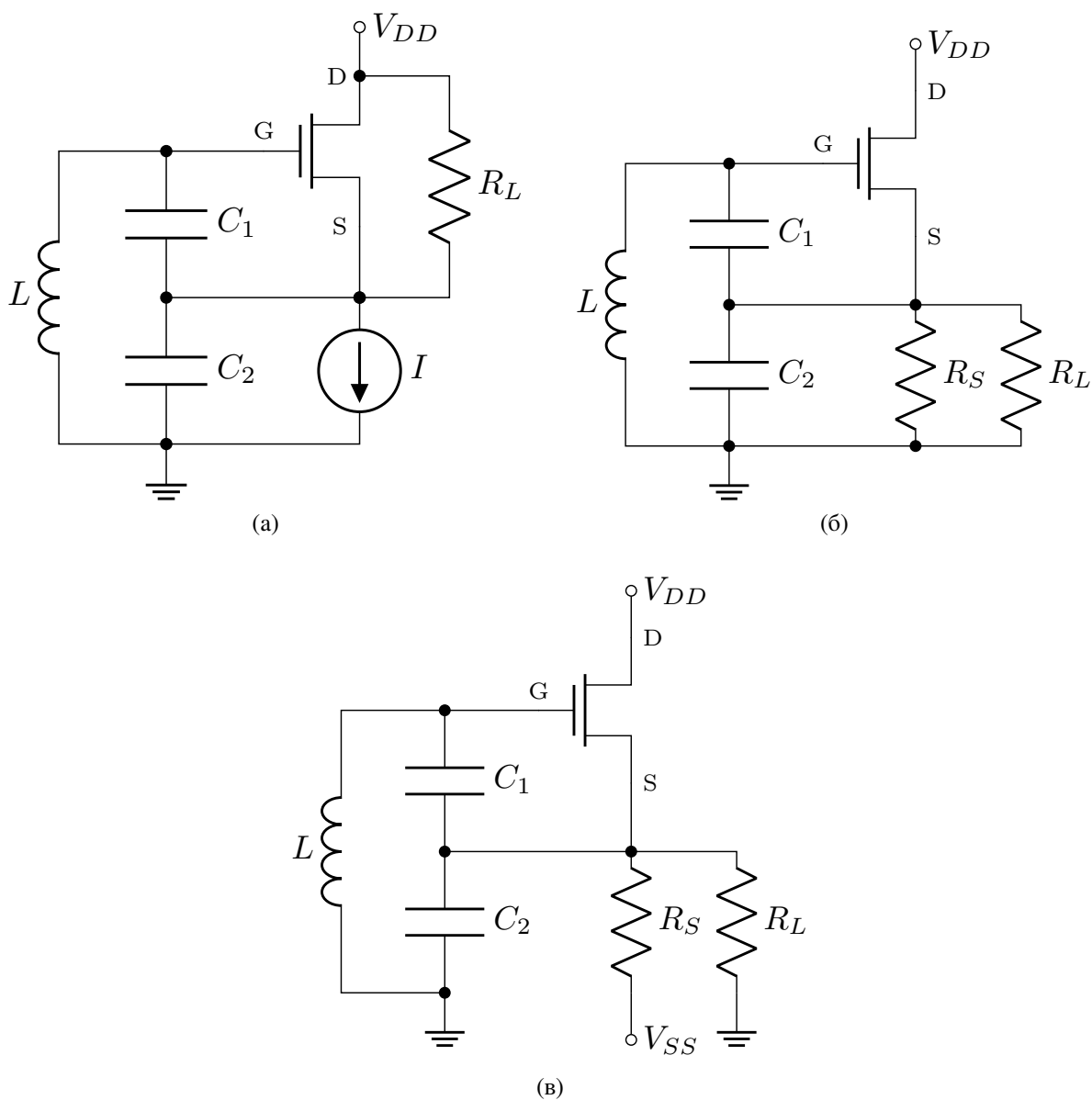
$$|T(j\omega)| = 1, \quad (4.3)$$

а неговото фазно поместување треба да биде

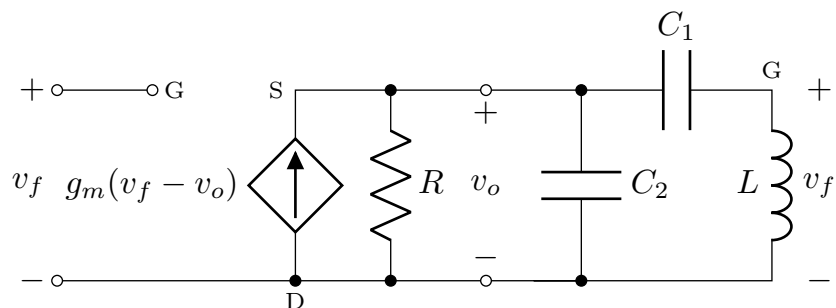
$$\angle T(j\omega) = \pm 2n\pi, \quad (4.4)$$

каде $n \in \{0, 1, 2, \dots\}$.

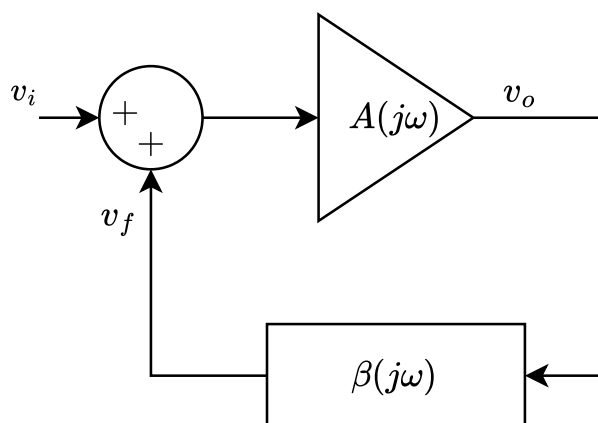
Фреквенцијата $\omega = \omega_0$ за која важат равенките (4.3) и (4.58) ја претставува фреквенцијата на самоодржливи осцилации на осцилаторот. Соодветно на тоа, со цел да постојат



Слика 4.1: Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем изведен во три различни топологии за нагдување на работната точка за кои важи истиот модел во режим на мали сигнали. Топологија на нагдување со константен струен извор (constant current bias) (a), Топологија на самонагдување (self-bias) (б), Топологија на комбинациско нагдување (combination bias) (v).



Слика 4.2: Модел на Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем во режим на мали сигнали



Слика 4.3: Осцилатор претставен преку систем со позитивна повратна врска каде v_f напонот на повратната врска, v_o е излезниот напон и влезниот напон е $v_i = 0$.

осцилации во системот, потребно е при фреквенција од ω_0 модулот на засилувањето во затворената јамка да изнесува единица, а дополнително неговото фазно поместување да е 0 или целоброен множител на 2π . На почеток, со цел да можат осцилациите на осцилаторот да започнат со растечко поведение, потребно е засилувањето во затворената јамка да биде поголемо од 1, односно

$$|T(j\omega)| > 1. \quad (4.5)$$

4.2.2 Анализа на засилувањето во затворената јамка

Преку анализа на засилувањето во затворената јамка, може да се дефинира карактеристичната равенка на моделот на осцилаторот. Оттука со помош на карактеристичната равенка може да се формулира условот за постоење на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации кај Колпицовиот осцилатор. Според тоа, доколку се анализира моделот во режим на мали сигнали од слика 4.2 може да се воочи дека излезниот напон на осцилаторот v_o е определен од страна на оптоварувањето поврзано на напонски зависниот струен извор. Последователно, падот на напонот кој ќе се јави на краевите од струјниот извор ќе биде $v_o = g_m(v_f - v_o)Z_L$ каде [100]

$$Z_L = (R \parallel \frac{1}{C_2 s}) \parallel (\frac{1}{C_1 s} + Ls) = \frac{R(1 + LC_1 s^2)}{RLC_1 C_2 s^3 + LC_1 s^2 + R(C_1 + C_2)s + 1}. \quad (4.6)$$

Според тоа, излезниот напон v_o може да се определи како

$$v_o = v_f \frac{g_m Z_L}{g_m Z_L + 1}, \quad (4.7)$$

Искористувајќи ја равенка (4.7), напонското засилување A на засилувачката компонента може да се изрази како

$$A = \frac{v_o}{v_f} = \frac{g_m Z_L}{g_m Z_L + 1}, \quad (4.8)$$

каде изразот е општо познат во литературата како напонско засилување на FET засилувач со заеднички дрејн.

Во продолжение, напонот во повратната врска v_f може да се изрази преку напонскиот делител формиран од кондензаторот C_1 и калемот L како

$$v_f = \frac{v_o L s}{L s + \frac{1}{C_1 s}} = v_o \left(\frac{LC_1 s^2}{1 + LC_1 s^2} \right). \quad (4.9)$$

Како резултат на тоа, засилувањето на фреквентно-селективната мрежа β може да се изрази како

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{LC_1 s^2}{1 + LC_1 s^2}. \quad (4.10)$$

Земајќи ги предвид равенките (4.8) и (4.10), засилувањето во затворената јамка T на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем може да се определи како

$$T = A\beta = \left(\frac{g_m Z_L}{g_m Z_L + 1} \right) \left(\frac{LC_1 s^2}{1 + LC_1 s^2} \right) = \frac{g_m R}{RLC_1 C_2 s^3 + LC_1 s^2 + R(C_1 + C_2)s + 1}. \quad (4.11)$$

4.2.3 Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации

Искористувајќи ја дефиницијата за засилувањето во затворената јамка T од равенка (4.11), карактеристичната равенка на системот може да се најде со помош на равенка (4.1) така што нејзиниот именител ќе се изедначи со 0 и последователно ќе се добие $1 - T = 0$ [64]. Применувајќи го овој пристап и изедначувајќи ја равенката (4.11) со единица, карактеристичната равенка да се изрази како

$$RLC_1C_2s^3 + LC_1s^2 + R(C_1 + C_2)s + g_mR + 1 = 0. \quad (4.12)$$

За системот да влезе во режим на непридушени осцилации потребно е карактеристичната равенка да содржи полови кои се наоѓаат на имагинарната оска. Според тоа, доколку се замени за $s = j\omega$ во равенка (4.12) и при тоа се преуредат реалниот и имагнарниот дел ќе се добие

$$(1 + g_mR - LC_1\omega^2) + j[R(C_1 + C_2)\omega - RLC_1C_2\omega^3]. \quad (4.13)$$

Изедначувајќи го имагинарниот дел од равенка (4.13) со нула, равенката за фреквенцијата на самоодржливи осцилации за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем може да се изрази како

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_e}}, \quad (4.14)$$

или како

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_e}}, \quad (4.15)$$

каде $C_e = C_1 || C_2$. Во продолжение, изедначувајќи го реалниот дел од равенка (4.13) со нула, равенката за условот на самоодржливи осцилации за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем може да се изрази како

$$g_mR = \frac{C_1}{C_2}. \quad (4.16)$$

Првично, со цел да можат осцилациите на осцилаторот да започнат со растечко поведение следното неравенство треба да биде задоволено

$$g_mR > \frac{C_1}{C_2}. \quad (4.17)$$

Според тоа, изведените равенки за условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации може да се искористат за проектирање на електричното коло на еден Колпицов осцилатор.

4.2.4 Геометриско место на корени со промена на транскондуктансата на транзисторот

Карактеристичната равенка на моделот, изразена преку изразот (4.12), може да се искористи за да се исцрта геометриско место на корени (ГМК) во зависност од промената на транскондуктансата на транзисторот g_m . Со оглед на тоа што транскондуктансата на

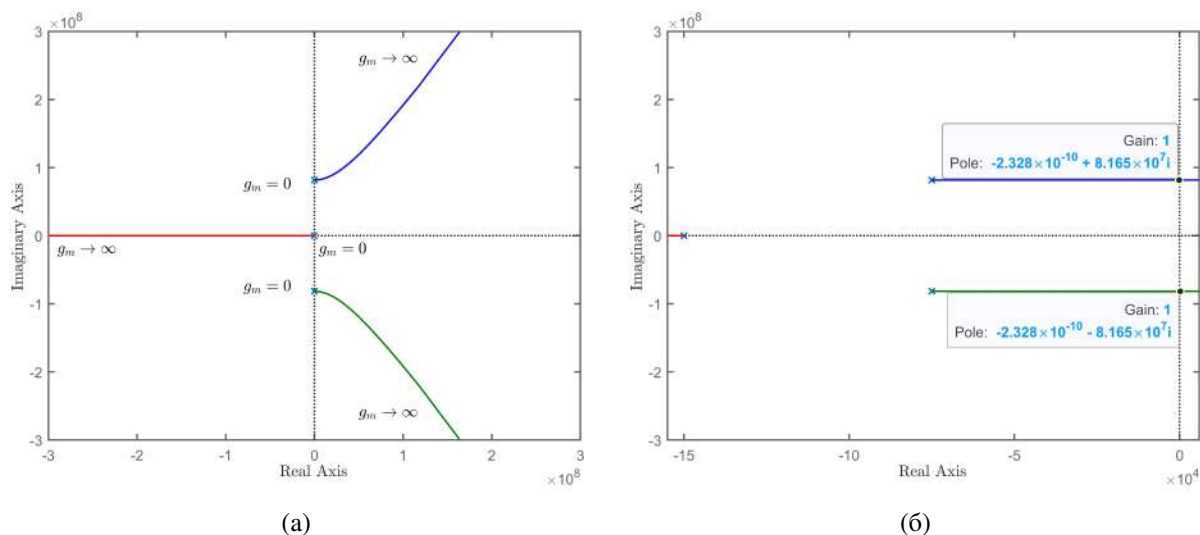
транзисторот g_m зависи од амплитудата на излезниот сигнал, со помош на ГМК графикот ќе може да се отслика поведението на системот, коешто треба да го следи истото поведение на стабилен граничен круг. Според тоа, доколку равенка (4.12) се подели со изразот

$$(RLC_1C_2)s^3 + (LC_1)s^2 + R(C_1 + C_2)s + 1, \quad (4.18)$$

ќе се добие

$$1 + \frac{g_m R}{RLC_1C_2s^3 + LC_1s^2 + R(C_1 + C_2)s + 1} = 0, \quad (4.19)$$

со чија помош може да се исцрта график на ГМК на системот со преносна функција A_f кој ќе го отслика поведението на половите на системот во зависност од транскондуктансата на транзисторот g_m . Како резултат на тоа, график на ГМК на системот за електричното коло од слика 4.1а е прикажан на слика 4.4 за $g_m \in (0, \infty)$. Графикот се однесува на топологија на нагудување со константен струен извор каде $L = 3\mu H$, $C_1 = C_2 = 100pF$, $r_o = 50k\Omega$, $R_L = 100k\Omega$.



Слика 4.4: График на геометриско место на корени за преносната функција A_f на ед-нокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем. Имагинарните полови започнуваат од левата комплексна полурамнина и истите се движат кон десната комплексна полурамнина, како што транскондуктансата g_m на транзисторот расте. Стационарен режим на осцилации настанува при $g_m R = 1$. График во нормален размер (а) и неговата зголемена верзија во близина на имагинарната оска (б).

На слика 4.4 може да се воочи дека осцилациите може да започнат и растат само кога комплексно конјугираните полови се наоѓаат во десната комплексна полурамнина. Овој исход може практично да се постигне при вклучување на осцилаторот со доволно голема транскондуктанса g_m утврдена од страна на струјата на нагудување I од константниот струен извор. Како што расте амплитудата на осцилациите, инстантната транскондуктанса g_m се намалува, како резултат на нелинеарната природа на транзисторот, додека комплексно конјугираните полови се движат кон имагинарната оска. Овој процес се одвива сè додека системот не влезе во стационарен режим на осцилации. Системот влегува во стационарен режим на осцилации кога комплексно конјугираните полови ќе преминат на имагинарната

оска и на тој начин условот од равенката (4.16) ќе биде исполнет. Доколку амплитудата на осцилации се зголеми како резултат на надворешен шум, инстантната транскондуктанса g_m ќе се намали и ќе предизвика половите да преминат од имагинарната оска кон левата комплексна полурамнина. На овој начин амплитудата на осцилации ќе тежнее да се намалува, а со тоа ќе се зголемува инстантната транскондуктанса g_m така што ќе резултира во придвижување на комплексно конјугираните полови од лева комплексна полурамнина кон имагинарната оска. Со тоа всушност се опишува поведението на стабилен граничен круг кое е карактеристично за Колпицовиот осцилатор.

На слика 4.4 може да се забележи дека комплексно конјугираните полови се наоѓаат на имагинарната оска за засилување $g_m R = 1$ и фреквенција $\omega_0 = 81,65 \text{ Mrad/s}$, вредности кои воедно се согласуваат и со равенките (4.14) и (4.16). Според тоа може да се заклучи дека изведените изрази кои ја дефинираат фреквенцијата на самоодржливи осцилации и условот за појава на самоодржливи осцилации се во комплетна согласност со испртаниот график на ГМК за системот.

4.2.5 Симулација

Претходно изведениот модел ќе биде проверен со помош на симулација на електрично коло на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем. Симулацијата ќе биде реализирана во софтверот LTSpice (верзија 24.0.12) со помош на преодна анализа искористувајќи JFET транзистор моделиран според Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE) параметрите на SMMBFJ310LT1G. Во овој случај беше избрано да се симулира електрично коло на Колпицов осцилатор со топологија на нагудување со константен струен извор, прикажано на слика 4.1a.

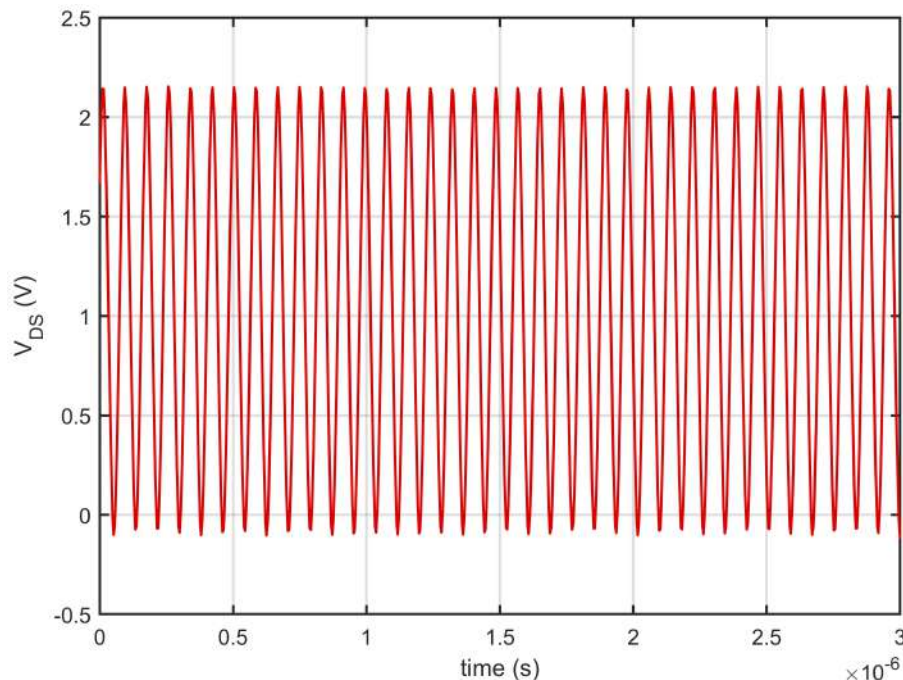
Пристапот на проектирање на осцилатор најчесто започнува со определување на посакуваната работна фреквенција на осцилации. Во овој случај, за LC резонантното коло беше избрано $L = 3 \mu\text{H}$ и $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$ кое според равенката (4.15) соодветствува на фреквенција на самоодржливи осцилации од $f_o = 12,99 \text{ MHz}$. Понатаму, за останатите компоненти од електричното коло беше избрано $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $I = 100 \mu\text{A}$, $R_L = 100 \text{ k}\Omega$. Со цел да може да се испита условот за појава на самоодржливи осцилации, прикажан во равенка 4.16, потребно е да се определат транскондуктансата на транзисторот g_m и вкупната отпорност во колото R . Транскондуктансата на транзисторот g_m може да се пресмета според параметрите на електричното коло и SPICE параметрите на JFET транзисторот како [169]

$$g_m = 2\beta_s(1 + \lambda V_{DS})(V_{GS} - V_{TO}), \quad (4.20)$$

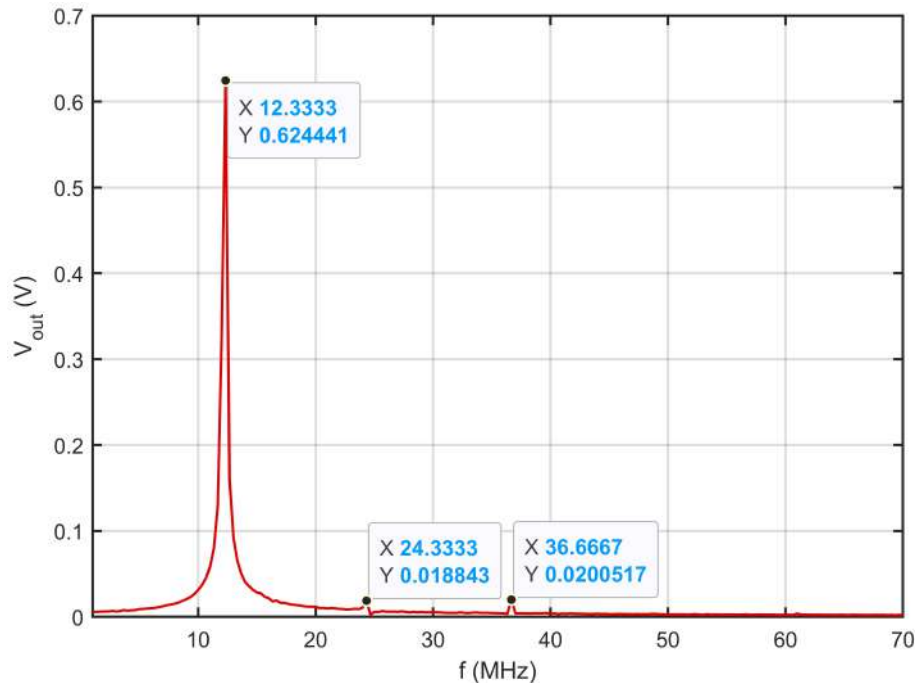
каде β_s е процесна транскондуктанса на транзисторот поврзана со физичките карактеристики на транзисторот, λ е модулација на должината на каналот на транзисторот, V_{GS} е напонот помеѓу гејтот и сорсот, V_{DS} е напонот помеѓу дрејнот и сорсот, V_{TO} е минималниот праг за напонот V_{GS} да овозможи спроводливост во каналот помеѓу сорсот и дрејнот. Конкретно, според SPICE моделот на JFET транзисторот SMMBFJ310LT1G, дел од овие величини ќе имаат вредности $\beta_s = 0.00315 \text{ A/V}^2$, $\lambda = 0.014 \text{ V}^{-1}$, $V_{TO} = -4.0 \text{ V}$. Соодветно, остатокот од величините ќе се определат преку работната точка на транзисторот како $V_{GS} = V_{TO} + \sqrt{I/\beta_s} \approx -3.8 \text{ V}$ и $V_{DS} = V_{DD} + V_{GS} \approx 1.1 \text{ V}$. Соодветно на тоа, за конкретниот пример на симулација иницијалната транскондуктанса при вклучување на осцилаторот ќе биде $g_m \approx 1.14 \text{ mS}$. Во продолжение, вкупната отпорност во колото ќе

биде $R = R_L || r_o$, каде излезната отпорност на транзисторот r_o ќе се определи преку модулатијата на должината на каналот од самиот транзистор како $r_o \approx (\lambda I)^{-1} \approx 714 k\Omega$ [67].

Според дадените параметри на колото и горепресметаните величини, равенката (4.16) може да се примени за да се определи дали условот за појава на самоодржливи осцилации е исполнет. Според тоа, доколку се заменат пресметаните вредности во равенката (4.16) ќе се воочи дека важи $g_m R = 100 > 1$ така што укажува на фактот дека осцилаторот треба да осцилира во стационарен режим. На слика 4.5 е прикажан график за излезниот напон V_{DS} на симулираното електрично коло во стационарен режим за горedefинираните параметри. Од сликата може да се воочи дека осцилаторот навистина осцилира, односно претходно изведениот израз за условот за појава на самоодржливи осцилации е валиден. Во продолжение, на слика 4.6 е прикажан истоимениот напон во фреквенциски домен. Од сликата може да се воочи дека главниот хармоник се наоѓа при фреквенција $f_{0s} = 12,3 MHz$, фреквенција која е за мала разлика помала од пресметаната вредност $f_o = 12,99 MHz$ според равенката (4.15). Оваа мала разлика може да се објасни како резултат на паразитните капацитивности на JFET транзисторот кои не беа земени предвид во пресметките, а истите се вметнати во SPICE моделот на транзисторот. Дополнително, од графикот може да се воочи дека излезниот сигнал не е чиста синусоида, односно тој содржи дополнителни хармоници. Ова е резултат на нелинеарната природа на транзисторските компоненти и истата е неизбежна. Со оглед на малите амплитуди на овие дополнителни хармоници во споредба со таа на главниот хармоник, нивното влијание може да се смета за незначително.



Слика 4.5: Излезен напон V_{DS} во временски домен за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем во топологија на нагдување со константен струен извор. Електричното коло е симулирано за вредности $V_{DD} = 5V$, $I = 100\mu A$, $R_L = 100k\Omega$, $L = 3\mu H$ и $C_1 = C_2 = 100pF$.



Слика 4.6: Излезен напон V_{DS} во фреквенциски домен за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем во топологија на нагодување со константен струен извор. Електричното коло е симулирано за вредности $V_{DD} = 5V$, $I = 100\mu A$, $R_L = 100k\Omega$, $L = 3\mu H$ и $C_1 = C_2 = 100pF$.

4.2.6 Недостатоци на изведениот модел

Досега изведените изрази за условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации соодветно се согласуваат со резултатите од поголемиот дел на случаи при симулација. Тоа што треба дополнително да се земе предвид е дека осцилаторот во практична имплементација кај сензорот нема да има фиксирана вредност за индуктивноста на калемот. Имено, индуктивноста ќе се менува во зависност од аголната позиција на роторот од сензорот, па според тоа осцилаторот ќе треба да осцилира за целиот тој опсег на вредности за индуктивноста на калемот. Дополнително, во практична имплементација калемот ќе биде изведен на електронско печатено коло и истиот ќе биде составен од значителна должина на намотан спроводлив вод. Овој спроводлив вод има определена карактеристична отпорност и како резултат на тоа истиот ќе внесува определена паразитна отпорност во самиот калем. Понатаму, калемот ќе биде изведен во планарна форма и истиот ќе биде составен од повеќе паралелно поставени слоеви. Овие слоеви ќе внесуваат дополнителна паразитна капацитивност во калемот. Како резултат на тоа, беше одлучено да се анализираат гореизведените изрази во конкретни примери на симулација на електричното коло на Колпицов осцилатор со заеднички дрејн кога би се земале предвид и паразитната отпорност и капацитивност на самиот калем.

4.2.6.1 Влијание на паразитните ефекти на калемот врз условот за појава на самоодржливи осцилации

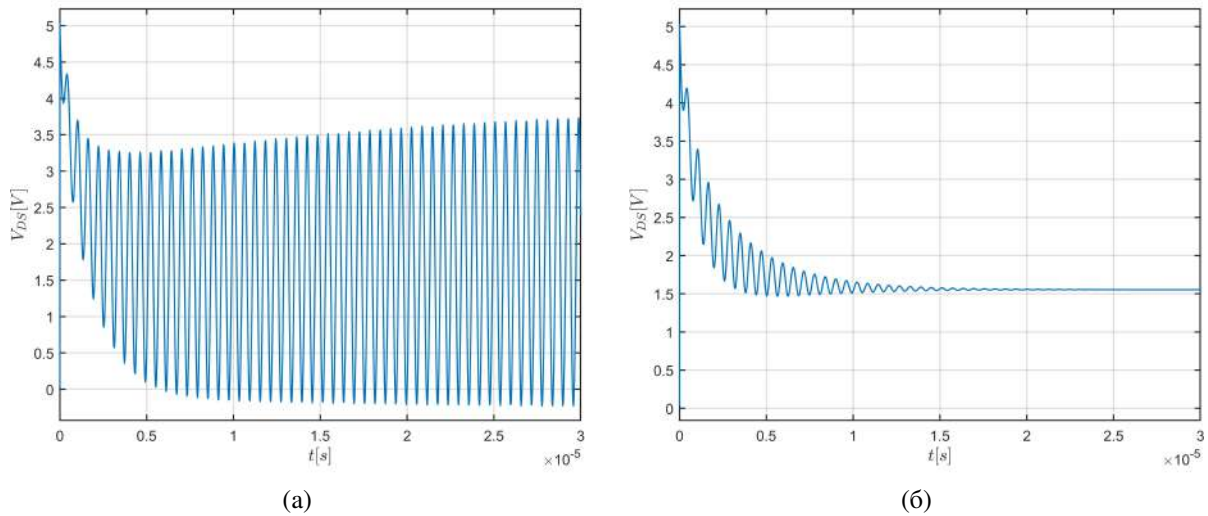
При симулација на различни варијанти на електричното коло од слика 4.1а беше забележано дека паразитните ефекти на калемот, кој е дел од LC резонантното коло, може да имаат влијание врз условот за појава на самоодржливи осцилации. Ова беше воочено при симулација на електричното коло за следните параметри: $V_{DD} = 5V$, $I = 1mA$, $L = 3\mu H$, $R_L = 100k\Omega$, $C_1 = C_2 = 6nF$. Во овој случај, во електричното коло беше дополнително воведена еквивалентна сериска отпорност на калемот R_{esr} и еквивалентна паралелна капацитивност C_{epc} . Нивните големини изнесуваат 2.6Ω и $100pF$, кои се сосема доволни да доловат реален практичен случај кај сензорот.

Доколку се имплементира истиот пристап од поглавје 4.2.5, може да се искалкулираат потребните параметри g_m и R за да се испита условот за појава на самоодржливи осцилации поставен во равенка (4.16). Последователно, при замена на соодветните вредности се добива $g_m R = 149 > 1$ којшто предвидува дека треба да постојат самоодржливи осцилации во електричното коло. Електричното коло беше симулирано во два случаи, кога $R_{esr} = 0\Omega$ и $C_{epc} = 0pF$ чиј излезен напон е прикажан на слика 4.7а, и кога $R_{esr} = 2.6\Omega$ и $C_{epc} = 100pF$ чиј излезен напон е прикажан на слика 4.7б. Графикот од слика 4.7а го прикажува излезниот напон на колото V_{DS} при симулација со идеален калем. Од истиот график може да се забележи дека условот од равенка (4.16) соодветно го предвидува исходот на колото. Спротивно на тоа, графикот од слика 4.7б го прикажува излезниот напон на колото V_{DS} при симулација со неидеален калем. Од графикот може да се забележи дека осцилациите изумираат и условот од равенката (4.16) погрешно го предвидува исходот на колото. Оттука може да се заклучи дека гореизведениот израз (4.16) соодветно го предвидува условот за појава на осцилации само кога калемот е идеален без да се земат предвид неговите паразитни ефекти.

4.2.6.2 Влијание на паразитните ефекти на калемот врз фреквенцијата на самоодржливи осцилации

При симулација на различни варијанти на електричното коло од слика 4.1а беше забележано дека паразитните ефекти на калемот, кој е дел од LC резонантното коло, може да имаат значително влијание врз фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Ова беше воочено при симулација на електричното коло за следните параметри: $V_{DD} = 5V$, $I = 1mA$, $L = 3\mu H$, $R_L = 100k\Omega$, $C_1 = C_2 = 100pF$. Во овој случај, во електричното коло беше дополнително воведена еквивалентна сериска отпорност на калемот R_{esr} и еквивалентна паралелна капацитивност C_{epc} . Нивните големини изнесуваат 2.6Ω и $100pF$, кои се сосема доволни да доловат реален практичен случај кај сензорот.

Со оглед на фактот дека овој пример на симулација се разликува со тој од поглавје 4.2.6.1 само преку кондензаторите C_1 и C_2 , а дополнително може да се воочи дека нивниот сооднос е ист, условот за појава на самоодржливи осцилации од равенка (4.16) ќе ги дава истите резултати $g_m R = 149 > 1$. На слика 4.8 се прикажани графиците на излезниот напон V_{DS} при идеален и неидеален калем. Од сликата може да се воочи дека условот за појава на самоодржливи осцилации успешно го предвидува исходот и во двата случаи. Сепак, тоа што може дополнително да се забележи е дека фреквенцијата на самоодржливи осцилации при неидеален калем, прикажано на слика 4.8б, е драстично помала од таа во случајот кога колото е симулирано со идеален калем, прикажано на слика 4.8а. Според тоа,



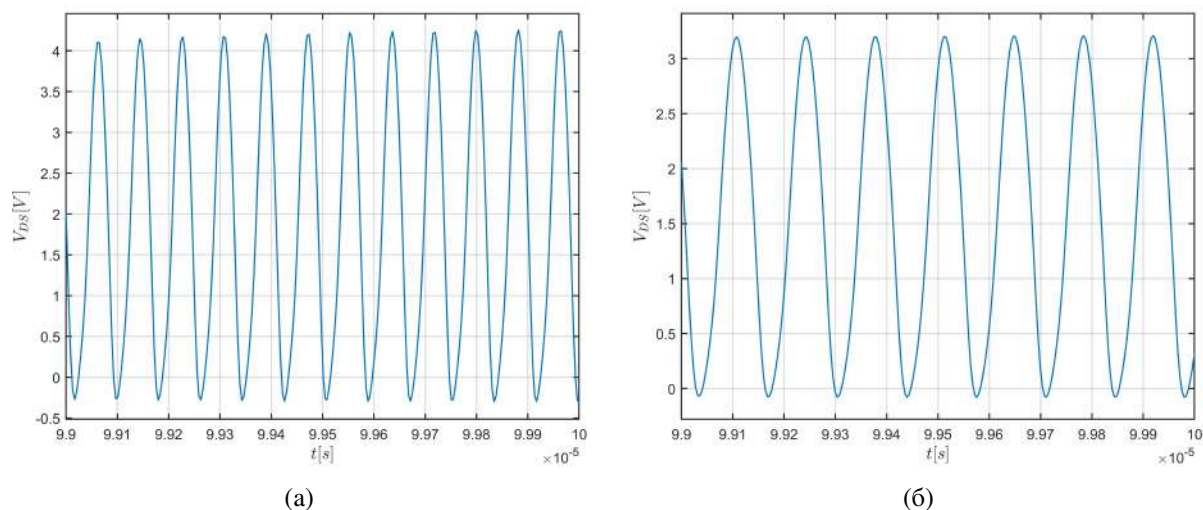
Слика 4.7: Симулација на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем и неидеален калем. Симулацијата е извршена за временски опсег од $30\mu s$ при параметри: $I = 1mA$, $L = 3\mu H$, $C_1 = C_2 = 6nF$, $r_o \approx 71k\Omega$, $R_L = 100k\Omega$, $C_{epc} = 100pF$, $R_{csr} = 2.6\Omega$. Може да се воочи дека самоодржливи осцилации постојат во случајот кога колото е симулирано со идеален калем, но истите изумираат во случајот кога колото е симулирано со неидеален калем. График на излезниот напон V_{DS} при идеален калем (а). График на излезниот напон V_{DS} при неидеален калем (б).

може да се заклучи дека изразот од равенка (4.14) соодветно ја предвидува фреквенцијата на осцилации само кога калемот е идеален без да се земаат предвид неговите паразитни ефекти.

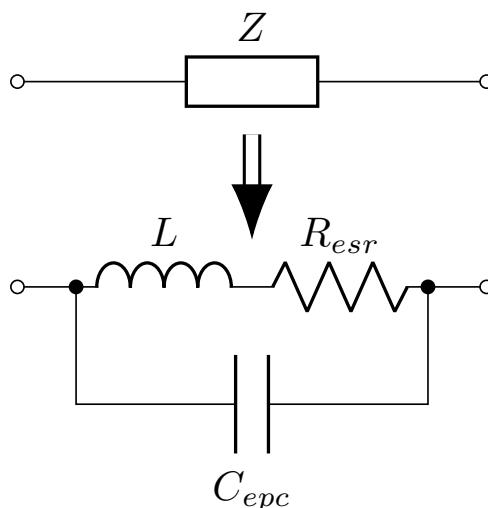
4.3 Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем

Во поглавје 4.2.6 беше покажано преку примери на симулација дека изведените изрази од равенките (4.14) и (4.16) во определени случаи несоодветно го предвидуваат исходот на електричното коло на еден Колпицов осцилатор кога ќе се земаат предвид и паразитните ефекти на калемот, кој е дел од LC резонантното коло. Како резултат на тоа, во текот на ова истражување беше одлучено да се изведе попрецизен модел кој ќе ги коригира овие недостатоци [170]. Целта, на ново изведениот модел е успешно да го предвидува исходот на електричното коло на Колпицов осцилатор во случај кога ќе се земаат предвид и паразитните ефекти на калемот, особено во примерите кои беа опфатени во поглавјето 4.2.6.

На слика 4.9 е прикажан модел на неидеален калем, кој е дел од LC резонантното коло на Колпицов осцилатор. Од моделот може да се воочи дека неидеалниот калем содржи паразитна отпорност и паразитна капацитивност. Понатаму, паразитната отпорност е моделирана како Еквивалентна сериска отпорност (ЕСО) R_{csr} , а паразитната капацитивност е моделирана како Еквивалентна паралелна капацитивност (ЕПК) C_{epc} . Овој модел ќе се искористи за да се изведе засилувањето на системот во затворената јамка. За таа цел,



Слика 4.8: Симулација на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем и неидеален калем. Симулацијата е извршена за временски опсег од $[99\mu s, 100\mu s]$ при параметри: $I = 1mA$, $L = 3\mu H$, $C_1 = C_2 = 100pF$, $r_o \approx 71k\Omega$, $R_L = 100k\Omega$, $C_{epc} = 100pF$, $R_{esr} = 2.6\Omega$. Може да се воочи дека фреквенцијата на самоодржливи осцилации претрпува драстични промени во случајот кога паразитните ефекти на калемот се воведени во симулацијата. График на излезниот напон V_{DS} при идеален калем (а). График на излезниот напон V_{DS} при неидеален калем (б).



Слика 4.9: Модел на неидеален калем кој е дел од LC резонантното коло на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн.

електричното коло на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со идеален калем, кое беше прикажано на слика 4.1, ќе биде изменето со импедансата на неидеален калем Z прикажано на слика 4.10. Понатаму, за трите топологии на нагудување прикажани на слика 4.10 ќе важи еден единствен модел во режим на мали сигнали, кој е сличен со тој прикажан на слика 4.2, и истиот е илустриран на слика 4.11.

Исто како и во поглавје 4.2.1, според моделот во режим на мали сигнали осцилаторот може да се моделира како систем со позитивна повратна врска, прикажан на слика 4.3. Според тоа, засилувањето на затворениот систем A_f може да се претстави на ист начин како во равенката (4.1), а оттука може да се воочи дека за појава на самоодржливи осцилации е потребно да биде задоволен критериумот на Баркхаузен. Во продолжение, анализата на засилувањето во затворена јамка за Колпицов осцилатор со неидеален калем ќе биде многу слична со таа спроведена во поглавјето 4.2.2. Имено, постапката на изведување ќе биде идентична со тоа што импедансата на идеален калем Ls ќе биде заменета со импедансата на неидеален калем Z . Според тоа, имплементирајќи ја истата постапка импедансата на оптоварувањето поврзано на напонски зависниот струен извор ќе биде

$$Z_L = (R \parallel \frac{1}{C_2 s}) \parallel (\frac{1}{C_1 s} + Z). \quad (4.21)$$

Понатаму, напонското засилување A на засилувачката компонента може да се изрази како

$$A = \frac{v_o}{v_f} = \frac{g_m Z_L}{g_m Z_L + 1}, \quad (4.22)$$

а напонското засилување на фреквентно-селективната мрежа ќе се изрази како

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{C_1 s}{1 + Z C_1 s} Z. \quad (4.23)$$

Соодветно на тоа, засилувањето во затворената јамка T за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем ќе биде

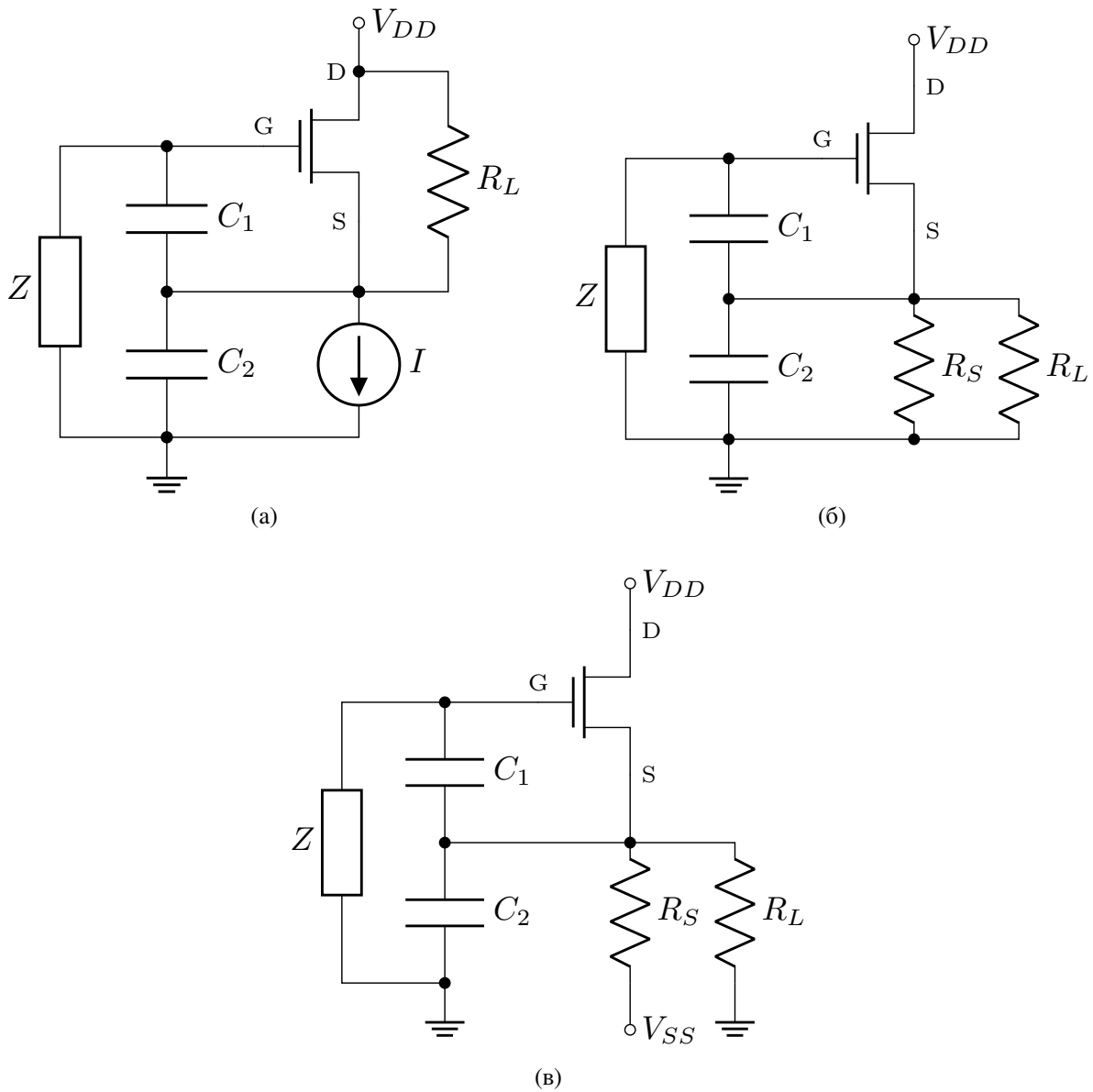
$$T = A\beta = \left(\frac{g_m Z_L}{g_m Z_L + 1} \right) \left(\frac{C_1 s}{1 + Z C_1 s} Z \right), \quad (4.24)$$

Врз основа на засилувањето во затворената јамка T ќе биде изведен условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Постапката на изведување која ќе биде имплементирана е многу слична со таа којашто беше претставена во поглавје 4.2.3. Во продолжение, овие изрази ќе бидат изведени за три различни случаи: кога неидеалниот калем содржи само паразитна ЕСО, кога неидеалниот калем содржи само паразитна ЕПК, кога неидеалниот калем содржи паразитна ЕСО и ЕПК.

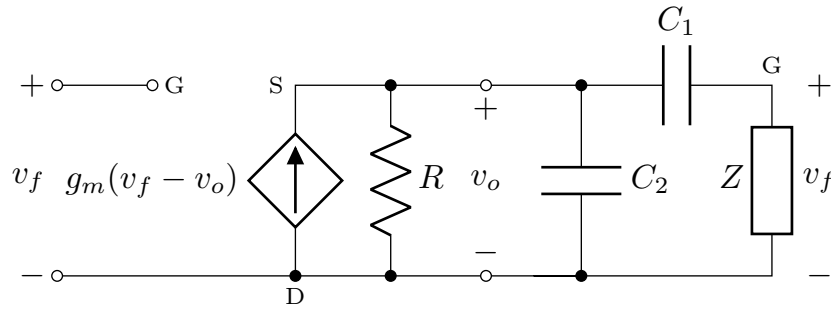
4.3.1 Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации за калем со паразитна ЕСО

Доколку се земе предвид само паразитната ЕСО на калемот, неговата импеданса ќе биде $Z = Ls + R_{esr}$. Доколку се замени овој израз за импедансата Z во равенката (4.21), ќе се добие

$$Z_L = \frac{LC_1 s^2 + R_{esr} C_1 s + 1}{LC_1 C_2 s^3 + R_{esr} C_1 C_2 s^2 + (C_1 + C_2) s}. \quad (4.25)$$



Слика 4.10: Еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем изведен во три различни топологии за нагдување на работната точка за кои важи истиот модел во режим на мали сигнали. Топологија на нагдување со константен струен извор (constant current bias) (а), Топологија на самонагдување (self-bias) (б), Топологија на комбинациско нагдување (combination bias) (в).



Слика 4.11: Модел на Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем во режим на мали сигнали.

Понатаму, доколку гореизведениот израз за Z_L се замени во равенка (4.22), тогаш напонското засилување A на засилувачката компонента ќе биде

$$A = \frac{g_m L R C_1 s^2 + g_m R R_{esr} C_1 s + g_m R}{r_3 s^3 + (r_2 + g_m L R C_1) s^2 + (r_1 + g_m R R_{esr} C_1) s + r_0}, \quad (4.26)$$

каде

$$\begin{aligned} r_3 &= L R C_1 C_2 \\ r_2 &= C_1 (L + R R_{esr} C_2) \\ r_1 &= R (C_1 + C_2) + R_{esr} C_1 \\ r_0 &= g_m R + 1. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Во продолжение, доколку повторно се замени изразот за импедансата Z во равенка (4.23), за напонското засилување β на фреквентно-селективната мрежа ќе се добие

$$\beta = \frac{L C_1 s^2 + R_{esr} C_1 s}{L C_1 s^2 + R_{esr} C_1 s + 1}. \quad (4.28)$$

Искористувајќи ги изведените изрази за засилувањата A и β од равенките (4.26) и (4.28), засилувањето во затворената јамка T може да се изрази како

$$T = \frac{g_m L R C_1 s^2 + g_m R R_{esr} C_1 s}{r_3 s^3 + (r_2 + g_m L R C_1) s^2 + (r_1 + g_m R R_{esr} C_1) s + r_0}. \quad (4.29)$$

Оттука, карактеристичната равенка на системот може да се добие преку изедначување на изразот $1 - T = 0$ којшто ќе резултира самата карактеристична равенка

$$r_3 s^3 + r_2 s^2 + r_1 s + r_0 = 0. \quad (4.30)$$

Со помош на изведената карактеристична равенка дефинирана во (4.30), изразите за условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на самоодржливи осцилации може да се изведат преку имплементирање на замената $s = j\omega$. Доколку се примени оваа замена и при тоа се преуредат имагинарниот и реалниот дел од изразот, ќе се добие

$$R_{re}(\omega) + j R_{im}(\omega) = 0, \quad (4.31)$$

каде

$$\begin{aligned} R_{re}(\omega) &= 1 + g_m R - C_1 (L + R R_{esr} C_2) \omega^2 \\ R_{im}(\omega) &= (R C_1 + R C_2 + R_{esr} C_1) \omega - L R C_1 C_2 \omega^3. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Издначување на имагинарниот дел $R_{im}(\omega)$ со нула ќе го даде изразот за фреквенцијата на самоодржливи осцилации како

$$\omega_{0r} = \sqrt{\frac{1}{LC_e} + \frac{R_{esr}}{R} \frac{1}{LC_2}}, \quad (4.33)$$

односно

$$f_{0r} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_e} + \frac{R_{esr}}{R} \frac{1}{LC_2}}. \quad (4.34)$$

Од друга страна, издначување на реалниот дел $R_{re}(\omega)$ со нула и притоа заменувајќи за $\omega = \omega_{0r}$ од равенката (4.33) во $R_{re}(\omega)$, условот за појава на самоодржливи осцилации ќе се дефинира како

$$g_m R = \frac{C_1}{C_2} \left(1 + \frac{R_{esr}}{R}\right) + R R_{esr} \left[\frac{C_1}{L} \left(1 + \frac{R_{esr}}{R}\right) + \frac{C_2}{L} \right]. \quad (4.35)$$

Преку анализа на равенката (4.33) може да се воочи дека паразитната ЕСО на калемот не придонесува кон изразот за фреквенцијата на самоодржливи осцилации во најчестите практични случаи кога $R_{esr} \ll R$. Последователно, може да се заклучи дека кога важи $R_{esr} \ll R$, изразот за фреквенцијата на самоодржливи осцилации конвергира кон изразот прикажан во равенката (4.14). Како резултат на тоа, доколку се имплементира оваа апроксимација преку замена за $\omega = \omega_0$ во реалниот дел $R_{re}(\omega)$ и при тоа се изедначи истиот со нула ќе се добие попрактична дефиниција за условот за појава на самоодржливи осцилации кој е изразен како

$$g_m R = \frac{C_1}{C_2} + R R_{esr} \left(\frac{C_1 + C_2}{L} \right). \quad (4.36)$$

Првично, со цел да можат осцилациите на осцилаторот да започнат со растечко поведение потребно е следното неравенство да биде задоволено

$$g_m R > \frac{C_1}{C_2} + R R_{esr} \left(\frac{C_1 + C_2}{L} \right). \quad (4.37)$$

Преку анализа на равенка (4.36) и нејзина споредба со равенката (4.16), може да се забележи дека паразитната ЕСО на калемот придонесува со дополнителен израз $R R_{esr} (C_1 + C_2)/L$. Како резултат на тоа, може да се заклучи дека паразитната ЕСО на калемот, иако може да биде мала вредност, сепак истата може да има значително влијание врз условот за појава на самоодржливи осцилации во конкретни случаи. Имено, може да се воочи дека дополнителниот израз од паразитната ЕСО на калемот може да ги потисне осцилациите во случаи кога изразите $R R_{esr}$ или $(C_1 + C_2)/L$ се доволно големи. Потиснувањето на осцилациите би настанало поради потребата од доволно голема почетна транскондуктанса g_m на транзисторот за да се задоволи равенката (4.37), случај кој не може секогаш да биде постигнат. Како резултат на тоа, за да можат осцилациите да постојат во колото, може да биде заклучено дека паразитната ЕСО на калемот поставува горна граница за отпорноста R и капацитивноста $(C_1 + C_2)$ во случаи кога R_{esr} и L се сметаат за константи. Од друга страна, паразитната ЕСО на калемот поставува долна граница на индуктивноста L во случаи кога изразот $R(C_1 + C_2)$ се смета за константа. Последователно, може да се констатира дека при проектирање на ваков тип на осцилатори треба да се обрне особено внимание изразот $(C_1 + C_2)$ да не биде доволно голем во споредба со индуктивноста L , за условот (4.37) да може да биде задоволен. Понатаму, колку поголема е отпорноста R толку помала треба да биде капацитивноста $(C_1 + C_2)$ во однос на индуктивноста L .

4.3.2 Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации за калем со паразитна ЕПК

Доколку се земе предвид само паразитната ЕПК на калемот, неговата импеданса ќе биде $Z = Ls \parallel 1/(C_{epc}s)$. Понатаму, доколку се примени сличен пристап како во поглавје 4.3.1, изразите за засилувањата A , β и T може да се дефинираат. Последователно, применувајќи го истиот пристап може да се направи замена за изразот на импедансата Z во равенка (4.21) и при тоа ќе се добие

$$Z_L = \frac{L(C_1 + C_{epc})s^2 + 1}{L(C_1C_{epc} + C_2C_{epc} + C_1C_2)s^3 + (C_1 + C_2)s}. \quad (4.38)$$

Понатаму, доколку гореизведениот израз за Z_L се замени во равенката (4.22), тогаш напонското засилување A на засилувачката компонента ќе биде

$$A = \frac{g_mLR(C_1 + C_{epc})s^2 + g_mR}{c_3s^3 + (c_2 + g_mLRC_1)s^2 + c_1s + c_0}, \quad (4.39)$$

каде

$$\begin{aligned} c_3 &= LR(C_1C_2 + C_1C_{epc} + C_2C_{epc}) \\ c_2 &= L(C_1 + C_{epc} + g_mRC_{epc}) \\ c_1 &= R(C_1 + C_2) \\ c_0 &= g_mR + 1. \end{aligned} \quad (4.40)$$

Во продолжение, доколку повторно се замени изразот за импедансата Z во равенката (4.23), за напонското засилување β на фреквентно-селективната мрежа ќе се добие

$$\beta = \frac{LC_1s^2}{L(C_1 + C_{epc})s^2 + 1}. \quad (4.41)$$

Искористувајќи ги изведените изрази за засилувањата A и β од равенките (4.39) и (4.41), засилувањето во затворената јамка T може да се изрази како

$$T = \frac{g_mLR(C_1 + C_{epc})s^2 + g_mR}{c_3s^3 + (c_2 + g_mLRC_1)s^2 + c_1s + c_0}. \quad (4.42)$$

Оттука, карактеристичната равенка на системот може да се добие преку изедначување на изразот $1 - T = 0$ којшто ќе резултира со изразот

$$c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0 = 0. \quad (4.43)$$

Со помош на изведената карактеристична равенка дефинирана во (4.43), изразите за условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на самоодржливи осцилации може да се изведат преку имплементирање на замената $s = j\omega$. Доколку се примени оваа замена и при тоа се преуредат имагинарниот и реалниот дел од изразот, ќе се добие

$$C_{re}(\omega) + jC_{im}(\omega) = 0, \quad (4.44)$$

каде

$$\begin{aligned} C_{re}(\omega) &= 1 + g_mR - L(C_1 + C_{epc} + g_mRC_{epc})\omega^2 \\ C_{im}(\omega) &= R(C_1 + C_2)\omega - LR(C_1C_2 + C_1C_{epc} + C_2C_{epc})\omega^3. \end{aligned} \quad (4.45)$$

Издначување на имагинарниот дел $C_{im}(\omega)$ со нула ќе го даде изразот за фреквенцијата на самоодржливи осцилации како

$$\omega_{0c} = \frac{1}{\sqrt{L(C_e + C_{epc})}}, \quad (4.46)$$

односно

$$f_{0c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_e + C_{epc})}}. \quad (4.47)$$

Од друга страна, издначување на реалниот дел $C_{re}(\omega)$ со нула и притоа заменувајќи за $\omega = \omega_{0c}$ ќе го даде истиот израз за условот за појава на самоодржливи осцилации како од равенката (4.16).

Од спроведеното изведување и преку анализа на равенките (4.46) и (4.14), може да биде заклучено дека паразитната ЕПК на калемот не влијае врз условот за појава на самоодржливи осцилации. Имено, истата влијае само врз фреквенцијата на самоодржливи осцилации на осцилаторот, особено во случаи кога капацитивноста C_e е од ист ред со паразитната ЕПК C_{epc} .

4.3.3 Услов за појава на самоодржливи осцилации и фреквенција на осцилации за калем со паразитна ЕСО и ЕПК

Доколку се земе предвид неидеален калем со паразитна ЕСО и ЕПК, неговата импеданса ќе биде $Z = (Ls + R_{esr})||1/(C_{eps}s)$. Понатаму, доколку се примени сличен пристап како во поглавјата 4.3.1 и 4.3.2, изразите за засилувањата A , β и T може да бидат дефинирани. Последователно, применувајќи го истиот пристап може да се направи замена за изразот на импедансата Z во равенка (4.21) и при тоа ќе се добие

$$Z_L = \frac{(C_1 + C_{epc})(Ls^2 + R_{esr}s) + 1}{(C_1C_{epc} + C_2C_{epc} + C_1C_2)(Ls^3 + R_{esr}s^2) + (C_1 + C_2)s}. \quad (4.48)$$

Понатаму, доколку гореизведениот израз за Z_L се замени во равенката (4.22), тогаш напонското засилување A на засилувачката компонента ќе биде

$$A = \frac{g_m R [L(C_1 + C_{epc})s^2 + R_{esr}(C_1 + C_{epc})s + 1]}{z_3 s^3 + (z_2 + g_m L R C_1)s^2 + (z_1 + g_m R R_{esr} C_1)s + z_0}, \quad (4.49)$$

каде

$$\begin{aligned} z_3 &= LR(C_1C_2 + C_1C_{epc} + C_2C_{epc}) \\ z_2 &= LC_1 + LC_{epc} + RR_{esr}[C_{epc}(C_1 + C_2) + C_1C_2] + g_m LRC_{epc} \\ z_1 &= R(C_1 + C_2) + R_{esr}(C_1 + C_{epc}) + g_m RR_{esr}C_{epc} \\ z_0 &= g_m R + 1. \end{aligned} \quad (4.50)$$

Во продолжение, доколку повторно се замени изразот за импедансата Z во равенката (4.23), за напонското засилување β на фреквентно-селективната мрежа ќе се добие

$$\beta = \frac{LC_1s^2 + R_{esr}C_1s}{L(C_1 + C_{epc})s^2 + R_{esr}(C_1 + C_{epc}) + 1}. \quad (4.51)$$

Искористувајќи ги изведените изрази за засилувањата A и β од равенките (4.49) и (4.51), засилувањето во затворената јамка T може да се изрази како

$$T = \frac{g_m L R C_1 s^2 + g_m R R_{esr} C_1 s}{z_3 s^3 + (z_2 + g_m L R C_1) s^2 + (z_1 + g_m R R_{esr} C_1) s + z_0}. \quad (4.52)$$

Оттука, карактеристичната равенка на системот може да се добие преку изедначување на изразот $1 - T = 0$ којшто ќе резултира со изразот

$$z_3 s^3 + z_2 s^2 + z_1 s + z_0 = 0. \quad (4.53)$$

Доколку се примени истиот пристап од поглавјата 4.3.1 и 4.3.2, може да се направи замена за $s = j\omega$ во равенката (4.53) и при тоа да се изедначат имагинарниот и реалниот дел со нула. Од ова изедначување со нула ќе се добијат изразите за условот за појава на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Како резултат на тоа, изразот за фреквенцијата на осцилации ќе биде

$$\omega_{0z} = \sqrt{\frac{1}{L(C_e + C_{epc})} \left(1 + \frac{R_{esr}}{R} \frac{C_1 + C_{epc}}{C_1 + C_2} + \frac{g_m R_{esr} C_{epc}}{C_1 + C_2} \right)}, \quad (4.54)$$

односно

$$f_{0z} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L(C_e + C_{epc})} \left(1 + \frac{R_{esr}}{R} \frac{C_1 + C_{epc}}{C_1 + C_2} + \frac{g_m R_{esr} C_{epc}}{C_1 + C_2} \right)}. \quad (4.55)$$

Преку анализа на равенката (4.54) може да биде воочено дека паразитната ЕСО и ЕПК на калемот, даваат придонес во определувањето на фреквенцијата на осцилации. Сепак, ако се земе предвид дека во најчестите практични случаи важи $R_{esr} \ll R$, $C_{epc} \ll C_1$ и $C_{epc} \ll C_2$, равенката (4.54) може да се апроксимира со изразот даден во равенката (4.46). Последователно, доколку се земе предвид оваа апроксимација и при тоа се замени за $\omega = \omega_{0c}$ во реалниот дел ќе се добие значително поедноставен израз за условот за појава на самоодржливи осцилации претставен како

$$g_m R = \frac{C_1}{C_2} + R R_{esr} \left(1 + \frac{C_{epc}}{C_e} \right) \frac{C_1 + C_2}{L}. \quad (4.56)$$

Првично, со цел да можат осцилациите на осцилаторот да започнат со растечко поведење потребно е следното неравенство да биде задоволено

$$g_m R > \frac{C_1}{C_2} + R R_{esr} \left(1 + \frac{C_{epc}}{C_e} \right) \frac{C_1 + C_2}{L}. \quad (4.57)$$

Доколку се воочи равенката (4.56) може да се забележи дека нејзиниот израз е сличен со тој од равенката (4.36). Имено, може да се забележи дека паразитната ЕСО на калемот придонесува со истиот израз како во поглавје 4.3.1 со исклучок на дополнителниот множител $(1 + C_{epc}/C_e)$. Последователно, кога е во прашање условот за појава на самоодржливи осцилации може да се донесат истите заклучоци како во поглавје 4.3.1 доколку се земе дополнителното засилување на изразот $(1 + C_{epc}/C_e)$.

4.3.4 Геометриско место на корени со промена на транскондуктансата на транзисторот

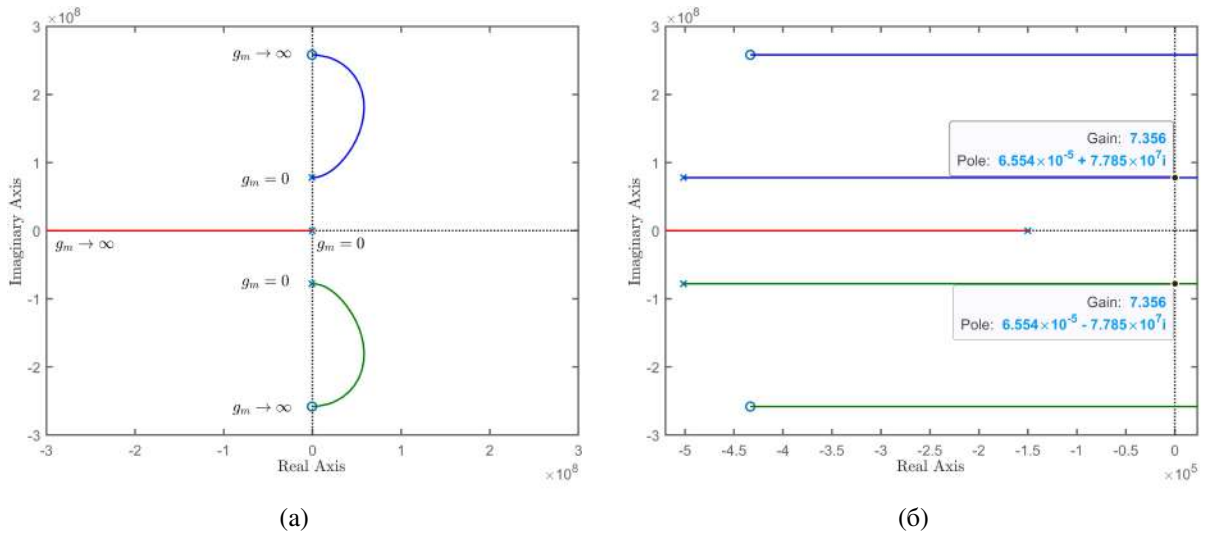
Карактеристичната равенка претставена од равенките (4.53) и (4.50) има еден реален пол и два комплексно-конјугирани полови. За да се исцрта график на ГМК за ново изведениот модел кој ги зема предвид паразитните ефекти на калемот, може да се примени истиот пристап од поглавје 4.2.4. Имено, карактеристичната равенка на моделот, изразена преку изразот (4.53), може да се искористи за да се исцрта график на ГМК во зависност од промената на транскондуктансата на транзисторот g_m . Според тоа, доколку равенката (4.53) се подели со изразот

$$z_3 s^3 + (z_2 - g_m L R C_{epc}) s^2 + (z_1 - g_m R R_{esr} C_{epc}) s + 1, \quad (4.58)$$

ќе се добие

$$1 + g_m R \frac{(L C_{epc} s^2 + R_{esr} C_{epc} s + 1)}{z_3 s^3 + (z_2 - g_m L R C_{epc}) s^2 + (z_1 - g_m R R_{esr} C_{epc}) s + 1} = 0. \quad (4.59)$$

со чија помош може да се исцрта график на ГМК на системот со преносна функција A_f кој ќе го отслика поведението на половите на системот во зависност од транскондуктансата на транзисторот g_m . Како резултат на тоа, график на ГМК на системот за електричното коло од слика 4.10а е прикажан на слика 4.12 за $g_m \in (0, \infty)$. Графикот се однесува на топологија на нагудување со константен струен извор каде $L = 3\mu H$, $C_1 = C_2 = 100pF$, $r_o = 50k\Omega$, $R_L = 100k\Omega$, $R_{esr} = 2.6\Omega$, $C_{epc} = 5pF$.



Слика 4.12: График на геометриско место на корени за преносната функција A_f на еднок-рак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем. Со цел да настане појава на осцилации и истите да пораснат, конјугирано-комплексните полови мора да се наоѓаат во десната комплексна полурамнина што соодветствува на 7 пати поголема вредност за $g_m R$ во споредба со предвидената вредност од моделот кој ги игнорира паразитните ефекти на калемот. Стационарен режим на осцилации настанува при $g_m R = 7.356$. График во нормален размер (а) и неговата зголемена верзија во близина на имагинарната оска (б).

Со анализа на слика 4.12 може да се воочи дека графикот на ГМК за неидеален калем е многу сличен со тој од слика 4.4 во случајот кога калемот е идеален. Имено, единствената разлика е во тоа што системот има дополнителни две комплексно-конјугирани нули кон кои се движат комплексно-конјугираните полови кога $g_m \rightarrow \infty$. Комплексно-конјугираните нули се наоѓаат во левата комплексна полурамнина и тоа значи дека во случај на неидеален калем осцилациите може да замрат за преголеми вредности на $g_m R$ исто како што може да замрат и за премали вредности. Сепак, во практична примена овој случај не е толку лесно изводлив и затоа може да се третира повеќе од теоретски аспект.

На слика 4.4 може да се забележи дека комплексно конјугираните полови се наоѓаат на имагинарната оска за засилување $g_m R = 7,356$ и фреквенција $\omega_0 = 77,85 \text{ Mrad/s}$, вредности кои воедно се согласуваат и со равенките (4.54) и (4.56). Оттука може да се воочи недостатокот на паразитните ефекти на калемот. Имено, во поглавјето 4.2.4, за неидеален калем, беше установено дека за појава на самоодржливи осцилации беше потребно да биде задоволен условот $g_m R > 1$. Од друга страна, во овој случај при неидеален калем може да се увиди дека условот е променет во $g_m R > 7,356$, односно потребно е скоро 7 пати поголема почетна транскондуктанса g_m на транзисторот за да може да се појават самоодржливи осцилации во колото. Со тоа може да се заклучи дека паразитните ефекти на калемот имаат значително влијание врз условот за појава на самоодржливи осцилации.

4.3.5 Симулација, анализа и споредба со резултатите од моделот со идеален калем

Во поглавјето 4.2.6 беа демонстрирани некои недостатоци на моделот на Колпицов осцилатор со идеален калем преку примери од симулација. Имено, беше покажано дека изведените изрази, во определени специфични случаи, несоодветно ги предвидуваат условот за појава на осцилации и фреквенцијата на осцилации. За таа цел, во ова поглавје ќе се примени ново изведениот модел со цел да се утврди дали истиот ќе ги надмине овие недостатоци.

Според тоа, за примерот од слика 4.7 беше воочено дека моделот со идеален калем не-успешно го предвидува условот за појава на самоодржливи осцилации. Имено, тој предвидува дека треба да постојат осцилации поради задоволување на условот $g_m R = 149 > 1$. Сепак, при извршената симулација со неидеален калем, прикажана на слика 4.7б, беше воочено дека осцилациите се придушени. Доколку се примени истиот пристап од поглавје 4.2.6 искористувајќи го новиот модел за неидеален калем ќе се добие $g_m R = 149 < 448$. Оттука може да се воочи дека ново изведениот модел успешно се сложува со добиените резултати од симулацијата на слика 4.7б.

Во продолжение, доколку се примени ново изведената равенка (4.54) за определување на фреквенцијата на осцилации ќе се добие $\omega_{0z} = 47,2 \text{ Mrad/s}$. Фреквенцијата која се доби од ново изведениот модел е драстично помала од фреквенцијата која беше пресметана од моделот со неидеален калем, која изнесуваше $\omega_0 = 81,6 \text{ Mrad/s}$. Овој исход е во комплетна согласност со резултатите од симулацијата прикажани на слика 4.8 и оттука може да се заклучи дека ново изведениот модел успешно се сложува со резултатите добиени од симулацијата на слика 4.8б.

Глава 5

Геометриски карактеристики на сензорот

Со цел да може да се постигне зависност помеѓу фреквенцијата на осцилации и аголната позиција на сензорот како таа претставена во равенката (3.6), потребно е да се дефинира соодветна геометриска форма која ќе го овозможи тоа. Имено, спроводливиот ротор на сензорот треба да има таква геометриска форма која ќе овозможи индуцираните виорни струи да се менуваат во зависност од аголната позиција и при тоа да ја модулираат фреквенцијата на осцилации според синусен/косинусен закон. Понатаму, со цел да може да се постигне фазно поместување помеѓу излезните сигнали, за да се добие синусна и косинусна зависност, потребно е да се определи соодветна местоположба за секој од калемите кои ќе бидат дел од LC резонантните кола на осцилаторите. За крај, потребно е да се определи геометриската форма на калемите кои ќе бидат имплементирани на сензорот.

Според тоа, во оваа глава е претставен пристапот за дефинирање на геометриската форма на роторот со цел да се добие излезен сигнал од сензорот кој ќе се однесува според определена законитост. Понатаму, врз основа на дефинираната законитост дополнително е претставено определувањето на местоположбата и геометриската форма на калемите. На крај, претставена е конечната изведба на роторот и калемите врз основа на претходно дефинираните услови и изведените равенства.

5.1 Геометриска форма на роторот

Земајќи предвид дека е потребно да се постигне зависност според синусен/косинусен закон помеѓу фреквенцијата на осцилации и аголната позиција, тогаш фреквенцијата за еден електричен осцилатор може да се изрази како функција од аголната позицијата θ како

$$f(\theta) = A \sin(p\theta) + f_0, \quad (5.1)$$

каде A е арбитрарна константа која ја претставува амплитудата на синусоидата, f_0 е поместувачка (offset) фреквенција на електричниот осцилатор и p го претставува бројот на периоди во синусоидата за опсег од $[0, 2\pi]$. Во практична смисла, амплитудата ќе зависи од фактори како спроводливост на материјалот од кој е изработен роторот, работната фреквенција на осцилаторот, растојание помеѓу статорот и роторот на сензорот, итн. Понатаму, поместувачката фреквенција f_0 индиректно ќе зависи од проектираната почетна

работна фреквенција на осцилаторот кога роторот не е присутен во близина на калемите. Константата p ќе зависи од тоа за каков тип на електричен мотор со перманентен магнет (PMSM) е наменет сензорот. Имено, доколку моторот е имплементиран со шест пола, тогаш управувањето на моторот може да се реализира со сензор кој мери во опсегот $[0, 120^\circ]$ и на тој начин ќе се добие $p = 3$.

Со цел да се изведе соодветна геометриска форма на роторот, ќе се направи претпоставка дека промената на површината на роторот, во зависност од аголното поместување, е линеарно зависна со промената на фреквенцијата на осцилаторот, односно

$$\frac{dS(\theta)}{d\theta} = C \frac{df(\theta)}{d\theta}, \quad (5.2)$$

каде $S(\theta)$ ја претставува површината на геометриската форма во опсегот $[0, \theta]$, а C е арбитрарна константа која ја опишува линеарната зависност. Целта на оваа претпоставка беше да се добие лесен и брз развој на прототип од сензорот, со цел да се испита неговата применливост. Врз основа на тоа, искористувајќи ги равенките (5.1) и (5.2) за промената на површината во зависност од аголното поместување ќе се добие

$$\frac{dS(\theta)}{d\theta} = CAp \cos(p\theta). \quad (5.3)$$

Според тоа, за да се постигне зависност помеѓу фреквенцијата на осцилации и аголната позиција на сензорот како таа од равенката (5.1), под претпоставка дека промената на површината на роторот е линеарно зависна со промената на фреквенцијата како во (5.2), потребно е да се конструира геометриска форма која ќе го задоволува изразот (5.3).

Со оглед на фактот дека се работи за сензор за мерење на аголна позиција, очигледно е дека геометриската форма на роторот треба да биде радијална. Според тоа, површината на било која радијална геометриска форма, во опсег од $[0, \theta]$, може да се изрази во зависност од нејзиниот радиус $r(\theta)$ како

$$S(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^\theta r(\phi)^2 d\phi, \quad (5.4)$$

каде ϕ е помошна променлива за реализација на интегралот. Доколку се побара извод од изразот (5.4) по аголната позиција θ , тогаш ќе се добие

$$\frac{dS}{d\theta} = \frac{1}{2} r(\theta)^2 = CAp \cos(p\theta). \quad (5.5)$$

Оттука, според равенката (5.5) може да се заклучи дека радијалната геометриска форма треба да има радиус

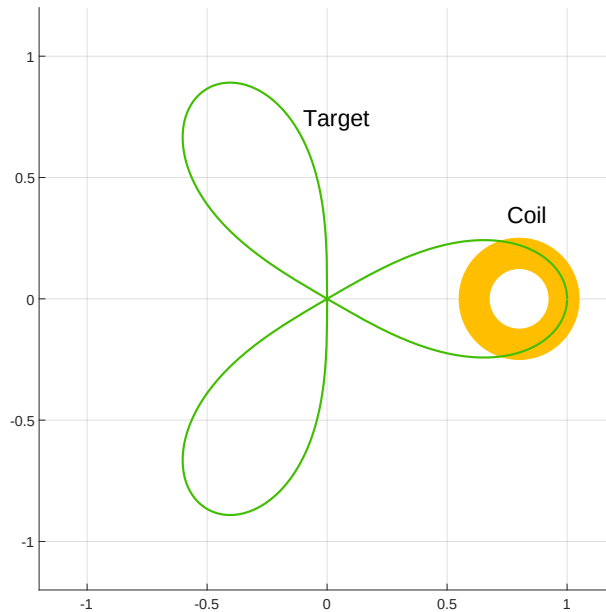
$$r(\theta) = \sqrt{2CAp \cos(p\theta)} \quad (5.6)$$

односно во параметарска форма функцијата за геометриската форма може да се изрази како

$$\begin{cases} x(\theta) = r(\theta) \cos(\theta) \\ y(\theta) = r(\theta) \sin(\theta) \\ r(\theta) = \sqrt{2CAp \cos(p\theta)}, \end{cases} \quad (5.7)$$

Радијалната геометриска форма претставена во равенката (5.7) е илустрирана на слика 5.1 каде $p = 3$, $2CAp = 1$. Од сликата може да се забележи дека се добива кружница

чиј радиус е модулиран во опсегот од $[0, 1]$. Иако геометриската форма ги задоволува гореизведените равенства, очигледно е дека истата е неприменлива во практична примена. Имено, доколку се постави практично изведен калем над неа, како што е прикажано на сликата со златно-жолта боја, ќе се забележи дека калемот не ја опфаќа целата површина од геометриската форма. Напротив, за да може да се опфати целата површина од геометриската форма би требало да се реализира калем во форма на пита со многу мал агол. Ваков тип на калем не е изводлив во практична смисла и затоа пристапот ќе се видоизмени со цел да се добие практична применливост на изведените равенства.



Слика 5.1: Радијална геометриска форма со модулиран радиус претставена со параметарска функција $x(\theta) = r(\theta) \cos(\theta)$, $y(\theta) = r(\theta) \sin(\theta)$, $r(\theta) = \sqrt{\cos(3\theta)}$. Со златно-жолта боја е претставен калем во кружна форма за споредба.

Со цел да може да се конструира соодветна геометриска форма која ќе соодветствува на практично изведен калем, потребно е истата да се простира под самиот калем и истовремено да ја модулира површината на којашто е изложен истиот. Имено, ова може да се постигне со помош на прстенеста радијална геометриска форма како што е прикажана на слика 5.2. Геометриската форма, прикажана на слика 5.2, има прстенеста структура и се реализира со помош на модулација на општа кружница која е прикажана со црвена непрекината линија. Истовремено, геометриската форма може да се реализира со различен број на периоди на модулација, применливо за различен број на полови кај електричниот мотор, како што е прикажано на сликата за $p \in \{1, 2, 3, 4\}$. Изведбата на геометриската форма користи сличен пристап како од равенката (5.7), со тоа што модулацијата на кружницата се одвива во прстенеста форма со помош на две различни параметарски функции

претставени како

$$\begin{cases} x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta) \\ y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta) \\ x_2(\theta) = r_2(\theta) \cos(\theta) \\ y_2(\theta) = r_2(\theta) \sin(\theta) \\ r_1(\theta) = R_c + m(\theta) \\ r_2(\theta) = R_c - m(\theta) \end{cases} \quad (5.8)$$

каде функциите $x_1(\theta)$ и $y_1(\theta)$ го претставуваат множеството координати на првата геометрирска форма, $x_2(\theta)$ и $y_2(\theta)$ го претставуваат множеството координати на втората геометрирска форма, $r_1(\theta)$ и $r_2(\theta)$ се радиусите на модулација за секоја од геометрирските форми, R_c е радиусот на општата кружница и $m(\theta)$ претставува функција на модулација. Радиусот на модулација $r_1(\theta)$ конструира геометрирска форма од надворешната страна на кружницата, додека радиусот $r_2(\theta)$ го прави истото од внатрешната страна на кружницата. Бидејќи обете функции $r_1(\theta)$ и $r_2(\theta)$ користат иста функција на модулација $m(\theta)$, модулацијата што се реализира од обете страни на општата кружница е симетрична.

Доколку се земе предвид новата прстенеста радијална геометрирска форма и фактот дека истата е составена од две различни радијални геометрирски форми, нејзината површина во опсегот $[0, \theta]$ може да се изрази како разлика од површините на обете како

$$S(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^\theta r_1(\phi)^2 d\phi - \frac{1}{2} \int_0^\theta r_2(\phi)^2 d\phi = \frac{1}{2} \int_0^\theta (r_1(\phi)^2 - r_2(\phi)^2) d\phi \quad (5.9)$$

каде $r_1(\phi)$ се однесува на геометрирската форма која е модулирана надвор од општата кружница, а $r_2(\phi)$ се однесува на геометрирската форма која е модулирана во внатрешноста на општата кружница. Доколку се заменат изразите за $r_1(\theta)$ и $r_2(\theta)$, од параметарската функција (5.8), за равенката (5.9) ќе се добие

$$S(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^\theta [(R_c + m(\theta))^2 - (R_c - m(\theta))^2] d\phi = 2R_c \int_0^\theta m(\phi) d\phi. \quad (5.10)$$

Површината $S(\theta)$ е дефинирана во опсегот $[0, \theta]$ и истиот не ја отсликува практичната површина на изложеност на калемот. Имено, за да се добие практичната површина на изложеност на калемот, потребно е да се најде површината

$$S_L(\theta) = S(\theta + \Delta\theta) - S(\theta), \quad (5.11)$$

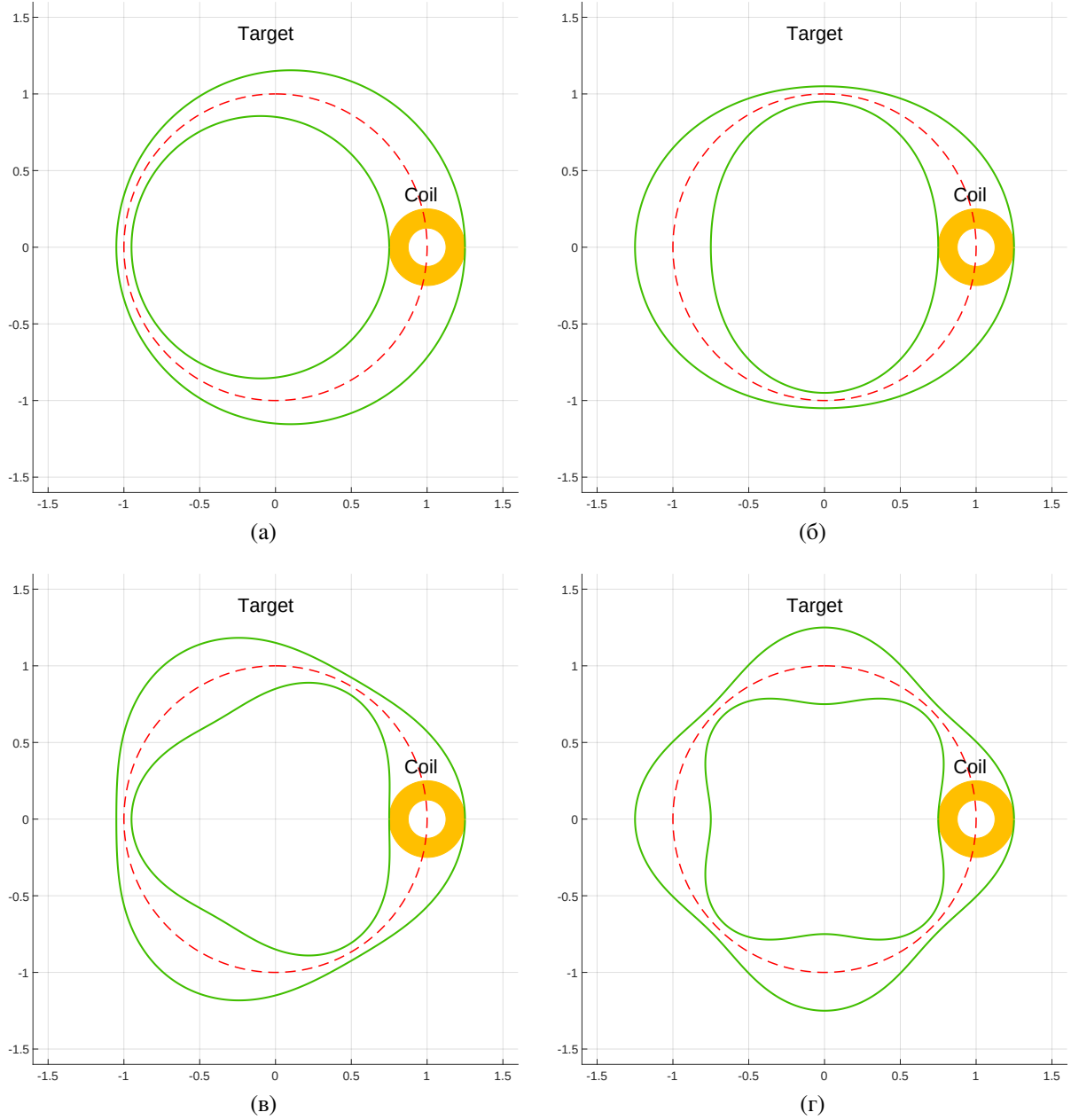
каде $\Delta\theta$ е агол на изложеност на калемот чија вредност ќе зависи од големината на самиот калем. Оттука, земајќи го предвид равенството (5.5) за површината $S_L(\theta)$ потребно е да важи

$$\frac{dS_L(\theta)}{d\theta} = \frac{dS(\theta + \Delta\theta)}{d\theta} - \frac{dS(\theta)}{d\theta} = CAp \cos(\theta), \quad (5.12)$$

односно

$$\frac{dS(\theta + \Delta\theta)}{d\theta} - \frac{dS(\theta)}{d\theta} = 2R_c[m(\theta + \Delta\theta) - m(\theta)] = CAp \cos(p\theta). \quad (5.13)$$

Равенството (5.13) може да се искористи за да се дефинира модулационата функција $m(\theta)$ со цел да се најде прстенеста радијална геометрирска форма чија површина на изложеност



Слика 5.2: Приказ на општа прстенеста геометриска форма добиена од две различни радијални геометриски форми претставени со функциите: $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c + m(\theta)$ за првата и $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c - m(\theta)$ за втората. Геометриската форма е прикажана за различен број на периоди на модулација $p \in \{1, 2, 3, 4\}$ каде: $p = 1$ (а), $p = 2$ (б), $p = 3$ (в), $p = 4$ (г).

кон калемот ќе го задоволува равенството (5.5). Имено, потребно е да се најде функција за $m(\theta)$ така што ќе биде задоволено равенството

$$m(\theta + \Delta\theta) - m(\theta) = \frac{CAp}{2R_c} \cos(p\theta). \quad (5.14)$$

Со оглед на тоа дека десната страна на равенката (5.14) претставува периодична функција од прв ред со фреквенција p , може да се претпостави дека решението за $m(\theta)$ ќе биде исто таква функција, односно

$$m(\theta) = H_1 \sin(p\theta) + H_2 \cos(p\theta) + m_0, \quad (5.15)$$

каде H_1 и H_2 се константи кои ќе зависат од решението на равенството, а m_0 е слободна константа која секако се елиминира при пресметката на разликата $m(\theta + \Delta\theta) - m(\theta)$. Со помош на истата замена може да се дефинира и $m(\theta + \Delta\theta)$ како

$$m(\theta + \Delta\theta) = H_1 \sin(p(\theta + \Delta\theta)) + H_2 \cos(p(\theta + \Delta\theta)) + m_0, \quad (5.16)$$

каде може да се применат општите тригонометриски идентитети за $\sin(p(\theta + \Delta\theta))$ и $\cos(p(\theta + \Delta\theta))$ така што ќе се добие

$$\begin{aligned} m(\theta + \Delta\theta) = & H_1(\sin(p\theta) \cos(p\Delta\theta) + \cos(p\theta) \sin(p\Delta\theta)) \\ & + H_2(\cos(p\theta) \cos(p\Delta\theta) - \sin(p\theta) \sin(p\Delta\theta)) + m_0. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Доколку се вметнат изразите (5.15) и (5.17) за $m(\theta)$ и $m(\theta + \Delta\theta)$ во равенката (5.14) ќе се добие

$$\begin{aligned} \frac{CAp}{2R_c} \cos(p\theta) = & [H_1(\cos(p\Delta\theta) - 1) - H_2 \sin(p\Delta\theta)] \sin(p\theta) \\ & + [H_1 \sin(p\Delta\theta) + H_2(\cos(p\Delta\theta) - 1)] \cos(p\theta), \end{aligned} \quad (5.18)$$

каде може да се воочи дека ова равенство ќе важи само ако постои решение за системот равенки

$$\begin{cases} H_1(\cos(p\Delta\theta) - 1) - H_2 \sin(p\Delta\theta) = 0, \\ H_1 \sin(p\Delta\theta) + H_2(\cos(p\Delta\theta) - 1) = \frac{CAp}{2R_c}. \end{cases} \quad (5.19)$$

Доколку се реши овој систем равенки за константите H_1 и H_2 ќе се добие следното решение:

$$\begin{cases} H_1 = \frac{CAp}{4R_c} \cot\left(\frac{p\Delta\theta}{2}\right) \\ H_2 = -\frac{CAp}{4R_c}, \end{cases} \quad (5.20)$$

кое е валидно само кога $\sin(p\Delta\theta/2) \neq 0$, односно $p\Delta\theta \neq 2\pi k$ каде $k \in \mathbb{Z}$. Искористувајќи ги решенијата за константите H_1 и H_2 може да се дефинира изразот за модулационата функција $m(\theta)$ како

$$m(\theta) = \frac{CAp}{4R_c} \left[\cot\left(\frac{p\Delta\theta}{2}\right) \sin(p\theta) - \cos(p\theta) \right] + m_0, \quad (5.21)$$

или истиот израз може да се изрази во амплитудно-фазна форма како

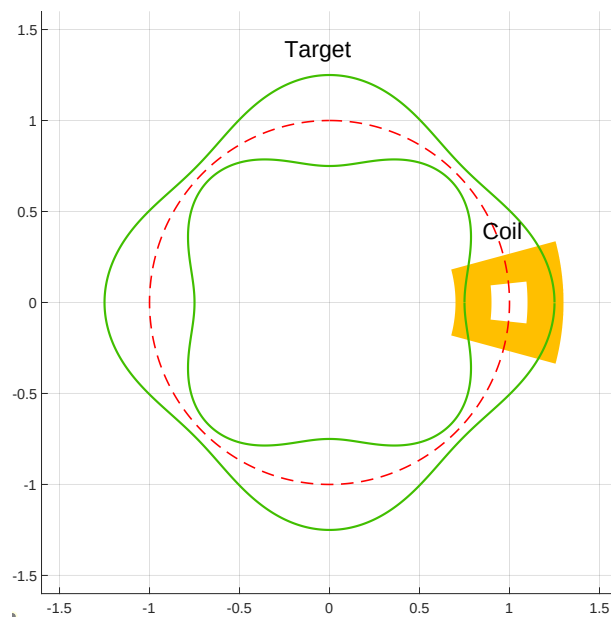
$$m(\theta) = \frac{CAp}{4R_c \sin(\frac{p\Delta\theta}{2})} \sin\left(p\theta - \frac{p\Delta\theta}{2}\right) + m_0 \quad (5.22)$$

Врз основа на гореизведените равенства може да се заклучи дека е возможно да се дефинира прстенеста радијална геометриска форма која ќе ја модулира површината на изложеност на еден калем според зависноста изразена во равенките (5.1), (5.2) и (5.12). Имено, оваа прстенеста радијална геометриска форма може да се дефинира со помош на две посебни радијални геометриски форми дефинирани со помош на параметарска функција изразена во равенката (5.8) каде радиусот на секоја посебна геометриска форма ќе биде модулиран со помош на модулациона функција $m(\theta)$ дефинирана во (5.22). На слика 5.2 се прикажани геометриски форми генерирани со помош на равенствата (5.8) и (5.22) каде за $R_c = 1$ и $m(\theta) = 0.1 \sin(p\theta) + 0.15$. Во практична изведба, фазното поместување $-p\Delta\theta/2$, изразено во равенка (5.22), предизвикува само ротација на конечната геометриска форма и како резултат на тоа истото е изоставено при генерирање на геометриските форми на слика (5.2). Според тоа, при дефинирање на геометриската форма на роторот на сензорот ќе се искористат равенствата (5.8) и (5.22) со цел да се добие соодветна прстенеста радијална геометриска форма.

5.2 Геометриска форма на индуктивниот елемент

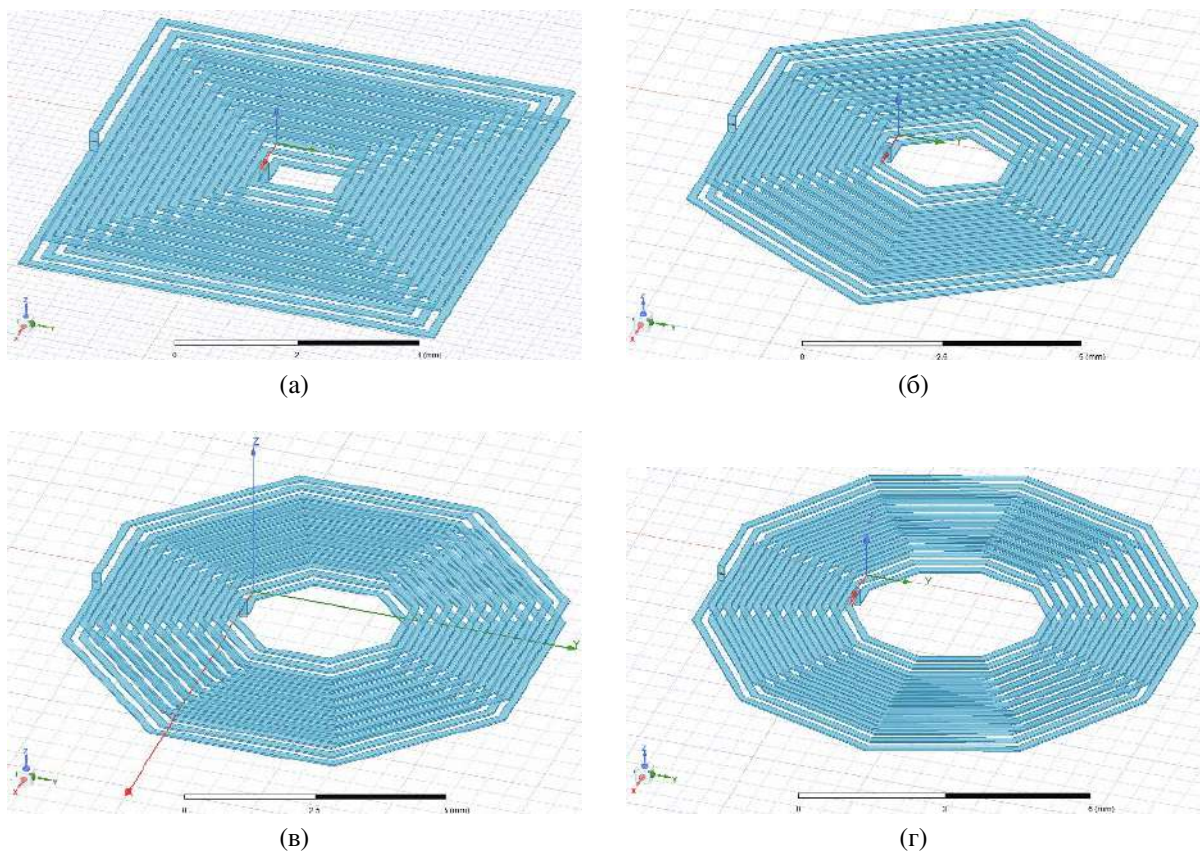
Во глава 2 и 3 беше спомнато дека сензорот, како и другите типови на индуктивни сензори кои беа споменати, ќе биде изработен на електронско печатено коло. Според тоа, индуктивниот елемент односно калемот кој е дел од LC резонантните кола на двата осцилатора треба да биде изведен на самото електронско печатено коло. Врз основа на тоа, калемот ќе биде изведен во планарен облик кој може да содржи повеќе слоја. Имено, секоја намотка која припаѓа на еден ист слој ќе биде намотана во една единствена рамнина на самото печатено коло, а секој слој на намотки ќе се намотуваат (подредуваат) една над друга вертикално. Ова е лесно изводливо за процесите за производство на електронски печатени кола, бидејќи намотките може да се изведат преку процес на нагизување (etching) на бакарот така што прецизно ќе се дефинираат водовите на намотката. Од друга страна повеќеслојната структура на калемот може да се изведе преку изработка на повеќеслојни електронски печатени кола. Врз основа на тоа, потребно е да се дефинира соодветна геометриска форма на калемот за којашто ќе може аналитички да се определи неговата индуктивност и отпорност. Причината за потребата од аналитичко определување на индуктивноста и отпорноста на калемот е за да може да се примени изведениот модел од глава 4 за условот за започнување на самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Истите параметри може да се определат и со помош на FEM симулација, но беше одлучено да се скокне овој чекор со цел да се овозможи брз развој на прототип.

Во поглавје 5.2 беа изведени изрази за дефиниција на геометриската форма на роторот кои беа базирани на површина на изложеност на калемот која претставува прстенест кружен отсечок, дефиниран во аголниот опсег $[\theta, \theta + \Delta\theta]$ претставен со површината $S_L(\theta + \Delta\theta) - S_L(\theta)$. Врз основа на тоа, најпрецизен пристап во овој случај би било да се дефинира геометриска форма на индуктивниот елемент којашто ќе биде претставена преку вака дефиниран кружен отсечок кој ќе го опфаќа прстенестиот дел на радијалната геометриска форма на роторот. На слика 5.3, со златно-жолта боја е претставен калем кој е обликуван во оваа геометриска форма позициониран над роторот. Калемот има малку поголема големина од најширокиот дел од прстенот на роторот со цел да се долови површината $S_L(\theta + \Delta\theta) - S_L(\theta)$ од поглавје 5.3.



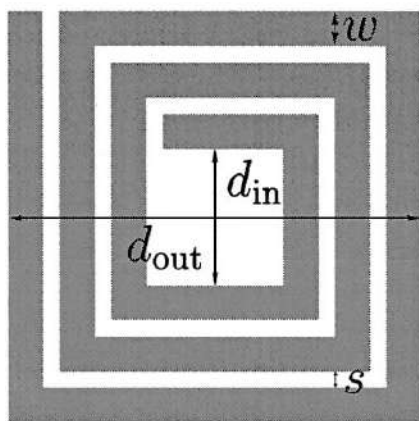
Слика 5.3: Приказ на општа прстенеста геометриска форма добиена од две различни радијални геометриски форми претставени со функциите: $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c + m(\theta)$ за првата и $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c - m(\theta)$ за втората. Со златно-жолта боја е претставен калем во радијална форма со големина поголема од ширината на прстенестата геометриска форма. Радијалната геометриска форма на калемот опфаќа агол од 30° , а неговото воздушно јадро опфаќа агол од 12° .

Во литературата постојат повеќе различни методи за пресметување на индуктивноста на планарни калемии [3, 171–173]. Дел од нив се наменети за повеќе различни геометриски форми на калемии изведени во повеќе слоја, додека другите се наменети само за еднослојни калемии изведени во една единствена геометриска форма. Во [2] е претставена метода за пресметување на индуктивноста на повеќеслоен планарен калем. Според авторите на трудот оваа метода не зависи од геометриската форма на калемот за кој се применува, односно таа може да се применува за било каква геометриска форма. Сепак, резултатите за границите на грешка во пресметката кои се прикажани во трудот се однесуваат само на конкретни геометриски форми на двослоен калем прикажани на слика 5.4. Според тоа, поради релативно скорешната објава на трудот и недостаток на резултати за повеќе различни геометриски форми беше одлучено да се изостави оваа метода и да се примени широко цитирана и практично проверена метода. Имено, во [3] се претставени неколку

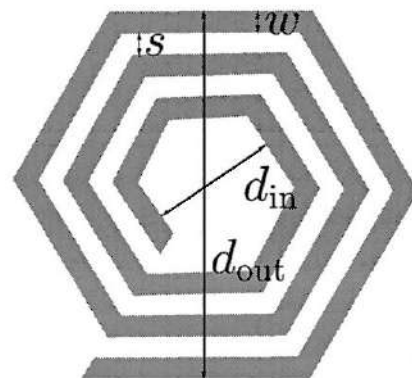


Слика 5.4: Приказ на четири различни геометриски форми на двослоен калем: квадратна форма (а), хексагонална форма (б), октагонална форма (в), декагонална форма (г). Сликата е преземена од [2].

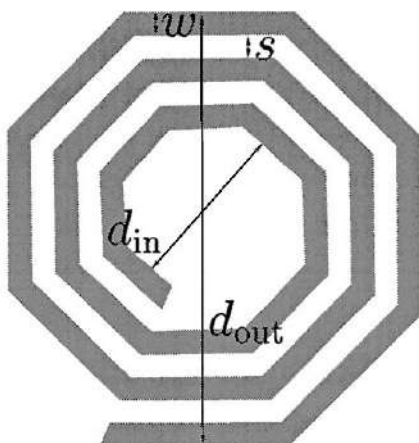
методи за пресметка на индуктивност кај еднослојни планарни калемии во различни геометриски форми. Геометриските форми за кои важат методите се прикажани на слика 5.5 заедно со релевантните параметри кои ги дефинираат нивните димензии како ширина на вод w , растојание помеѓу водови s , внатрешен дијаметар на калемот (големина на воздушно јадро) d_{in} и надворешен дијаметар на калемот (големина на калем) d_{out} . Во трудот се претставени три различни пристапи за пресметување на индуктивноста на калемот:



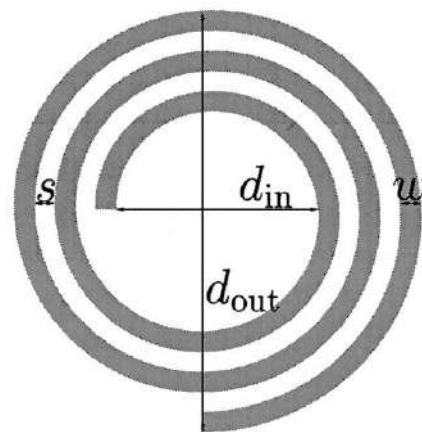
(a)



(б)



(в)



(г)

Слика 5.5: Приказ на четири различни геометриски форми на еднослоен калем: квадратна форма (а), хексагонална форма (б), октагонална форма (в), кружна форма (г). Димензиите на калемите се дефинирани со помош на ширина на вод w , растојание помеѓу водови s , внатрешен дијаметар на калемот (големина на воздушно јадро) d_{in} и надворешен дијаметар на калемот (големина на калем) d_{out} . Сликата е преземена од [3].

модифицирана Вилерова формула (Modified Wheeler formula), пристап базиран на апроксимација на проток на струја во плоча (Current Sheet Approximation), израз добиен преку фитируван моном врз основа на емпириски податоци (Data Fitted Monomial Expression). Една од трите предложени методи која ќе се искористува во рамките на ова истражување е базирана на апроксимација на проток на струја во плоча (Current Sheet Approximation) и според неа индуктивноста на калемот може да се пресмета како

$$L_s = \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right), \quad (5.23)$$

каде μ_0 е магнетна пермеабилност во вакуум, n е бројот на намотки, d_{avg} е просечен дијаметар пресметан како $d_{avg} = (d_{out} - d_{in})/2$, ρ е сооднос на исполнетост пресметан како $\rho = (d_{out} - d_{in})/(d_{out} + d_{in})$, а константите: c_1 , c_2 , c_3 и c_4 зависат од геометријата на калемот и нивните вредности се прикажани во табела 5.1. Со оглед на фактот дека оваа метода го апроксимира калемот како хомогена спроводлива плоча, треба да се земе предвид фактот дека грешката на пресметка ќе зависи од соодносот s/w . Имено, колку е поголем соодносот s/w толку ќе биде поголема и грешката на пресметка. На тој начин, за $s \leq 3w$ може да се постигне максимална грешка на пресметка од 8% [3]. Според тоа, оваа метода е најпрецизна кога се применува кај најтипични планарни калеми изведени на електронско печатено коло кога $s \leq w$.

Геометриска форма	c_1	c_2	c_3	c_4
Квадратна форма	1.27	2.07	0.18	0.13
Хексагонална форма	1.09	2.23	0.00	0.17
Октагонална форма	1.07	2.29	0.00	0.19
Кружна форма	1.00	2.46	0.00	0.20

Табела 5.1: Вредности на коефициенти за различни геометриски форми на калем кои се применуваат во формула за пресметка на индуктивност на калем базирана на апроксимација на проток на струја во плоча (Current Sheet Approximation). Вредностите се преземени од [3].

Изразот дефиниран во равенката (5.23) е применлив само за пресметка на еднослојни калеми. Доколку се применува повеќеслоен калем тогаш потребно е да се пресмета вкупната индуктивност на калемот која ќе зависи од индуктивноста L_s на секој слој поединечно и заемната индуктивност M_{ij} помеѓу секој пар од слоевите. Во практична смисла, секој од слоевите на калемот ќе бидат идентични и според тоа вкупната индуктивност L_T може да се изрази како [174]

$$L_T = N L_s + 2 \sum_{i < j}^N M_{ij}, \quad (5.24)$$

каде N го претставува вкупниот број на слоеви, L_s е индуктивноста на еден слој од калемот, M_{ij} ја претставува заемната индуктивност помеѓу i -тиот и j -тиот слој на калемот изразена како

$$M_{ij} = K_{cij} L_s, \quad (5.25)$$

каде константата K_{cij} го претставува факторот на заемна спрега помеѓу i -тиот и j -тиот слој на калемот. Понатаму, константата K_{cij} ќе зависи од бројот на намотки n и растојанието S_{ij} помеѓу i -тиот и j -тиот слој на калемот, а истата може да се пресмета како

$$K_{cij} = \frac{n^2}{0.64[(0.184S_{ij}^3 - 0.525S_{ij}^2 + 1.038S_{ij} + 1.001)(1.67n^2 - 5.84n + 65)]}. \quad (5.26)$$

Горе приложената метода за пресметка на индуктивноста на повеќеслоен планарен калем е наменета само за геометриските форми на калемите кои се илустрирани на слика 5.5. Според тоа, за сензорот кој е предмет на ова истражување ќе се избере геометриска форма која е најблиска до предложената од слика 5.3, односно ќе се избере квадратна форма на калемот. Квадратниот калем ќе има такви димензии така што ќе биде поголем од прстенестата структура на роторот, а единствената разлика која ќе ја има со калемот од слика 5.3 е фактот што нема да има закосени рабови. Оваа разлика се очекува да предизвика определена промена во добиените резултати, но истото е очекувано со оглед на целта за брз развој на прототип.

5.3 Геометриска изведба на роторот и индуктивниот елемент

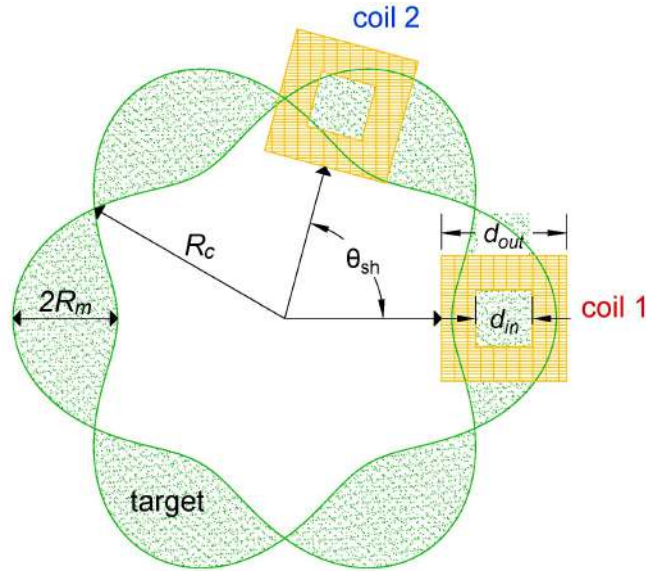
Со цел да може да се реализира целокупната изведба на роторот и индуктивниот елемент потребно е да се определи местоположбата на калемите, а истовремено и да се дефинира равенството (5.22) во применлива форма која ќе може да се користи во практични случаи. Со цел да може да се изведе геометриската форма на роторот, равенката (5.22) од поглавјето 5.2 може да се дефинира во практична форма како

$$m(\theta) = R_m \sin(p\theta) + m_0 \quad (5.27)$$

каде множителот на синусната функција е дефинирана со една единствена константа која ќе се именува како амплитуда на радиус на модулација R_m , а фазното поместување $-p\Delta/2$ е елиминирано поради фактот што тоа влијае само на ориентацијата на исцртување на роторот. Според тоа, за да се дефинира конкретна геометриска форма на роторот потребно е да се определат константите: R_c , R_m , p и m_0 од равенствата (5.8) и (5.27).

Во поглавје 3.3 беше заклучено дека сензорот, кој е предмет на ова истражување, ќе содржи два електрични осцилатора со цел да се добијат сигнали во синусен и косинусен облик. Овие два електрични осцилатора содржат две различни LC резонантни кола во чии рамки фигурираат секој од калемите кои треба да се изведат на сензорот. Со цел да се добијат излезни сигнали во синусен/косинусен облик за фреквенцијата на осцилации на осцилаторите, потребно е да се определи местоположбата на калемите во однос на роторот. Како што беше заклучено во поглавје 5.2, калемите треба централно да бидат поставени над прстенестата структура на роторот и истите да бидат со големина која ја надминува максималната широчина на роторот. На слика 5.6 е прикажана целокупна изведба на роторот и двата калема на сензорот. Роторот, кој е обележан со зелена боја, е генериран со помош на равенствата (5.8) и (5.27) чиј радиус на општа кружница е R_c , $m_0 = 0$ и $p = 3$. Во ваква изведба, од сликата може да се забележи дека максималната широчина на прстенестата структура на роторот е $2R_m$. Во продолжение, калемите кои се обележани

со златно-жолта боја се централно поставени над прстенестата структура на роторот, со помош на растојанието R_c , и истите се изведени со заемно аголно поместување од θ_{sh} . Истовремено, при дефинирање на геометриските карактеристики на калемите запазено е истите да бидат поголеми од максималната широчина на прстенот од роторот, односно да важи $d_{out} > 2R_m$. Врз основа на изведбата од слика 5.6 и искористувајќи ја равенка



Слика 5.6: Целокупна изведба на роторот и калемите според конкретно дефинирани геометриски карактеристики. Роторот е генериран со помош на функциите: $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c + m(\theta)$ за првата и $x_1(\theta) = r_1(\theta) \cos(\theta)$, $y_1(\theta) = r_1(\theta) \sin(\theta)$, $r_1(\theta) = R_c - m(\theta)$, $m(\theta) = R_m \sin(3\theta)$. Калемите се централно поставени на растојание R_c од центарот на роторот и истите имаат заемно аголно поместување од θ_{sh} . За големината на калемот е запазено да важи $d_{out} > 2R_m$, односно калемот да биде поголем од максималната широчина на прстенот од роторот.

(5.1), во практична изведба фреквенцијата на осцилации на двата електрични осцилатори од сензорот треба да се одвива според следната законитост:

$$\begin{aligned} f_1(\theta) &= A \sin(n\theta) + f_{10}, \\ f_2(\theta) &= A \cos(n\theta) + f_{20}, \end{aligned} \quad (5.28)$$

каде за n треба да важи $n = 2p$ кога $m_0 = 0$. Со цел да може да се постигне излезните сигнали да се одвиваат според синусен/косинусен закон, односно заемното фазно поместување да биде $\pi/2$, потребно е точно да се определи заемното аголно поместување θ_{sh} помеѓу калемите на секој од осцилаторите. Определувањето на аголното поместување θ_{sh} зависи од бројот на периоди на модулација кај роторот, односно од бројот на цветови кои се дефинирани од страна на геометриската форма на роторот. На слика 5.2 беше покажано дека бројот на периоди на модулација во роторот е директно определен од страна на параметарот p од равенка (5.22). Сепак, на слика 5.6 може да се забележи дека роторот има шест периоди на модулација иако беше генериран за $p = 3$. Ова двојно зголемување на бројот на периоди на модулација е поради фактот што беше избрано за $m_0 = 0$. Имено, бројот на периоди на модулација во геометриската форма на роторот е секогаш иста со

вредноста на параметарот p , сè додека важи $m_0 > R_m$. Во спротивно, бројот на периоди на модулација ќе се дуплира кога $m_0 = 0$ како што е демонстрирано на слика 5.6. Истовремено, кога $0 < m_0 < R_m$ ќе се добие исто така дуплиран број на периоди на модулација, но генерираните цветови ќе бидат асиметрични. Според тоа, за да се добие облик на излезните сигнали според синусен/косинусен закон, потребно е да се определи аголното поместување θ_{sh} така што ќе се земе предвид бројот на периоди на модулација во роторот. Со оглед на фактот дека излезниот сигнал ќе има исто толкав број на периоди колку што има и самиот ротор, со цел да се постигне фазно поместување од $\pi/2$ во излезните сигнали, аголното поместување θ_{sh} помеѓу калемите може да се дефинира како

$$\theta_{sh} = \frac{1}{t}(2\pi k + \frac{\pi}{2}), \quad (5.29)$$

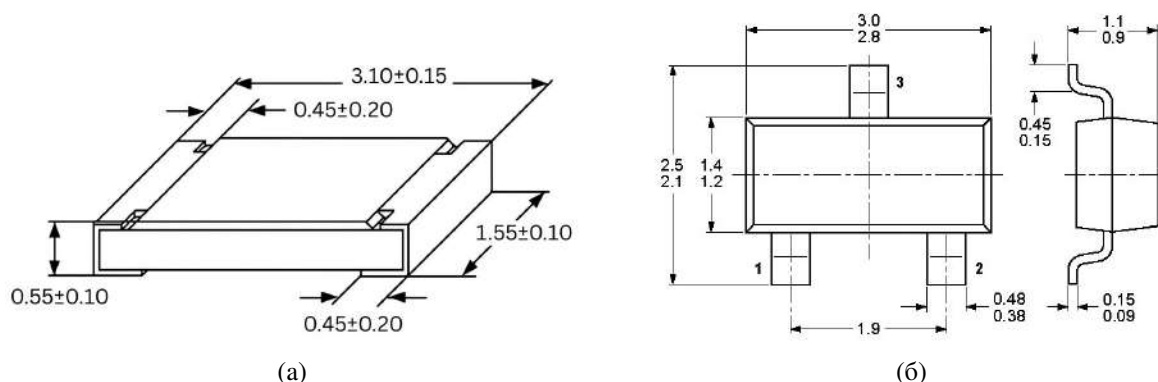
каде $k \in \mathbb{N}_0$ и t го претставува бројот на цветови од роторот така што $t = p$ кога $m_0 > R_m$, и $t = 2p$ кога $m_0 = 0$. Во случајот на слика 5.6 ќе важи $t = 2p = 6$ и за аголното поместување помеѓу калемите ќе се добие $\theta_{sh} = \pi/12$ кога $k = 0$. Ова пресметано аголно поместување не е практично применливо поради фактот што ќе има преклопување помеѓу калемите и истите нема да може да се изведат на електронско печатено коло. Како резултат на тоа се избира поголема вредност за k така што ќе се добие $\theta_{sh} = 5\pi/12$ кога $k = 1$, за чија вредност се всушност илустрирани калемите на слика 5.6.

Глава 6

Проектирање и изведба на сензорот

Како што беше кажано во глава 3, сензорот кој е предмет на ова истражување ќе биде изработен на електронско печатено коло. Овој пристап овозможува производство на сензорот со помош на процес кој е широко достапен и развиен на пазарот, а воедно ќе овозможи и релативно ниска цена на производство. Со цел да може да се симулира предвидениот сензор, а истовремено и да се изработи на електронско печатено коло, потребно е да се проектираат цртежи кои ќе бидат наменети за процесот на производство на електронски печатени кола. Симулацијата на сензорот најчесто може да се изведе со помош на 3Д моделирање на роторот и двата калема на сензорот. Сепак, поголемиот дел од софтверите за проектирање на електронски печатени кола нудат можност за автоматско генерирање на 3Д модел од самиот софтвер. На овој начин, наместо да се реализира 3Д моделирање на роторот и калемите со помош на посебен софтвер, со цел да се изврши симулација, беше одлучено да се проектира сензорот со помош на софтвер за проектирање на електронски печатени кола за потоа од таму автоматски да се генерира 3Д модел кој ќе се искористи за симулација.

За да може да се реализира овој процес на проектирање, најпрво е потребно да се определат димензиите на сензорот, односно димензиите на електронските плочки врз кои ќе се печатат колата. Главните фактори кои ќе влијаат на димензиите на сензорот се: големината на електронските дискретно компоненти и големината на планарните калеми. Со оглед дека целта на ова истражување е брз и евтин развој на прототип, при изборот на големината на електронските компоненти се целеше кон доволно мали компоненти за помали димензии на сензорот, но истовремено и доволно големи за да можат истите да се залемат рачно. При изборот на типот на поставување на електронските компоненти беше избрано исклучиво да се работи со SMD компоненти. Причината за овој избор беше поради проблемот на thru-hole компонентите чии пинови може да влезат во интеракција со магнетното поле на калемите. За таа цел, за пасивните компоненти беше избрано дека ќе се работи со SMD компоненти со големина 1206, а за активните компоненти беше избрано да се работи со SMD тип на големина/распоред SOT-23. Димензиите на овие големини се детално илустрирани на слика 6.1. Со цел да може да се определи големината на планарните калеми, потребно е да се определи работната фреквенција на LC осцилаторите. Имено, како што беше прикажано во глава 4, фреквенцијата на еден Колпицов осцилатор воглавно зависи од индуктивноста на калемот и капацитивноста на кондензаторите кои се дел од LC резонантното коло. Понатаму, индуктивноста на еден планарен калем, како што беше покажано во равенствата во поглавје 5.2, може да се каже дека воглавно зависи од бројот



Слика 6.1: Општи димензии на SMD компоненти кои ќе се користат во рамките на изработениот сензор. За пасивните компоненти ќе се користи големина 1206 (а), а за активните компоненти ќе се користи големина/распоред SOT-23 (б).

на слоеви и бројот на намотки во секој од нив. Овие два параметри всушност директно влијаат и на самата големина на калемот кој ќе се изведе на електронско печатено коло. За таа цел, за да може да се дефинираат димензиите на сензорот најпрво мора да се определи работната фреквенција на сензорот, а соодветно со тоа и да се определи големината и индуктивноста на самиот калем.

Како што беше покажано во глава 4, паразитната отпорност на калемот може да има значително влијание врз условот за појава на самоодржливи осцилации. Понатаму, преостанатите компоненти од електричното коло, претставено на слика 4.10б, треба да се определат според условот за појава на самоодржливи осцилации и работната точка на засилувачот. Според тоа, во оваа глава е претставено определувањето на работната фреквенција на сензорот, определувањето на параметрите на електричното коло, пресметка на паразитната отпорност на калемот и процесот на проектирање и изведба на електронско печатено коло.

6.1 Одредување на работната фреквенција на осцилаторите и индуктивноста на индуктивниот елемент

Работната фреквенција на LC осцилаторите од сензорот ја дефинира фреквенцијата на самоодржливи осцилации во случај кога под калемите не е присутен роторот. Во овој случај, според изразот 3.5, индуктивноста на калемите ќе биде најголема односно фреквенцијата на осцилации ќе биде најмала. Колку е поголема површината на изложеност кон спроводлив материјал, за секој од калемите, толку помала ќе биде нивната индуктивност односно поголема ќе биде фреквенцијата на осцилации. Работната фреквенција на осцилаторите може да влијае на повеќе карактеристики на сензорот како чувствителност и максимална аголна брзина на мерење.

Интензитетот на виорните струи, кои се индуцираат во роторот е директно зависен од фреквенцијата на генерираното магнетно поле, односно работната фреквенција на осцилаторот. Имено, доколку се земе предвид дека генерираното магнетно поле на еден

калем може да се опише со наизменичен сигнал со амплитуда A и фреквенција f како

$$B(t) = A \sin(2\pi ft), \quad (6.1)$$

тогаш индуцираното електрично поле во роторот ќе биде

$$\nabla \times E = -\frac{\delta B}{\delta t}. \quad (6.2)$$

Доколку се пресмета изводот од магнетното поле во однос на времето, ќе се добие

$$\frac{\delta B}{\delta t} = 2\pi f \cos(2\pi ft), \quad (6.3)$$

кое што директно имплицира дека интензитетот на индуцираното електрично поле E расте линеарно со фреквенцијата f , а со тоа расте и интензитетот на индуцираните виорни струи J според

$$J = \sigma E, \quad (6.4)$$

каде σ ја претставува електричната спроводливост на материјалот на роторот. Понатаму, поради површинскиот ефект (skin-effect) кој се јавува при повисоки фреквенции на наизменични струи, длабочината на навлегување на индуцираните струи δ може да се изрази како

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}}, \quad (6.5)$$

каде μ ја претставува магнетната пермеабилност на материјалот, а σ е карактеристичната спроводливост на материјалот.

Оттука може да се забележи дека фреквенцијата има влијание врз електромагнетното поведение на сензорот, а со тоа и на неговите карактеристики. Имено, доколку се земе предвид дека фреквенцијата на осцилации на еден Колпицов осцилатор, без паразитни ефекти, може да се изрази како

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(\theta)C}}, \quad (6.6)$$

тогаш промената на фреквенцијата $f(\theta)$ во зависност од промената на аголната позиција θ може да се изрази како

$$\frac{df}{d\theta} = -\frac{f(\theta)}{2L(\theta)} \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (6.7)$$

Од равенката може да се воочи дека при повисоки фреквенции на осцилации, мала промена во индуктивноста на калемот може да предизвика значително поголема промена во фреквенцијата на осцилации. Оваа зависност всушност директно влијае на чувствителноста на самиот сензор.

Друг фактор врз кој влијае работната фреквенција на осцилаторите е максималната брзина при која може да се изврши мерењето од страна на сензорот. Имено, доколку е познато дека сензорот има потреба да мери при максимални аголни брзини од ω_{max} со точност од $\pm\theta_{acc}$ тогаш работната фреквенција на осцилаторите треба да се определи на тој начин така што ќе може да се задоволат овие ограничувања. Имено, земајќи ги предвид овие ограничувања потребно е да се пресмета времето за кое роторот на сензорот

би изминал аголно поместување од $\pm\theta_{acc}$ при аголни брзини од ω_{max} . Според тоа, доколку се земе предвид дека времето потребно за да се измине цел круг при аголни брзини од ω_{max} е $2\pi/\omega_{max}$, тогаш минималното време за кое е потребно да се изврши едно мерење е

$$T_{acc} = \frac{2\pi}{\omega_{max}} \frac{\theta_{acc}}{2\pi} = \frac{\theta_{acc}}{\omega_{max}}. \quad (6.8)$$

каде аголната брзина ω_{max} е изразена во rad/s и точноста θ_{acc} е изразена во rad . Според тоа, доколку се земе предвид дека е потребно да се измерат K периоди за време од T_{acc} , тогаш за работната фреквенција на осцилаторите треба да важи

$$f_{osc} \geq f_{min} = \frac{K}{T_{acc}} = \frac{K\omega_{max}}{\theta_{acc}}, \quad (6.9)$$

каде f_{min} е минималната работна фреквенција. Во практична примена бројот на измерени периоди K ќе зависи од електричното коло кое се користи за мерење на фреквенцијата на осцилации. Со оглед на фактот дека целта на ова истражување е брз и евтин развој на прототип, при утврдување на работната фреквенција на сензорот не беа земени предвид чувствителноста и резолуцијата на сензорот. Според тоа, ќе биде земена предвид само максималната брзина при мерење и точноста на мерењето кои го дефинираат условот (6.9).

6.2 Одредување на паразитната отпорност на индуктивниот елемент

Планарните калеси кои ќе бидат изведени на електронското печатено коло ќе се реализираат со помош на кружно намотани водови. Овие водови ќе се добијат како резултат на процесот за производство на печатени кола преку нагизување на бакарен слој од електронска плочка. Според тоа, бакарниот слој од електронската плочка ќе има конкретна дебелина t , а водовите кои ќе се нагизуваат ќе имаат конкретна ширина w . Врз основа на тоа, печатените водови ќе имаат конечна отпорност која ќе резултира како паразитна отпорност кај самите калеси. Во глава 4 веќе беше покажано дека оваа паразитна отпорност може да има значајно влијание па затоа е потребно да се пресмета истата. Според тоа, вкупната отпорност на калесот може да се пресмета со помош на општи изрази за пресметка на отпорноста на вод во едно електронско печатено коло. Ова отпорност ќе зависи од две величини: R_{DC} и R_{AC} [175]. Отпорноста R_{DC} ја дефинира отпорноста на водот која се јавува при проток на еднонасочни струи (DC) и истата може да се изрази како

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{wt}, \quad (6.10)$$

каде ρ е карактеристичната отпорност на материјалот, l е должината на водот, w е ширината на водот и t дебелината на водот. Понатаму, R_{AC} ја дефинира отпорноста на водот која се јавува при проток на наизменични струи (AC) како резултат на површинскиот ефект (skin-effect) кој се јавува при високи фреквенции изразен во равенка 6.5. Отпорноста R_{AC} може приближно да се изрази како

$$R_{AC} \approx \frac{\rho l}{w\delta} = \frac{l\sqrt{\rho\pi\mu f}}{w}, \quad (6.11)$$

каде f е фреквенцијата на осцилации на струјата низ проводникот, а за δ се заменува изразот (6.5) за кој важи $\sigma = 1/\rho$. Ова равенство е апроксимација и може да се користи само кога растојанието на површинскиот ефект е помало од дебелината на водот, односно $\delta < t$. За лесна практична примена, со помош на двете отпорности приближно може да се пресмета вкупната ефективна отпорност на водот како [175]

$$R_T = \sqrt{R_{DC}^2 + R_{AC}^2}. \quad (6.12)$$

Оваа формула секако не ги зема сите ефекти предвид и претставува само апроксимација.

6.3 Одредување на електричните параметри на осцилаторите

Според слика 4.1 во поглавје 4.2.1, при изведба на Колпицовиот осцилатор може да се избере електрично коло со три различни топологии на нагудување. Со оглед на фактот дека една од нив користи константен извор на струја, кој дополнително може да ја компликува изведбата на електричното коло по однос на бројот на компоненти и цената, додека друга топологија користи два напонски извора, беше одлучено да се користи топологија на самонагудување прикажана на слика 4.1б. Оваа топологија на нагудување нуди искористување на најмал број на компоненти што ќе овозможи поедноставна изведба на електричното коло и помали димензии и пониска цена на сензорот. Врз основа на тоа, потребно е да се определат определени параметри на ова електрично коло со цел да може да се пресмета фреквенцијата на осцилации и испита условот за појава на самоодржливи осцилации. Од тука, потребно е да се определат индуктивноста и капацитивноста на LC резонантното коло, а исто така потребно е да се пресмета отпорноста за нагудување R_S .

6.3.1 Одредување на индуктивноста и капацитивноста на компонентите кои се дел од LC резонантното коло

Индуктивноста и капацитивноста на компонентите од LC резонантното коло може да се определат врз основа на работната фреквенција на осцилаторите, која истовремено треба да ја задоволи равенката (6.9). Оттука за пресметка на индуктивноста и капацитивноста може да се искористи изразот за пресметка на фреквенцијата на осцилации дефиниран со равенка (4.15) од поглавје 4.2.3. Во овој случај, паразитните ефекти на калемот не беа земени предвид бидејќи во рамките на ова истражување се очекува дека истите ќе имаат мало влијание врз фреквенцијата на осцилации, односно според поглавје 4.3.3 се очекува дека ќе важи $R_{esr} \ll R$, $C_{epc} \ll C_1$ и $C_{epc} \ll C_2$. Со оглед на фактот дека во равенката 4.15 фигурираат две непознати величини L и C_e , потребно е да се фиксира вредноста на една од нив со цел да се пресмета другата. Во овој случај тоа ќе се направи со капацитивноста C_e . Најпрво од интерес е тоа да се започне со капацитивноста C_1 бидејќи таа ќе биде под најголемо влијание на паразитните капацитивности на JFET транзисторот. Имено, како што е прикажано на слика 6.2 секој JFET се карактеризира со паразитна капацитивност помеѓу гејтот и сорсот C_{gs} и паразитна капацитивност помеѓу гејтот и дрејнот C_{gd} . Во овој случај, според колото од слика 4.1, кондензаторот C_1 е паралелно поврзан со паразитната капацитивност C_{gs} . Со оглед на фактот дека паразитната капацитивност не е константна

величина односно истата зависи од работните карактеристики на JFET транзисторот, истата може да има значително влијание врз капацитивноста C_1 и со тоа да влијае на работната фреквенција. За таа цел, потребно е да се избере за капацитивноста C_1 така што ќе важи $C_1 \gg C_{gs}$, односно во практични случаи може да се избере

$$C_1 \geq 20C_{gs}, \quad (6.13)$$

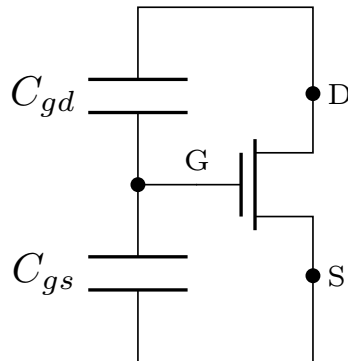
што ќе се овозможи капацитивноста C_1 да не варира повеќе од $\pm 5\%$. Според тоа, доколку се избере $C_1 = C_2$, тогаш капацитивноста C_e од равенката (4.15) ќе биде фиксирана и за индуктивноста на калемот ќе важи

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{osc}^2 C_e} = \frac{1}{2\pi^2 f_{osc}^2 C_1}, \quad (6.14)$$

каде f_{osc} ја претставува работната фреквенција на осцилаторите. Воочувајќи ги равенствата (6.9) и (6.13), може да се заклучи дека за индуктивноста на калемот може да се избере таква вредност сè додека важи

$$L \leq \frac{1}{2\pi^2 f_{min}^2 C_1}, \quad (6.15)$$

а за C_1 ќе биде исполнет условот во равенката (6.13). Тоа што треба да се напомене е дека при практична изведба на колото може да се земат различни вредности за капацитивностите C_1 и C_2 , бидејќи C_2 не подлежи на влијание од паразитните капацитивности на JFET транзисторот. Причината поради тоа што беше земено $C_1 = C_2$ е за полесно да се пресмета индуктивноста на калемот.



Слика 6.2: JFET транзистор претставен со своите паразитни капацитивности C_{gs} помеѓу гејтот и сорсот и C_{gd} помеѓу гејтот и дрејнот.

6.3.2 Одредување на отпорноста за нагудување на работната точка на засилувачот

Нагудувањето на работната точка на JFET транзисторот од Колпицовиот осцилатор треба да се реализира на тој начин така што ќе се загарантира дека ќе биде задоволен условот за појава на самоодржливи осцилации. Во овој случај, за условот за појава на самоодржливи осцилации ќе биде искористено неравенството (4.17) од поглавје 4.2.3 кое не ги зема предвид паразитните ефекти на калемот. Причината за занемарување на паразитните ефекти е со цел да се поедностави пресметката, а секако на крајот ќе бидат

земени предвид истите откако ќе бидат утврдени конечните вредности на електричното коло во поглавје 6.4.2. Понатаму, при пресметката на вкупната отпорност на колото R нема да биде земена предвид отпорноста на оптоварувањето R_L бидејќи ќе се смета дека за истата ќе важи $R_S \ll R_L$, од што произлегува дека $R \approx R_S$. Според тоа, доколку се земе дека $C_1 = C_2$, тогаш за равенка (4.38) ќе се добие

$$g_m R_S > 1. \quad (6.16)$$

Во продолжение, карактеристичната равенка на еден JFET транзистор е дефинирана како [176]

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2, \quad (6.17)$$

каде I_D е струјата која протекува низ дрејнот на транзисторот, V_{GS} е напонот помеѓу гејтот и сорсот на транзисторот, $V_{GS(off)}$ е напонот на исклучување помеѓу гејтот и сорсот кога $I_D \approx 0$, I_{DSS} е струјата која протекува низ дрејнот при $V_{GS} = 0$. Анализирајќи го колото од слика 4.1б и земајќи предвид дека $R_S \ll R_L$, во режим на големи сигнали за V_{GS} ќе важи

$$V_{GS} = -I_D R_S. \quad (6.18)$$

Доколку се примени овој израз за V_{GS} во равенката (6.18), за отпорноста R_S може да се добие

$$R_S = -\frac{V_{GS(off)}}{I_D} \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right). \quad (6.19)$$

Понатаму, за транскондуктансата на JFET транзисторот важи [176]

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(off)}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right) = -\frac{2}{V_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_D}. \quad (6.20)$$

Оттука, доколку се искористат равенствата (6.19) и (6.20) за R_S и g_m и истите се заменат во (6.16), ќе се добие

$$2 \left(\frac{1}{\sqrt{I_D/I_{DSS}}} - 1 \right) > 1. \quad (6.21)$$

Оттука, може да се забележи дека неравенството е независно од $V_{GS(off)}$ и истото може да се сведе на поедноставен израз како

$$I_D < \frac{4}{9} I_{DSS}. \quad (6.22)$$

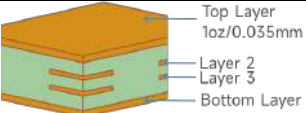
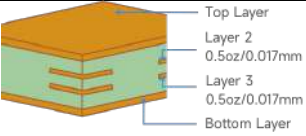
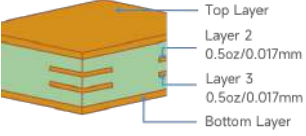
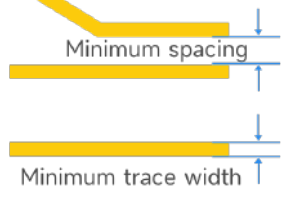
Според тоа, за да биде задоволен условот за самоодржливи осцилации потребно е да биде задоволено неравенството (6.22). Оттука, истиот услов може да се изрази преку отпорноста R_S така што за струјата I_D ќе се замени $I_D = 4I_{DSS}/9$ во равенка (6.19) и при тоа ќе се добие

$$R_S > -\frac{3V_{GS(off)}}{4I_{DSS}}. \quad (6.23)$$

Според тоа, со цел да се загарантира појавата на самоодржливи осцилации кај еден Колпицов осцилатор, при избор на отпорноста R_S треба да се задоволи условот (6.23). Сепак, треба да се напомене дека во овој случај не беа земени предвид паразитните ефекти на калемот. Како резултат на тоа, во практична изведба се препорачува да се избере неколку пати поголема вредност за отпорноста R_S во однос на нејзината минимална вредност пресметана во (6.23).

6.4 Проектирање и изведба на сензорот на електронско печатено коло

Еден од најзначајните критериуми, кои треба да се земат предвид, при проектирање на сензорот на електронско печатено коло се фабричките ограничувања на процесот на производство. Овие фабрички ограничувања се понудени од страна на компаниите за производство и истите може да варираат во зависност од компанијата. Во продолжение, во рамките на иста компанија може да бидат понудени попрецизни фабрички ограничувања на сметка на поскапа цена за изработка. Со оглед на намерата на ова истражување да овозможи брз и евтин развој на прототип, беше одлучено да се произведе сензорот преку компании кои овозможуваат производство на мало, а воедно и понудуваат ниска цена на изработка. Според тоа, изработката на сензорот на електронско печатено коло беше реализирана според фабричките ограничувања на овие компании. Листата на фабрички ограничувања, кои се понудени од страна на компаниите за производство на електронски печатени кола, е релативно голема. Во табела 6.1 се прикажани мал дел од овие фабрички ограничувања кои ќе бидат земени предвид при производство на сензорот.

Назив	Ограничување	Опис	Илустрација
Број на слоеви	1-32 слоја	број на бакарни слоеви	
Дебелина на бакар (нс)	1oz ($35\mu m$)	за надворешни слоеви	
Дебелина на бакар (вс)	0.5oz ($17.5\mu m$)	за внатрешни слоеви	
Мин. дебелина/ раст. на вод	0.1mm	за >2 слоја важи 0.09mm	
Мин. раст. на водови на калем	0.15mm	кога калемот е покриен со маска во спротивно 0.25mm	

продолжува на следната страница

Назив	Ограничување	Опис	Илустрација
Мин. раст. (подлошка до вод)	0.1mm	се препорачува поголемо	
Мин. раст. (виа до вод)	0.2mm	виа (via)	
Дијаметар на дупка	0.15mm–6.3mm	важи само за повеќеслојни плочки	Maximum: 6.3mm Minimum: 0.15mm
Мин. дијаметар на дупка/виа	0.15mm	0.15mm за дупка и 0.25mm за виа	
Мин. раст. дупка/дупка на виа	0.2mm		

Табела 6.1: Фабрички ограничувања за производство на електронски печатени кола кои ќе бидат земени предвид при проектирање на сензорот. Вредностите и сликите се преземени од [4].

Со оглед на фактот дека на роторот ќе биде изведена само спроводливата геометриска форма, беше одлучено дека истиот ќе се изработи на двослојна плочка каде ќе се искористи само еден од слоевите. За статорот беше одлучено дека ќе биде изработен на четирислојна плочка поради комплексноста на неговата изведба. Распоредот на слоевите за секоја од плочките наменети за статорот и роторот, соодветно се прикажани на слика 6.3 и 6.4. Во продолжение, во рамките на проектирање на сензорот беше одлучено дека ќе се користи JFET транзистор од компанијата ONSEMI со модел SMMBFJ310LT1G. Причината за избор на овој тип на JFET транзистор е поради фактот што е наменет за проектирање на засилувачи наменети за Very High Frequency (VHF)/Ultra High Frequency (UHF) фреквенциски опсези на работа кои ќе овозможат проектирање на осцилатори со високи фреквенции.

Дополнително, префиксот „S“ присутен во шифрата на моделот на транзисторот дефинира дека истиот е наменет за автомобилската индустрија, односно го задоволува AEC_Q101 стандардот.

#	Name	Material	Type	Weight	Thickness
	Top Overlay		Overlay		
	Top Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.013mm
1	Top Layer		Signal	1oz	0.035mm
	Dielectric 1	7628	Prepreg		0.21mm
2	Mid Layer 1		Signal	1/2oz	0.015mm
	Core	FR-4	Core		1.065mm
3	Mid Layer 2		Signal	1/2oz	0.015mm
	Dielectric 2	7628	Prepreg		0.21mm
4	Bottom Layer		Signal	1oz	0.035mm
	Bottom Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.013mm
	Bottom Overlay		Overlay		

Слика 6.3: Распоред на слоеви на четирислојно електронско печатено коло кое ќе се користи кај статорот на сензорот.

#	Name	Material	Type	Weight	Thickness
	Top Overlay		Overlay		
	Top Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.0127mm
1	Top Layer		Signal	1oz	0.035mm
	Dielectric	FR-4	Core		1.5mm
2	Bottom Layer		Signal	1oz	0.035mm
	Bottom Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.0127mm
	Bottom Overlay		Overlay		

Слика 6.4: Распоред на слоеви на двослојно електронско печатено коло кое ќе се користи кај роторот на сензорот.

Според тоа, со цел да се изведе сензорот на електронско печатено коло потребно е да се реализираат неколку различни постапки. Најпрво е потребно да се проектира калемот по однос на поставените услови за неговата индуктивност од поглавје 6.3.1, а потоа истиот да се изведе на електронско печатено коло. Понатаму, треба да се проектира електричното коло на сензорот за на крај да се реализира целокупната изведба на сензорот.

6.4.1 Проектирање и изведба на калемот

Со цел да се проектира калемот, потребно е да се утврди работната фреквенција на осцилаторите. За таа цел, ќе се искористи равенката (6.9) за да се пресмета минималната работна фреквенција f_{min} . Според тоа, за максималната брзина на мерење ќе се избере вредност која соодветствува на побарувањата на автомобилската индустрија за електрични возила. Во овој случај беше избрана вредност од 30.000 вртежи во минута, односно $\omega_{max} = 3.14krad/s$ [113]. Понатаму за точноста беше избрана вредност од 0.5° односно $\theta_{acc} = 8.72mrad/s$ и за бројот на измерени периоди беше избрано $K = 30$. За вака зададените вредности, искористувајќи ги равенствата (6.8) и (6.9) ќе се добие минимална работна фреквенција од $f_{min} = 10.8MHz$.

Во продолжение, за да може да се примени равенката (6.15) потребно е да се дефинира капацитивноста на кондензаторот C_1 . Оваа вредност може да се определи со помош на равенката (6.13) така што ќе се искористи паразитната капацитивност на JFET транзисторот C_{gs} помеѓу гејтот и сорсот. Во документацијата на SMMBFJ310LT1G JFET транзисторот приложени се максималната влезна паразитна капацитивност $C_{iss} = 5pF$ и максималната повратна (reverse) паразитна капацитивност $C_{rss} = 2.5pF$. Оттука ќе се земе најлошото сценарио така што овие максимални вредности ќе се искористат за да се пресмета паразитната капацитивност C_{gs} помеѓу гејтот и сорсот како $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 2.5pF$. Според тоа за капацитивноста на кондензаторот C_1 треба да важи $C_1 > 50pF$. За таа цел беше избрана вредност од $C_1 = 100pF$.

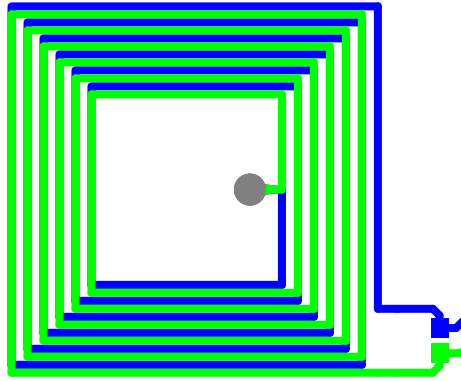
При изведба на калемот беше одлучено истиот да биде изведен со помош на два сервиски поврзани парцијални калеми. При тоа, овие парцијални калеми ќе бидат намотани во заемно обратна насока. Овој пристап на изведба на калемот ќе овозможи елиминација на надворешни електромагнетни влијанија кои може да му попречат на сензорот. На тој начин било кој надворешен шум кој подеднакво влијае врз двата парцијални калеми ќе индуцира обратно насочени струи кои заемно ќе се елиминираат. Со тоа ќе се подобри електромагнетната компатибилност (ЕМС) на сензорот. Во продолжение, искористувајќи ги пресметаните вредности за C_1 и f_{min} може да се искористи равенката (6.15) за која ќе се добие $L \leq 4,3\mu H$. Според тоа при проектирање на калемот треба да се запази истиот да има индуктивност помала од $4,3\mu H$. За да може да се проектира калемот за изведба на печатено коло, ќе бидат искористени заклучоците од поглавје 5.2. Имено, ќе се димензионира калем во квадратна форма чија индуктивност ќе се пресмета со помош на равенствата: (5.23), (5.24), (5.25) и (5.26). За да се намали грешката на пресметка на овие равенства, при димензионирањето на калемот ќе се запази растојанието помеѓу водовите s да биде помало или еднакво од ширината на водот w . Според тоа, откако беа избрани големината на парцијалниот калем да биде $d_{out} = 12mm$, ширината на водот да биде $w = 254\mu m$ и растојанието помеѓу водовите да биде $s = 254\mu m$, со помош на равенствата: (5.23), (5.24), (5.25) и (5.26) емпириски беше димензиониран парцијален калем чии карактеристики се опишани во табела 6.2. Според тоа, доколку сервиски се поврзат два идентични парцијални калеми ќе се добие индуктивност од $L = 2L_p = 3\mu H$ која е помала од горната граница од $4,3\mu H$ за да се постигне задоволителна работна фреквенција на осцилаторите. На

L_p	N	n	d_{in}	d_{out}	w	s
$1.5\mu H$	2	6	$5.9mm$	$12mm$	$254\mu m$	$254\mu m$

Табела 6.2: Карактеристики на димензионираниот парцијален калем кој ќе се примени во рамките на сензорот. Во табелата се прикажани: индуктивноста на парцијалниот калем L_p , бројот на слоеви N , бројот на намотки n , внатрешен дијаметар d_{in} , надворешен дијаметар d_{out} , ширина на вод w , растојание помеѓу водови s .

слика 6.5 е илустриран парцијален калем кој е димензиониран според карактеристиките опишани во табела 6.2. Од сликата може да се забележи дека слоевите на калемот се заемно поместени во еден правец за растојание еднакво на ширината на водот w . Ова поместување е реализирано со цел да се намали паразитната капацитивност на калемот која може да се јави помеѓу двата слоја.

Паразитната отпорност на парцијалниот калем може да се пресмета според изразите



Слика 6.5: Изведба на парцијален калем со карактеристики опишани во табела 6.2. Со зелена боја е обележан првиот слој, додека со сина боја е обележан вториот слој од калемот. Слоевите се меѓусебно поврзани со виа, обележана со сива боја. Слоевите се заемно поместени во еден правец со цел да се намали паразитната капацитивност на калемот.

дефинирани во поглавје 6.2. За таа цел, потребно е да се дефинира дебелината на водот на калемот t . Имено, за да се дефинира дебелината на водот t потребно е да се искористат фабричките карактеристики за четирислојна плочка на производителот. На слика 6.3 може да се воочи дека четвртиот слој на плочката содржи бакарна рамнина со дебелина од $1\text{oz}/\text{ft}^2$ односно $35\mu\text{m}$, додека третиот слој на плочката содржи бакарна рамнина со дебелина од $0.5\text{oz}/\text{ft}^2$ односно $17.5\mu\text{m}$. Со оглед на фактот дека калемите ќе се имплементираат на третиот и четвртиот слој од електронската плочка, треба да се земе предвид дека нивните слоеви ќе содржат водови со различна дебелина t . Понатаму, за вкупната должина на водовите на парцијалниот калем, димензиониран според табела 6.2, беше пресметано $l = 432\text{mm}$. За карактеристичната отпорност на бакарот при температури од 20°C може да се земе $\rho = 1.72 * 10^{-8}\Omega\text{m}$, а ширината на водот беше претходно дефинирана како $w = 254\mu\text{m}$. На тој начин доколку се земе за $t = 35\mu\text{m}$, за отпорноста на парцијалниот калем R_{DCp} ќе важи

$$R_{DCp} = \frac{\rho l/2}{wt} + \frac{\rho l/2}{wt/2} = \frac{3\rho l}{2wt} = 1,25\Omega, \quad (6.24)$$

чиј израз претставува збир од отпорностите на првиот и вториот слој од калемот. Во продолжение, за да се пресмета отпорноста R_{ACp} потребно е да се определи фреквенцијата на наизменичната струја која ќе протекува низ неа. Во овој случај оваа фреквенција соодветствува на работната фреквенција на осцилаторот и истата може да се определи со помош на равенка (4.15) од поглавје 4.2.3 како $f_{osc} \approx 13\text{MHz}$. Доколку се земе за магнетната пермеабилност на бакарот $\mu = 4\pi * 10^{-7}\text{H/m}$, за отпорноста R_{ACp} ќе важи

$$R_{ACp} \approx \frac{l\sqrt{\rho\pi\mu f_{osc}}}{w} = 1,59\Omega, \quad (6.25)$$

Оттука за вкупната ефективна отпорност на парцијалниот калем може да се пресмета $R_{Tp} = \sqrt{R_{DC}^2 + R_{AC}^2} \approx 2\Omega$. Со оглед на фактот дека калемот е составен од два сериски

поврзани парцијални калеми, за неговата отпорност ќе важи $R_{esr} = 2R_{Tp} = 4\Omega$. Според тоа, индуктивноста L и паразитната отпорност R_{esr} за изведениот калем на електронско печатено коло се прикажани во табела 6.3

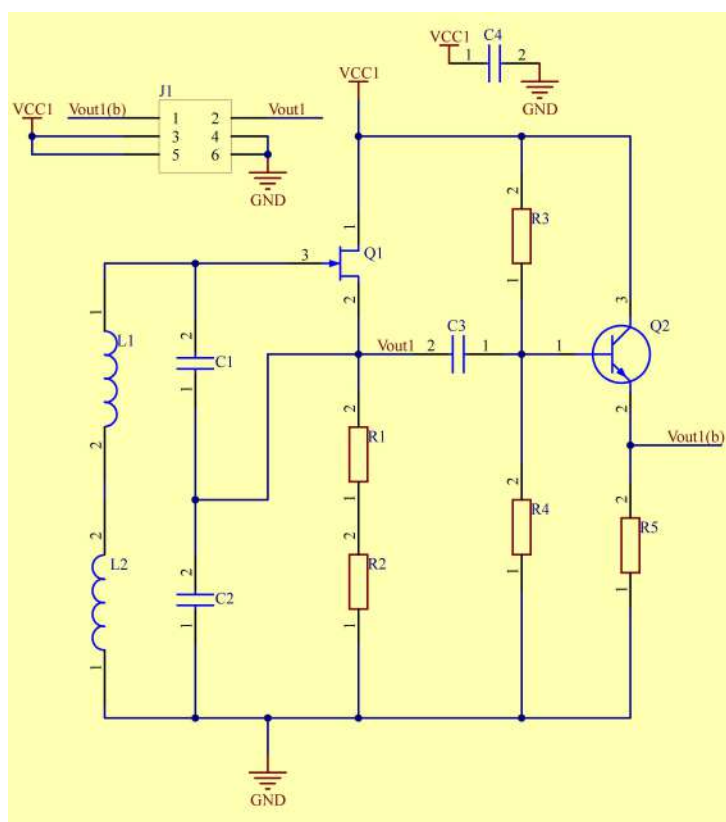
Индуктивност (L)	Паразитна отпорност (R_{esr})
$3\mu H$	4Ω

Табела 6.3: Пресметана индуктивност L и паразитна отпорност R_{esr} за калемот кој ќе биде изведен на електронско печатено коло и при тоа ќе биде дел од LC резонантното коло на секој од Колпицовите осцилатори.

6.4.2 Проектирање и изведба на електричното коло

Двата осцилатори кои ќе бидат изведени на електронско печатено коло ќе имаат идентично електрично коло. Според тоа, на слика 6.6 е прикажано електричното коло само за еден осцилатор. Со помош на обележувањата VCC1 и GND се обележани потенцијалите на напонскиот извор од кој ќе се напојува осцилаторот. Оттука може да се забележи дека за двата осцилатора е овозможено да се напојуваат со различни напонски извори. Ова овозможува индивидуално вклучување на осцилаторите кое ќе биде од корист при истражување на заемните фазни интеракции помеѓу осцилаторите. Паралелно на потенцијалите од напонскиот извор е поврзан кондензаторот C_4 кој ќе има намена да служи како резервоар на полнеж и истиот ќе биде поставен во близина на осцилаторот. Понатаму, со поврзувањата помеѓу компонентите: L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , R_1 , R_2 и Q_1 е опфатено електричното коло на Колпицов осцилатор со топологија на самонагодување прикажана на слика 4.16. Со помош на компонентите: L_1 , L_2 , C_1 , C_2 е дефинирано LC резонантното коло на осцилаторот, додека со помош на компонентите R_1 , R_2 е дефинирана отпорноста за нагодување R_S . Компонентата Q_1 го претставува JFET транзисторот за кој беше избран модел SMMBFJ310LT1G од компанијата ONSEMI. Излезниот сигнал на осцилаторот е обележан со ознаката Vout1. Вториот дел од електричното коло, илустрирано со поврзувањата на компонентите: C_3 , R_3 , R_4 , R_5 и Q_2 , претставува засилувач со заеднички колектор [73] изведен со помош на прп биполарен транзистор со модел BFR93AE6327HTSA1. Засилувачот е проектиран во улога на бафер помеѓу излезниот сигнал на Колпицовиот осцилатор и излезната точка на мерење, во овој случај обележана со ознака Vout1(b). Улогата на бафер засилувачот е да го намали влијанието на мерната сонда врз осцилаторот и истиот е поставен за специјални случаи доколку работата на осцилаторот значително се загрозува од страна на мерната сонда. Кондензаторот C_3 има улога да ги спроведува само наизменичните сигнали и истовремено да ги спречува еднонасочните сигнали, уште попознат како „coupling capacitor“ во литературата. За крај, излезните сигнали и приклучоците за напојувањето ќе бидат достапни преку конекторот J_1 кој исто така ќе биде од тип SMD.

За да може да се нагодат отпорниците R_3 , R_4 и R_5 на бафер засилувачот, потребно е да се направи анализа во режим на големи сигнали. Имено, за напонот на емитерот ќе се земе $V_E = V_{CC}/2 = 2,5V$ со цел да се овозможи наизменичниот сигнал да има максимален простор на движење за неговата амплитуда. Со оглед на фактот дека излезот на бафер засилувачот ќе биде поврзан на сонда од осцилоскоп, оптоварувањето нема да биде големо и соодветно нема да има потреба да се избере висока вредност за струјата



Слика 6.6: Електрична шема на електричното коло за еден осцилатор кое е изведено на печатеното коло од статорот. Шемата претставува Колпицов осцилатор, изведен во топологија на самонагодување, и засилувач со рпн биполарен транзистор изведен во конфигурација со заеднички колектор.

I_E . Според тоа, за работната точка на транзисторот беше избрана струја низ емитерот $I_E = 1mA$. Оттука, ќе се добие отпорност $R_E = R_5 = V_E/I_E = 2,5k\Omega$. Со цел да се добие напон кај емитерот од $V_E = 2,5V$, потребно е на базата од транзисторот да имаме напон од $V_B = V_E + V_{BE} = 3,2V$ каде за $V_{BE} = 0,7V$. Според тоа, потребно е отпорничкиот делител на влезот од засилувачот да го задоволува равенството $R_4/(R_3 + R_4) = 3,2V/5V_{DC} = 0,64$. Со цел да се оневозможи струјата низ базата I_B значително да го оптоварува отпорничкиот делител, за отпорностите R_3 и R_4 ќе се избере соодветна вредност така што $R_3 + R_4 < V_{CC}/I_{div}$ каде за струјата низ отпорничкиот делител ќе се земе $I_{div} = 10I_B = 10I_E/h_{FE}$. Доколку се искористи документацијата за BFR93AE6327HTSA1 транзисторот, за доверливост може да се искористи минималната вредност за $h_{FE} = 70$ така што ќе се добие $I_{div} = 140\mu A$. Според тоа, за отпорничкиот делител треба да важи $R_3 + R_4 < 35k\Omega$ каде $R_4 = 35000\Omega * 0,64 \approx 22k\Omega$ и $R_3 = 13k\Omega$. Оттука може да се пресмета оптоварувањето на Колпицовиот осцилатор, односно влезната импеданса на бафер засилувачот како $R_L = R_3 || R_4 || h_{FE} R_E \approx 7.8k\Omega$.

Во равенката (6.23) од поглавје 6.3.2 беше поставен условот за минималната отпорност R_S за која ќе постојат самоодржливи осцилации кај Колпицов осцилатор. Овој услов може да се искористи за да се пресмета отпорноста R_S , односно збирот на отпорностите R_1 и R_2 од колото на слика 6.6. Според тоа, величините $V_{GS(off)}$ и I_{DSS} може да се определат со помош на документацијата на JFET транзисторот SMMBFJ310LT1G. Имено, во документацијата може да се забележи дека за напонот на исклучување важи $V_{GS(OFF)} \in [-2,0V, -6,5V]$ и за максималната струја низ дрејнот важи $I_{DSS} \in [24mA, 60mA]$. Според тоа, доколку се земат вредностите за најлошото сценарио, за отпорноста R_S ќе се добие

$$R_S > -\frac{3 * (-6V)}{4 * (24 * 10^{-3}A)} \approx 187\Omega. \quad (6.26)$$

Сепак, ова неравенство беше изведено така што се игнорираа дел од паразитните ефекти на колото и како резултат на тоа се препорачува да се користи неколку пати поголема вредност од минималната. За таа цел, беше одлучено дека за отпорноста на нагдување ќе се земе $R_S = 1k\Omega$, односно за отпорностите R_1 и R_2 од слика 6.6 треба да важи $R_1 + R_2 = 1k\Omega$. Оттука може да се пресмета вкупната отпорност во електричното коло на Колпицовиот осцилатор како $R = R_S || R_L || r_o \approx 900\Omega$.

Во поглавје 6.4.1 беа дефинирани вредностите за капацитивноста на кондензаторите, индуктивноста и паразитната отпорност на калемот кои се дел од LC резонантното коло. Овие вредности може да се искористат за пресметка на фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Со оглед на фактот дека беше одлучено да се занемари паразитната капацитивност на калемот, а дополнително според дефинираните вредности може да се забележи дека важи $R_{esr} \ll R$, за фреквенцијата на само обновливи осцилации може да се искористи равенката 4.15. Според истата, за фреквенцијата на самоодржливи осцилации ќе се добие $13MHz$. Во продолжение, за условот за појава на самоодржливи осцилации може да се искористи неравенството (4.38). Со цел да се евалуира овој услов, потребно е да се определи транскондуктансата на транзисторот g_m . Ова може да се реализира со помош на равенството (6.20) од поглавје 6.3.2 така што за $V_{GS(off)}$ и I_{DSS} ќе се искористат вредностите на документацијата на JFET транзисторот кои ќе го земат предвид најлошото сценарио. Според тоа, доколку се земе $V_{GS(off)} = -6,5V$ и $I_{DSS} = 24mA$, за транскондуктансата на транзисторот ќе се добие $g_m = 1,84mS$, а за струјата низ дрејнот беше пресметано најлошото сценарио $I_D = 1,5mA$. Во овој случај, доколку се заменат значајните вредности во неравенството (6.3.2) ќе се добие дека истото е исполнето, односно важи

$1,65 > 1,24$. Сепак, според изразот (3.5) треба да се земе предвид дека индуктивноста на калемот ќе биде помала во присуство на роторот и истата ќе се менува во зависност од аголната позиција. Според тоа, условот за појава на самоодржливи осцилации треба да биде задоволен во текот на целокупната ротација на роторот. За таа цел, доколку се земе предвид дека индуктивноста $L = 3\mu H$ е максималната вредност што калемот може да ја има, за минималната вредност може да се земе $L = 3/2\mu H$. Идејата на овој пристап е дека калемот ќе ја има минималната индуктивност кога истиот е изложен на најголемата спроводлива површина. Доколку оваа површина е во непосредна близина и при тоа ја опфаќа целата големина на калемот, тогаш може да се каже дека магнетното поле на калемот ќе постои само во неизложената половина. Според груба пресметка може да се претпостави дека индуктивноста би требало да се намали за половина од вкупната индуктивност на калемот. Според тоа, потребно е да се провери дали условот за појава на самоодржливи осцилации е исполнет и во овој случај. Применувајќи го истиот пристап како погоре, за неравенството (4.38) се добива $1,65 > 1,48$ така што може да се заклучи дека осцилаторот ќе осцилира за целиот опсег на ротација на роторот.

Во практична изведба може да се добијат резултати различни од пресметаните и при тоа да има потреба од дополнително нагудување. На пример, доколку постои проблем со појава на осцилациите, тогаш може да се зголеми отпорноста R преку зголемување на отпорникот R_S . Дополнително, бафер засилувачот може да биде елиминиран во случај доколку истиот предизвикува неочекувани ефекти. Ова нема да претставува пречка со оглед на фактот дека сондата на осцилоскопот која ќе се поврзува на излезот од осцилаторот има значително голема импеданса. За крај, за отпорноста R_S беше избрано да се искористат два отпорника R_1 и R_2 со цел да се овозможи поголем простор за маневрирање при нагудувањето на отпорноста R_S . За крај, сите гореспоменати заклучоци за електричното коло на осцилаторот беа потврдени со симулација во софтверската алатка LTspice при што за активните компоненти беа искористени соодветните SPICE модели.

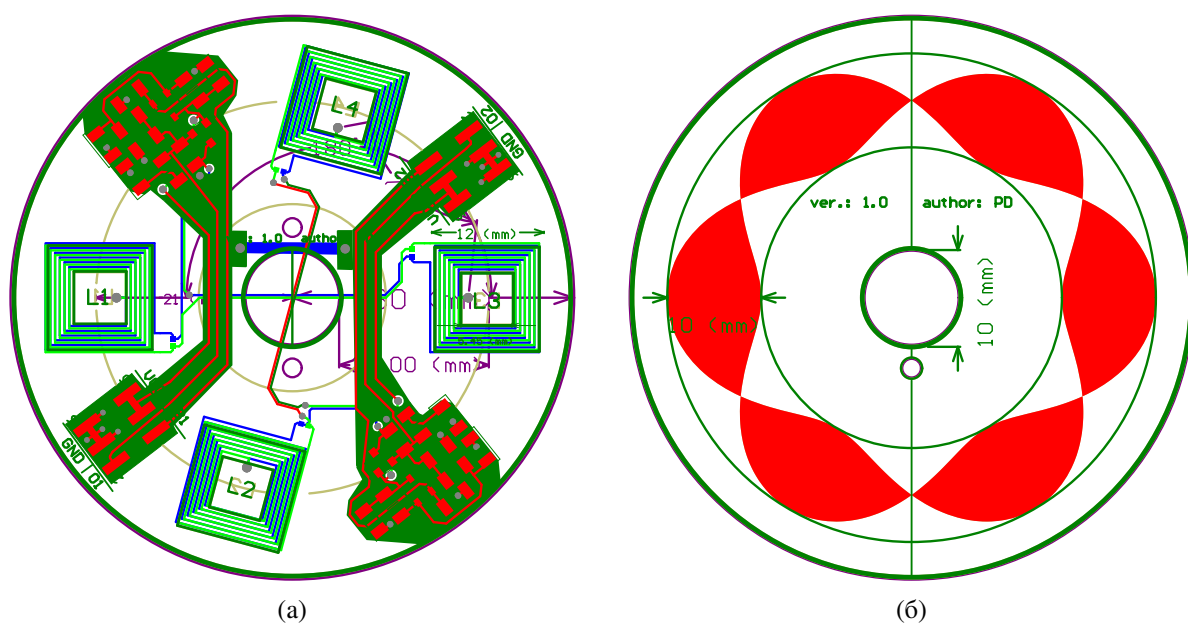
6.4.3 Свкупна изведба

Целокупната изведба на статорот и роторот на електронско печатено коло е илустрирана на слика 6.7. Роторот и статорот се изведени во кружна форма со дијаметар од $D = 60mm$, а компонентите на колото се радијално поставени во однос на центарот од кружницата. На слика 6.7б може да се воочи роторот каде на првиот спроводлив слој е изведена прстенеста радијална геометриска форма претставена со црвена боја. По однос на претходно утврдените практични изведби, оваа геометриска форма беше изведена со равенствата (5.8) и (5.27) каде $R_c = 21mm$, $R_m = 5mm$, $p = 3$ и $m_0 = 0$. Според тоа, геометриската форма е модулирана околу кружница со радиус $R_c = 21mm$ каде максималната ширина на модулираниот прстен е $2R_m = 10mm$, а минималната ширина е $0mm$ поради фактот дека $m_0 = 0$. Изборот за максималната ширина на модулираниот прстен беше така направен со цел да биде помал од големината на парцијалниот калем $d_{out} = 12mm$. Понатаму, може да се забележи дека формата е изведена за три периоди на модулација преку параметарот $p = 3$, но во практична изведба важи $n = 2p = 6$, односно истата има 6 периоди на модулација поради фактот дека $m_0 = 0$. Според тоа, изведениот сензор ќе може да мери аголни поместувања во опсегот $[0^\circ, 60^\circ]$ и истиот ќе може да се користи за управување на аголната позиција на PMSM мотори со 12 полови, односно 6 пол-парови. Причината за изборот на голем број на периоди на модулација е со цел да се

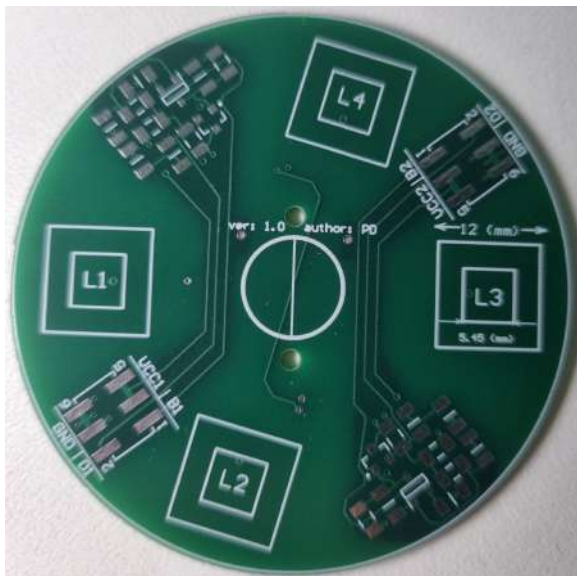
забрза понатамошната симулација на сензорот така што ќе се намали опсегот на мерење. Во средината на печатената плочка е оставен простор и дупка, обележани со темно зелена и виолетова кружница, со намера за лесно позиционирање на роторот при прицврстување на помошен држач.

На слика 6.7а може да се воочи дека на статорот се позиционирани електронските дискретни компоненти заедно со планарните калемии. Причината за избор на четирислојна плочка кај статорот е поради комплексноста на неговата изведба по однос на бројот на компоненти и типот на компонентите. Со цел да може да се овозможи лесна поврзаност помеѓу нив, долните два слоја беа наменети за позиционирање на планарните калемии додека горните два слоја беа воглавно наменети за заземјувачката рамнина и водови за поврзување на електронските компоненти. Од сликата може да се забележи дека тежиштата на парцијалните калемии се радијално поставени во однос на центарот со растојание од $R_c = 21mm$. На овој начин ќе се овозможи парцијалните калемии да бидат централно поставени во однос на прстенестата геометриска форма. Понатаму, може да се забележи дека секој пар на сериски поврзани парцијални калемии се дијаметрално поставени еден на друг за секој од осцилаторите. При позиционирањето на овие калемии беше запазено да се постигне заемно аголно поместување кое ќе ја задоволува равенката (5.29) од поглавје 5.3. Според тоа, за $t = 6$ и $k = 1$ ќе се добие заемно аголно поместување од $\theta_{sh} = 75^\circ$ кое воедно може и да се забележи на слика 6.7а. Во продолжение, може да се забележи дека двата осцилатори се поделени во две групи на меѓусебно поврзани компоненти кои се поставени на спротивни страни од печатеното коло. При тоа, под секоја група се простира заземјувачка рамнина со цел да се намали електромагнетната интерференција предизвикана од електричното коло. Заземјувачките рамнини на двете групи на компоненти се заемно поврзани со тенка бакарна лента изведена на четвртиот слој од плочката обележана со сина боја на слика 6.7а. Оваа изведба е направена на овој начин со намера да се овозможи раздвојување на GND потенцијалите на двете кола доколку има потреба да се направи такво нешто поради експериментални причини. Понатаму, за секоја група на компоненти може да се забележи дека електричното коло и конекторот за сигналите се позиционирани во различни квадранти од кружната печатена плочка. Во средината на печатената плочка е оставен слободен простор и дупки, обележани со темно зелена и виолетови кружници, со намера за лесно позиционирање на статорот при прицврстување на помошен држач.

Илустрираните 2Д цртежи за електронските печатени кола на роторот и статорот, прикажани на слика 6.7, беа искористени за да се изработат од страна на производител на електронски плочки. На слика 6.8 се прикажани резултатите од производството каде се илустрирани горната и долната страна од електронските плочки на роторот и статорот. Во сликите 6.7а и 6.7б може да се забележи дека електронските компоненти не се залемени на статорот. Имено, горната страна на статорот со залемени електронски компоненти е прикажана на слика 6.9.



Слика 6.7: 2Д приказ на слоевите на електронското печатено коло на сензорот. Статорот (а) е изработен на четирислојна плочка каде слој 1 е прикажан со црвена боја, слој 2 е прикажан со темно зелена боја, слој 3 е прикажан со светло зелена боја и слој 4 е прикажан со темно сина боја. Роторот (б) е изработен на двослојна плочка каде се искористува само првиот слој и истиот е прикажан со црвена боја.



(a)



(б)

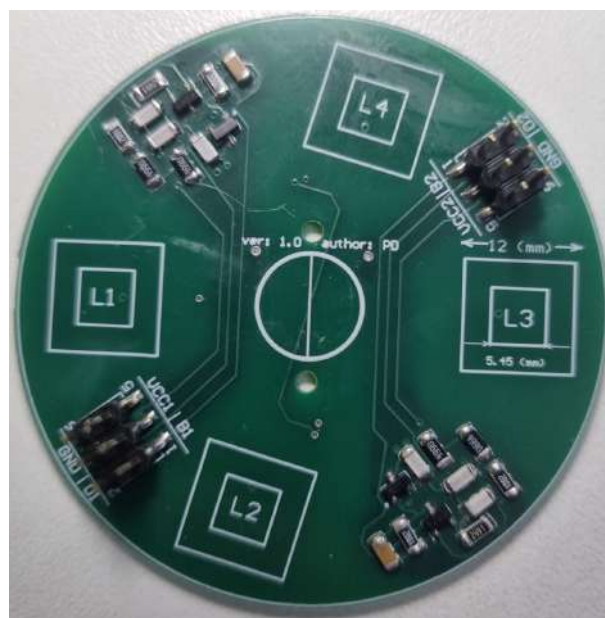


(в)



(г)

Слика 6.8: Фабричка изработка на предвидениот индуктивен сензор за мерење на аголна позиција изведен на електронско печатено коло. Во сликите се прикажани: горната страна на статорот (a), долната страна на статорот (б), горната страна на роторот (в) и долната страна на роторот (г).



Слика 6.9: Горна страна на статорот изработен на електронско печатено коло со залемени електронски компоненти.

Глава 7

Симулација на сензорот со помош на дигитален близнак

Со цел да се потврди очекуваниот исход од претходно проектираниот сензор, потребно е да се направи симулација на сензорот. Овој пристап на симулација овозможува да се воочи однесувањето на проектираниот сензор без истиот да биде изработен. Понатаму, доколку се воочат определени недостатоци во проектирањето на сензорот, измените можат лесно да се спроведат и потоа истите повторно да се проверат со помош на симулација. Овој итеративен пристап на развој и оптимизација може да се спроведе во значително олеснителни околности кога истиот се реализира во симулирана околина. За таа цел, предвидениот индуктивен сензор за мерење на аголна позиција во оваа глава е симулиран со помош на софтвер кој овозможува развој на дигитален близнак на сензорот. За таа цел, се претставува определувањето на времето на симулација, принципот според кој ќе биде симулиран дигиталниот близнак на сензорот и постапката на развој на дигиталниот близнак.

7.1 Определување на временски прозорец на симулација

Со оглед на фактот дека ќе биде развиен комплетен дигитален близнак на сензорот кој ќе овозможи истовремена симулација на електричното коло и електромагнетното однесување на сензорот со помош на временска преодна анализа, потребно е да се определи временски прозорец за кој ќе биде извршена симулацијата. Причината поради која е потребно да се реализира ова е со цел да се овозможи што е можно побрза симулација. Постојат две примарни причини поради кои е потребно точно да се определи временскиот прозорец на симулација T_{sim} :

1. Резолуција:

Резолуцијата на измерената фреквенција на осцилации од осцилаторите на сензорот е директно зависна од големината на временскиот прозорец на мерење T_{meas} . Имено, доколку најмалата промена во измерената фреквенција на осцилаторите е Δf_{min} , тогаш е потребно да се избере доволно голем временски прозорец на мерење T_{meas} со цел да може да се детектира истата. Ова ограничување потекнува од фактот што резолуцијата на брзата Фуриевата трансформација (Fast Fourier Transform (FFT)) зависи од времето за кое е измерен сигналот. Според тоа, најмалата промена на

фреквенцијата Δf_{min} која може да се детектира со помош на брза Фуриева трансформација ќе биде $\Delta f_{min} = 1/T_{meas}$.

2. Време на смирување:

Секој од осцилаторите на сензорот претставува нелинеарен динамички систем кој има потреба од определено време за да влезе во стационарен режим. Имено, при вклучување на осцилаторот е потребно истото тоа време да измине додека амплитудата на осцилации започне да расте во однос на почетните услови на осцилаторот и потоа да конвергира кон стационарната амплитуда на осцилации. Времето потребно за оваа амплитуда да конвергира кон стационарна вредност го дефинира времето на смирување T_s . Нормалната работа на сензорот започнува од моментот кога осцилаторите се влезени во стационарен режим, па за таа цел потребно е и мерењето да започне откако ќе измине времето на смирување T_s .

Според тоа, при симулација на дигиталниот близак на сензорот, потребно е да се определи време на симулација така што ќе важи

$$T_{sim} = T_s + T_{meas}. \quad (7.1)$$

За таа цел, за да може да се определи големината на временскиот прозорец на симулација потребно е да се определат времињата T_s и T_{meas} .

За да се определи големината на временскиот прозорец на мерење T_{meas} , потребно е да се утврди најмалата промена на фреквенцијата Δf_{min} врз основа на карактеристиките на предвидениот сензор. За да може да се направи тоа, искористувајќи ја равенката (5.28) од поглавје 5.3, за фреквенциите на двата осцилатора може да се земе дека

$$\mathbf{f}(\theta) = \begin{bmatrix} f_1(\theta) \\ f_2(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \sin(n\theta) + f_0 \\ A \cos(n\theta) + f_0 \end{bmatrix}, \quad (7.2)$$

каде $f_1(\theta)$, $f_2(\theta)$ ги претставуваат фреквенциите на осцилаторите на сензорот во зависност од аголната позиција θ . Според ова равенство, промената на фреквенциите $\mathbf{f}(\theta)$ во однос на аголната позиција θ може да се изрази како

$$\frac{d\mathbf{f}(\theta)}{d\theta} = \begin{bmatrix} \frac{df_1(\theta)}{d\theta} \\ \frac{df_2(\theta)}{d\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} nA \cos(n\theta) \\ -nA \sin(n\theta) \end{bmatrix}. \quad (7.3)$$

Оттука, чувствителноста на векторот $\mathbf{f}(\theta)$ може да се пресмета со помош на интензитетот на неговиот градиент вектор како

$$\left\| \frac{d\mathbf{f}(\theta)}{d\theta} \right\| = \sqrt{\left(\frac{df_1}{d\theta} \right)^2 + \left(\frac{df_2}{d\theta} \right)^2} = \sqrt{(nA \cos(n\theta))^2 + (-nA \sin(n\theta))^2} = nA \quad (7.4)$$

Искористувајќи го интензитетот на градиент векторот, може да се земе дека мала промена на аголот $\Delta\theta$ ќе предизвика мала промена во фреквенцијата Δf_i според следната зависност

$$\Delta f \approx \left\| \frac{d\mathbf{f}(\theta)}{d\theta} \right\| \Delta\theta. \quad (7.5)$$

Со оглед на фактот дека интензитетот на градиент векторот е константен во однос на аголната позиција θ , за најмалата промена на фреквенцијата Δf_{min} може да се земе

$\Delta f_{min} \approx pA\Delta\theta$. Според тоа, временскиот прозорец на мерење T_{meas} може да се пресмета како

$$T_{meas} \approx \frac{1}{nA\Delta\theta}. \quad (7.6)$$

Според дадената равенка, големината на временскиот прозорец на мерење зависи од бројот на периоди n , посакуваната резолуција на мерење $\Delta\theta$ и амплитудата A на излезните сигнали од сензорот $f_1(\theta)$ и $f_2(\theta)$.

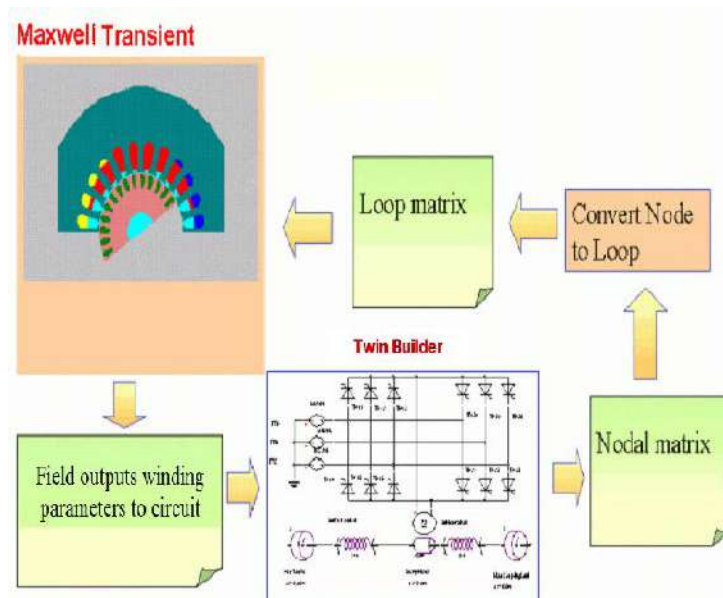
Во практична имплементација на сензорот, величината n го дефинира бројот на периоди на модулација во роторот од сензорот, а амплитудата A зависи од опсегот во кој се менува индуктивноста на калемите од осцилаторите. Во поглавје 6.4.3, при изведба на сензорот беше дефинирано дека важи $n = 6$, а во поглавје 6.4.2 беше применета груба пресметка за да се претпостави дека индуктивноста на калемот не би требало да варира повеќе од опсегот $[3/2\mu H, 3\mu H]$. Според тоа, доколку се примени претпоставениот опсег за индуктивноста ќе се добие дека излезната фреквенција не би требало да варира повеќе од опсегот $[13MHz, 18,4MHz]$. Оттука, за амплитудата може да се земе $A = (18,4 * 10^6 - 13 * 10^6) = 5,4 * 10^6 Hz$. Изборот на резолуцијата на мерење $\Delta\theta$ зависи од посакуваните карактеристики на предвидениот сензор и во овој случај беше избрано $\Delta\theta = \theta_{acc}/2 = 0,25^\circ\pi/180^\circ$. Врз основа на утврдените вредности за величините n , $\Delta\theta$ и A може да се пресмета големината на временскиот прозорец на мерење која ќе изнесува $T_{meas} \approx 7\mu s$.

Времето на смирување T_s на еден еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн зависи од повеќе величини како: факторот на квалитет на LC резонантното коло, фреквенцијата на самоодржливи осцилации, резерва на засилување во затворената јамка, почетна амплитуда на осцилации, стационарна амплитуда на осцилации, итн. Дел од овие величини може лесно да се пресметаат од страна на параметрите на електричното коло, но некои побаруваат и нелинеарна анализа на истото. Поради комплексноста на проблемот на нелинеарна анализа на електрични кола беше одлучено да се определи ова време емпириски, со помош на симулација во софтверскиот пакет LTspice. Колото беше симулирано за двете граници на опсегот $[3/2\mu H, 3\mu H]$ и според него беше одлучено за времето на смирување да се земе $T_s = 2\mu s$. Според тоа, доколку се искористат утврдените вредности T_{meas} и T_s со помош на равенката (7.1) може да се утврди големината на временскиот прозорец на симулација како $T_{sim} = 9\mu s$.

7.2 Принцип на симулација

Како што беше спомнато во глава 2, постојат повеќе софтвери кои овозможуваат симулација на еден индуктивен сензор за мерење на аголна позиција. Од овие достапни софтвери, беше одлучено дека електромагнетното поведение на сензорот ќе биде симулирано со помош на софтверот Ansys Maxwell од компанијата Ansys. Причината за изборот на овој софтвер беше поради фактот што поддржува електромагнетна симулација во 3Д простор со помош на различни алатки на анализа како анализа на виорни струи, преодна временска анализа, магнетостатска анализа, итн. Како дополнителна предност на овој софтвер може да се спомене дека истиот може да се поврзе со софтверот Ansys Twin Builder кој служи за развој и симулација на дигитални близнаци. На овој начин ќе се овозможи да се развие дигитален близнак на сензорот така што ќе се добијат симулациони резултати кои ќе ја отсликуваат физичката реалност на истиот.

Идејата за симулација на дигитален близнак е да се овозможи заемна симулација помеѓу софтверите Ansys Twin Builder и Ansys Maxwell. Софтверот Twin Builder го овозможува овој пристап на заемна симулација и истиот се води под името Maxwell временска преодна косимулација (maxwell transient cosimulation). Процесот според кој се одвива оваа косимулација е илустриран на слика 7.1. Симулацијата се извршува така што софтверот Twin Builder и Maxwell се во постојана комуникација преку која си разменуваат информации за двата модела дефинирани во софтверите. Во рамките на софтверот Twin Builder се дефинира електричното коло каде истото се поврзува со дополнителна електрична компонента дефинирана од страна на софтверот Maxwell. Оваа компонента уште се нарекува „Maxwell transient cosimulation component“ и нејзиното однесување во рамките на електричното коло зависи од електромагнетната симулација извршена во Maxwell. Процесот на косимулација започнува во софтверот Twin Builder со анализа на електричното коло. Анализата се извршува со помош на метода на потенцијали на јазли со чија помош се наоѓаат соодветните потенцијали за секој од јазлите на електричното коло. Потоа Twin Builder го претставува колото, со исклучок на Максвеловата компонента, како Нортонов еквивалент со соодветен струен извор и адмитанса поврзани паралелно на Максвеловата компонента. Врз основа на ова поедноставено електрично коло, Maxwell добива матрица за колото која е добиена со помош на методата на контурни струи. Оваа матрица се применува за да се возбудат соодветните елементи дефинирани во Maxwell, а соодветно на тоа и да се спроведе методата на конечни елементи со цел да се утврди интензитетот на електромагнетното поле во просторот. Врз основа на спроведената метода на конечни елементи и резултатите добиени од истата, софтверот Maxwell формира поедноставено електрично коло базирано на Тевененов еквивалент со соодветен напонски извор, отпорност и индуктивност. Овој Тевененов еквивалент ја претставува Максвеловата компонента во Twin Builder и според неа софтверот извршува анализа на електричното коло и на тој начин процесот се повторува одново.



Слика 7.1: Дијаграм на тек за извршување на Maxwell временска преодна косимулација во рамките на софтверот Twin Builder наменет за развој на дигитални близнаци.

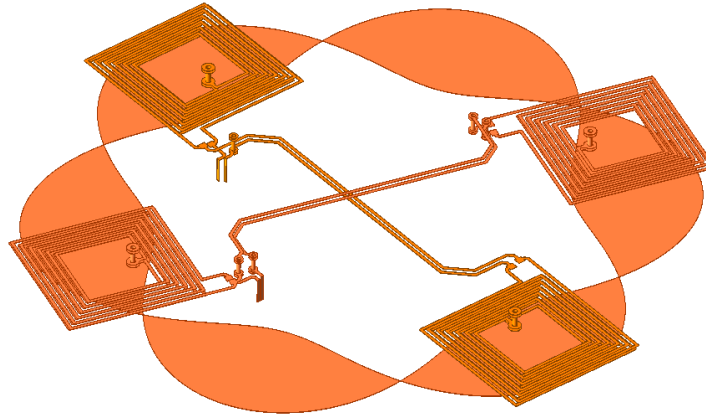
Начинот според кој ќе се спроведе симулацијата е следниот. Сензорот ќе биде претставен со помош на 3Д модел кој ќе фигурира во рамките на софтверот Maxwell. За побрза и поедноставна симулација, моделот ќе ги изразува само најзначајните елементи кои се битни за спроведување на електромагнетна симулација. Во овој случај, тоа се роторот и калемите чија изведба беше дефинирана во глава 6. За нив ќе биде дефинирана конкретната местоположба, која е олицетворение на изработениот сензор, и материјал од кој треба да бидат изработени. Во нивната околина ќе биде дефиниран воздушниот простор за кој ќе се извршува методата на конечни елементи, Имено, во дефинираниот простор заедно со калемите и роторот ќе се изврши пресметка на интензитетот на електромагнетното поле врз основа на дефинираните возбуди за калемите, добиени како информација од Twin Builder. Од друга страна, со помош на софтверот Twin Builder ќе се дефинира електричното коло на двата осцилатори од сензорот заедно со соодветните параметри и електрични компоненти. Софтверот Twin Builder извршува временска преодна анализа додека софтверот Maxwell го пресметува генерираното магнетно поле за соодветна возбуда во временски домен. На овој начин ќе се овозможи истовремена симулација на електричното коло, дефинирано во Twin Builder, и електромагнетна симулација на калемите и роторот од сензорот, дефинирани во Maxwell. Според тоа, во предвидената симулација ќе се опфатат најзначајните составни делови на сензорот и на тој начин ќе се постигне симулација која би можела да се поистовети со физичката реалност. На овој начин се овозможува прецизна симулација на сензорот која се одвива во две различни области. Од една страна, Twin Builder го симулира електричното коло на сензорот, а од друга страна Maxwell го симулира електромагнетното поведение на сензорот и на тој начин преку заемна комуникација се извршува комплетна симулација на дигиталниот близнак на сензорот.

7.3 Развој на дигитален близнак

На слика 7.2 е илустриран 3Д моделот на сите релевантни компоненти на сензорот кои ќе бидат предмет на електромагнетна симулација во Ansys Maxwell. Од сликата може да се забележи дека роторот и калемите се поставени во иста заемна положба како проектираниот сензор претставен во глава 6. 3Д моделите на овие компоненти беа генерирани со помош на софтверот за проектирање на електронски печатени кола и нивните димензии се идентични како на проектираниот сензор. Во продолжение за магнетните и електричните карактеристики на материјалот на калемите и роторот беа избрани истите вредности како карактеристиките на бакарот. Граничниот простор во кои беа симулирани компонентите беше назначен со помош на квадар со димензии од 30mmx30mmx4mm, централно поставен во однос на сензорот.

За начинот на поделба на просторот на конечни елементи можеше да се изберат различни пристапи како: површинска поделба базирана на должина, површинска поделба базирана на длабочина на површински ефект (skin-effect), длабинска поделба базирана на должина, итн. При изборот на соодветен пристап за поделба на просторот беше забележано дека овој пристап на косимулација има значителна побарувачка на компјутациони ресурси и соодветно на тоа беше забележано дека времето на извршување на симулацијата значително се зголемува со зголемувањето на бројот на конечни елементи добиени од поделбата. Врз основа на тоа беа применети стандардните поставки на софтверот каде што за почетно ниво на резолуција на поделба беше избрано ниво 2. Овој пристап овозможи да се генерираат значително помал број на конечни елементи така што се овозможи да

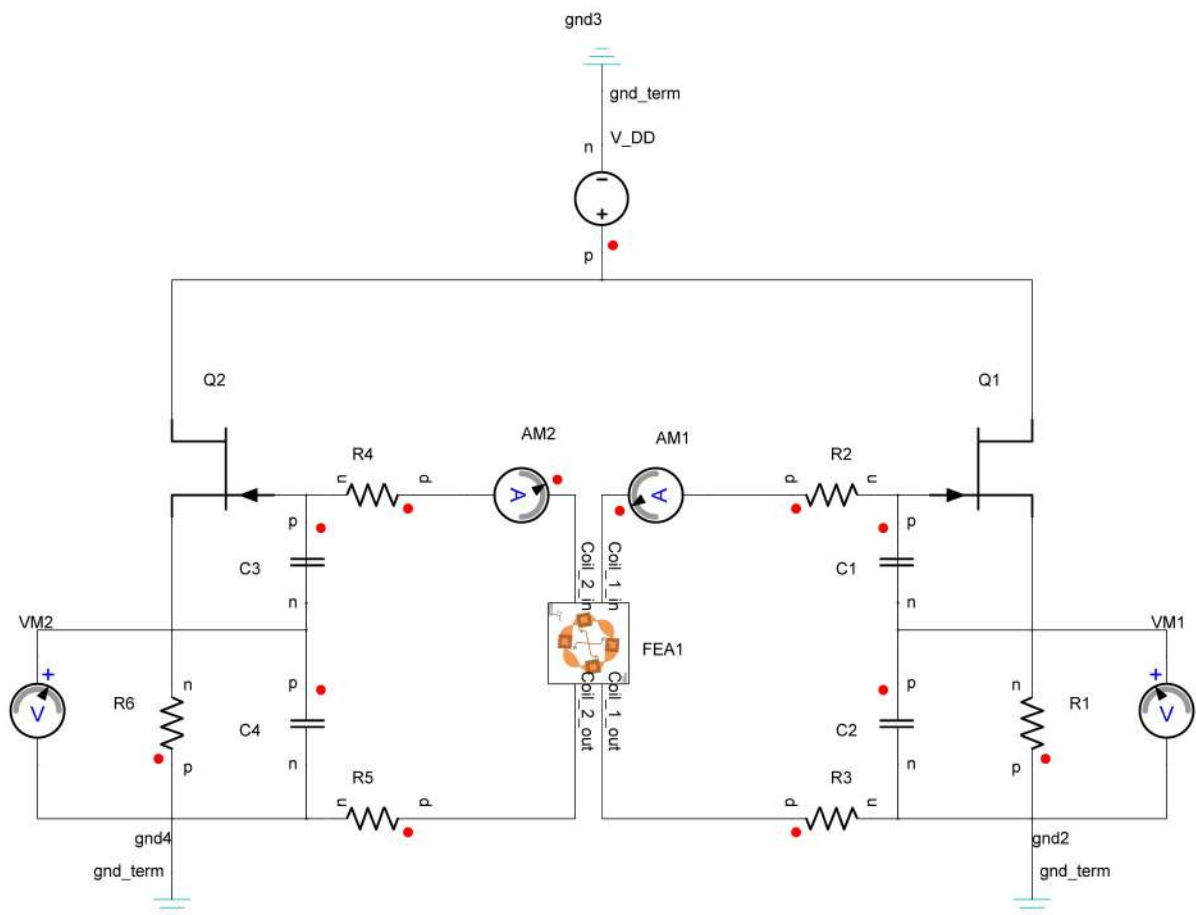
се забрза времето на извршување на симулацијата. Според тоа, вкупниот број на конечни елементи за симулираниот простор изнесуваше 149.323. За вака развиениот модел на симулација беа дефинирани два параметри на симулација: растојание помеѓу роторот и статорот (калемите) d_{sim} и аголно поместување на роторот во однос на статорот (калемите) θ_{sim} . Симулацијата беше спроведена со растојание помеѓу роторот и статорот од $d_{sim} = 0,5mm$.



Слика 7.2: 3Д модел на релевантните компоненти на сензорот кои ќе бидат симулирани во софтверот Ansys Maxwell. На сликата се прикажани роторот и калемите на сензорот и истите се во идентична заемна положба и со идентични димензии како во проектираниот сензор.

На слика 7.3 е прикажано електричното коло кое ќе биде предмет на симулација од страна на софтверот Ansys Twin Builder. Електричното коло е составено од два Колпицови осцилатори кои се конструирани во иста топологија на конфигурација како кај проектираниот сензор. Електричните параметри на колото се поставени на истите вредности кои беа пресметани во глава 6 и истото се напојува на еднонасочно напојување од 5V. Во однос на проектираното електрично коло, кое беше претставено на слика 6.6, симулираното коло содржи дополнителни компоненти како: R2, R3, R4, R5, VM1, VM2, AM1, AM2. Овие компоненти се додадени поради практични намени за симулацијата и никако не влијаат на поведението на симулираното електрично коло во споредба со проектираното. Имено, компонентите: VM1, VM2, AM1 и AM2 претставуваат волтметри и амперметри наменети за мерење на излезните сигнали, а отпорниците: R2, R3, R4, и R5 се со големина од $1m\Omega$ со цел да може да се симулираат конструираниите калемии во софтверот Maxwell. Во средината на двата Колпицови осцилатори е поврзана Максвеловата компонента именувана како FEA1. Оваа компонента има 4 приклучоци кои се однесуваат на краевите на двата калема од сензорот. Целокупната косимулација на сензорот се извршува во рамките на Twin Builder софтверот со помош на параметарска анализа. Имено, покрај тоа што треба да се симулира сензорот за време од T_{sim} , дополнително е потребно истата симулација да се спроведе за различни аголни позиции дефинирани со помош на параметарот θ_{sim} . Со цел да се забрза извршувањето на симулацијата, наместо да се извршува за опсег од $[0^\circ, 360^\circ]$ истата се изврши за опсег од $[0^\circ, 60^\circ]$. Овој пристап евозможен поради фактот дека проектираниот сензор исто така беше проектиран за истоимениот опсег. Според тоа, беше одлучено дека симулацијата ќе се изврши за опсег од $\theta_{sim} \in [0^\circ, 60^\circ]$ со чекор од 1° .

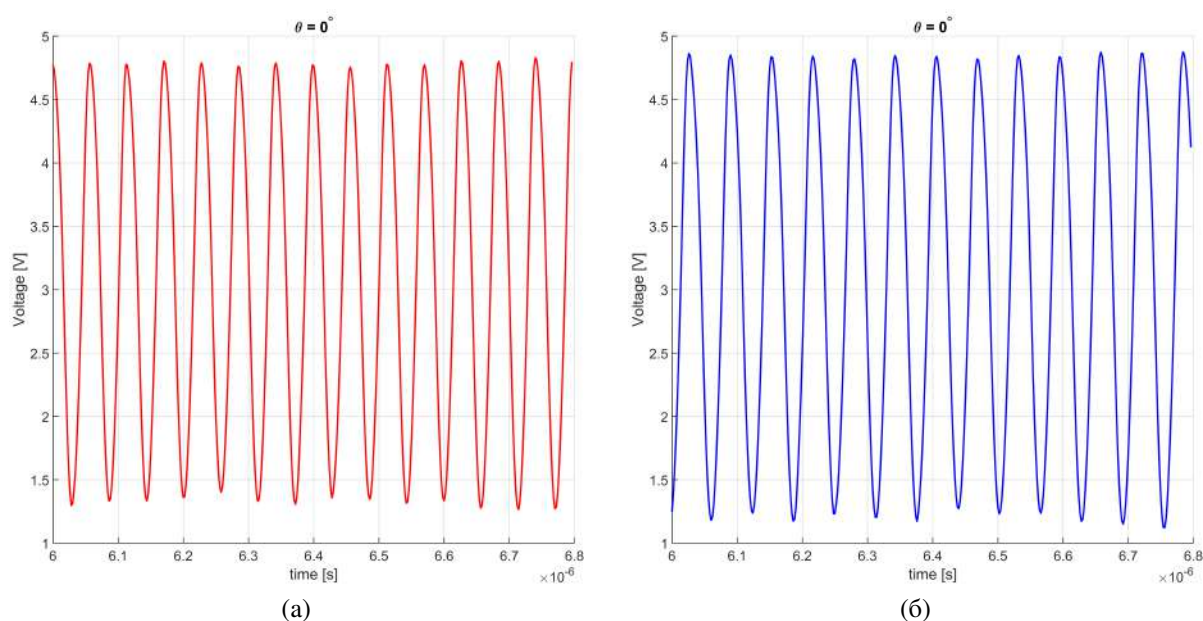
Врз основа на тоа, потребно е да се извршат 60 различни симулации на сензорот за време од $T_{sim} = 9\mu s$.



Слика 7.3: Електрично коло на сензорот кое ќе биде симулирано во софтверот Ansys Twin Builder во косимулација со Ansys Maxwell. На сликата може да се забележат два Колпицови осцилатори чии краеве се поврзани со Максвеловата компонента која ги претставува калемите на сензорот моделирани во Maxwell.

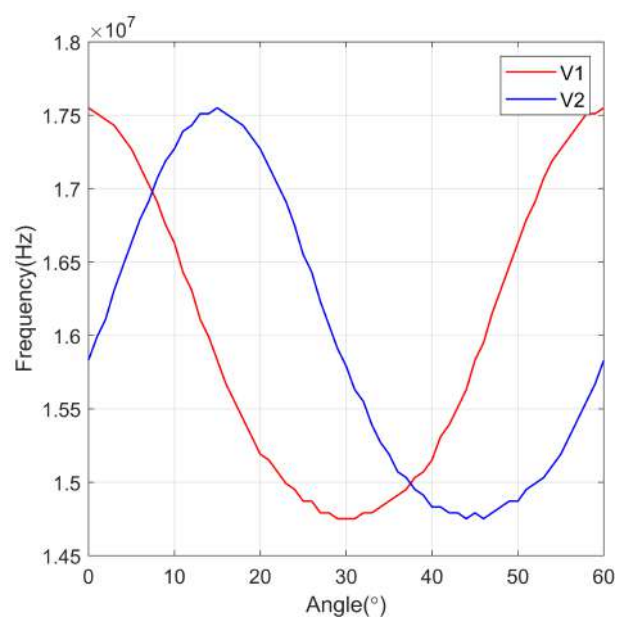
7.4 Резултати

Како резултат на извршената симулација на дигиталниот близнак на сензорот, беа обработени сигналите за секој од осцилаторите. Напонските сигнали кои беа предмет на обработка ги опфаќаат напоните VM1 и VM2, прикажани на слика 7.3, и истите соодветствуваат на потенцијалот Vout1 од слика 6.6. Имено, напонскиот сигнал VM1 соодветствува на излезниот сигнал на осцилаторот кој е поврзан на калемот L1-L3, претставен на слика 6.7а, а напонскиот сигнал VM2 соодветствува на излезниот сигнал на осцилаторот кој е поврзан на калемот L2-L4. На слика 7.4 се прикажани овие излезни временски сигнали за аголна позиција од 0° во временски период од $800ns$.



Слика 7.4: Симулиран излезен временски сигнал на двата осцилатора од сензорот измерени преку напоните VM1 и VM2, прикажани на слика 7.3. Со црвена боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L1-L3 (а), а со сина боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L2-L4 (б). Сигналите се измерени при аголна позиција од 0° .

Доколку се земе првиот хармоник на излезните временски сигнали на сензорот и при тоа се претстави неговата фреквенција во зависност од аголната позиција, ќе може да се добијат излезните фреквенциски сигнали на сензорот со чија помош може да се пресмета измерената аголна позиција. На слика 7.5 се претставени овие излезни фреквенциски сигнали на сензорот. Од сликата може да се забележи дека овие сигнали навидум ја следат законитоста претставена со равенките (7.2) и (5.28). Преку нормализација на овие сигнали, во глава 10 се пресметува измерената аголна позиција и при тоа се анализира грешката на мерењето.



Слика 7.5: Фреквенција од главниот хармоник на излезните сигнали на осцилаторите, симулирани со помош на дигитален близнак, во зависност од аголната позиција. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4.

Глава 8

Експериментално тестирање на сензорот

Тестирање на перформансите на еден сензор за мерење на аголна позиција најчесто се реализира со помош на експериментална платформа. Оваа експериментална платформа треба да овозможува автоматизирано тестирање на перформансите на сензорот за различни аголни позиции, а воедно и различни линеарни поместувања кои можат да настанат во Декартовиот простор. Во оваа глава претставено е проектирање и изведба на експериментална платформа за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција. Експерименталната платформа содржи роботска рака која има четири степена на слобода, од кои три ќе се користат за движење во Декартов простор, а четвртиот степен на слобода ќе се користи за ротација. При описот ќе бидат опфатени сите аспекти на развојот како машинско проектирање, електротехничко проектирање, софтверски дизајн и изработка. На крајот, претставени се резултатите од експерименталното тестирање на изработениот сензор, проектиран и изведен според деталите опишани во глава 6.

8.1 Развој на експериментална платформа за тестирање на сензорот

8.1.1 Потребни кои треба да бидат задоволени

Како што беше споменато во глава 2 и 3, сензорот е составен од два дела: статор и ротор. Статорот го претставува неподвижниот дел од сензорот кој го содржи електричното коло, додека роторот го претставува подвижниот дел од сензорот кој ротира под статорот. Целта на оваа експериментална платформа е да се имплементира прецизно аголно поместување во роторот со цел да може да се изведе мерење на излезните сигнали при различни аголни позиции. Сепак, покрај аголното поместување, сензорите за мерење на аголна позиција може да покажат различни излезни резултати при промена на заемната позиција помеѓу статорот и роторот во Декартов простор. Во практична имплементација на сензорот, заемната местоположба помеѓу роторот и статорот никогаш не е идеална, за таа цел оваа експериментална платформа ќе има намена да овозможи тестирање и на такви случаи. Имено, линеарни поместувања во Декартовиот простор може да придонесат со информација за: јачина на излезен сигнал, мерна чувствителност, влијанија и чувстви-

телност на грешки поради просторни поместувања на сензорот, влијание на присуство на различни типови на материјали, оптимална поставеност помеѓу роторот и статорот. На слика 8.1 се илустрирани различни примери за тестирања кои може да бидат предмет на интерес при испитување на карактеристиките на еден сензор за мерење на аголна позиција. Движењето во Декартов простор треба да биде доволно прецизно со цел да може да



Слика 8.1: Различни примери за тестирање кои може да бидат предмет на интерес при испитување на карактеристиките на еден сензор за мерење на аголна позиција. Сензорот може да се тестира: при ротација на роторот (а), при различни растојанија помеѓу статорот и роторот (б), при заемно хоризонтално поместување помеѓу статорот и роторот (в), при присуство на страни тела (г).

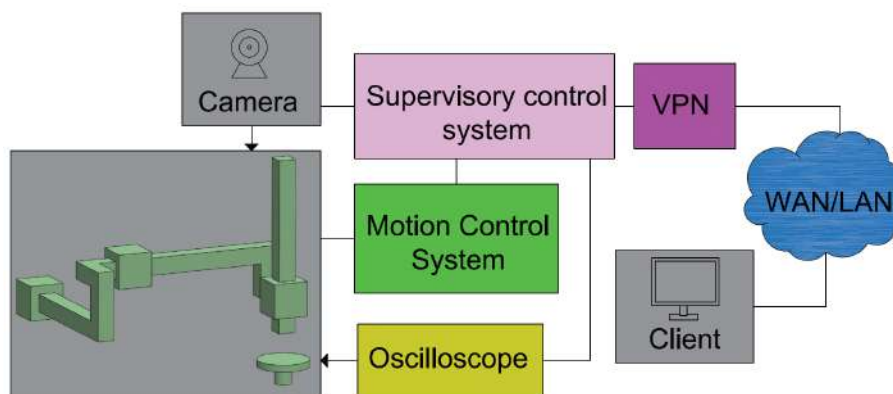
се добијат повторливи резултати за мерењата од сензорот. Понатаму, потребно е експерименталната платформа да го координира движењето во согласност со потребните мерења кои треба да се извршат. Според тоа, секое инкрементирачко поместување треба да се изврши само откако ќе се добијат резултати од посакуваното мерење. На овој начин се овозможува соодветно следење на вистинската позиција на роторот во однос на позицијата која е измерена од сензорот.

Во продолжение, до експерименталната платформа ќе биде овозможен далечински пристап за понатамошна лесна употреба. Наместо да постои потребата од физичко присуство за да се изврши секоја експериментална активност, ќе биде возможно да се започнат тестирања преку далечински пристап од глобална мрежа (WAN) или локална мрежа (LAN). Овој пристап драстично ќе ја поедностави употребата на експерименталната платформа во случаи кога истата е поставена во различна просторија или на различна географска локација.

8.1.2 Општа архитектура

Со цел да се постигнат потребите кои беа поставени во поглавје 8.1.1, на слика 8.2 е претставена комплетната општа архитектура на предвидената експериментална плат-

форма за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција. Како што е илустрирано, Декартовата роботска рака има четири степена на слобода каде што три степена на слобода се претставени преку призматични зглобови, а четвртиот степен на слобода е претставен со ротирачки зглоб. Призматичните зглобови ќе се користат за извршување на прецизни линеарни движења во Декартовиот простор, додека ротирачкиот зглоб ќе се користи за извршување на кружно движење. Движењето на роботската рака ќе биде управувано од наменет систем за управување на движењето кој може да се изведе на широко достапни вградливи развојни плочки. Во продолжение, системот за надзорно управување ќе биде искористен за комуникација со осцилоскоп со цел да се започнат мерења, а истовремено и да се добијат резултатите од истите. Истовремено, системот за надзорно управување ќе го координира движењето на роботската рака во согласност со секое од извршените мерења. Истиот систем ќе овозможи нагудување и надгледување на процесот за тестирање со помош на графички кориснички интерфејс (Graphical User Interface (GUI)). Истиот интерфејс ќе овозможи и аквизиција на податоци поврзани со резултатите од тестирањето. До системот ќе може да се пристапува далечински преку WAN или LAN мрежа со помош на истиот интерфејс. Со цел да биде безбеден далечинскиот пристап од глобалната мрежа, ќе биде искористена услуга на виртуелна приватна мрежа (VPN). Надгледувањето на процесот преку далечински пристап ќе се извршува со помош на камера која ќе дава видео проток на податоци во реално време. Овој систем за надзорно управување може да биде изведен со помош на било кој тип на компјутер, но поради економски причини може да се искористи било кој тип на широко достапни вградливи компјутери на пазарот.



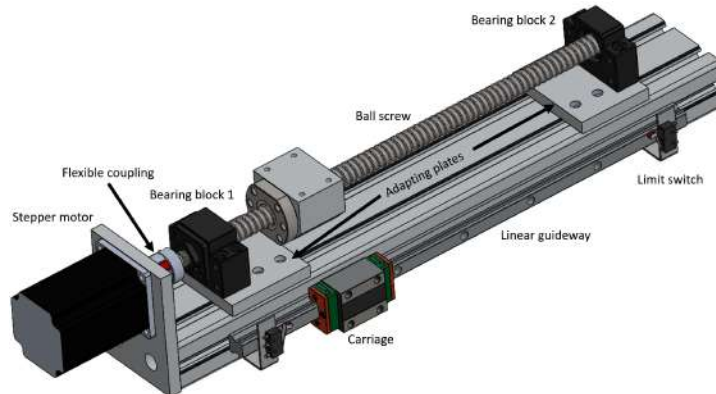
Слика 8.2: Општа архитектура на предвидената експериментална платформа која ќе ги задоволи поставените потреби од поглавје 8.1.1. Архитектурата е составена од: Декартова роботска рака, камера, систем за надзорно управување, систем за управување на движењето, осцилоскоп. До платформата ќе биде овозможен далечински пристап преку WAN/LAN мрежа со помош на технологија на виртуелна приватна мрежа (VPN).

8.1.3 Машинско проектирање

8.1.3.1 Модули за линеарно движење и кружно движење

Призматичните зглобови на Декартовиот робот ќе бидат реализирани со помош на модули за линеарно движење, илустрирани на слика 8.3. Механичката структура на модулот

се содржи од екструдирани алуминиумски профил 40x80mm (AL6060-T5) со Т набори. Наборите на профилот се во форма на буквата Т и истите овозможуваат лесно и флексибилно прицврстување на различни компоненти така што се овозможува поголема модуларност во дизајнот. Движењето во модулот ќе биде реализирано со помош на електричен мотор.



Слика 8.3: 3Д модел на модул за линеарно движење со чија помош ќе биде реализирана X и Y оската на Декартовиот робот. Модулот се содржи од: чекорен мотор, екструдирани алуминиумски профил 40x80, линеарни водилки со количка, гранични прекинувачи, топчесто навојно вретено со сопствени лежишта, матица и носач.

Доколку се земе предвид дека најчесто применуваните електрични мотори се карактеризираат со кружно движење, потребно е да се дефинира механизам кој ќе се искористи за конверзија на кружно во линеарно движење. Според потребите за прецизно движење беа земени предвид два механизма: топчесто навојно вретено и двигател со ремен. Како што е прикажано во табела 8.1, овие механизми демонстрираат различни карактеристики кога е во прашање максималната брзина на движење, прецизност на движењето, зазор и шум во движењето [121]. При проектирање на предвидената Декартова роботска рака беше поставен приоритет врз прецизноста на движењето и присуството на зазорот. Иако двигателите со ремен можат да бидат доволно прецизни при движење на мали оптоварувања, каков што е случајот тука, сепак топчестото навојно вретено се сметаше како посоодветен избор поради минималниот зазор.

Табела 8.1: Споредба на механизми за конверзија на кружно во линеарно движење. Механизмите се споредуваат според способноста за: сила на потисок, цврстина на механизмот, максимална брзина на движење, прецизност на движење, шум во движење, зазор.

	Топчесто навојно вретено	Двигател со ремен
Сила	Висока	Средна
Цврстина	Висока	Ниска
Брзина	Ниска	Висока
Прецизност	Висока	Средна
Шум	Средна	Средна
Зазор	Ниска	Средна

Според слика 8.3, топчестото навојно вретено е прицврстено на два лагера кои се дел од лежиштата прицврстени на самиот алуминиумски профил. Поради фактот што растојанијата на дупките за прицврстување на лежиштата не одговараа на Т наборите од алуминиумскиот профил, беше потребно да се додаде дополнителен, со намена изработен, алуминиумски дел кој ќе овозможи прицврстување. Во продолжение, паралелно на топчестото навојно вретено, а странично на алуминиумскиот профил се наоѓа линеарна водилка која ќе овозможи водење на товарот по соодветните оски на движење.

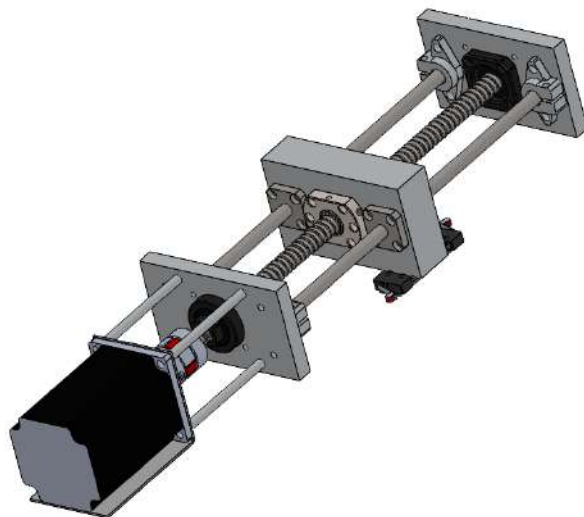
По однос на движењето на модулот е одлучено да се искористи чекорен мотор кој ќе биде управуван од управувач без повратна врска. Причината за ваквиот избор е поради ниската цена и сеопфатната искористеност на овие мотори во отворени (open-source) проекти. Овој тип на мотори се карактеризираат со недостатоци во движењето при високи забрзувања и високи оптоварувања кога моторот треба да работи блиску до неговиот максимален вртлив момент (pull-out torque) [120]. Во такви случаи може да се случи моторот да изгуби чекори во движењето така што ќе се појави ситуација каде управувачот нема да ја познава точната позиција на моторот. Предложената Декартова роботска рака нема да биде наменета за водење на високи товари при големи забрзувања, како резултат на тоа во овој случај чекорните мотори се сметаа за соодветен избор при оваа намена. Големината на моторот може да се определи преку пресметка на потребниот вртлив момент кој треба да го придвижува топчестото навојно вретено заедно со прицврстениот товар и истиот може да се пресмета како

$$T_u = \frac{FL}{2\pi e}, \quad (8.1)$$

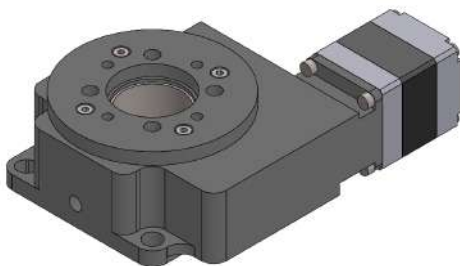
каде F е аксијалната сила кој се применува врз топчестото навојно вретено, L е чекорот на навојницата и e е ефикасноста на навојното вретено.

Овој тип на модул за линеарно движење, кој е прикажан на слика 8.3, беше искористен за да се изведат X и Y оската на движење. На сличен начин на слика 8.4 е прикажан уште еден модул за линеарно движење кој беше искористен за изведба на Z оската. Причината за различната изработка на овој модул беше со цел да се избегне дополнителната маса која ја внесува самиот алуминиумски профил. Имено, поради фактот што движењето се одвива по Z оска, оваа маса под дејство на гравитационата сила ќе претставува дополнително оптоварување врз моторот. Според тоа, структурата на овој модул за линеарно движење беше изработена со помош на дополнителни алуминиумски делови и челични цилиндрични прачки, кои истовремено се користат како линеарни водилки. Причината за ваква оскудна изработка на структурата на овој модул беше со цел да се сведе неговата маса на минимум.

Со цел да се постигне прецизно кружно движење кај роторот од сензорот, фабрички изработена ротирачка маса беше имплементирана во дизајнот и истата е прикажана на слика 8.5. Ротирачката индексирачка маса искористува навоен преносник со висок преносен однос со цел да се постигне прецизно кружно движење со висока резолуција. Движењето на оваа ротирачка маса исто така е реализирано со помош на чекорен мотор. Според тоа, роторот од сензорот ќе биде прицврстен на оваа ротирачка маса додека статорот од сензорот ќе биде прицврстен на извршниот елемент од Z оската на роботската рака. Оваа оска на движење ќе биде изведена како независна оска на движење во рамките на системот за управување на движењето.



Слика 8.4: 3Д модел на модул за линеарно движење со чија помош ќе биде реализирана Z оската на Декартовиот робот. Модулот е составен од чекорен мотор, гранични прекинувачи, цилиндрични линеарни водилки со држачи и подвижни носачи, топчесто навојно вретено со матица и блоковски носач, лежишта за лагери.



Слика 8.5: 3Д модел на модул за кружно движење со чија помош ќе се остварат аголните поместувања на сензорот. Модулот претставува готова фабрички изработена ротациона индексирачка маса.

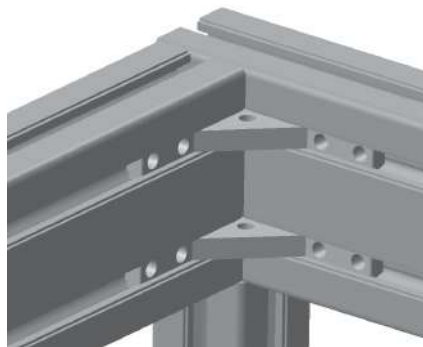
8.1.3.2 Механичка структура на роботот

Механичката структура на роботот е реализирана со помош на екструдирани алуминиумски профили со димензии 40x40mm и 40x80mm кои може да се воочат на слика 8.6. Роботот е изработен во форма на квадар со цел да се постигне соодветна цврстина. Во продолжение, Y оската на роботот е реализирана со помош на два модула за линеарно движење. Овој пристап на изведба може да предизвика потешкотии во однос на синхронизација во движењето и порамнетост на двата модула, сепак решението се смета како изводливо поради достапноста на соодветен цврст преносник кој ќе овозможи да се изведе оската со само еден модул.



Слика 8.6: 3Д модел на целокупна изведба на Декартова роботска рака со четири степени на слобода од кои три степен на слобода се реализирани со призматични зглобови, а четвртиот степен е реализиран со ротирачки зглоб.

Со цел да се постигне прецизно движење кај роботот, модулите за линеарно движење на X и Y оската треба да бидат асемблирани под идеално прави агли, а двата линеарни модула на Y оската треба да бидат идеално паралелно порамнети. За таа цел, од значаен карактер е алуминиумските профили да бидат прецизно исечени со цел да може да се прицврстат со помош на спојки во L форма, како што е прикажано на слика 8.7. Доколку алуминиумските профили се прецизно исечени и при тоа спојките се произведени со идеално прав агол, тогаш порамнувањето под прав агол помеѓу профилите ќе биде олеснето со самото прицврстување на спојките. На овој начин се избегнува дополнителна обработка на материјалите за да се постигне прецизно асемблирање и истовремено се овозможува да се прицврстат со помош на фабрички L спојки преку T наборите на профилите. Работната маса на роботската рака е изведена со помош на повеќе екструдирани алуминиумски профили со димензии 180x20mm. Овие профили исто така имаат T набори кои ќе овозможат лесно прицврстување на дополнителни компоненти во иднина. Комплетното асемблирање на роботската рака е прикажано на слика 8.6.



Слика 8.7: Начин на поврзување помеѓу алуминиумските профили од роботската рака со помош на спојки во L форма.

8.1.3.3 Кинематика

Со оглед на децентрализираното повеќезглобно управување на овој робот, директната и инверзната кинематика се лесно изводливи. Ако се земе предвид дека референтниот координатен систем е позициониран во координатниот почеток на X и Y оската со растојание D_z од призматичниот зглоб на Z оската, тогаш директната кинематика може да се изрази како

$$\begin{cases} x &= d_x \\ y &= d_y \\ z &= D_z - d_z, \end{cases} \quad (8.2)$$

каде променливите d_x , d_y и d_z го претставуваат линеарното движење на секој од призматичните зглобови по X, Y и Z оската. Секое од овие линеарни движења е всушност резултат на конвертирано кружно движење од моторот, кое може да се изрази како

$$d = L \frac{\theta}{2\pi}, \quad (8.3)$$

каде L е чекорот на навојницата на топчестото навојно вретено, а θ е аголната позиција на моторот. Како резултат на тоа, равенка (8.2) и (8.3) може да се комбинираат како

$$\begin{cases} x &= L_x \frac{\theta_x}{2\pi} \\ y &= L_y \frac{\theta_y}{2\pi} \\ z &= D_z - L_z \frac{\theta_z}{2\pi} \end{cases} \quad (8.4)$$

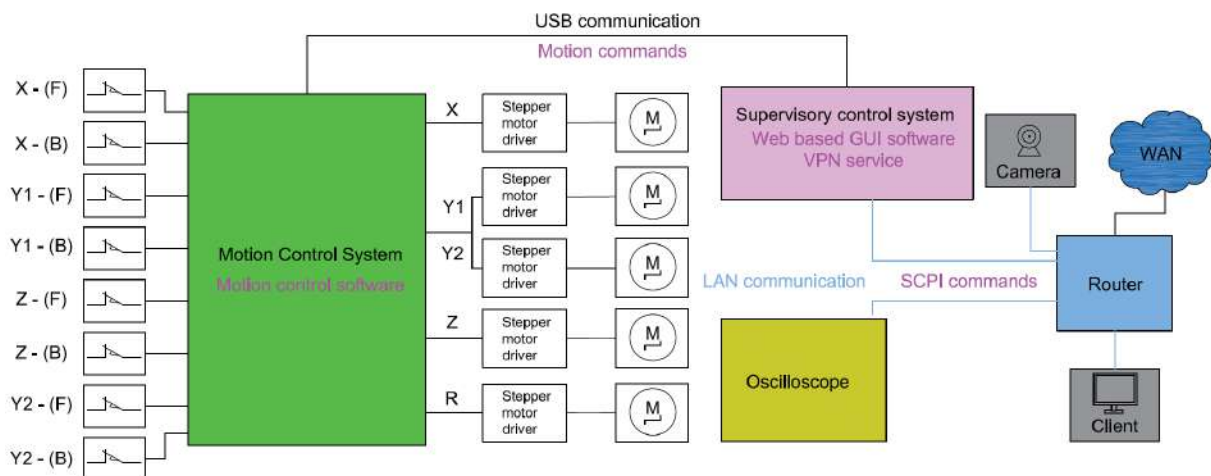
каде: L_x , L_y и L_z се чекорите на навојницата за секое топчесто навојно вретено од соодветната оската додека: θ_x , θ_y и θ_z се аголните позиции на моторите за секоја од соодветните оски X, Y, и Z.

8.1.4 Електротехничко проектирање и софтверски дизајн

Деталите околу електротехничкото проектирање и софтверскиот дизајн се претставени на слика 8.8. Системот за надзорно управување ќе опслужува веб базиран графички кориснички интерфејс за мониторирање и надзорно управување на активностите поврзани

со експерименталната платформа. Клиентот кој ќе пристапува далечински од WAN/LAN мрежа, може директно да пристапи до графичкиот кориснички интерфејс на експерименталната платформа. Од безбедносни причини, овој далечински пристап ќе биде посредуван од VPN услуга која може да биде опслужена на самиот систем за надзорно управување или пак од страна на друг уред. На овој начин ќе се овозможи безбеден далечински пристап до експерименталната платформа.

Според тоа, со помош на графичкиот кориснички интерфејс клиентот може да дефинира соодветна стратегија на извршување на експериментот. Оттука системот за надзорно управување ја извршува дефинираната стратегија преку координирање на движењето заедно со иницијализација на мерењата од осцилокопот за различни аголни и линеарни позиции. Ова се реализира преку соодветна комуникација до соодветните уреди. Имено, системот за надзорно управување ќе комуницира со осцилокопот преку WAN комуникација искористувајќи соодветни инструкции (SCPI), кои претставуваат често користено множество на инструкции кај комерцијалните осцилоскопи [130]. Понатаму, извршувањето на експериментот може да се следи преку видео проток во реално време преку системот за надзорно управување, кој е поврзан со камерата преку WAN комуникација. Понатаму, системот за надзорно управување ќе комуницира со системот за управување на движењето со помош на USB комуникација. Имено, преку оваа комуникација ќе бидат испратени инструкциите на движењето кое треба да се изврши од страна на роботската рака.



Слика 8.8: Системска архитектура на експерименталната платформа со софтверски и електротехнички детали. Сликата го опишува начинот на поврзување помеѓу системот за управување на движењето и граничните прекинувачи, двигателите за чекорните мотори и чекорните мотори за секоја ооска поединечно. Дополнително е опишан начинот на комуникација помеѓу системот за надзорно управување со системот за управување на движењето, осцилокопот и надворешниот клиент кој пристапува далечински од WAN/LAN мрежа.

Секој од изведените чекорни мотори се придвижувани од страна на сопствени двигатели кои добиваат сигнали за движење од страна на системот за управување на движењето. Дуалната Y ооска е придвижувана од страна на два чекорни мотори. Овие два чекорни мотори може да се управуваат индивидуално од страна на посебни сигнали или истите може да се управуваат со еден ист сигнал. Во случај кога моторите ќе се управуваат со еден ист

сигнал, потребно е да се раздвои сигналот за исклучување на моторот со цел хардверски да се овозможи софтверско автоматско порамнување на оските. Понатаму, секоја од оските содржи преден и заден граничен прекинувач кој има намена да го ограничи движењето на зглобовите. Од сликата 8.8 може да се забележи дека оската Y2 исто така има сопствени гранични прекинувачи. Овие прекинувачи се додадени со цел да се овозможи софтверско автоматско порамнување на оските и истите може да се отстранат доколку не е планирано да се користи оваа опција.

8.1.5 Проектирање на систем за управување на движењето

Како што беше кажано погоре, за системот за управување на движењето може да се искористи некоја, од широко достапните вградливи развојни плочки достапни на пазарот. Беа земени повеќе производители предвид при изборот на развојната плочка, но вниманието беше обрнато најмногу на Ардуино Мега (Arduino Mega) и Тинзи 4.1 (Teensy 4.1). Развојната плочка Ардуино Мега, базирана на 8-бити AVR микроуправувач, содржи вкупно 54 влез/излези и има работна фреквенција од 16 MHz. Од друга страна, развојната плочка Тинзи 4.1 базирана на 32-бити ARM микроуправувач има 55 влез/излези и има работна фреквенција од 600 MHz. Понатаму, Ардуино Мега содржи 8 KB Random-Access Memory (RAM) меморија наспроти 1024K RAM меморија кај Тинзи 4.1. Истовремено, Ардуино Мега содржи 256 kB флеш(Flash) меморија за складирање на софтверот за извршување наспроти 7936 kB флеш меморија кај Тинзи 4.1. Работната фреквенција на еден микроуправувач е особено важна кога е во прашање управувањето на движењето на чекорни мотори. Имено, максималната брзина на движење според која би можел чекорниот мотор да се движи не е само ограничена од самиот мотор или неговиот двигател, туку истата е ограничена и од максималниот број на импулси кои може микроуправувачот да ги зададе во единица време. Според тоа, микроуправувачите кои се карактеризираат со помала работна фреквенција истовремено се ограничени и со помали максимални брзини на движење кај чекорните мотори. Предноста на примената на Ардуино Мега е фактот што може директно да се поврзе со надворешните компоненти поради компатибилност на напонските нивоа од 5VDC и на тој начин да се имплементира директно без развој на дополнителни електронски плочки. Од друга страна, Тинзи 4.1 развојната плочка работи со напонски нивоа од 3,3 VDC што подразбира дека треба да се развие дополнителна разделна електронска плочка која ќе изврши соодветна конверзија на напонските нивоа. При развојот на експерименталната платформа емпириски беше воочено дека Ардуино Мега навистина е ограничена од својата ниска работна фреквенција поради фактот што се постигнаа ниски максимални брзини. За таа цел, беше избрано дека ќе се развие дополнителна разделна електронска плочка која ќе ја овозможи примената на Тинзи 4.1 развојната плочка. Во ова поглавје ќе биде опишано проектирањето на истата.

Тинзи 4.1 развојната плочка содржи голем број на влезови/излези и широка палета на комуникациски способности. Иако голем дел од нив не беше потребно да се искористат за изведување на системот за управување на движењето, сепак беше одлучено дека при развојот на разделната електронска плочка ќе се овозможи достапност до сите модули на Тинзи 4.1. Причината за ваквиот пристап е со цел да може експерименталната платформа во иднина да се надградува и за други цели. Според тоа, развојот на разделната електронска плочка може да се подели во неколку делови: модул за напојување, влезно/излезни модули, комуникациски модули.

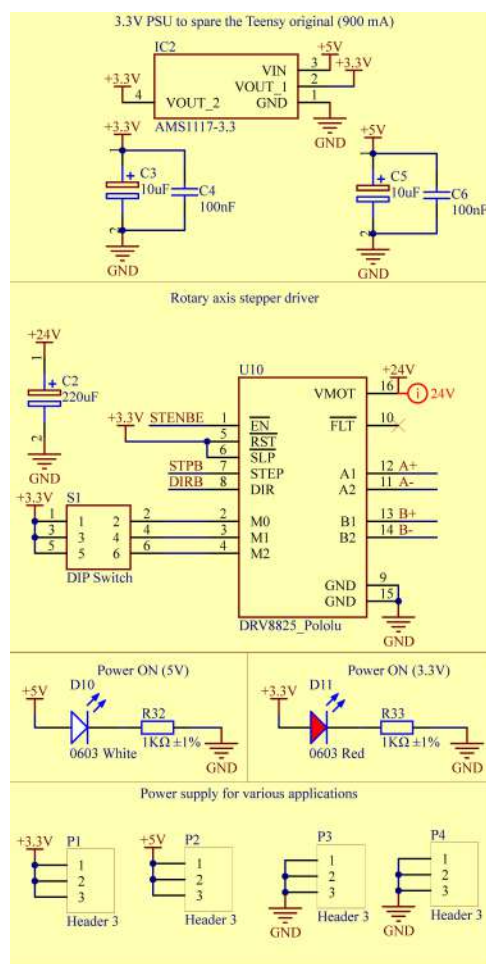
8.1.5.1 Модул за напојување

Како што беше опишано погоре, системот за управување на движењето ќе биде комуникациски поврзан со системот за надзорно управување. Во практичната изведба тоа значи дека Тинзи 4.1 развојната плочката ќе биде директно поврзана преку USB комуникација со вградливиот компјутер. Со оглед на фактот дека секоја USB комуникација овозможува и напојување од 5VDC, Тинзи 4.1 развојната плочка и предвидената разделна плочка ќе се напојуваат со 5VDC од страна на вградливиот компјутер. На слика 8.9 е прикажана електричната шема на поврзување на модулот за напојување заедно со електронските компоненти. Од сликата може да се воочи дека се искористува посебна напојувачка единица AMS1117-3.3 за конверзија на 5VDC во 3,3 VDC во однос на постоечката единица од развојната плочка. Овој пристап беше применет со цел да се растерети постоечката напојувачка единица на Тинзи 4.1. Во продолжение, може да се воочи дека се поставени индикаторски диоди во бела и црвена боја за индикација на достапноста на напојување од 5VDC и 3,3VDC. Дополнително беа поставени и излезни конектори за поврзување на напојувањето од 5VDC и 3,3VDC кои може да се искористат за поврзување на било какви дополнителни надворешни компоненти. На сликата е прикажан и двигател за чекорен мотор со модел DRV8825_Pololu кој е наменет за водење на движењето на чекорниот мотор од ротирачката индексирачка маса. Сите електронски компоненти се придружени со дополнителни керамички, танталум или електролитски кондензатори поврзани и проектирани според документацијата на електронските компоненти.

8.1.5.2 Влезни и излезни модули

На слика 8.10 е прикажана табела на влезови/излези заедно со распоредот на нивното поврзување со развојната плочка и излезните конектори. Секој од влезовите/излезите на надворешните конектори минуваат низ изолирачко или конвертирачко коло пред истите да стигнат до развојната плочка. Според тоа може да се забележи разноликост во обележувањето на истите сигнали како STPX и STPX-, LIMA и LIMA+, итн. Од табелата на влезови/излези може да се забележи дека стојат на располагање вкупно 13 дигитални влез, 24 дигитални излези, 1 аналоген влез и 1 аналоген излез. Сепак, треба да се напомене дека дел од нив се искористени додека останатите се помошни каде искористените се обележани како „UTIL“, а помошните се обележани како „AUX“. Дополнително, дел од помошните влезови/излези може да бидат пренаменети како излези/влезови или да се искористат за надворешни комуникациски модули. Така на пример, излезите OUT3, OUT4, COOL и SPEN, поради фактот што се помошни излези, истите може да се пренаменат за SPI комуникација. Понатаму, дел од влезовите се оптички изолирани и истите работат на напони од 5VDC до 24VDC. Истовремено дел од излезите се поврзани на Дарлингтон транзистори и можат да работат при напони од 5VDC до 24VDC. Останатиот дел од влезовите/излезите можат да работат само при напони од 5VDC, но истовремено овозможуваат работа при високи фреквенции во споредба со влезовите/излезите кои работат со променлив напон.

На слика 8.11 се прикажани сите влезни/излезни модули кои се користат во рамките на разделната плочка за Тинзи 4.1. Почнувајќи од лево кон десно, најпрво се прикажани оптички изолирани влезни модули кои се наменети за влезни напони од 5VDC до 24VDC. Влезните модули се поврзани во конфигурација на понор (sink) и електричното коло за еден таков модул е прикажано на слика 8.12. Од електричното коло може да се забеле-



Слика 8.9: Модул за напојување на разделната електронска плочка наменета за Тинзи 4.1. Модулот вклучува конверзија на 5VDC во 3,3VDC, индикаторски диоди за напојување од 5VDC и 3,3VDC, излезни конектори за 5VDC и 3,3VDC. Во овој модул дополнително е сместен двигател за чекорен мотор кој ќе биде наменет за движење на ротирачката индексирачка маса.

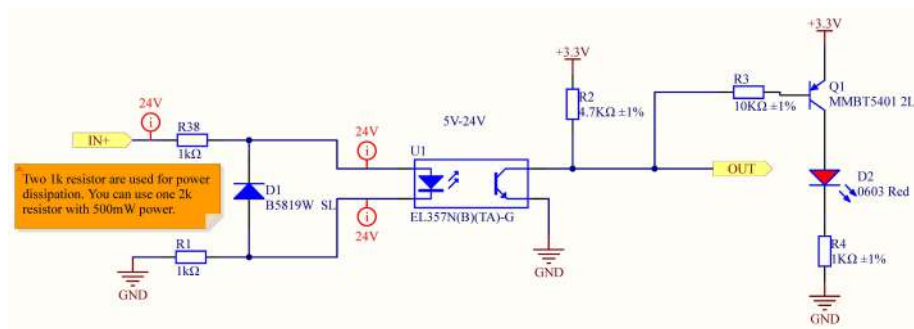
жи дека модулот искористува оптокаплер за конверзија на високите влезни напони во 3,3VDC напон наменет за развојната плочка. Дополнително, на изолираната страна од оптокаплерот преку npn транзистор е имплементирана индикаторска црвена диода која ја сигнализира состојбата на влезот. Во продолжение, на слика 8.11 е прикажан модул за дигитални излези кои се изведени во конфигурација на понор (sink) и истите се наменети да работат за излезни напони од 5VDC до 24VDC. Електричното коло за овој модул е прикажано на слика 8.13 и од истото може да се забележи дека модулот е изведен со помош на електронска компонента ULN2003ADR која имплементира низа од Дарлингтон транзистори. Истовремено во колото може да се забележи дека за секој дигитален излез постои индикаторска диода која ја сигнализира неговата состојба.

Во горниот десен агол од слика 8.11 се прикажани излезните модули за поврзување со двигателите на чекорните мотори наменети за 4 различни оски на движење. На сликата може да се забележи дека дигиталните сигнали за вклучување на секој од чекорните мотори STENY, STENA, STENZ, STENB се изведени преку надворешни мостови кои овозможуваат пренамена на сигналите. Пренамената може да биде за искористување на овие сигнали како дополнителни влезови/излези во случај ако се користи само еден сигнал STEN(X) за вклучување на сите чекорни мотори одеднаш. Во продолжение, електричното коло на еден излезен модул за двигателите на чекорните мотори е прикажано на слика 8.14. Од истото може да се забележи дека се користат npn транзистори за конверзија на дигитални сигнали од 3,3VDC во 5VDC поврзани во конфигурација на понор (sink).

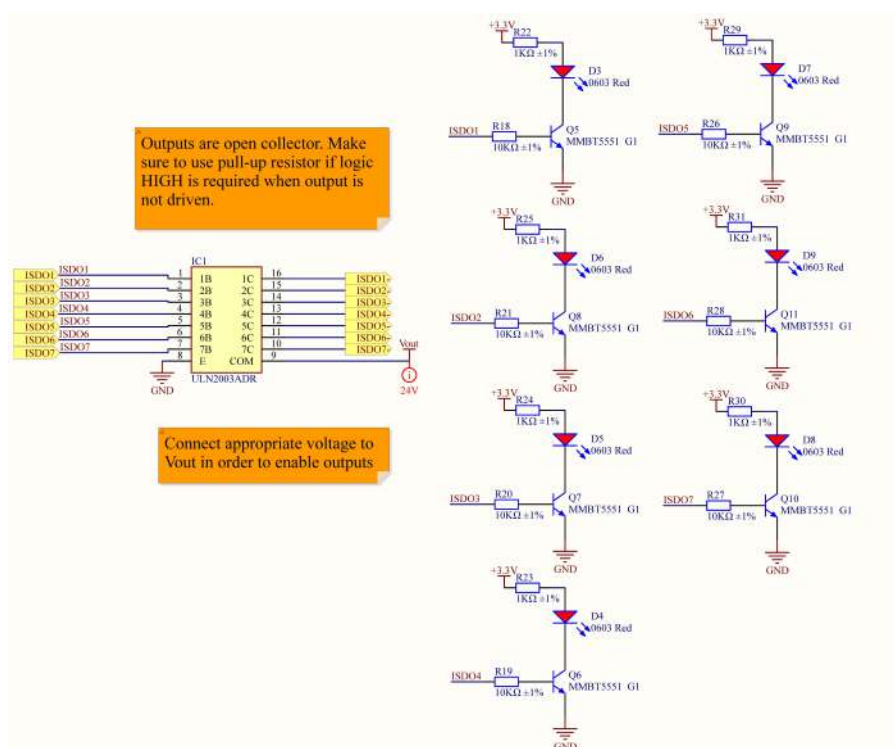
Понатаму, во долниот лев и десен агол од слика 8.11 е претставено поврзувањето на високо-брзински влезови/излези кои се изведени со помош на електронска компонента SN74LVC4245APWR која претставува октален трансивер за магистрали кој истовремено може да се користи како двостран конвертор на напони од 5VDC и 3,3VDC. Дигиталните излези на трансиверот се внатрешно поврзани во push-pull конфигурација. За крај, аналогниот влез е изведен со помош на напонски делител и операциски засилувач во бафер конфигурација, додека аналогниот излез е изведен со помош на каскаден нископропусен SMD филтер кој има намена да конвертира импулсно широчински модулиран сигнал во аналоген сигнал за потоа истиот да минува низ операциски засилувач во бафер конфигурација. Двата аналогни влезови/излези работат за напонски опсег од [0VDC, 5VDC].

8.1.5.3 Комуникациски модули

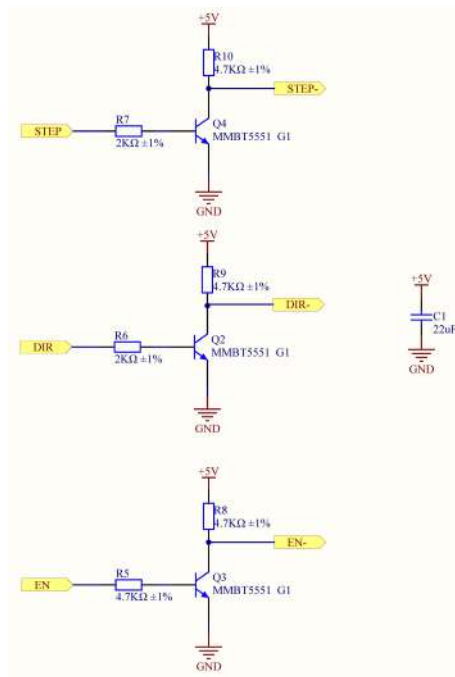
Како што беше кажано погоре, комуникацијата помеѓу системот за управување на движењето и системот за надзорно управување ќе биде изведена со помош на USB комуникација која ја искористува постоечката USB порта од самата развојна плочка. Според системската архитектура на експерименталната платформа, прикажана на слика 8.8, не постои потреба од друг тип на комуникација со системот за управување на движењето. Сепак, поради фактот што Тинзи 4.1 развојната плочка нуди широка палета на комуникациски способности беше одлучено да се искористат истите во случај на потенцијална потреба во иднина. На пример, доколку се имплементира USB 2.0 комуникација, во иднина би можело да се овозможи рачно управување на роботската рака со поврзување на цојстик преку истата. Во продолжение, SPI и I2C комуникацијата во иднина би можела да се искористи за поврзување на дополнителни електронски модули кои ќе ги надополнат функциите на роботската рака. Според тоа, на слика 8.15 се прикажани електричните кола за различни комуникациски стандарди како: ethernet, USB 2.0, CAN bus, RS485, SPI, I2C



Слика 8.12: Електрично коло на оптички изолиран влезен модул кој е проектиран за влезни напони од 5VDC до 24VDC. Модулот претставува оптокаплер и индикаторска диода за состојбата на влезот.



Слика 8.13: Електрично коло на излезен модул базиран на Дарлингтон транзистор кој е проектиран за излезни напони од 5VDC до 24VDC. Модулот претставува низа од Дарлингтон транзистори и индикаторски диоди за состојбата на излезот.



Слика 8.14: Електрично коло на излезен модул наменет за поврзување со двигателите на чекорните мотори. Колото искористува три транзистори за конверзија на 3,3VDC сигнали во 5VDC. Кондензаторот служи како резервоар на електричен полнеж поради големата оддалеченост на модулите од 5VDC напонскиот извор.

и UART.

Од сликата може да се забележи дека физичкиот слој на ethernet комуникацијата е остварена со помош на ethernet порта која ги поврзува соодветните сигнали за комуникација и излезниот сигнал за сигнализација. Вообичаена постапка е да се поврзе заземјувачкиот потенцијал GND на локалната плочка преку дополнителен отпорник и кондензатор со заземјувачкиот потенцијал SHG на портата. Оваа постапка се реализира со цел да се избегнат заземјувачки јамки во случаи кога двата комуникациски јазли се поврзани на различни точки на заземјување. Сепак, во овој случај заземјувачките потенцијали на двата јазли лебдат поради фактот што вградливиот компјутер користи изолирано напојување, а разделната плочка не користи надворешно заземјување. Поради оваа причина GND и SHG потенцијалите беа директно поврзани за подобра имуност на шум. Понатаму, на слика 8.10 може да се забележи дека ethernet сигналите ET_N, ET_P, ER_N и ER_P се обележани како диференцијални сигнали. Ова подразбира дека водовите на диференцијалните сигнали треба да бидат изведени со иста должина, а воедно и нивната импеданса да биде порамнета на 100Ω. Порамнувањето на импедансата на водовите треба да се изведе според растојанието помеѓу водот и заземјувачката рамнина, диелектричната константа на диелектрикот помеѓу нив, ширината на водот и растојанието помеѓу водовите на диференцијалните сигнали. На сличен начин е изведена и USB 2.0 комуникацијата која користи USB порта и еден пар диференцијални сигнали кои исто така имаат потреба од порамнување на нивната импеданса на 90Ω.

Во продолжение, на сликата се прикажани комуникациски модули за изведба на CAN bus и RS485 комуникација. Комуникацијата е имплементирана со помош на SN65HVD230DR

електронскиот чип за CAN bus и SP3485 чипот за RS485 комуникација. Обете комуникации искористуваат влезно/излезни сигнали кои користат мостови за пренамена. Како резултат на тоа, на сликата се прикажани и соодветните мостови за пренамена на сигналите. Во зависност од потребата, во обете електрични кола се имплементирани терминиращки отпорници од 120Ω поврзани преку соодветни мостови кои овозможуваат вклучување или исклучување на терминиращкиот отпорник.

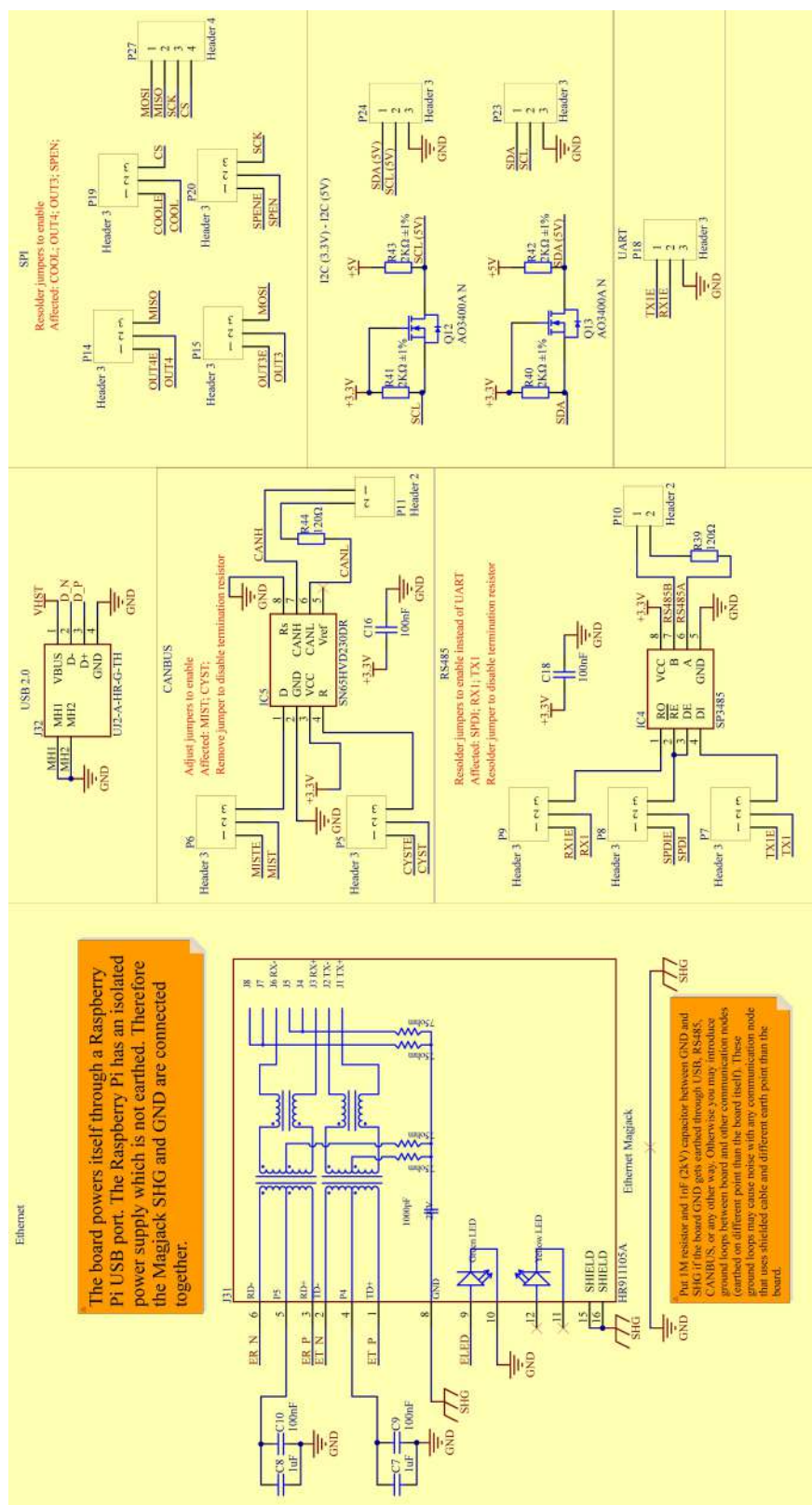
За крај, разделната плочка имплементира SPI, UART и I2C комуникација. SPI комуникацијата искористува дигитални сигнали кои имаат потреба од пренамена и поради истата причина се надополнети со дополнителни мостови, од друга страна UART сигналите се директно поврзани со развојната плочка. Обете комуникации се наменети за работни напони од 3,3VDC додека I2C комуникацијата овозможува работа со напони од 3,3VDC и 5VDC чие коло за конверзија е изведено со помош на дополнителни JFET транзистори.

8.1.5.4 Изведба на електронско печатено коло

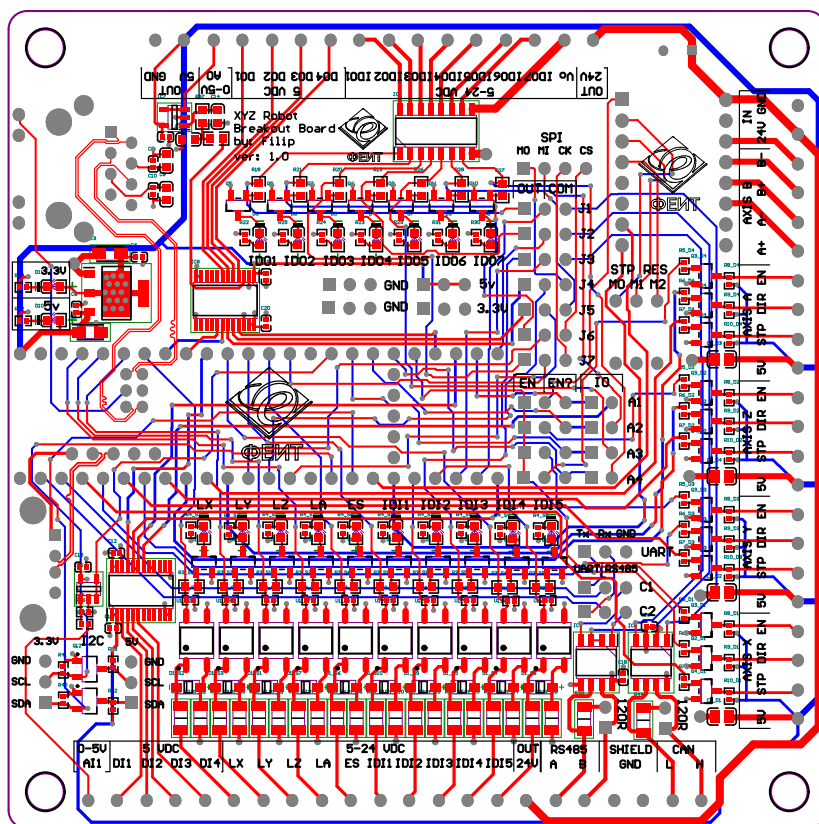
Изведбата на разделната плочка на електронско печатено коло е прикажана на слика 8.16. Печатеното коло има димензии од 100x100mm и имплементира вкупно 4 слоја каде 2 од нив се искористуваат за напојувачка и заземјувачка рамнина додека другите два се искористени за водење на водовите. Печатеното коло беше изработено според фабричките ограничувања прикажани во табела 6.1. Како резултат на тоа, слика 8.16 ги прикажува само првиот и четвртиот слој на печатеното коло кои се искористени за водење на водовите. Од сликата може да се забележи дека печатеното коло претежно користи SMD електронски компоненти со исклучок на некои сигнални конектори, комуникациски порти и електролитски кондензатори. Овој пристап беше применет со цел да се намали цената на изработка така што SMD компонентите ќе се залемат машински, а воедно и да се намали бројот на thru-hole компоненти кои би требало рачно да се залемат. Во продолжение, од сликата може да се забележи дека водовите се водат заемно нормално еден на друг во зависност од слојот. Овој пристап овозможува полесно водење и избегнување на компликации во текот на планирање на водењето. Простирањето на компонентите и водовите е направено компактно со цел да се намалат димензиите на печатеното коло, а со тоа и да се намали цената на изработка. Понатаму, со цел да се постигне полесно ракување со разделната плочка, на истата се применува визуелно обележување за определени компоненти како конектори за поврзување, мостови за пренамена на сигнали, индикаторски светлечки диоди и општи информации за печатената плочка. Ова обележување е прикажано со црна боја на слика 8.16. За крај, диференцијалните сигнали за дел од комуникациските модули се изведени со порамнување на импедансата и порамнување на должината на секој од водовите како што е прикажано на слика 8.17.

8.1.6 Изработка на роботската рака

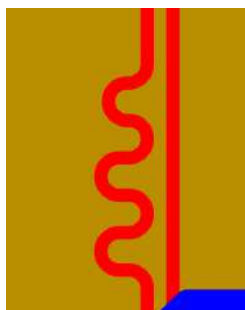
Најголемиот труд кој беше вложен од аспект на изработка на експерименталната платформа беше во изработката на Декартовата роботска рака. Овој процес на изработка може да се подели на обработка на алуминиумски делови и прецизно асемблирање. Обработката на алуминиумските делови опфаќаше комбинација од рачна, машинска и CNC обработка. Имено, при изработка на роботската рака се утврди потреба од дополнителни алуминиумски делови кои ќе се користат за прицврстување на различни компоненти како: чекорни мотори, лежишта за лагери, гранични прекинувачи, држачи за цилиндричните прачки, итн.



Слика 8.15: Комуникациски модули кои се дел од разделната електронска плочка за Тинзи 4.1. Сликата прикажува електрично поврзување на компоненти за ethernet, USB 2.0, CAN bus, RS485, SPI, I2C и UART комуникација.



Слика 8.16: Изведба на електронско печатено коло наменето за разделна плочка за Тинзи 4.1. Сликата ги претставува само првиот и четвртиот слој од колото обележани со црвена и сина боја. Визуелното обележување на печатеното коло е прикажано со црна боја.



Слика 8.17: Илустрација на порамнување на должината на два вода кои пренесуваат диференцијален сигнал.

На слика 8.18 се прикажани дел од овие дополнителни алуминиумски делови кои беа обработени за намените на роботската рака. Поголемиот дел од обработката на овие делови беше реализирана со помош на CNC машина со чија помош беше извршено порамнување на рамнините, бушење на дупки со проширување за глава за завртка, дупки за режење навој, итн. Понатаму, кај некои од овие алуминиумски делови беше потребно да се реже



Слика 8.18: Дополнителни алуминиумски делови изработени за намените на роботската рака.

навој со помош на рачна нарезница како што е прикажано на слика 8.19. Истовремено, беше потребно и да се реализира рачно сечење кај некои алуминиумски делови со помош на убодна пила.



Слика 8.19: Илустрација на пример за режење на навој кај дупки со помош на рачна нарезница.

Причината за потребата од прецизно асемблирање е со цел да може да се постигне прецизно движење кај роботската рака. Имено, при асемблирање на еден модул за линеарно движење од клучен аспект е линеарната водилка да биде идеално паралелна со топчестото навојно вретено. Доколку ова не е случај тогаш може да дојде до разлабавување на врските при движење, во најдобар случај, или оштетување на компонентите во најлош случај. За таа цел, при асемблирање на линеарната водилка беше обрнато внимание истата да биде

прицврстена паралелно на екструдираниот алуминиумски профил, како што е прикажано на слика 8.20. Оваа паралелност беше проверена со помош на мерен инструмент микрометар, кој исто така може да се воочи на сликата. Оттука, при прицврстување на топчестото навојно вретено беше запазено истото да биде прицврстено паралелно во однос на линеарната водилка. Ова паралелно прицврстување исто така беше реализирано со помош на микрометар. Во продолжение, доколку X и Y оските на раката не се идеално асемблирани



(a)



(б)

Слика 8.20: Прицврстување на линеарна водилка (a) и топчесто навојно вретено (б) за модулот за линеарно движење. Прицврстувањето е направено така што водилката ќе биде паралелна со алуминиумскиот профил, а вретеното ќе биде паралелно со водилката. Паралелноста е потврдена со помош на мерен инструмент микрометар.

под агол од 90° тогаш извршниот елемент на раката нема да се движи по идеално права линија. За таа цел, при прицврстување на секоја од оските беше обрнато особено внимание истите да се прицврстат заемно нормално едни на други, како што е прикажано на слика 8.21. Оваа постапка најмногу зависеше од тоа екструдираниот алуминиумски профили да бидат прецизно исечени под прав агол, постапка којашто беше прецизно извршена уште при набавка на истите. На крајот, при прицврстување на X и Y оската беше битно да се потврди дека целото прицврстување било направено прецизно по однос на дуалната Y оска. За таа цел, обете линеарни водилки на дуалната Y оска беа измерени при различни точки од нивната должина со цел да се потврди заемна паралелност. Овој пристап беше реализиран со помош на долг шублер и истиот е илустриран на слика 8.22. Резултатите од асемблирањето на X, Y и Z оска се прикажани на слика 8.23.

8.2 Резултати

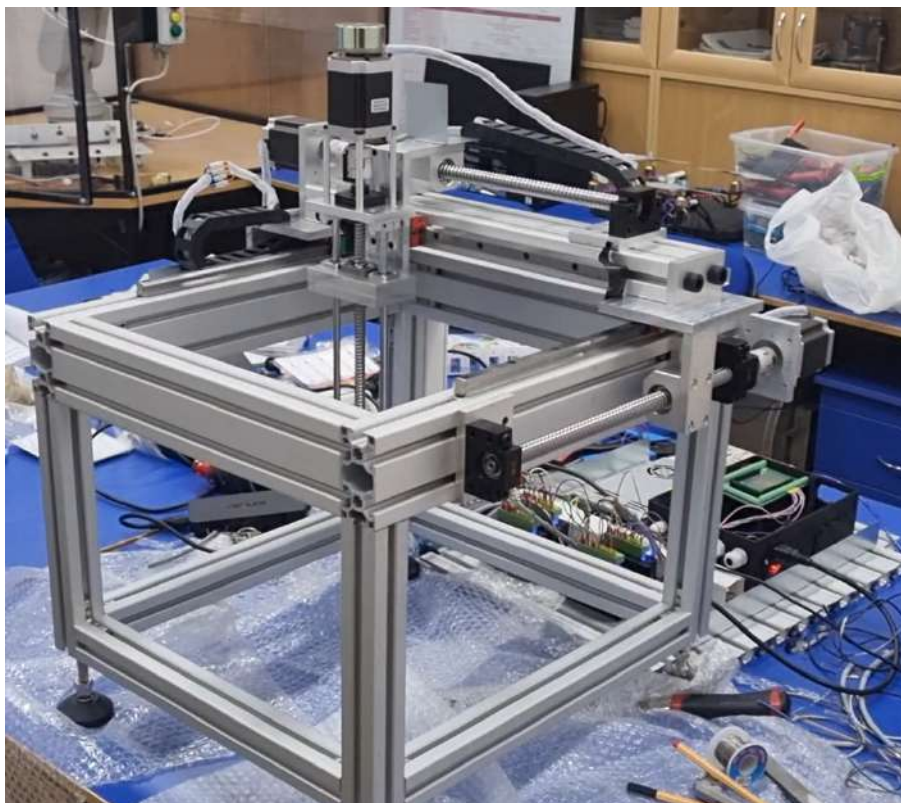
Со помош на експерименталната платформа, претставена во поглавје 8.1, беше спроведен експеримент врз изработениот сензор претставен во глава 6. Сензорот беше тестиран за целиот опсег од $[0^\circ, 360^\circ]$ со чекор од $0,25^\circ$, при растојание помеѓу роторот и статорот од $d_{exp} = 0,5mm$. Измерените сигнали од двата осцилатора на сензорот беа земени од потенцијалот Vout1, претставен на слика 6.6, и истите беа мерени со осцилоскоп преку елиминација на еднонасочниот хармоник (AC coupling). Причината поради која излезните сигнали не беа мерени од потенцијалот Vout1(b) е бидејќи сигналот претрпуваше



Слика 8.21: Прицврстување на X и Y оска под идеално прав агол со цел да се постигне прецизно движење кај роботската рака.



Слика 8.22: Проверка на паралелност помеѓу линеарните водилки на дуалната Y оска од роботската рака.

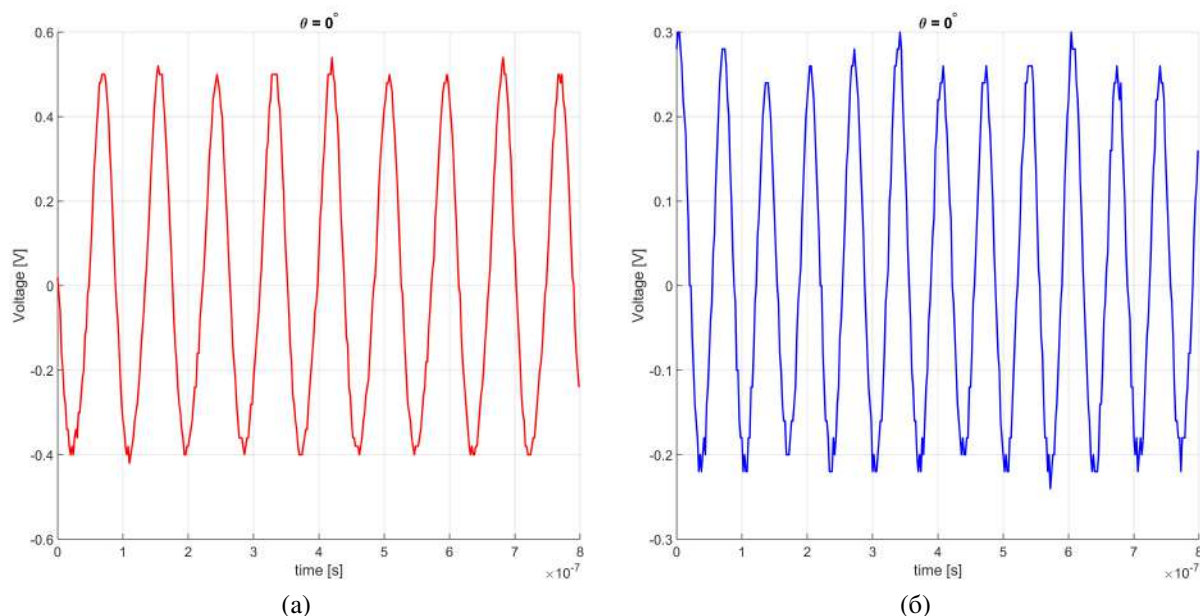


Слика 8.23: Роботска рака со асемблирани X, Y и Z оска.

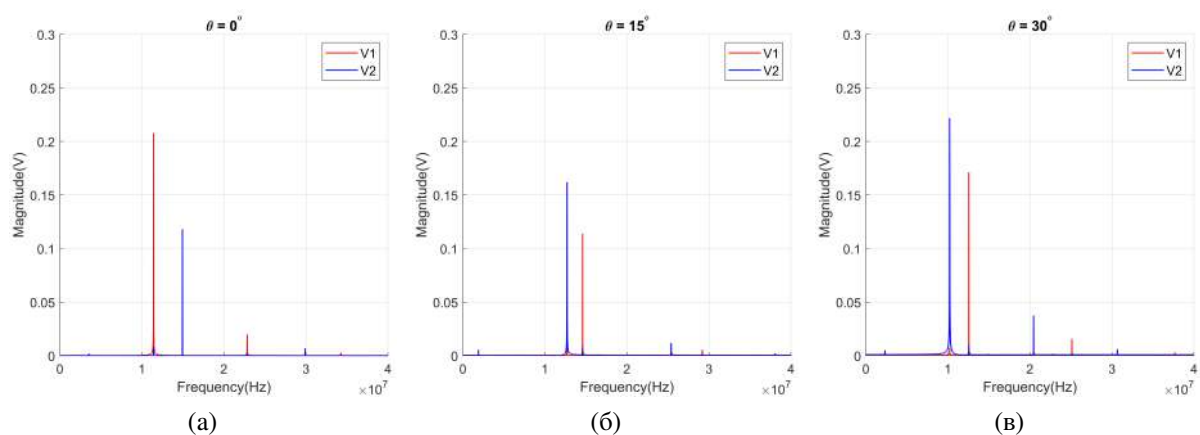
драстична хармониска дисторзија како резултат на интринзичните карактеристики на транзисторот Q2. Излезните сигнали на двата осцилатора беа измерени во случај кога и двата осцилатора се истовремено вклучени, така што се овозможи да постои заемна спрега помеѓу истите.

На слика 8.24 се прикажани излезните временски сигнали на двата осцилатора од сензорот, измерени преку потенцијалот Vout1 при аголна позиција од 0° . Од сликата може да се забележи дека сигналите имаат очигледно осцилаторна природа така што се потврдува постоењето на самоодржливи осцилации. Во продолжение, на слика 8.25 се прикажани излезните сигнали на двата осцилатори во фреквенциски домен при различни аголни позиции. Од сликата може да се потврди дека постојат дополнителни хармоници во сигналите, поради нелинеарната природа на осцилаторното електрично коло, и истовремено може да се воочи дека главниот хармоник на секој од осцилаторите претрпува промена во неговата фреквенција и амплитуда во зависност од промената на аголната позиција. Од сликата исто така може да се забележи дека главниот хармоник на секој од осцилаторите предизвикува ист таков хармоник кај спротивниот осцилатор, така што ја потврдува заемната спрега помеѓу двата осцилатора.

На слика 8.26 е прикажана фреквенцијата од главниот хармоник на излезните сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција на сензорот. Од сликата може да се воочи дека, и покрај тоа што електричните кола на двата осцилатора беа проектирани идентично, сепак излезните фреквенциски сигнали имаат различна амплитуда и поместување. Според тоа, од сликата може да се заклучи дека фреквенциските сигнали се разликуваат од резултатите од симулацијата прикажани на слика 7.5. Како главна причина

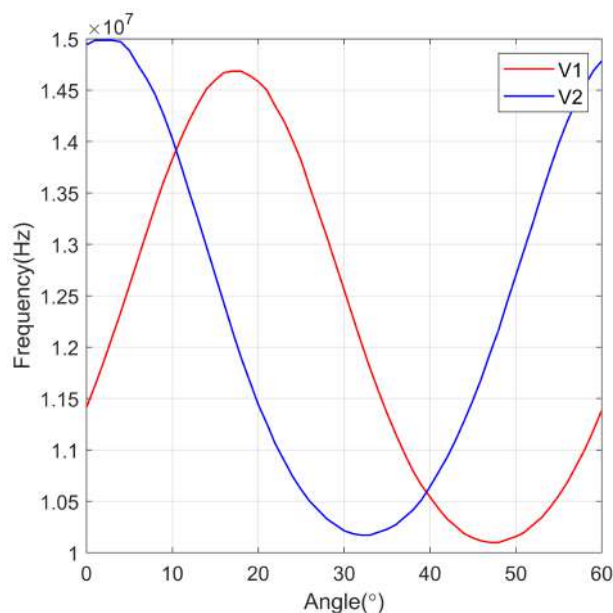


Слика 8.24: Излезни временски сигнали на двата осцилатора од сензорот измерени од потенцијалот Vout1, прикажан на слика 6.6. Со црвена боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L1-L3 (а), а со сина боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L2-L4 (б). Сигналите се измерени при аголна позиција од 0° .



Слика 8.25: Излезни сигнали на двата осцилатора од сензорот измерени од потенцијалот Vout1, прикажан на слика 6.6, изразени во фреквенциски домен. Со црвена боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажан излезниот сигнал од осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. Сигналите се измерени при аголна позиција од: 0° (а), 15° (б), 30° (в).

за разноликоста помеѓу сигналите на двата осцилатора може да се спомене променливите фабрички карактеристики на дискретните електронски компоненти кои се искористуваат во електричното коло на сензорот. За таа цел, за да може да се искористат овие фреквенциски сигнали со цел и да се добие измерена аголна позиција, во глава 10 е реализирана нормализација на истите.



Слика 8.26: Фреквенција од главниот хармоник на излезните сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4.

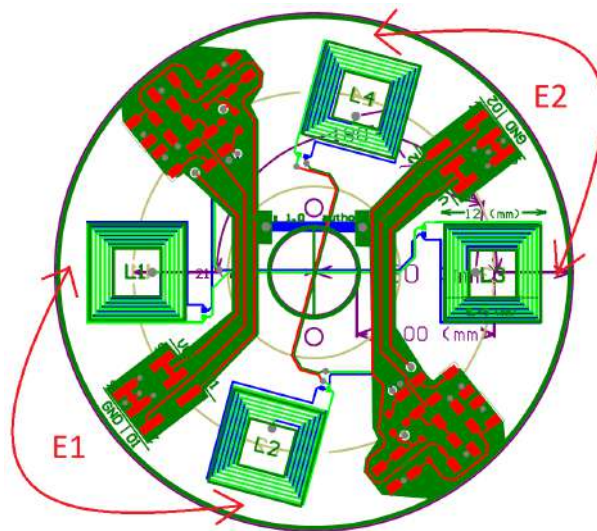
Глава 9

Заемни фазни интеракции помеѓу електричните осцилатори на сензорот

Во глава 2 беше спомнато дека е возможно да се појават заемни фазни интеракции помеѓу електричните осцилатори кои се дел од предвидениот сензор за мерење на аголна позиција. Имено, во рамките на LC резонантните кола на секој од осцилаторите фигурира калем кој генерира магнетно поле. Поради непосредноста на калемите од двата осцилатора, ова генерирано магнетно поле може да индуцира струи во калемот на другиот електричен осцилатор. На ист начин, генерираното магнетно поле од страна на другиот калем може да индуцира струи во првиот. Со оглед на фактот дека двата електрични осцилатори се автономни, оваа заемна магнетна спрега може да резултира со појава на заемни фазни интеракции [135]. Како резултат на овие заемни фазни интеракции, во случаи кога фреквенциите на двата осцилатора се релативно блиски, може да дојде до заемно привлекување (mutual pulling) или заемна стагнација (mutual locking) на фреквенциите. Како резултат на тоа, заемното привлекување на фреквенциите може да резултира со различна фреквенција на осцилации во однос на таа што осцилаторите треба да ја имаат при конкретната аголна позиција. Од друга страна, заемната стагнација или уште попозната како синхронизација, може да резултира со константна фреквенција на осцилации кај двата осцилатори за определен опсег на аголни позиции. Без оглед на тоа која од овие две појави може да се јави кај сензорот, и во двата случаи може да се заклучи дека овие појави ќе имаат влијание врз точната аголна позиција. Ова е резултат на фактот што измерената аголна позиција зависи од фреквенцијата на осцилации кај двата осцилатора, а при тоа заемните фазни интеракции влијаат врз оваа фреквенција на осцилации.

На слика 9.1 е илустриран пример за тоа како може калемите на сензорот да стапат во заемна електромагнетна спрега. Иако парцијалните калеми на секој од калемите се намотани во спротивна насока, поради асиметричната поставеност помеѓу калемите ќе се појави асиметричен интензитет на индуцирани струи во секој од парцијалните калеми. Поради тоа, оваа асиметричност во индуцираните струи ќе резултира со конечен ненулев резултантен интензитет на индуцирана струја која е последица на заемната електромагнетна спрега. Според тоа, оваа заемна електромагнетна спрега помеѓу осцилаторите може да резултира со појава на заемни фазни интеракции и при тоа истите може да влијаат врз измерената аголна позиција. За таа цел, во оваа глава ќе се обрне внимание на дефинирање на модел кој ќе ги опише овие фазни интеракции, а при тоа ќе се претстави и метода за идентификација која ќе може да ги идентификува точните параметри на моделот за изме-

рени експериментални резултати. На овој начин ќе може точно да се утврди интензитетот на фазните интеракции и како тие влијаат врз измерената аголна позиција.



Слика 9.1: Илустрација на заемна електромагнетна спрега која постои помеѓу калемите кои се дел од електричното коло на сензорот. Калемот кој е составен од парцијалните калеми L_2 и L_4 е во заемна електромагнетна интеракција со калемот кој е составен од парцијалните калеми L_1 и L_3 .

Според тоа, во оваа глава е претставен модел со чија помош ќе се моделира појавата на заемни фазни интеракции помеѓу осцилаторите на сензорот. Во продолжение, претставена е метода за идентификација со чија помош ќе се овозможи идентификација на параметрите на поставениот модел. На крај, се претставува применетиот модел кај сензорот заедно со спроведената идентификација на моделот која се реализира со помош на измерените сигнали од сензорот. Резултатите од оваа постапка се илустрирани и елаборирани.

9.1 Модел на два заемно спрегнати автономни осцилатори

Во ова поглавје ќе биде дефиниран моделот со чија помош ќе може да се моделираат заемните фазни интеракции помеѓу осцилаторите. Изведениот модел ќе биде генерализиран за осцилатори од M -ти ред, но истиот ќе може да се примени и за конкретните осцилатори кои се дел од сензорот. Со оглед на фактот дека електричните осцилатори на сензорот се претставени со помош на Колпицов осцилатор, според теоријата на нелинеарни системи истите може да се опишат со помош на стабилен граничен круг и за таа цел дефинирањето на моделот ќе започне од тука. Имено, еден од овие осцилатори може да се опише со помош на општ M -димензионален дисипативен автономен систем од обични диференцијални равенки како [135]

$$\frac{dx}{dt} = f(x), \quad (9.1)$$

каде $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_M)$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}) = (f_1(\mathbf{x}), \dots, f_M(\mathbf{x}))$, $M \geq 2$ и M го претставува редот на системот. Со оглед на фактот дека сензорот се состои од само два осцилатора, заемните фазни интеракции помеѓу истите може да се опишат со помош на два вакви системи. Системот обични диференцијални равенка претставен во равенка (9.1) се однесува на осцилатор, па според тоа за истиот ќе земеме дека има стабилно периодично решение $\mathbf{x}_0(t) = \mathbf{x}_0(t+T_0)$. Во просторот на состојби ова решение претставува изолирана затворена траекторија која дејствува како атрактор и во теоријата на нелинеарни системи уште се вика стабилен граничен круг. Точката во фазниот простор која се движи по оваа затворена траекторија ги опишува самоодржливите осцилации на системот. Наместо преку системот обични диференцијални равенки, ова движење на точката во просторот на состојби уште може да се опише преку фазата $\phi(\mathbf{x})$ која точно ја определува нејзината местоположба во просторот на состојби и при тоа монотонно расте во насоката на движењето со периода од 2π . Дополнително ќе се земе дека фазата расте униформно во однос на времето така што ќе биде задоволено

$$\frac{d\phi(\mathbf{x})}{dt} = \omega_0, \quad (9.2)$$

каде ω_0 е фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Со оглед на тоа дека фазата е диференцијабилна функција во однос на променливите $\mathbf{x}$, нејзиниот извод во однос на времето може да се претстави како

$$\frac{d\phi(\mathbf{x})}{dt} = \sum_k \frac{\partial \phi}{\partial x_k} \frac{dx_k}{dt}, \quad (9.3)$$

каде што ако се искористи заедно со равенка 9.1 ќе се добие

$$\sum_k \frac{\partial \phi}{\partial x_k} f_k(\mathbf{x}) = \omega_0, \quad (9.4)$$

Гореизведените равенства за еден осцилатор може да се искористат за да се изведе моделот на два заемно спрегнати осцилатори. Имено, според равенка 9.1 за осцилаторите ќе важи

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}^{(1)}}{dt} &= \mathbf{f}^{(1)} + \varepsilon \mathbf{p}^{(1)}(\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}), \\ \frac{d\mathbf{x}^{(2)}}{dt} &= \mathbf{f}^{(2)} + \varepsilon \mathbf{p}^{(2)}(\mathbf{x}^{(2)}, \mathbf{x}^{(1)}), \end{aligned} \quad (9.5)$$

каде $\mathbf{p}^{(1)}$ и $\mathbf{p}^{(2)}$ ја претставуваат силата на влијание за секој од осцилаторите предизвикана од спротивниот осцилатор, а нејзиниот интензитет е пропорционален на ε . Според (9.5), секоја од равенките индивидуално го опишува секој од осцилаторите соодветно. Според тоа, треба да се земе предвид дека осцилаторите можат да бидат од различен ред и силите на влијание може да бидат асиметрични. Тоа значи дека еден од осцилаторите може да има поголемо влијание во однос на другиот. Во случај на отсуство на заемна спрега ε секој од системите има стабилен граничен круг и осцилира со фреквенции ω_1 и ω_2 . Оттука според равенка (9.2) може да се претстави фазната динамика на секој од системите кога се наоѓаат на граничниот круг, или во негова близина, како

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \omega_1, \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= \omega_2, \end{aligned} \quad (9.6)$$

каде ќе се земе дека соодносот на фреквенциите ω_1 и ω_2 не е рационален број односно, во случај на отсуство на заемна спрега, заемното движење во фазен простор е квазипериодично. Оваа претпоставка се зема предвид со цел да се избегне ситуација каде фреквенциите на осцилаторите покажуваат заемна синхронизација, но спрегата не е присутна. Доколку се земе предвид заемната спрега помеѓу двата осцилатора и при тоа се искористи равенка (9.3) така што во неа се замени (9.5) и при тоа се имплементира (9.4), за секој осцилатор соодветно, тогаш за фазите на секој од спрегнатите осцилатори ќе се добие:

$$\begin{aligned}\frac{d\phi_1(\mathbf{x}^{(1)})}{dt} &= \sum_k \frac{\partial \phi_1}{\partial x_k^{(1)}} (f_k^{(1)}(\mathbf{x}^{(1)}) + \varepsilon p_k^{(1)}(\mathbf{x}^{(1)}, t)) = \omega_1 + \varepsilon \sum_k \frac{\partial \phi_1}{\partial x_k^{(1)}} p_k^{(1)}(\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}), \\ \frac{d\phi_1(\mathbf{x}^{(2)})}{dt} &= \sum_k \frac{\partial \phi_2}{\partial x_k^{(2)}} (f_k^{(2)}(\mathbf{x}^{(2)}) + \varepsilon p_k^{(2)}(\mathbf{x}^{(2)}, t)) = \omega_2 + \varepsilon \sum_k \frac{\partial \phi_2}{\partial x_k^{(2)}} p_k^{(2)}(\mathbf{x}^{(2)}, \mathbf{x}^{(1)})\end{aligned}\quad (9.7)$$

Под претпоставка дека заемната спрега е значително помала во однос на оригиналната амплитуда на осцилации, за секој од осцилаторите може да се претпостави дека пертурбациите на амплитудата ќе бидат исто така мали. Според тоа, може да се земе дека променливите $\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}$ имаат сосема мали девијации во однос на граничниот круг $\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)}$ така што за равенка (9.7) може да се земе дека

$$\begin{aligned}\frac{d\phi_1(\mathbf{x}^{(1)})}{dt} &= \omega_1 + \varepsilon \sum_k \frac{\partial \phi_1(\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)})}{\partial x_k^{(1)}} p_k^{(1)}(\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)}), \\ \frac{d\phi_1(\mathbf{x}^{(2)})}{dt} &= \omega_2 + \varepsilon \sum_k \frac{\partial \phi_2(\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)})}{\partial x_k^{(2)}} p_k^{(2)}(\mathbf{x}_0^{(2)}, \mathbf{x}_0^{(1)}).\end{aligned}\quad (9.8)$$

Според тоа, состојбените променливи $\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}$ еднозначно ги определуваат фазите ϕ_1, ϕ_2 така што равенка (9.8) може да се претстави во затворена форма како

$$\begin{aligned}\frac{d\phi_1}{dt} &= \omega_1 + \varepsilon Q_1(\phi_1, \phi_2) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= \omega_2 + \varepsilon Q_2(\phi_2, \phi_1)\end{aligned}\quad (9.9)$$

каде

$$\begin{aligned}Q_1(\phi_1, \phi_2) &= \sum_k \frac{\partial \phi_1(\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)})}{\partial x_k^{(1)}} p_k^{(1)}(\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)}), \\ Q_2(\phi_2, \phi_1) &= \sum_k \frac{\partial \phi_2(\mathbf{x}_0^{(1)}, \mathbf{x}_0^{(2)})}{\partial x_k^{(2)}} p_k^{(2)}(\mathbf{x}_0^{(2)}, \mathbf{x}_0^{(1)}),\end{aligned}\quad (9.10)$$

Оттука, функциите Q_1, Q_2 се нарекуваат функции на спрега и истите се периодични со 2π периода во однос на променливите ϕ_1, ϕ_2 или T_1, T_2 периода во однос на временската променлива t . Од периодичноста на овие функции може да се заклучи дека тие можат да бидат разложени со помош на Фуриев ред како

$$\begin{aligned}Q_1(\phi_1, \phi_2) &= \sum_{k,l} a_1^{k,l} e^{ik\phi_1 + il\phi_2}, \\ Q_2(\phi_2, \phi_1) &= \sum_{k,l} a_2^{l,k} e^{il\phi_2 + ik\phi_1},\end{aligned}\quad (9.11)$$

и на тој начин да се добие конечен модел за два заемно спрегнати автономни осцилатори кој може да се изрази како

$$\begin{aligned}\frac{d\phi_1}{dt} &= \omega_1 + \sum_{k,l} a_1^{k,l} e^{ik\phi_1 + il\phi_2}, \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= \omega_2 + \sum_{k,l} a_2^{l,k} e^{il\phi_2 + ik\phi_1}.\end{aligned}\tag{9.12}$$

Под претпоставка дека заедната спрега е доволна мала за да предизвика значителни девијации во однос на граничниот круг, за секој од двата осцилатора, овој модел целосно ја опфаќа фазната динамика на два заемно спрегнати осцилатори. Соодветно на тоа, доколку се примени низа апроксимации преку усреднување на високите хармоници во однос на динамиката на фазата, во случаи кога важи $\omega_1 \approx \omega_2$ може да се изведат аналитички изрази кои го опишуваат регионот на синхронизација и ефектот на заемно привлекување [135]. Според тоа, овој модел понатамошно ќе се искористи со цел да се моделираат фазните интеракции помеѓу двата осцилатора на сензорот со цел да може да се утврди нивното влијание врз измерената вредност.

9.2 Идентификација на параметрите на моделот

Моделот прикажан во равенка (9.12) може да се искористи за да се моделираат фазните интеракции помеѓу двата осцилатора на сензорот. Со цел да може да се постигне тоа, потребно е да се идентификуваат непознатите параметри на моделот со помош на набљудуваните податоци кои ќе бидат експериментално измерени. Имено, за да може да се моделира фазната динамика на двата спрегнати осцилатори потребно е да се измери нивниот излезен сигнал за соодветен временски опсег, а потоа да се искористи истиот со цел да се определат непознатите параметри на моделот (9.12). Во овој случај, непознатите параметри ќе бидат $\omega_{1,2}$ и $a_{1,2}^{k,l}$, а променливите $\phi_{1,2}$, $d\phi_{1,2}/dt$ ќе се пресметаат врз основа на набљудуваните податоци. На тој начин, познавајќи ги вредностите за влезната променлива $\phi_{1,2}$ и излезната променлива $d\phi_{1,2}/dt$, може да се искористи моделот со цел да се идентификуваат непознатите параметри. Една од често користените методи за идентификација на заедни фазни интеракции помеѓу осцилаторни системи беше претставена во глава 2 под името динамичка Баесова инференција [158–160]. Поради нејзината широка применливост во оваа област, истата ќе биде применета и во рамките на ова истражување.

Методата на динамичката Баесова инференција ја применува Баесовата теорема. Иако Баесовата теорема најчесто во литературата се применува за определување на веројатноста да се случи дискретен настан, изразен преку дискретна случајна променлива, во овој случај истата ќе се примени за континуални случајни променливи кои се опишуваат со функции на густина на веројатност. Како резултат на тоа, Баесовата теорема во оваа примена може да се опише како [157, 166]

$$p_{\mathcal{X}}(\mathcal{M} \mid \mathcal{X}) = \frac{\ell(\mathcal{X} \mid \mathcal{M}) p_{\text{prior}}(\mathcal{M})}{\int \ell(\mathcal{X} \mid \mathcal{M}) p_{\text{prior}}(\mathcal{M}) d\mathcal{M}}.\tag{9.13}$$

каде $p_{\mathcal{X}}(\mathcal{M} \mid \mathcal{X})$ ја претставува пресметаната густина на веројатност за параметрите на моделот $\mathcal{M}$ врз основа на набљудуваните податоци $\mathcal{X}$, $\ell(\mathcal{X} \mid \mathcal{M})$ е функција на подобност која

ја дава веројатноста да се добијат набљудуваните излезни податоци за дадени параметри на моделот $\mathcal{M}$, $p_{prior}(\mathcal{M})$ е априори густина на веројатност на параметрите на моделот, а изразот $\int \ell(\mathcal{X} | \mathcal{M}) p_{prior}(\mathcal{M}) d\mathcal{M}$ ја дава веројатноста да се добијат набљудуваните излезни податоци без оглед на параметрите на моделот. Оттука, идејата на динамичка Баесова инференција е да се искористи достапната информација од набљудуваните податоци $\mathcal{X}$ и врз основа на априори веројатноста за параметрите на моделот $\mathcal{M}$ да се најдат истите.

Методата на динамичката Баесова инференција била развиена со цел да може да идентификува модел на два (или повеќе) заемно слабо спрегнати системи кои подлежат на шум. Според тоа, моделот на овие спрегнати системи може да се претстави слично како тој во равенка (9.5) така што дополнително ќе се додаде шумот и истиот ќе биде

$$\dot{\chi}_i = \mathbf{f}(\chi_i, \chi_j | \mathbf{c}) + \sqrt{\mathbf{E}} \boldsymbol{\xi}_i, \quad (9.14)$$

каде за два система ќе важи $i \neq j = 1, 2$, а $\mathbf{f}(\chi_i, \chi_j | \mathbf{c})$ е вектор од функции кои ја претставуваат интерната динамика и спрегнатата динамика помеѓу системите. Векторот $\mathbf{c}$ ги претставува параметрите на моделот на системот. Динамичкиот шум, на кој подлежи системот, се претпоставува дека е повеќевеличински бел Гаусов шум параметризиран преку матрицата на дифузија на шум $\mathbf{E}$. Во случај на два система, за шумот треба да важи $(\mathbf{E}_{2 \times 2}) : \langle \xi_i(t) \xi_j(\tau) \rangle = \delta(t - \tau) E_{ij}$. Изразот $\sqrt{\mathbf{E}}$ ја претставува Чолески декомпозицијата на матрицата $\mathbf{E}$ така што треба да важи $\mathbf{H} \mathbf{H}^T = \mathbf{E}$, односно $\sqrt{\mathbf{E}} \equiv \mathbf{H}$.

Моделот претставен во равенка (9.14) е генерализиран и истиот е претставен во просторот на состојби. Доколку би сакале методата да ја примениме за моделот прикажан во равенка (9.12), тогаш во овој случај неговата генерализирана форма претставена во просторот на фази би била

$$\dot{\phi}_i = \sum_{k=-K}^K \mathbf{c}_k^{(i)} \phi_{i,k}(\phi_i, \phi_j) + \sqrt{\mathbf{E}} \boldsymbol{\xi}_i, \quad (9.15)$$

каде во случај на два система ќе важи $\phi_{1,0} = \phi_{2,0} = 1$, параметарот $\mathbf{c}_0^{(i)} = \omega_i$ ги претставува соодветните фреквенции на самоодржливи осцилации, а останатите изрази составени од $\phi_{i,k}$ и $\mathbf{c}_k^{(i)}$ ги претставуваат најзначајните K Фуријеви компоненти кои понатаму ќе се нарекуваат базни функции.

Во овој случај, методата на динамичка Баесова инференција ќе биде претставена за моделот од равенка (9.14) изразен во просторот на состојби, но истиот пристап може да се примени и за моделот од равенка (9.15) изразен во просторот на фази. Доколку се земе предвид дека се работи за два заемно спрегнати системи чија временската низа $\mathcal{X} = \{\chi_n \equiv \chi(t_n)\}$ има димензии $2 \times N$ и истата е достапна, и при тоа базните функции за моделот се познати, главната задача на динамичка Баесова инференција е да ги определи параметрите на моделот на системот и матрицата на дифузија каде $\mathcal{M} = \{\mathbf{c}, \mathbf{E}\}$. Во овој случај времето t_n е еквидистантно и за него важи $t_n = nh$, каде n е редниот број на набљудуваната точка во временската низа, а h е времето на одбирање. Проблемот кој го решава методата на динамичка Баесова инференција е да ја максимизира веројатноста $p_{\mathcal{X}}(\mathcal{M} | \mathcal{X})$ за определени параметри $\mathcal{M}$ преку набљудуваните податоци $\mathcal{X}$. Сето ова се реализира преку релацијата за Баесова теорема дадена во равенка (9.13). Според тоа, доколку се претпостави дека априори веројатноста $p_{prior}(\mathcal{M})$ е позната, за да се примени динамичка Баесова инференција потребно е да се определи функцијата на

подобност $\ell(\mathcal{X} \mid \mathcal{M})$ со цел да се најде конечниот резултат кој претставува максимизација од $p_{\mathcal{X}}(\mathcal{M} \mid \mathcal{X})$.

За да би можело да се конструира функцијата на подобност $\ell(\mathcal{X} \mid \mathcal{M})$ ќе се претпостави дека времето на одбирање h е доволно мало така што може да се примени Ојлеровата метода за нумеричка конструкција на системот (9.14) претставена како

$$\chi_{i,n+1} = \chi_{i,n} + h \mathbf{f}(\chi_{i,n}^*, \chi_{j,n}^* \mid \mathbf{c}) + h\sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{z}_n, \quad (9.16)$$

каде $\chi_{\cdot,n}^* = (\chi_{\cdot,n+1} + \chi_{\cdot,n})/2$, а $\mathbf{z}_n$ е стохастички интеграл на изразот за шумот интегриран за време од (t_n, t_{n+1}) така што $\mathbf{z}_n \equiv \int_{t_n}^{t_{n+1}} \mathbf{z}(t) dt = \sqrt{h}\mathbf{H}$ каде $\mathbf{H}$ е матрицата којашто ја задоволува декомпозицијата на Чолески, односно $\mathbf{H}\mathbf{H}^T = \mathbf{E}$. Во овој случај, параметрите на моделот $\mathbf{c}$ се однесуваат како скалирачки коефициенти за базните функции $\mathbf{P}(\chi_i, \chi_j)$ со чија помош може да се изрази векторот од функции $\mathbf{f}(\chi_i, \chi_j \mid \mathbf{c})$ како $\mathbf{f}(\chi_i, \chi_j \mid \mathbf{c}) = \mathbf{c}\mathbf{P}(\chi_i, \chi_j)$. Во овој случај, определувањето на векторот на базни функции $\mathbf{P}(\chi_i, \chi_j)$ зависи од моделот на системот и мора да биде конструиран на таков начин така што векторот од функции $\mathbf{f}(\chi_i, \chi_j \mid \mathbf{c})$ може линеарно да се изрази со помош на параметрите $\mathbf{c}$.

Со примената на стохастичкиот интеграл на шумот, за кој се претпоставува дека се работи за независен бел шум, функцијата на подобност може да се определи како

$$\mathcal{L}(\mathcal{X} \mid \mathcal{M}) = \prod_{n=0}^{N-1} p(\chi_{n+1} \mid \chi_n, \mathcal{M}) \quad (9.17)$$

каде $p(\chi_{n+1} \mid \chi_n, \mathcal{M})$ е веројатноста да се набљудува податокот χ_{n+1} за параметри $\mathcal{M}$ доколку претходниот набљудуван податок бил χ_n . Врз основа на тоа, за да може да се прикаже во покомпактна форма, ќе се изрази негативниот природен логаритам од функцијата на подобност така што ќе важи $S = -\ln \mathcal{L}(\mathcal{X} \mid \mathcal{M})$ и истиот е изразен како

$$S = \frac{N}{2} \ln|\mathbf{E}| + \frac{h}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{c} \frac{\partial \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n})}{\partial \chi} + [\dot{\chi}_n - \mathbf{c} \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n}^*)]^T \mathbf{E}^{-1} [\dot{\chi}_n - \mathbf{c} \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n}^*)] \right), \quad (9.18)$$

каде $\dot{\chi}_n = (\chi_{n+1} - \chi_n)/h$, а точката во индексот на $\chi_{\cdot,n}$ го претставува соодветниот i, j индекс. Функцијата на подобност претставува квадратна функција, па така ако априори веројатноста е повеќевеличинска Гаусова распределба, тогаш и апостериори веројатноста ќе биде исто така. Според тоа, за така дадена распределба за априори веројатноста на параметрите $\mathbf{c}$, со средна вредност $\bar{\mathbf{c}}$ и коваријансна матрица Σ_{prior} , конечната стационарна точка на S се пресметува итеративно со помош на следните четири чекори:

1. Пресметка на дифузионата матрица на шум $\mathbf{E}$

$$\mathbf{E} = \frac{h}{N} (\dot{\chi} - \mathbf{c} \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n}^*)) (\dot{\chi}_n - \mathbf{c} \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n}^*))^T. \quad (9.19)$$

2. Пресметка на концентрационата матрица Ξ , каде $\Xi_{prior} = \Sigma_{prior}^{-1}$

$$\Xi = \Xi_{prior} + h \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n}^*)^T \mathbf{E}^{-1} \mathbf{P}(\chi_{\cdot,n}^*). \quad (9.20)$$

3. Пресметка на помошна матрична променлива $\mathbf{r}$

$$\mathbf{r} = \Xi_{prior} \mathbf{c} + h \mathbf{P}(\mathbf{x}_{*,n}^*)^T \mathbf{E}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_n - \frac{h}{2} \frac{\partial \mathbf{P}(\mathbf{x}_{*,n}^*)}{\partial \mathbf{x}}. \quad (9.21)$$

4. Пресметка на параметрите на моделот $\mathbf{c}$

$$\mathbf{c} = \Xi^{-1} \mathbf{r} \quad (9.22)$$

каде алгоритмот во првата итерација започнува со иницијална априори веројатност која претставува неинформативна рамна Гаусова распределба според која важи $\Xi_{prior} = 0$ и $\mathbf{c} := \bar{\mathbf{c}}_{prior} = 0$. Во наредните итерации на алгоритмот за $\mathbf{c}$ се користат истите вредности пресметани во претходната итерација и за Ξ_{prior} се зема Ξ исто така од претходната итерација. На тој начин, со помош на горенаведените чекори и набљудуваните податоци $\mathcal{X}$ може да се определи повеќевеличинската Гаусова распределба $\mathcal{N}_{\mathcal{X}}(\mathbf{c} \mid \bar{\mathbf{c}}, \Xi)$ која ја претставува густината на веројатност на секој од параметрите на системот. На овој начин, алгоритмот итеративно ги пресметува параметрите сè додека истиот не конвергира, односно сè додека ново ажурираните вредности за $\mathbf{c}$ и Ξ не станат доволно мали во однос на претходните. За стопирање на алгоритмот може да се искористи условот $\sum (c_{old} - c_{new})^2 / c_{new}^2 < \epsilon$ каде ϵ претставува многу мала вредност.

9.3 Резултати

За да може да се анализира постоењето на фазни интеракции помеѓу осцилаторите на сензорот, потребно е најпрво да се постави модел на системот според кој ќе се реализира идентификацијата. Идентификацијата ќе биде реализирана со помош на методата на динамичка Баесова инференција, претставена во поглавје (9.2), а моделот кој ќе се искористи ќе биде општиот модел за два спрегнати автономни осцилатори претставен во равенка (9.12). Со оглед на фактот дека методата на динамичка Баесова инференција го зема предвид и присутниот динамички шум во сигналите, моделот од равенка (9.12) ќе биде соодветно надополнет според изразот (9.15). За таа цел, ќе биде изграден модел за два спрегнати автономни осцилатори, искористувајќи ја равенка (9.15), чии Фуријеви компоненти ќе бидат претставени од редот $b_n = 1$. Овој модел може да се претстави како

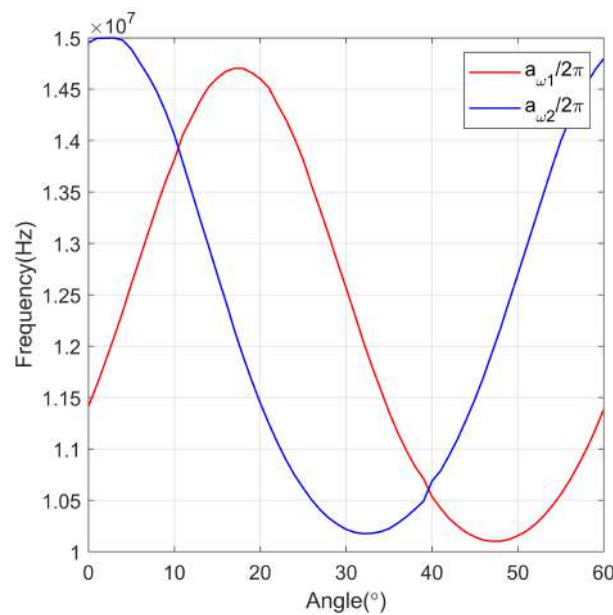
$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 &= a_{\omega 1}(\theta) + \sum_{i,j=1}^{2,2} a_{2i+j-2}(\theta) s_i(\phi_j) + \sum_{i,j=1}^{2,2} a_{2i+j+2}(\theta) s_i(\phi_1 + (-1)^j \phi_2) + \sqrt{\mathbf{E}} \boldsymbol{\xi}_1, \\ \dot{\phi}_2 &= a_{\omega 2}(\theta) + \sum_{i,j=1}^{2,2} a_{2i+j+6}(\theta) s_i(\phi_j) + \sum_{i,j=1}^{2,2} a_{2i+j+10}(\theta) s_i(\phi_1 + (-1)^j \phi_2) + \sqrt{\mathbf{E}} \boldsymbol{\xi}_2, \end{aligned} \quad (9.23)$$

каде $(s1(\cdot), s2(\cdot)) \equiv (\sin(\cdot), \cos(\cdot))$, $a_{\omega 1}(\theta)$ и $a_{\omega 2}(\theta)$ ги претставуваат кружните фреквенции на осцилации за соодветниот осцилатор, преостанатите $a_k(\theta)$ параметри го претставуваат соодветниот коефициент на секоја од Фуриевите компоненти, $\mathbf{E}$ ја претставува матрицата на дифузија на шум. Од моделот може да се забележи дека сите параметри $a_k(\theta)$ се претставени како функција од апсолутната позиција на роторот θ . Причината за ваквата претстава е зашто се очекува параметрите да бидат променливи во зависност од аголната позиција.

Ова очекување е оправдано со оглед на фактот дека осцилаторите осцилираат со променливи фреквенции во зависност од аголната позиција, а овие променливи фреквенции резултираат со променлив интензитет на заемна спрега помеѓу осцилаторите. Воедно, на слика 8.25 беше воочено дека амплитудите на излезните временски сигнали се менуваат во зависност од аголната позиција на сензорот. Со цел да се примени овој модел, најпрво е потребно да се добие временска низа од фазите (ϕ_1^* , ϕ_2^*) на осцилаторите преку нивните напонски сигнали (u_1^* , u_2^*). За да може да се реализира ова ќе биде применета метода која извршува трансформација на временски зависен излезен сигнал во временски зависна фаза со помош на Хилбертова трансформација. Методата може да се изрази преку обична трансформациона функција f_{trans} како

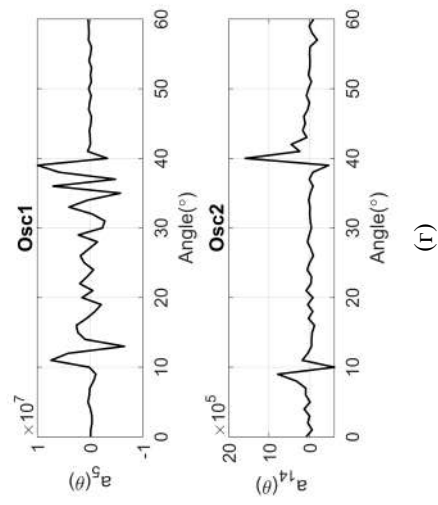
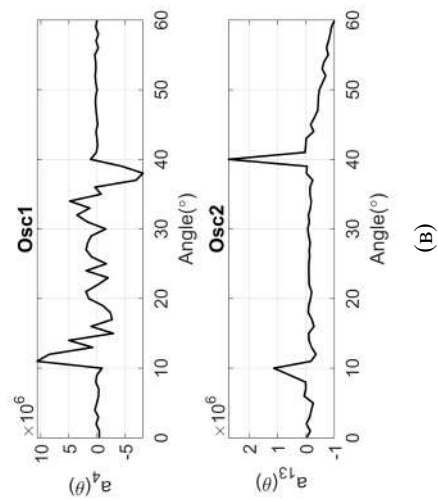
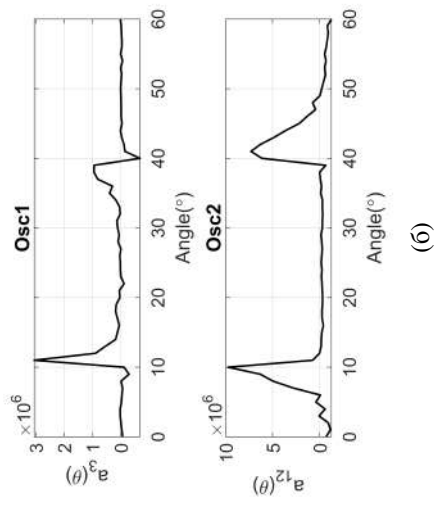
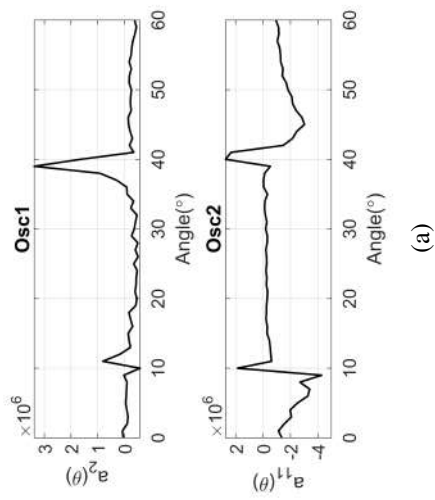
$$\phi_{1,2}^* = f_{trans}(u_{1,2}^*), \quad (9.24)$$

која ќе се реализира на секој од излезните временски сигнали на осцилаторите. За вака добиените временски фази, за секој од осцилаторите, се применува динамичка Баесова инференција со чија помош се добиваат коефициентите $a_{\omega}(\theta)$ и матрицата на дифузија на шум $\mathbf{E}$. Зависноста на секој од идентификуваните параметри $a_{\omega}(\theta)$ во зависност од аголната позиција на роторот е прикажана на сликите: 9.2, 9.3 и 9.4. На слика 9.2 може да

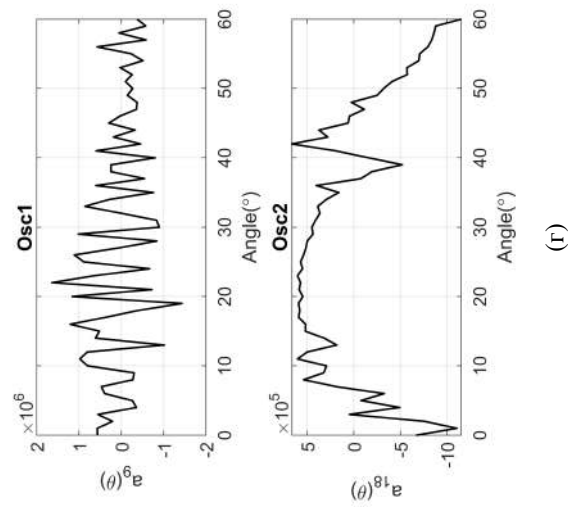
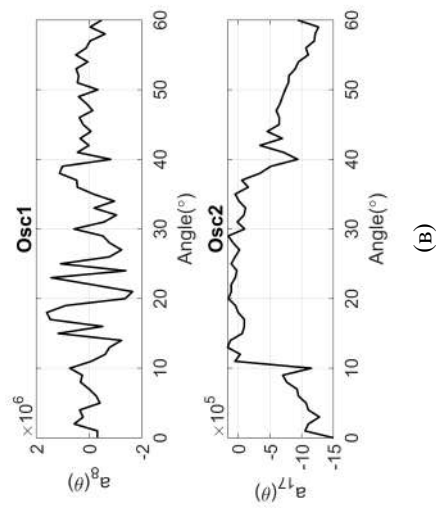
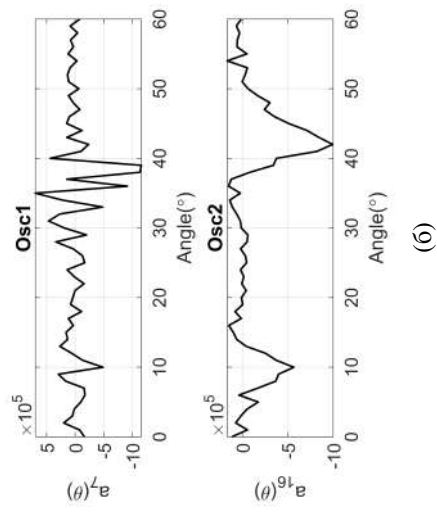
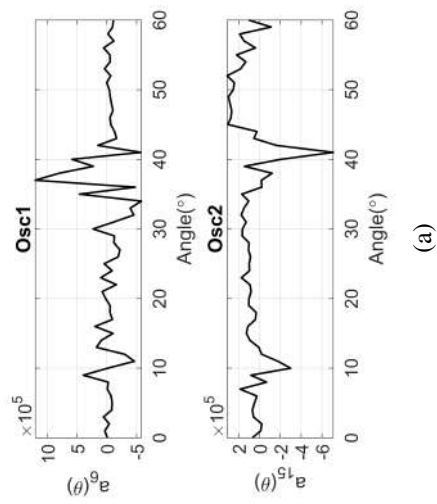


Слика 9.2: Идентификувани вредности за параметрите $a_{\omega 1}(\theta)$ и $a_{\omega 2}(\theta)$ во зависност од аголната позиција θ . Параметрите се идентификувани со помош на динамичка Баесова инференција и истите се скалирани за $1/2\pi$ за да се добие фреквенцијата на осцилации за секој од осцилаторите.

се забележи дека идентификуваните фреквенции на осцилации $a_{\omega 1}$ и $a_{\omega 2}$ имаат ист облик како првите хармоници од излезните фреквенциски сигнали на осцилаторите, прикажани на слика 8.26. Во овој случај при споредба на двата графика потребно е да се земе предвид скалирањето од 2π поради разликата помеѓу обичната фреквенција и кружната фреквенција. Понатаму, на сликите 9.3 и 9.4 може да се забележи дека коефициентите $a_{17}(\theta)$ и $a_{18}(\theta)$ се единствени кои претрпуваат промена во обликот во зависност од промената на аголната позиција. Овие коефициенти соодветствуваат на базните функции



Слика 9.3: Идентификувани вредности за параметрите $a_{1-4}(\theta)$ и $a_{11-14}(\theta)$. Параметрите се идентификувани со помош на динамичка Баесова инференција и истите се прикажани во следниот редослед: $a_1(\theta)$, $a_1 1(\theta)$ (а), $a_2(\theta)$, $a_{12}(\theta)$ (б), $a_3(\theta)$, $a_{13}(\theta)$ (в), $a_4(\theta)$, $a_{14}(\theta)$ (г).



Слика 9.4: Идентификувани вредности за параметрите $a_{5-8}(\theta)$ и $a_{15-18}(\theta)$. Параметрите се идентификувани со помош на динамичка Баесова инференција и истите се прикажани во следниот редослед: $a_5(\theta)$, $a_6(\theta)$, $a_{15}(\theta)$ (а), $a_6(\theta)$, $a_{16}(\theta)$, $a_{17}(\theta)$ (б), $a_8(\theta)$, $a_{18}(\theta)$ (г).

$a_{17}(\theta) \cos(\phi_1 - \phi_2)$ и $a_{18}(\theta) \sin(\phi_1 - \phi_2)$ за вториот осцилатор. Сепак, во сите графици од сликите може да се забележи драстична промена во коефициентите кога фреквенциите на двата осцилатора се наоѓаат во непосредна близина. Ова може да се примети преку значителни скокови во интензитетот на коефициентите во близина на аголни позиции од 10° и 40° . Очигледна дисторзија во фреквенциите на двата осцилатора може да се забележи и на слика 9.2 при аголни позиции во близина на 40° .

Глава 10

Анализа на резултатите

Во оваа глава претставена е анализа на резултатите од претходно изложената материја во рамките на оваа дисертација. Имено, претставена е анализа на резултатите од симулацијата на сензорот, анализа на резултатите од експерименталното тестирање на сензорот, а потоа направена е анализа врз експерименталните резултати по однос на присуството на фазни интеракции помеѓу осцилаторите. Од претставената анализа на резултатите ќе се увидат значајни карактеристики за сензорот како: опсег на грешката при мерење во зависност од аголната позиција и влијание на фазните интеракции врз грешката при мерење.

10.1 Анализа на резултатите од симулација

Како што беше спомнато во поглавје 7.4, излезните фреквенциски сигнали од симулираниот дигитален близнак на сензорот може да се искористат за да се пресмета измерената аголна позиција. На слика 7.5 може да се забележи дека овие сигнали имаат определена амплитуда и поместување. Со цел да може да се пресмета аголната позиција ќе биде направена нормализација на сигналите. За да може да се нормализираат сигналите, потребно е да се постави нивната амплитуда на единечна вредност и истовремено да се елиминира нивното поместување. За да се елиминира поместувањето на секој од сигналите ќе се естимира истото како

$$o_i = \frac{\max(f_i(\theta)) + \min(f_i(\theta))}{2}, \quad (10.1)$$

каде o_i е естимираното поместување и $f_i(\theta)$ е излезниот фреквенциски сигнал за осцилатор i . Во продолжение, со цел да се сведе амплитудата на единечна вредност, амплитудата на излезниот фреквенциски сигнал ќе се естимира како

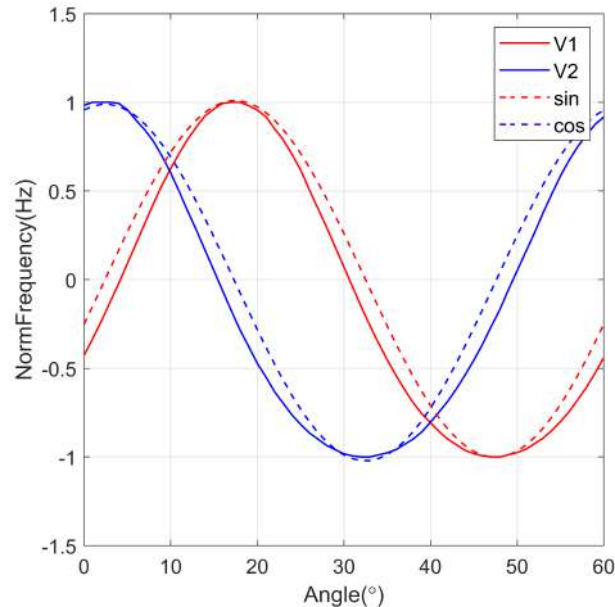
$$A_i = \frac{\max(f_i(\theta)) - \min(f_i(\theta))}{2}, \quad (10.2)$$

каде A_i е естимираната амплитуда. Според тоа нормализираниот излезен фреквенциски сигнал, за секој од осцилаторите, може да се пресмета како

$$e_i(\theta) = \frac{f_i(\theta) - o_i}{A_i}. \quad (10.3)$$

На слика 10.1 се претставени излезните фреквенциски сигнали на сензорот во нормализирана форма. На сликата, дополнително се исцртани идеалните синусни/косинусни

функции со цел да може да се направи споредба. Од сликата може да се забележи дека постојат отстапувања помеѓу излезните фреквенциски сигнали на сензорот и идеалната синусна/косинусна функција. Според тоа, како резултат на овие отстапувања се очекува дека ќе постои определена грешка во мерењето.

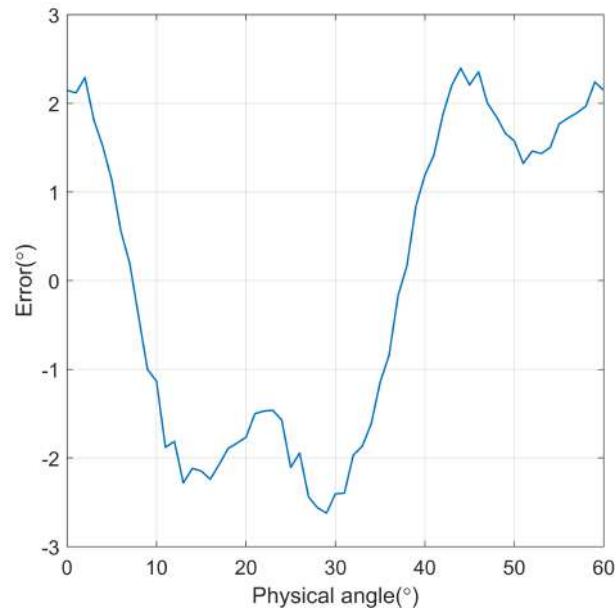


Слика 10.1: Фреквенција од главниот хармоник на симулираните излезни фреквенциски сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција, претставена во нормализирана форма. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. За споредба, со испрекинатата линија се прикажани соодветните идеални синусни/косинусни функции.

На слика 10.2 е претставена грешката во мерењето на сензорот во зависност од физичката аголна позиција на истиот. Од сликата може да се забележи дека грешката не е константна, односно истата се менува во зависност од аголната позиција. Ова е резултат на фактот што отстапувањата, прикажани на слика 10.1, исто така се променливи. Од сликата може да се забележи дека грешката во мерењето на сензорот се менува во опсегот $[-2,6^\circ, 2,3^\circ]$.

10.2 Анализа на експерименталните резултати

Како што беше спомнато во поглавје 8.2, излезните фреквенциски сигнали добиени од прототипот на сензорот може да се искористат за да се пресмета измерената аголна позиција. На слика 8.26 може да се забележи дека овие сигнали имаат различна амплитуда и поместување. Со цел да може да се пресмета аголната позиција ќе биде направена нормализација на сигналите. Нормализацијата на излезните фреквенциски сигнали ќе биде реализирана така што нивната амплитуда ќе се сведе на единечна вредност и нивното поместување ќе биде елиминирано. Ова ќе биде реализирано со помош на истата постапка претставена во поглавје 10.1. Искористувајќи ги равенките: (10.1), (10.2) и (10.3) може да се добие нормализирана форма на излезните фреквенциски сигнали каде истите се

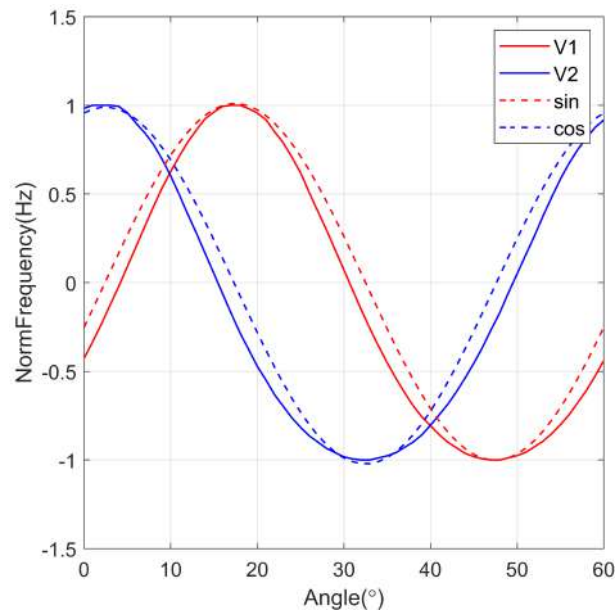


Слика 10.2: Грешка помеѓу физичка аголна позиција и измерена аголна позиција пресметана од резултатите од симулацијата на сензорот.

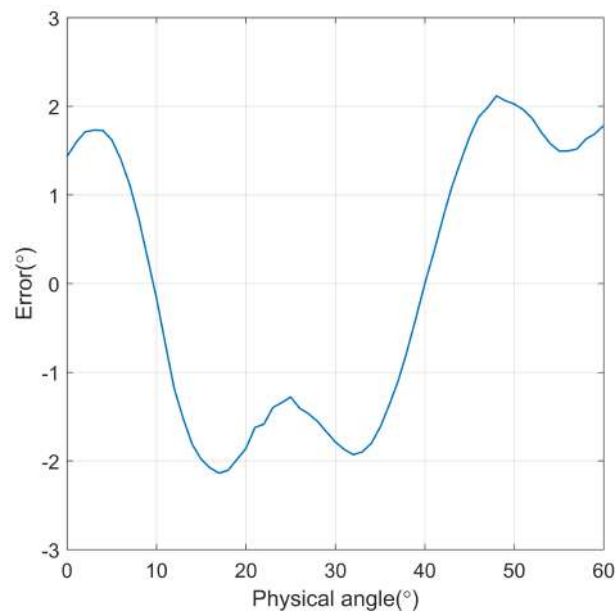
претставени на слика 10.3. Од сликата може да се забележи дека овие сигнали отстапуваат од идеалните синусни/косинусни функции. Ова отстапување се очекува да резултира со определена грешка во измерената аголна позиција. Имено, на слика 10.4 може да се воочи грешката на мерење помеѓу физичката аголна позиција и измерената аголна позиција од сензорот. Со оглед на фактот дека излезните фреквенциски сигнали не ја следат идеалната законитост на синусна/косинусна функција, грешката на мерење ќе зависи од ова отстапување. Од сликата може да се воочи дека грешката се менува во опсегот $[-2,14^\circ, 2,11^\circ]$ и според тоа за оваа работна верзија на сензорот може да се заклучи дека се добива точност од $\pm 2,14^\circ$.

10.3 Анализа на влијанието на заемните фазни интеракции

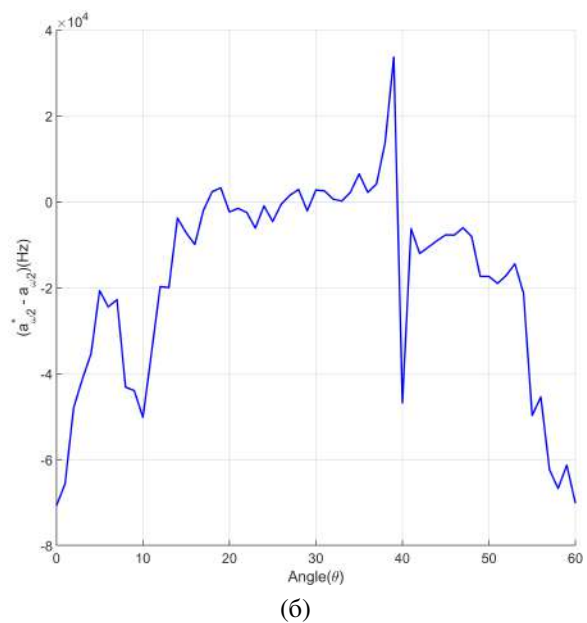
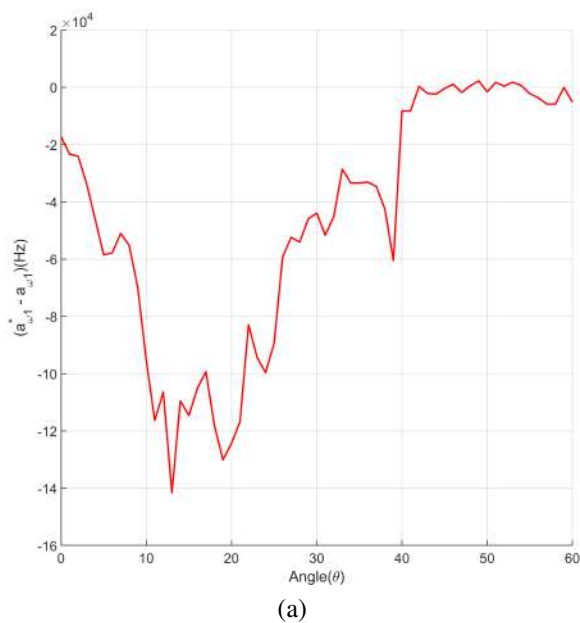
Со цел да може да се определи влијанието на фазните интеракции врз излезните фреквенциски сигнали и измерената позиција, експериментот беше дополнително спроведен така што беше оневозможена заемна спрега помеѓу автономните осцилатори. Ова беше реализирано на тој начин што експериментот беше спроведен двократно во случај кога само еден од осцилаторите беше вклучен. На овој начин може да се идентификуваат фреквенциите на осцилации $a_{\omega 1}^*(\theta)$ и $a_{\omega 2}^*(\theta)$ кога не постои заемна спрега, и истите да се споредат со фреквенциите на осцилации $a_{\omega 1}(\theta)$ и $a_{\omega 2}(\theta)$ кои се измерени кога спрегата е присутна. На слика 10.5 е претставена разликата помеѓу овие фреквенции во зависност од аголната позиција на сензорот. Од сликата може да се забележи дека секој од осцилаторите подлежи на промени во фреквенцијата во опсези од $[0kHz, -140kHz]$, за осцилатор 1, и $[-70kHz, 30kHz]$ за осцилатор 2. За да се добие претстава за тоа колку овие фазни интеракции влијаат врз измерената аголна позиција, на слика 10.6 е претставена грешката на



Слика 10.3: Фреквенција од главниот хармоник на излезните фреквенциски сигнали на осцилаторите во зависност од аголната позиција, претставена во нормализирана форма. Со црвена боја е илустрирано за осцилаторот поврзан на калемот L1-L3, а со сина боја е прикажано за осцилаторот поврзан на калемот L2-L4. За споредба, со испрекината линија се прикажани соодветните идеални синусни/косинусни функции.

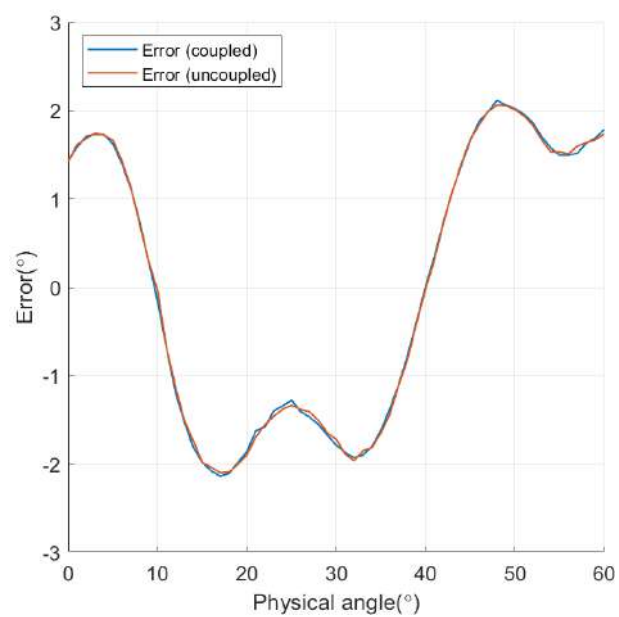


Слика 10.4: Грешка помеѓу физичка аголна позиција и измерена аголна позиција на сензорот.



Слика 10.5: Разлика помеѓу фреквенциите на осцилации $a_{\omega 1}^*(\theta) - a_{\omega 1}(\theta)$ и $a_{\omega 2}^*(\theta) - a_{\omega 2}(\theta)$ во зависност од аголната позиција θ . Кружните фреквенции се скалирани за 2π и графикот го претставува влијанието на фазните интеракции врз фреквенцијата на осцилации на осцилатор 1 (a) и осцилатор 2 (б).

мерење, кога заемната спрега не е присутна во споредба со кога истата е присутна. Според сликата може да се заклучи дека грешката на мерење се менува во опсегот $[-2,1^\circ, 2,05^\circ]$ и доколку се спореди со грешката во случај кога спрегата е присутна може да се заклучи дека фазните интеракции имаат многу мало влијание врз грешката на мерење.



Слика 10.6: Споредба на грешка помеѓу физичка аголна позиција и измерена аголна позиција на сензорот кога постои и не постои заемна спрега помеѓу осцилаторите на сензорот. Со сина боја е претставена грешката кога спрегата е присутна, а со црвена боја е претставена грешката кога спрегата не е присутна.

Глава 11

Заклучок и понатамошна работа

Врз основа на претходно изнесениот научен придонес во рамките на оваа дисертација може да се заклучи дека беше спроведен процес на истражување и развој на нов индуктивен сензор за мерење на аголна позиција. Овој процес опфати повеќе постапки како: изведување на модел на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем, дефинирање на геометриските карактеристики на сензорот, проектирање и изведба на сензорот, симулација со помош на дигитален близнак, развој на експериментална платформа за тестирање на сензорот, експериментално тестирање на сензорот, анализа и моделирање на појавата на заемни фазни интеракции помеѓу осцилаторите на сензорот.

Во глава 4 беше изведен модел за еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн со неидеален калем кој резултираше со изрази кои ги предвидуваат фреквенцијата на самоодржливи осцилации и условот за појава на самоодржливи осцилации. Според прикажаните резултати од овој научен придонес беше заклучено дека во определени случаи паразитните ефекти на калемот може да имаат значително влијание врз фреквенцијата на осцилации и условот за појава на осцилации. Оттука, со помош на изведените изрази, беше конкретно дефинирано кога може да настанат овие случаи. Во продолжение, изведениот модел беше потврден со помош на конкретни примери преку илустрација на геометриско место на корени за половите на осцилаторот и симулација при различни исходи. Резултатите од глава 4 носат значаен научен придонес во областа и пошироко. Имено, изведениот модел кој е резултат на ова истражување дава поточни предвидувања при определување на условот за самоодржливи осцилации и фреквенцијата на самоодржливи осцилации. Овие поточни предвидувања ќе го намалат бројот на итеративни тестирања и симулации кои е потребно да се реализираат при проектирање на еднокрак Колпицов осцилатор со заеднички дрејн. Понатаму, потенцијалните заклучоци кои беа донесени од изведениот модел може да најдат примена и пошироко во областа на проектирање на LC осцилатори. Имено, изведените заклучоци би можеле да ја прошират сликата на познавања од оваа област така што ќе се олесни и забрза самиот процес на проектирање воопшто. Во понатамошна работа, при избор на типот на осцилаторот кој би се употребувал во сензорот, може да се обрне внимание на примената на диференцијални осцилатори во случаи кога е возможно да се искористат транзистори со идентични фабрички карактеристики.

Во глава 5 беа изведени равенства за дефинирање на геометриската форма на роторот од сензорот според претпоставена зависност помеѓу промената на површината на изложеност и промената на излезниот сигнал. Овие аналитички равенства овозможуваат генерирање на различни геометриски форми кои се модулирани во зависност од аголната

позиција. Модулацијата на геометриската форма треба да се одвива според определена математичка функција со цел да се постигне соодветна законитост во излезните сигнали, дефинирана според синусна/косинусна функција. Овие равенства нудат многу можности за понатамошна работа кај сензорот така што ќе овозможат негова оптимизација со нагледување на различните параметри од равенствата. Постапката за изведување на овие равенства и самите равенства не се применливи само кај сензорот, кој е предмет на ова истражување, туку истите може да се применат општо во областа на индуктивни сензори. Според тоа, резултатите од глава 5 нудат значаен придонес кој ќе овозможи понатамошно истражување во областа на развојот на индуктивни сензори и пошироко.

Во глава 8 беше претставен пристап за развој на експериментална платформа за тестирање на сензори за мерење на аголна позиција. Процесот на развој на оваа платформа опфати повеќе постапки на проектирање од областа на: машинско, електротехничко и софтверско инженерство. Понатаму, беше претставен развој на разделна електронска плочка за развојната плочка Тинзи 4.1 која може да најде примена во било кој иден истражувачки проект кој ја искористува истата развојна плочка. Иако развојот на оваа платформа не нуди новитет во областа на инженерството, сепак во истражената литература не постои конкретен опис за развој на ваков тип на платформа. Според тоа, може да се заклучи дека приложените резултати од развојот може да бидат корисни за идни проекти кои одработуваат слична материја од оваа област.

Во главите 6, 7 и 10 беше претставен процесот на: проектирање, изведба, симулација и тестирање на индуктивниот сензор за мерење на аголна позиција кој е предмет на ова истражување. Сензорот беше проектиран со помош на два Колпицови осцилатори и изведен на електронско печатено коло. Ваквата изведба овозможи лесен и евтин начин на производство на сензорот кој овозможува значајна конкуритивност во автомобилската индустрија. Симулацијата на сензорот покажа ветувачки резултати кои делумно ги потврдија претходно поставените претпоставки и воедно овозможија да се продолжи со физичка изработка на сензорот. Понатаму, со помош на физички изработениот сензор беа добиени експериментални резултати со чија помош можеше да се процени грешката на мерењето и отстапувањето на експерименталните резултати во однос на очекуваните. Според резултатите може да се заклучи дека предвидената геометриска форма во глава 5 не дава излезни сигнали кои идеално ја следат законитоста на синусна/косинусна функција. Ова отстапување од идеалните сигнали резултираше со грешка во мерењето која варира во опсегот $[-2,14^\circ, 2,11^\circ]$. Оттука може да се заклучи дека во понатамошна работа може да се обрне подетално внимание на оптимизација на геометриската форма во согласност со изведените равенства во глава 5. Резултатите кои се добија од ова истражување може да се искористат за понатамошен развој на потенцијален производ во автомобилската индустрија кој ќе биде конкурентен на постоечките. Имено, овој потенцијален производ би можел да се искористи во постоечките технологии на модерните возила како управување на електрични мотори, позиционирање на волан, позиционирање на педали за гас/кочење и др.

Во глава 9 беше претставен модел за моделирање на заемни фазни интеракции помеѓу два спрегнати автономни осцилатори. Моделот беше претставен со цел да може да се моделира оваа појава која беше очекувано да настане помеѓу осцилаторите на сензорот, а истовремено и да се анализира нивното влијание врз измерената аголна позиција. Со помош на методата на динамичка Баесова инференција, претставена во глава 10, беше извршена идентификација на моделот со помош на експерименталните резултати добиени

од физички изработениот сензор. Од идентификацијата можеше да се воочи дека фазните интеракции имаат доволно големо влијание при определени аголни позиции на сензорот. Сепак, од анализата на грешката во мерењето беше заклучено дека појавата на заемни фазни интеракции кај оваа изведба на сензорот, нема значително влијание врз мерењето сè додека висока прецизност не е од интерес. Во понатамошна работа, при оптимизација и нагудување на карактеристиките на сензорот, влијанието на фазните интеракции може да се засили или ослаби. Според тоа, овој утврден пристап би можел понатамошно да се користи за да се утврди нивното влијание врз мерената позиција. Резултатите претставени во главите 9 и 10 може да постават темелник за тестирање на сензори од различна природа кај кои може да се јави појавата на заемни фазни интеракции.

Користена литература

- [1] S. Kuntz, G. Gerlach, and S. Fella, “Inductive position sensors based on coupling of coils on printed circuit boards for demanding automotive applications,” *arXiv preprint arXiv:2503.14627*, 2025.
- [2] A. Faria, L. Marques, C. Ferreira, F. Alves, and J. Cabral, “A fast and precise tool for multi-layer planar coil self-inductance calculation,” *Sensors*, vol. 21, no. 14, p. 4864, 2021.
- [3] S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, “Simple accurate expressions for planar spiral inductances,” *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, 2002.
- [4] Pcb capabilities. JLCPCB. [Online]. Available: <https://jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities>
- [5] K. Reif, *Automotive mechatronics*. Springer, 2014.
- [6] R. B. GmbH, *Automotive handbook*. John Wiley & Sons, 2022.
- [7] T. Denton, *Automobile electrical and electronic systems*. Routledge, 2017.
- [8] W. J. Fleming, “New automotive sensors—a review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, no. 11, pp. 1900–1921, 2008.
- [9] —, “Overview of automotive sensors,” *IEEE sensors journal*, vol. 1, no. 4, pp. 296–308, 2002.
- [10] S. Prosser, “Automotive sensors: past, present and future,” in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 76, no. 1. IOP Publishing, 2007, p. 012001.
- [11] W. B. Ribbens and N. P. Mansour, *Understanding automotive electronics*. Newnes, 2003, vol. 350.
- [12] L. Joseph and A. K. Mondal, *Autonomous driving and advanced driver-assistance systems (ADAS): applications, development, legal issues, and testing*. CRC Press, 2021.
- [13] Global Market Insights, Inc., “Automotive sensor market size - by technology (Hall-effect, (Cored Hall, Coreless Hall), Shunt, Fluxgate, Magneto-resistive)), By Propulsion Type (Gasoline, Diesel, Hybrid, Battery Electric Vehicle, Fuel cell), By Application, By Vehicle Type & Forecast 2024 – 2032,” Global Market Insights, Inc., Tech. Rep., July 2024. [Online]. Available: <https://www.gminsights.com/industry-analysis/automotive-sensors-market>

- [14] J. S. Wilson, *Sensor technology handbook*. Elsevier, 2004.
- [15] O. Brunel and R. Moller, “Rotor position sensor for hybrid drives and electric drives new generation eddy current position sensor,” SAE Technical Paper, Tech. Rep., 2011.
- [16] —, “Rotor position sensor for hybrid and electric drives,” in *Advanced Microsystems for Automotive Applications 2013: Smart Systems for Safe and Green Vehicles*. Springer, 2013, pp. 215–222.
- [17] A. A. Kumar, B. George, and S. C. Mukhopadhyay, “Technologies and applications of angle sensors: A review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 6, pp. 7195–7206, 2020.
- [18] “Electric & Hybrid Vehicle Technology International,” Magazine, July 2011, july 2011 issue.
- [19] C. Ebbesson, “Rotary position sensors comparative study of different rotary position sensors for electrical machines used in an hybrid electric vehicle application,” *CODEN: LUTEDX/TEIE*, 2011.
- [20] H. T. Dorißen and K. Dürkopp, “Mechatronics and drive-by-wire systems advanced non-contacting position sensors,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 33, no. 26, pp. 103–108, 2000.
- [21] B. Wu and M. Narimani, *High-power converters and AC drives*. John Wiley & Sons, 2017.
- [22] C. Nwagboso, *Automotive sensory systems*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [23] W. Granig, S. Hartmann, and B. Köppl, “Performance and technology comparison of gmr versus commonly used angle sensor principles for automotive applications,” *SAE Transactions*, pp. 29–41, 2007.
- [24] E. Ramsden, *Hall-effect sensors: theory and application*. Elsevier, 2011.
- [25] Components Group, *Synchro and Resolver Engineering Handbook*, 11th ed., Moog Inc., East Aurora, NY, publication date varies by revision. This product line and its documentation were later acquired by Woodward Inc. [Online]. Available: https://www.woodward.com/wp-content/uploads/2022/10/Resolver_Basics_and_Interfacing.pdf
- [26] L. Xiao, Z. Li, and C. Bi, “An optimization approach to variable reluctance resolver,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, no. 2, pp. 1–5, 2020.
- [27] E. O. Doebelin, *Measurement Systems*, 4th ed. Maidenhead, England: McGraw Hill Higher Education, Jan. 1990.
- [28] A. A. Kumar and B. George, “A noncontact angle sensor based on eddy current technique,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69, no. 4, pp. 1275–1283, 2019.
- [29] P. Sagar, H. K. Hassan, A. S. Gour, and R. Karunanithi, “Multilayer planar inductor array based angular position sensor for cryogenic application,” *Cryogenics*, vol. 96, pp. 18–24, 2018.

- [30] L. Ye, M. Yang, L. Xu, C. Guo, L. Li, and D. Wang, "Optimization of inductive angle sensor using response surface methodology and finite element method," *Measurement*, vol. 48, pp. 252–262, 2014.
- [31] B. Wang, X. Lai, Z. Niu, and L. Li, "A fully integrated eddy-current sensor with dual stages for absolute angle measurement," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2025.
- [32] D.-P. Xu, S. Fang, Y. Zhao, F. Zeng, and S.-M. Hwang, "Analysis of inductive angular position sensors with the characteristic of annular sector coils," *IEEE Transactions on Magnetism*, 2025.
- [33] N. Anandan, A. V. Muppala, and B. George, "A flexible, planar-coil-based sensor for through-shaft angle sensing," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 24, pp. 10 217–10 224, 2018.
- [34] Z. Zhang, F. Ni, Y. Dong, C. Guo, M. Jin, and H. Liu, "A novel absolute magnetic rotary sensor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4408–4419, 2015.
- [35] Q. Tang, D. Peng, L. Wu, and X. Chen, "An inductive angular displacement sensor based on planar coil and contrate rotor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 7, pp. 3947–3954, 2015.
- [36] B. P. Reddy, A. Murali, and G. Shaga, "Low cost planar coil structure for inductive sensors to measure absolute angular position," in *2017 2nd International Conference on Frontiers of Sensors Technologies (ICFST)*. IEEE, 2017, pp. 14–18.
- [37] B. Aschenbrenner and B. G. Zagar, "Analysis and validation of a planar high-frequency contactless absolute inductive position sensor," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 3, pp. 768–775, 2014.
- [38] —, "Planar high-frequency contactless inductive position sensor," in *2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. IEEE, 2013, pp. 614–619.
- [39] D. Kreit and M. A. Howard, "Inductive position sensor," Sep. 20 2011, uS Patent 8,020,453.
- [40] A. Brosh, "Rotary position sensors employing planar coils," Mar. 26 1985, uS Patent 4,507,638.
- [41] F. McMullin, J. V. Byrne, and A. Murray, "Position and speed sensors," Apr. 12 1988, uS Patent 4,737,698.
- [42] A. N. Dames, D. T. Ely, and A. R. Howe, "Position encoder," Sep. 29 1998, uS Patent 5,815,091.
- [43] H. Irle, N. Kost, and F.-J. Schmidt, "Inductive angle sensor," May 22 2001, uS Patent 6,236,199.

- [44] D. T. Ely and A. N. Dames, "Position sensor having compact arrangement of coils," Feb. 18 2003, uS Patent 6,522,128.
- [45] R. P. Jones, R. A. Doyle, M. A. Howard, D. A. James, D. Kriet, and C. S. Sills, "Sensing apparatus and method," Apr. 24 2007, uS Patent 7,208,945.
- [46] J. K. Lee, "Inductive position sensor," Oct. 2 2007, uS Patent 7,276,897.
- [47] M. A. Howard, "Inductive displacement detector," Apr. 27 2010, uS Patent 7,705,585.
- [48] J. K. Lee, "Linear and rotational inductive position sensor," Oct. 26 2010, uS Patent 7,821,256.
- [49] G. Y. Kim, "Inductive position sensor," Mar. 22 2011, uS Patent 7,911,354.
- [50] M. A. Howard and D. Kreit, "Inductive position detector," Dec. 29 2020, uS Patent 10,876,861.
- [51] R. Möller, "Angular position sensor," Jun. 2013, eP Patent 2 446 228 B1.
- [52] J.-P. F. Da Cunha and R. Möller, "Inductive position sensor with offset compensation," Sep. 6 2022, uS Patent 11,435,205.
- [53] F. Straubinger and J. Bartl, "Position encoder and a method for detecting the position of a movable part of a machine," Apr. 16 2013, uS Patent 8,421,446.
- [54] R. Kahne, "Inductive angular position transmitter," Apr. 15 1969, uS Patent 3,439,256.
- [55] E. Zabler, W. Jansche, K. Wolf, W. Wessel, and F. Piwonka, "Inductive position and/or angle sensor," Feb. 11 1981, uK Patent Application GB 2 054 160 A.
- [56] E. Howbrook, "Position sensing apparatus," Oct. 23 1985, european Patent 0 159 191 A2.
- [57] A. Wogersien, S. Samson, J. Guttler, S. Beiftner, and S. Biittgenbach, "Novel inductive eddy current sensor for angle measurement," in *SENSORS, 2003 IEEE*, vol. 1. IEEE, 2003, pp. 236–241.
- [58] A. Brosh, "Planar coil apparatus employing a stationary and a movable board," Jan. 10 1984, uS Patent 4,425,511.
- [59] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2001.
- [60] S. Sarma, V. Agrawal, and S. Udupa, "Software-based resolver-to-digital conversion using a dsp," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 371–379, 2008.
- [61] C. Attaianese and G. Tomasso, "Position measurement in industrial drives by means of low-cost resolver-to-digital converter," *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, vol. 56, no. 6, pp. 2155–2159, 2007.
- [62] Y. Wang, Z. Zhu, and Z. Zuo, "A novel design method for resolver-to-digital conversion," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2014. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2014.2375254>

- [63] N. K. Bhaskarrao, C. S. Anoop, and P. K. Dutta, "An improved linearizing digital interface for shaft angle sensors with sine–cosine characteristic," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69, no. 10, p. 8102–8111, Oct. 2020. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/TIM.2020.2992830>
- [64] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*. John Wiley & Sons, Nov. 2014.
- [65] B. Razavi, *RF microelectronics*, 2nd ed. Philadelphia, PA: Prentice Hall, Sep. 2011.
- [66] R. Ludwig and G. Bogdanov, *RF circuit design*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, Apr. 2008.
- [67] B. Razavi, *Fundamentals of microelectronics*. Nashville, TN: John Wiley & Sons, Feb. 2008.
- [68] G. Gonzalez, *Foundations of oscillator circuit design*. Norwood, MA: Artech House, Jun. 2007.
- [69] K. K. Clarke and D. T. Hess, *Communication Circuits*, ser. Addison-Wesley series in electrical engineering. New York, NY: Addison Wesley Longman Publishing, Feb. 1972.
- [70] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 7th ed., ser. Oxford Series in Electrical and Computer Engineering (Hardco. Cary, NC: Oxford University Press, Nov. 2014.
- [71] R. L. Boylestad and L. Nashelsky, *Electronic devices and circuit theory*, 11th ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, Apr. 2012.
- [72] D. O. Pederson and K. Mayaram, *Analog integrated circuits for communication*, 2nd ed. New York, NY: Springer, Oct. 2007.
- [73] P. Horowitz and W. Hill, *The art of electronics*, 3rd ed. Cambridge, England: Cambridge University Press, Mar. 2015.
- [74] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 2nd ed. New York, NY: McGraw-Hill Professional, Jan. 2016.
- [75] J. Everard, *Fundamentals of RF circuit design*. Chichester, England: John Wiley & Sons, Dec. 2000.
- [76] R. W. Rhea, *Oscillator Design and Computer Simulation*, 2nd ed., ser. Electromagnetics and Radar. Norwich, CT: SciTech Publishing, Mar. 2013.
- [77] S. H. Strogatz, *Nonlinear dynamics and chaos with student solutions manual*. CRC Press, Sep. 2018.
- [78] J. Petrzela, "Chaotic and hyperchaotic dynamics of a clapp oscillator," *Mathematics*, vol. 10, no. 11, p. 1868, May 2022.
- [79] K. Peter, "Chaos in hartley's oscillator," *Int. J. Bifurcat. Chaos*, vol. 12, no. 10, pp. 2229–2232, Oct. 2002.

- [80] R. Tchitnga, H. B. Fotsin, B. Nana, P. H. Louodop Fotso, and P. Wofo, "Hartley's oscillator: The simplest chaotic two-component circuit," *Chaos Solitons Fractals*, vol. 45, no. 3, pp. 306–313, Mar. 2012.
- [81] G. M. Maggio, O. De Feo, and M. P. Kennedy, "Nonlinear analysis of the colpitts oscillator and applications to design," *IEEE Trans. Circuits Syst. I. Fundam. Theory Appl.*, vol. 46, no. 9, pp. 1118–1130, 1999.
- [82] G. M. Maggio and M. P. Kennedy, "Classification of steady-state behavior of the colpitts oscillator," in *ICECS'99. Proceedings of ICECS '99. 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.99EX357)*. IEEE, 2003.
- [83] M. P. Kennedy, "Chaos in the colpitts oscillator," *IEEE Trans. Circuits Syst. I. Fundam. Theory Appl.*, vol. 41, no. 11, pp. 771–774, 1994.
- [84] O. de Feo, G. M. Maggio, and M. P. Kennedy, "The colpitts oscillator: Families of periodic solutions and their bifurcations," *Int. J. Bifurcat. Chaos*, vol. 10, no. 05, pp. 935–958, May 2000.
- [85] E. Lindberg, "The barkhausen criterion (observation?)," in *18th IEEE Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, 2010, pp. 15–18.
- [86] I. Balaz, Z. Brezovic, M. Minarik, V. Kudjak, and V. Stofanik, "Barkhausen criterion and another necessary condition for steady state oscillations existence," in *2013 23rd International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*. IEEE, 2013, pp. 151–155.
- [87] V. Singh, "Discussion on barkhausen and nyquist stability criteria," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 62, no. 3, pp. 327–332, 2010.
- [88] J. Fraden, *Handbook of modern sensors*, 5th ed. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, Oct. 2015.
- [89] I. Sinclair, *Sensors and transducers*. Elsevier, 2000.
- [90] A. Es-Saqy, M. Abata, S. MAZER, I. Halkhams, M. Mehdi, and C. Algani, "comparative study between hartley and colpitts vco for 5g mm-wave band applications," in *2019 7th Mediterranean Congress of Telecommunications (CMT)*. IEEE, 2019, pp. 1–4.
- [91] I. Chlis, D. Pepe, and D. Zito, "Phase noise analysis of colpitts and hartley cmos oscillators," *ISSC 2013, LYIT Letterkenny*, 2013.
- [92] —, "Comparative analyses of phase noise in 28 nm cmos lc oscillator circuit topologies: Hartley, colpitts, and common-source cross-coupled differential pair," *The Scientific World Journal*, vol. 2014, no. 1, p. 421321, 2014.
- [93] A. S. Elwakil, "On the two-port network classification of Colpitts oscillators," *IET Circuits Devices Syst.*, vol. 3, no. 5, pp. 223–232, Oct. 2009.

- [94] V. Kamdoun Tamba, H. B. Fotsin, J. Kengne, F. Kapche Tagne, and P. K. Talla, "Coupled inductors-based chaotic Colpitts oscillators: Mathematical modeling and synchronization issues," *The European Physical Journal Plus*, vol. 130, no. 7, Jul. 2015. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1140/epjp/i2015-15137-x>
- [95] P. Andreani, X. Wang, L. Vandi, and A. Fard, "A study of phase noise in Colpitts and LC-tank CMOS oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 5, p. 1107–1118, May 2005. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/JSSC.2005.845991>
- [96] K. Mayaram and D. Pederson, "Analysis of MOS transformer-coupled oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 22, no. 6, p. 1155–1162, Dec. 1987. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/JSSC.1987.1052868>
- [97] Q. Huang, "Power consumption vs. LO amplitude for CMOS Colpitts oscillators," in *Proceedings of CICC 97 - Custom Integrated Circuits Conference*, ser. CICC-97. IEEE, 2002, p. 255–258. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/CICC.1997.606624>
- [98] K. Mayaram, "Output voltage analysis for the MOS Colpitts oscillator," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 2, p. 260–263, 2000. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/81.828582>
- [99] M. J. Hemmati and R. Dehghani, "Analysis and review of main characteristics of Colpitts oscillators," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 49, no. 5, p. 1285–1306, Mar. 2021. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/cta.3006>
- [100] M. Kazimierczuk and D. Murthy-Bellur, "Loop gain of the common-drain Colpitts oscillator," *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 56, no. 4, p. 423–426, Nov. 2010. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.2478/v10177-010-0057-5>
- [101] G. Dhatt, E. Lefrançois, and G. Touzot, *Finite element method*. John Wiley & Sons, 2012.
- [102] D. Hutton, "Fundamentals of finite element analysis," (*No Title*), 2004.
- [103] J. N. Reddy, *An introduction to the finite element method*. McGraw-Hill New York, 2005, vol. 3.
- [104] L. Wu, S. Xu, Z. Zhong, C. Mou, and X. Wang, "An inductive sensor for two-dimensional displacement measurement," *Sensors*, vol. 20, no. 7, p. 1819, 2020.
- [105] D.-T. Hoang, M.-D. Nguyen, Y.-J. Kim, A.-T. Phung, K.-H. Shin, and J.-Y. Choi, "Improved design of an eddy-current speed sensor based on harmonic modeling technique," *Mathematics*, vol. 13, no. 5, p. 844, 2025.
- [106] Z. Li, B. Wang, X. Wang, C. Zhang, and X. Meng, "Modelling, linearity analysis and optimization of an inductive angular displacement sensor based on magnetic focusing in ships," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 11, no. 5, p. 1028, 2023.
- [107] H.-H. Lee, *Finite element simulations with ANSYS workbench 2023: Theory, applications, case studies*. SDC publications, 2023.

- [108] R. W. Pryor, *Multiphysics modeling using COMSOL®: a first principles approach*. Jones & Bartlett Publishers, 2009.
- [109] D. C. Meeker, *Finite Element Method Magnetics: User's Manual*, nov 2018, for Version 4.2. Accessed: 2025-07-29. [Online]. Available: <https://www.femm.info/femm/doc/manual.pdf>
- [110] C. Gerdtnan, Y. Bäcklund, and M. Lindén, "Development of a test rig for mems-based gyroscopic motion sensors in human applications," in *15th Nordic-Baltic Conference on Biomedical Engineering and Medical Physics (NBC 2011) 14-17 June 2011, Aalborg, Denmark*. Springer, 2011, pp. 203–206.
- [111] M. Zams and S. Luczak, "Test rig for MEMS run-out sensor," in *Recent Advances in Technology Research and Education*, ser. Lecture notes in networks and systems. Cham: Springer Nature Switzerland, 2024, pp. 202–208.
- [112] C. Datlinger and M. Hirz, "An extended approach for validation and optimization of position sensor signal processing in electric drive trains," *Electronics*, vol. 8, no. 1, p. 77, 2019.
- [113] J. Gaechter and M. Hirz, "Evaluation and modeling of rotor position sensor characteristics for electric traction motors," SAE Technical Paper, Tech. Rep., 2016.
- [114] C. Datlinger and M. Hirz, "Evaluation of signal processing effects on rotor position sensor systems for electric traction motors," in *Conference EAEC 2017*, 2017.
- [115] J. Gächter, J. Fabian, M. Hirz, A. Schmidhofer, and H. Lanzenberger, "Evaluation of angular sensor systems for rotor position sensing of automotive electric drives," in *Advanced Microsystems for Automotive Applications 2014: Smart Systems for Safe, Clean and Automated Vehicles*. Springer, 2014, pp. 277–286.
- [116] A. Gasparetto and G. Rosati, "Design and implementation of a cartesian robot," in *AMST'02 Advanced Manufacturing Systems and Technology: Proceedings of the Sixth International Conference*. Springer, 2002, pp. 539–544.
- [117] A. V. Bardakas, V. K. Chasiotis, D. A. Tzempelikos, and A. E. Filios, "Design and implementation of a three axis digitally controlled traverse system for flow surveys in a drying chamber," *International Journal of Engineering & Technology*, vol. 3, no. 3, p. 350, 2014.
- [118] M. McTaggart, D. Morrison, A. W. Tow, R. Smith, N. Kelly-Boxall, A. Milan, T. Zhuang, J. Leitner, I. Reid, P. Corke *et al.*, "Mechanical design of a cartesian manipulator for warehouse pick and place," *arXiv preprint arXiv:1710.00967*, 2017.
- [119] S. H. Hashimdeen, M. Miodownik, and M. J. Edirisinghe, "The design and construction of an electrohydrodynamic cartesian robot for the preparation of tissue engineering constructs," *PloS one*, vol. 9, no. 11, p. e112166, 2014.
- [120] A. Hughes and B. Drury, *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Newnes, 2019.

- [121] A. Bosch Rexroth, “Linear motion technology handbook,” *Schweinfurt: Ernst-Sachs-Straße*, 2007.
- [122] R. L. Mott, *Machine elements in mechanical design*. Pearson Educación, 2004.
- [123] S. S. Skogsrud and S. Jeon, “grbl: An open source, embedded, high performance g-code-parser and CNC milling controller,” accessed: 2025-07-28. [Online]. Available: <https://github.com/gnea/grbl>
- [124] MarlinFirmware, “Marlin: An optimized firmware for reprop 3d printers based on the arduino platform,” accessed: 2025-07-28. [Online]. Available: <https://github.com/MarlinFirmware/Marlin>
- [125] K. O’Connor, “Klipper: A firmware for 3d printers,” accessed: 2025-07-28. [Online]. Available: <https://github.com/Klipper3d/klipper>
- [126] B. Siciliano, O. Khatib, and T. Kröger, *Springer handbook of robotics*. Springer, 2008, vol. 200.
- [127] M. A. Mazidi, S. Naimi, and S. Naimi, *AVR microcontroller and embedded systems: using assembly and C*. Prentice Hall Press, 2010.
- [128] R. Toulson and T. Wilmshurst, *Fast and effective embedded systems design: applying the ARM mbed*. Elsevier, 2012.
- [129] V. V. Rankovska, “Review of open-source microcontroller and programmable logic development boards,” in *2021 XXX International Scientific Conference Electronics (ET)*. IEEE, 2021, pp. 1–4.
- [130] R. Malaric, *Instrumentation and measurement in electrical engineering*. Universal-Publishers, 2011.
- [131] A. Raza, A. A. Ikram, A. Amin, and A. J. Ikram, “A review of low cost and power efficient development boards for iot applications,” in *2016 Future Technologies Conference (FTC)*. IEEE, 2016, pp. 786–790.
- [132] J. A. Ariza and H. Baez, “Understanding the role of single-board computers in engineering and computer science education: A systematic literature review,” *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 30, no. 1, pp. 304–329, 2022.
- [133] P. Galkin, L. Golovkina, and I. Klyuchnyk, “Analysis of single-board computers for iot and iiot solutions in embedded control systems,” in *2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*. IEEE, 2018, pp. 297–302.
- [134] C. H. Chua and S. C. Ng, “Open-source vpn software: Performance comparison for remote access,” in *Proceedings of the 5th International Conference on Information Science and Systems*, 2022, pp. 29–34.
- [135] A. Pikovsky and M. Rosenblum, “Synchronization,” *Scholarpedia*, vol. 2, no. 12, p. 1459, 2007.

- [136] S. H. Strogatz, *Norbert Wiener's Brain Waves*. Springer Berlin Heidelberg, 1994, p. 122–138. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-50124-1_7
- [137] A. T. Winfree, “Biological rhythms and the behavior of populations of coupled oscillators,” *Journal of theoretical biology*, vol. 16, no. 1, pp. 15–42, 1967.
- [138] Y. Kuramoto, “Self-entrainment of a population of coupled non-linear oscillators,” in *International symposium on mathematical problems in theoretical physics: January 23–29, 1975, kyoto university, kyoto/Japan*. Springer, 2005, pp. 420–422.
- [139] J. Aschoff, “Circadian rhythms in man: a self-sustained oscillator with an inherent frequency underlies human 24-hour periodicity,” *Science*, vol. 148, no. 3676, pp. 1427–1432, 1965.
- [140] Z. Néda, E. Ravasz, Y. Brechet, T. Vicsek, and A.-L. Barabási, “The sound of many hands clapping,” *Nature*, vol. 403, no. 6772, pp. 849–850, 2000.
- [141] J. Buck, “Synchronous rhythmic flashing of fireflies. ii.” *The Quarterly review of biology*, vol. 63, no. 3, pp. 265–289, 1988.
- [142] A. T. Winfree, *The geometry of biological time*. Springer, 1980, vol. 2.
- [143] C. M. Gray, P. König, A. K. Engel, and W. Singer, “Oscillatory responses in cat visual cortex exhibit inter-columnar synchronization which reflects global stimulus properties,” *Nature*, vol. 338, no. 6213, pp. 334–337, 1989.
- [144] W. Singer and C. M. Gray, “Visual feature integration and the temporal correlation hypothesis,” *Annual review of neuroscience*, vol. 18, no. 1, pp. 555–586, 1995.
- [145] W. A. MacKay, “Synchronized neuronal oscillations and their role in motor processes,” *Trends in cognitive sciences*, vol. 1, no. 5, pp. 176–183, 1997.
- [146] G. Dumas, J. Nadel, R. Soussignan, J. Martinerie, and L. Garnero, “Inter-brain synchronization during social interaction,” *PloS one*, vol. 5, no. 8, p. e12166, 2010.
- [147] E. V. Appleton, “Automatic synchronization of triode oscillators,” in *Proc. Cambridge Phil. Soc*, vol. 21, no. 231, 1922, p. 1923.
- [148] G. Filatrella, A. H. Nielsen, and N. F. Pedersen, “Analysis of a power grid using a kuramoto-like model,” *The European Physical Journal B*, vol. 61, no. 4, pp. 485–491, 2008.
- [149] B. Razavi, “Mutual injection pulling between oscillators,” in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2006*. IEEE, 2006, pp. 675–678.
- [150] A. Andronov, E. Vitt, and S. Khaikin, “Theory of oscillations, pergamon press, oxford,” 1966.
- [151] P. S. Landa and Y. B. Duboshinskiĭ, “Self-oscillatory systems with high-frequency energy sources,” *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 32, no. 8, p. 723, 1989.

- [152] P. Landa and M. Rosenblum, "Synchronization and chaotization of oscillations in coupled self-oscillating systems," *Applied Mechanics Reviews*, vol. 46, no. 7, pp. 414–426, 1993.
- [153] A. Mirzaei and H. Darabi, "Mutual pulling between two oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 2, pp. 360–372, 2013.
- [154] C. K. Volos, V. Pham, S. Vaidyanathan, I. Kyprianidis, and I. Stouboulos, "Synchronization phenomena in coupled colpitts circuits," *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol. 8, no. 2, pp. 142–151, 2015.
- [155] L. Kana, A. Fomethé, H. B. Fotsin, E. Wembe, and A. Moukengue, "Complex dynamics and synchronization in a system of magnetically coupled colpitts oscillators," *Journal of Nonlinear Dynamics*, vol. 2017, no. 1, p. 5483956, 2017.
- [156] V. Kamdoun Tamba, H. Fotsin, J. Kengne, F. Kapche Tagne, and P. Talla, "Coupled inductors-based chaotic colpitts oscillators: Mathematical modeling and synchronization issues," *The European Physical Journal Plus*, vol. 130, no. 7, p. 137, 2015.
- [157] T. Stankovski, A. Duggento, P. V. McClintock, and A. Stefanovska, "A tutorial on time-evolving dynamical bayesian inference," *The European Physical Journal Special Topics*, vol. 223, no. 13, pp. 2685–2703, 2014.
- [158] D. G. Luchinsky, V. N. Smelyanskiy, A. Duggento, and P. V. McClintock, "Inferential framework for nonstationary dynamics. i. theory," *Physical Review E—Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, vol. 77, no. 6, p. 061105, 2008.
- [159] A. Duggento, D. G. Luchinsky, V. N. Smelyanskiy, I. Khovanov, and P. V. McClintock, "Inferential framework for nonstationary dynamics. ii. application to a model of physiological signaling," *Physical Review E—Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, vol. 77, no. 6, p. 061106, 2008.
- [160] T. Stankovski, A. Duggento, P. V. McClintock, and A. Stefanovska, "Inference of time-evolving coupled dynamical systems in the presence of noise," *Physical review letters*, vol. 109, no. 2, p. 024101, 2012.
- [161] A. Duggento, T. Stankovski, P. V. McClintock, and A. Stefanovska, "Dynamical bayesian inference of time-evolving interactions: From a pair of coupled oscillators to networks of oscillators," *Physical Review E—Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, vol. 86, no. 6, p. 061126, 2012.
- [162] K. Huang and M. Hossein-Zadeh, "Detection and sensing using coupled oscillatory systems at the synchronization edge," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 21, pp. 12 992–12 998, 2020.
- [163] J. Juillard, A. Bonnoit, N. Barniol, A. Uranga, and G. Vidal-Alvarez, "A novel architecture for differential resonant sensing," *Procedia Engineering*, vol. 87, pp. 1573–1576, 2014.
- [164] P. Prache, A. Uranga, N. Barniol, and J. Juillard, "Temperature-drift rejection and sensitivity to mismatch of synchronized strongly-coupled m/nems resonators," in *2016 IEEE 29th international conference on micro electro mechanical systems (MEMS)*. IEEE, 2016, pp. 1054–1057.

- [165] D. J. Griffiths, *Introduction to electrodynamics*. Cambridge University Press, 2023.
- [166] F. Donchevski, “Фазни интеракции кај индуктивен сензор за мерење на ротациона позиција на мотори кај возила на електричен погон,” Магистерска теза, Универзитет „Св. Кирил и Методиј“ во Скопје, 2019.
- [167] M. Azadmehr, I. Paprotny, and L. Marchetti, “100 years of Colpitts oscillators: Ontology review of common oscillator circuit topologies,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 20, no. 4, p. 8–27, 2020. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/mcas.2020.3027334>
- [168] R. E. Rottava, C. S. Camara, F. R. de Sousa, and R. N. de Lima, “Ultra-low-power, ultra-low-voltage 2.12 GHz Colpitts oscillator using inductive gate degeneration,” in *2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*. IEEE, Jun. 2013, p. 1–4. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/NEWCAS.2013.6573614>
- [169] P. Antognetti and G. Massobrio, *Semiconductor device modelling with SPICE*, 2nd ed. New York, NY: McGraw-Hill, May 1993.
- [170] F. Donchevski, Z. Kokolanski, M. Stankovski, and V. O. Latkoska, “Effects of inductor parasitics on loop gain in single-ended common-drain colpitts oscillator,” *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2025.
- [171] S. Musunuri and P. Chapman, “Multi-layer spiral inductor design for monolithic dc-dc converters,” in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 1270–1275.
- [172] M. Ulvr, “Design of pcb search coils for ac magnetic flux density measurement,” *AIP Advances*, vol. 8, no. 4, 2018.
- [173] M. Pospisilik, L. Kouril, I. Motyl, and M. Adamek, “Single and double layer spiral planar inductors optimisation with the aid of self-organising migrating algorithm,” in *Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Signal Processing, Computational Geometry and Artificial Vision. Venice: WSEAS Press (IT)*, 2011, pp. 272–277.
- [174] J. Zhao, “A new calculation for designing multilayer planar spiral inductors,” *EDN (Electrical Design News)*, vol. 55, no. 14, p. 37, 2010.
- [175] M. S. Sharawi, “Practical issues in high speed pcb design,” *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 2, pp. 24–27, 2004.
- [176] F. James M, *Semiconductor Devices: Theory and Application*. dissidents, 2018.