



CHALMERS
UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



Trådlös laddning och automatisering av drönare

Kandidatarbete inom Elektroteknik

Oskar Eidstedt, Andreas Lönn, Emilio Muncan, Tim Nyström,
Martin Obasi, Noel Simonsson

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg 2026
www.chalmers.se

KANDIDATARBETE 2026

Trådlös laddning och automatisering av drönare

Oskar Eidstedt, Andreas Lönn, Emilio Muncan, Tim Nyström, Martin Obasi, Noel Simonsson



Institutionen för Elektroteknik
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg 2026

Trådlös laddning och automatisering av drönare

Oskar Eidstedt, Andreas Lönn, Emilio Muncan, Tim Nyström, Martin Obasi, Noel Simonsson

© Oskar Eidstedt, Andreas Lönn, Emilio Muncan, Tim Nyström, Martin Obasi, Noel Simonsson, 2026.

Handledare: Yujing Liu, E2

Examinator: Jimmy Ehnberg, E2

Kandidatarbete 2026

Institutionen för Elektroteknik

Chalmers Tekniska Högskola

SE-412 96 Göteborg

Telefon +46 31 772 1000

Omslag: Bild på autonom drönare med tillhörande laddningssystem.

Skriven i L^AT_EX

Göteborg 2026

Sammanfattning

Tillämpningsområdena för drönare blir allt bredare där krav på automation och laddning är begränsande faktorer. Områdena omfattar i allt större grad samhällsviktiga sektorer inom försvar och medicinska applikationer.

Syftet med rapporten var att möta dessa begränsningar genom att designa, konstruera och utvärdera ett principiellt drönarsystem som hanterar autonom navigering, precisionslandning och trådlös laddning utan mänsklig interaktion.

Projektet kan delas upp i två parallella processer, konstruktion av ett trådlöst laddningssystem samt automatisering och precisionslandning av drönare. Dessa delar ligger till grund för ett komplett system. Vid design av laddningssystem användes flertalet programvaror med syfte att simulera systemets egenskaper av intresse, exempelvis kopplingsfaktor, verkningsgrad samt tolerans för felplacering. Laddningssystemet kunde därefter konstrueras och de simulerade värdena kunde valideras.

Parallellt med detta tillämpades programvara som möjliggjorde autonom flygning av drönare, utan mänsklig interaktion. Vidare utvecklades mjukvara som användes för att avgöra avstånd med visuella markörer så precisionslandning av drönaren kunde genomföras. Till detta designades även ett hastighetsfält som skapades med Python, som sedan testades i en simulering för att påvisa autonom precisionslandning av drönaren.

För laddningsplattan uppmättes en verkningsgraden på 47,7% och en kopplingsfaktor på 0,61. Dessa värden var något lägre än som förväntades från simuleringar. Systemets respons till felplacering var i linje med simulerade värden vilket möjliggjorde en linjär regression av relationen mellan felplacering och kopplingsfaktor.

Drönaren kunde navigeras autonomt med hjälp av de befintliga sensorerna och återvända till närheten av sin startposition. Det fastställdes även att visuella markörer kunde användas för att uppskatta det relativa avståndet, med de krav som fastställts. Simuleringen indikerade dessutom att autonom flygning och precisionslandning med hjälp av det framtagna hastighetsfältet principiellt fungerar. De observerade avvikelserna bedöms sannolikt bero på beräkningsfel.

Sammanfattningsvis påvisar projektet potentialen i att realisera ett helt autonomt system, men där flera aspekter måste bearbetas innan detta realiseras i sin helhet. Framöver måste fler omfattande fysiska flygningar genomföras där systemets olika komponenter integreras i ett system.

Nyckelord: IPT, autonom, drönare, trådlös, laddning.

Abstract

The application areas for drones are becoming increasingly broad, where requirements for automation and charging are limiting factors. These areas are encompassing critical societal sectors within defense and medical applications.

The purpose of the report was to address these limitations by designing, constructing and evaluating a conceptual drone system capable of autonomous navigation, precision landing and wireless charging without human interaction.

The project can be divided into two parallel processes, the construction of a wireless charging system and the automation and precision landing of drones. These parts form the basis for a complete system. During the design of the charging system, several software tools were used with the purpose of simulating system characteristics of interest, such as coupling factor, efficiency and tolerance to misalignment. The charging system could thereafter be constructed and the simulated values could be validated.

In parallel with this, software enabling autonomous flight of the drone without human interaction was applied. Furthermore, software was developed to determine distance using visual markers so that precision landing of the drone could be carried out. In addition, a velocity field was designed using Python and tested in a simulation to demonstrate autonomous precision landing of the drone.

For the charging platform, an efficiency of 47.7% and a coupling factor of 0.61 were measured. These values were somewhat lower than expected from simulations. The system's response to misalignment was in line with simulated values, which enabled a linear regression of the relationship between misalignment and coupling factor.

The drone could be navigated autonomously using the existing sensors and return to the vicinity of its starting position. It was also established that visual markers could be used to estimate the relative distance, according to the established requirements. Furthermore, the simulations indicated that autonomous flight and precision landing using the developed velocity field function in principle. The observed deviations are likely due to calculation errors.

In conclusion, the project demonstrates the potential of realizing a fully autonomous system, although several aspects must be further developed before this can be fully realized in its entirety. In the future, more extensive physical flight tests must be carried out in which the different components of the system are integrated into a complete system.

Förord

Vi vill rikta ett stort tack till vår handledare Yujing Liu som har varit till stor hjälp för vägledning under arbetets gång, samt tillhandahållit allt som behövts för att utföra projektet. Vi vill även tacka doktorand Linhua Lai för hans kunskaper inom området. Ett stort tack för all hjälp för att förstå de simuleringsverktyg som använts, för alla bra tips på vägen när vi fastnat och för att ha varit till god handledning under de tester som utförts.

Oskar Eidstedt, Andreas Lönn, Emilio Muncan, Tim Nyström, Martin Obasi, Noel Simonsson, Göteborg, Maj 2026

Akronymer

Nedan listas de akronymer som använts i denna rapport i alfabetisk ordning:

AC	Växelström (Alternating Current)
A-markör	AprilTag
DC	Likström (Direct Current)
GPS	Globalt positioneringssystem (Global Positioning System)
IPT	Induktiv effektöverföring (Inductive Power Transfer)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
Pi	Raspberry Pi
PWM	Pulsbreddsmodulation (Pulse Width Modulation)
QGC	QGroundControll
RMS	Effektivvärde (Root Mean Square)
WPT	Trådlös effektöverföring (Wireless Power Transfer)

Innehåll

Akronymer	viii
Figurer	xiv
Tabeller	xvii
1 Inledning	1
1.1 Introduktion	1
1.1.1 Laddning av drönare	1
1.1.2 Automatisering av drönare	2
1.2 Syfte och mål	3
1.3 Avgränsningar	3
1.4 Etiska aspekter	4
2 Teori	6
2.1 Elektromagnetisk fältteori och kopplingsfaktor	6
2.2 Egenskaper hos litztråd och ferrit	8
2.3 Spolgeometri	8
2.4 Resonans i RLC-krets	9
2.5 IPT-system	9
2.5.1 Likriktare	10
2.5.2 Likriktning med filterkondensator	10
2.5.3 Pulsbreddsmodulation (PWM)	11
2.5.4 Frekvensomriktare	12
2.5.5 Kompenseringsnät	12
2.5.6 Ekvivalent last	13
2.6 PID regulator	13
2.7 Likspänningsomriktare DC/DC	14
2.8 Drönarens funktion	15
2.8.1 Flygkontrollenheten	16
2.8.2 Framdrivningssystem	16
2.8.3 Radiosystemet med flygkontrollenheten	17
2.8.4 Markstationskontroll (QGroundControl)	18
2.9 Kamerateori och positioneringssystem	18
2.9.1 AprilTag	18
2.9.2 Pinnhålsmodellen och inre parametrar	19
2.9.3 Yttre parametrar	20

2.9.4	Distorsionsmodellen	21
2.9.5	Kamerakalibrering	22
3	Analys och dimensionering av spolarna	24
3.1	Krav och förutsättningar	24
3.2	FEM-simuleringar	24
3.2.1	Grundinställningar	25
3.2.2	Meshinställningar	25
3.2.3	Verifiering av simulation: oändligt lång rak ledare	25
3.2.4	Verifiering av simulering: kvadratisk ledare	25
3.2.5	Simuleringarnas trovärdighet	26
3.3	Geometrisk undersökning av spolarna	26
3.3.1	Simuleringsmodell för spolgeometrin	27
3.3.2	Jämförelse av spolgeometrier	27
3.3.3	Felplacerings påverkan	28
3.3.4	Ferritens påverkan på kopplingsfaktorn	29
3.4	Vald spoldesign	30
4	Design och simulering av laddningssystem	32
4.1	Krav och förutsättningar	32
4.2	Modellering av kretsen i Simulink	32
4.2.1	Likriktning av AC-källa från nätet	33
4.2.2	Frekvensomriktaren	34
4.2.3	Spolar och kompenseringarnät	35
4.2.4	Likriktning till last	36
4.3	Verifiering och resultat från simulering i Simulink	37
4.3.1	Likriktning av AC-källa från nätet	37
4.3.2	Frekvensomriktare	37
4.3.3	Spolarna samt lasten	38
4.3.4	Effekt och verkningsgrad	39
4.3.5	Felplacering	40
4.4	Styrsystem av utspänningen över lasten	41
4.4.1	Krav och förutsättningar	41
4.4.2	DC/DC-omvandlare	41
4.4.3	Funktionen hos styrsystemet	43
5	Konstruktion och test av laddningssystem	45
5.1	Spolkonstruktion	45
5.1.1	Design av spolkållare	45
5.1.2	Montering av spolarna	46
5.2	Konstruktion av laddningssystemet	46
5.2.1	Uppmätta komponentvärden	48
5.2.2	Resonansfrekvens	50
5.3	Test av laddningssystemet	51
5.3.1	Spänning och ström till lasten	51
5.3.2	Vågformer	52
5.3.3	Effektförluster och verkningsgrad	53

5.3.4	Termisk analys	53
6	Autonom navigering och flygning av drönaren	55
6.1	Geometri och motorlayout	55
6.2	Sensorer	55
6.3	Flyglägen och uppdrag	56
6.4	Radiosystem	57
6.4.1	Radiokontrollens mjukvara	57
6.4.2	Kanalsortering i QGC	58
6.5	Tester och resultat	58
7	Autonom precisionslandning	60
7.1	Krav och förutsättningar	60
7.2	Hårdvara för A-markörsystemet	61
7.3	Montering av Pi 5	62
7.4	Genomgång av A-markörsystemet	64
7.5	Kalibreringsprocess	65
7.5.1	Metod för kalibrering av A-markörsystemet	65
7.5.2	Resultat för kalibreringen	67
7.6	Relativ positionsberäkning med A-markörsystemet	67
7.6.1	Metod för undersökning av A-markörsystemet	68
7.6.2	Resultatframställning för A-markörsystemet	69
7.7	Landning av virtuell drönare	71
7.7.1	Framställning av hastighetsfältet	71
7.7.2	Resultat av hastighetsfältet	71
7.7.3	PX4 simulering och kommandon till drönaren	72
7.7.4	Resultat från simuleringen	73
8	Diskussion	75
8.1	Laddningssystemets prestanda	75
8.1.1	Utvärdering av spolparametrar och val av optimal spoldesign	75
8.1.2	Spänning och ström till lasten	76
8.1.3	Jämförelse mellan simulerad och uppmätt vågform	77
8.1.4	Jämförelse mellan simulerade och uppmätta effektförluster	77
8.1.5	Betydelsen av ett effektivt styrsystem	78
8.1.6	Framtida arbete för laddningssystemet	79
8.2	Analys och utvärdering av drönare och precisionslandningssystemet	79
8.2.1	Utvärdering av QGC	79
8.2.2	A-markörsystemet för precisionslandning	80
8.2.3	Landningsmetoden för precisionslandning	81
8.2.4	Framtida arbeten av drönaren och A-markörsystemet	82
9	Slutsats	84
	Referenslista	85
A	Härledning oändligt rak ledare	90

B	A-markörsystemet	91
B.1	Operativsystemet Pi OS Lite	91
B.2	Trådlös kommunikation	91
B.3	AprilTag-systemet	92
C	Härledning av rotationssymmetri	95
C.1	Rotationssymmetri hos det linjära fältet	95
C.2	Rotationssymmetri hos det icke-linjära fältet	96
D	Videodemonstrationer	97
D.1	Autonom landning av drönare i QGC	97
D.2	Autonom flygning av drönaren	97
D.3	Landning i PX4 och Gazebo	97
D.4	Motortest	97

Figurer

2.1	Magnetiskt kopplade spolar med strömmar I_1 och I_2 , gemensam flödeskoppling Φ_{12} samt varvtalsförhållandet $N_1 : N_2$	7
2.2	Blockschema över ett IPT-system.	9
2.3	Kretsschema för en helvågsl riktare med dioder.	10
2.4	Signalen innan och efter helvågsl rikritning.	10
2.5	Likriktad spänning med filterkondensator.	11
2.6	Kretsschema över en frekvensomriktare.	12
2.7	De olika topologierna för IPT systemet.	13
2.8	Blockschema över ett system som styrs med hjälp av en PID regulator.	14
2.9	Kretsschema DC/DC-omvandlare.	15
2.10	Förenklad modell över ett drönarsystem.	15
2.11	Drönarens tre rotationsrörelser Roll, Pitch och Yaw, där grön axel motsvarar färdriktning.	17
2.12	Exempel på en A-markör av typ <i>tag36h11</i> med ID 0, genererad med Python.	18
2.13	Illustration av den ideala pinnhålsmodellen och projektionen från objektet till bildplanet.	19
2.14	Relationen mellan världskoordinater, kamerakoordinater och bildkoordinater för den ideal pinnhålsmodellen.	21
2.15	Illustration av ideal projektion samt exempel på radiell och tangentiell distorsion.	22
2.16	Illustration av ett kalibreringsmönster av dimension 9x6.	23
3.1	Dimensioner och beteckningar för primär- och sekundärspolen där a_1 samt b_1 är innermått och a_2 samt b_2 är lindningsbredden på spolarna.	27
3.2	Uppbyggnaden av primär- och sekundärspolen i COMSOL.	27
3.3	Kopplingsfaktor för olika värden på a_1 över a_2	28
3.4	Kopplingsfaktor för olika missplaceringar.	29
3.5	Design av primär- och sekundärspolen i COMSOL med en ferritplatta i grått under primärspolen.	29
3.6	Kopplingsfaktorn för design B för olika permeabiliteter på ferritplattan.	30
3.7	Slutgiltiga design av primär- och sekundärspolen med vald geometri för ferritplattan i grått.	30
3.8	Kopplingsfaktor som funktion av felplacering för den valda spoldesignen.	31
4.1	Bild över hela laddningssystemet i Simulink.	33
4.2	Krets över likriktaren i Simulink.	33

4.3	Krets i Simulink över frekvensomriktaren.	34
4.4	Krets över primär- och sekundärspolen tillsammans med dess kom- penseringsnät.	35
4.5	Utspanningen från Likriktare 1.	37
4.6	Spänning samt ström ut från frekvensomriktaren.	38
4.7	Spänning och ström innan Likriktare 2.	38
4.8	Spänningen över lasten samt dess rippel som funktion av tid.	39
4.9	Strömmen genom lasten samt dess rippel som funktion av tiden.	39
4.10	Verkningsgrad över frekvensomriktare, spolar med dess kompen- seringsnät och Likriktare 2.	40
4.11	Spänning och ström till lasten som funktion av felplacering i x-led.	40
4.12	Effekt i lasten som funktion av felplacering i x-led.	41
4.13	DC/DC-omvandlare modellerad i Simulink.	42
4.14	Spänningen över lasten efter DC/DC-omvandlaren.	42
4.15	Strömmen genom lasten efter DC/DC-omvandlaren.	43
4.16	Blockschema över styrsystemet.	43
4.17	Inspänningen in i DC/DC-omvandlaren och den reglerade spänningen över lasten.	44
5.1	Primär- och sekundärspolhållaren modellerade i CAD.	46
5.2	Primär- och sekundärspolens konstruktion med dess ferrit under pri- märspolen.	46
5.3	Primär- och sekundärsidans konstruerade PCB:er med kompen- seringsnät, likriktare och effektmotstånd.	47
5.4	Bild på den frekvensomriktare som användes under de tester som utfördes.	48
5.5	Krets över uppkopplingen för mätning av ömsesidig induktans.	49
5.6	Uppkopplingar för uppmätning av ömsesidig induktans M vid korrekt placering och felplacering i x-led.	49
5.7	Resultat för ömsesidig induktans och kopplingsfaktor mot felplacering i x-led.	50
5.8	Resonansfrekvens för primär- och sekundärsidan från LCR-metern.	50
5.9	Uppkoppling av primärsidan.	51
5.10	Uppkoppling av sekundärsidan.	51
5.11	Spänning och ström till lasten med 300 V DC inspänning och fre- kvensen 85 kHz.	52
5.12	Spänning och ström ut från frekvensomriktaren och in till likriktaren med en inspänning på 300 V och frekvensen 85 kHz.	52
5.13	Verkningsgrad över de olika komponenterna med 300 V inspänning och frekvensen 85 kHz.	53
5.14	Värmeutveckling i frekvensomriktare och likriktare.	54
6.1	Drönarens sex olika orienteringar för kalibrering av sensorerna.	56
6.2	Ett autonomt uppdrag i QGC med tre GPS-markörer.	57
7.1	Alla komponenter som används för att autonomt kunna utföra di- stansberäkning.	62

7.2	Här presenteras hur varje komponent installerades i ordningen a–f. . .	63
7.3	Det visuella gränssnittet under positionsberäkning, med id markerat i grönt och den relativa positionen i vänster hörn.	65
7.4	Bilden illustrerar en av kalibreringsbilderna under analysen.	66
7.5	Illustration av alla detekterade hörnpunkter för de kalibreringsbilder som använts, samt hur RMS-felet för modellen avtar med antalet bilder. .	67
7.6	En illustration över hur experimentet ställdes upp för att beräkna distanserna i z- respektive x-riktning.	68
7.7	Python-koden som framställts för att visualisera fältet, där den blåa rutan visar de olika hastigheterna samt deras gemensamma magnitudbidrag.	72
7.8	Precisionslandning i simuleringen.	74
B.1	Bild som visar hur kommunikationen mellan datorn och Pi 5. Figuren är skapade med ChatGPT [56].	92

Tabeller

2.1	Sensorer som flygkontrollenheten behandlar.	16
3.1	Tabell över samtliga krav på spolarna.	24
3.2	Simulerade värden på induktans för en rak ledare och jämförelse med analytiska beräkningar.	25
3.3	Simulerade värden på induktans för en kvadratisk ledare och jämförelse med analytiska beräkningar.	26
3.4	Högsta kopplingsfaktorer för de olika geometriska parametrar.	28
4.1	Tabell över samtliga krav på laddningssystemet.	32
4.2	Värden på alla parametrar i <i>Diode</i> och <i>Capacitor</i>	34
4.3	Värden på alla parametrar i <i>N-MOS</i>	35
4.4	Värden på alla parametrar i <i>Pulse Voltage Source</i>	35
4.5	Värden på alla parametrar i <i>Mutual Inductor</i> och <i>Capacitor</i>	36
4.6	Värden på alla parametrar i <i>Diode</i> och <i>Capacitor</i>	36
4.7	Värden på alla parametrar i <i>MOSFET(Ideal, Switching)</i> , <i>Capacitor</i> , <i>Inductor</i> och <i>Pulse Generator</i>	42
5.1	Ingående komponenter i laddningssystemet.	47
5.2	Uppmätta komponentvärden jämfört med dess önskade ideala värde.	48
5.3	Spänning och ström vid lasten med dess rippel, vid 3 olika frekvenser.	52
5.4	Verkningsgrad över de olika komponenterna i det fullständigt uppkopplade laddningssystemet, vid 3 olika frekvenser.	53
6.1	Kanalinställningar i radiokontrollen.	58
6.2	Konfiguration av trelägeswitchen i radiokontrollen.	58
7.1	Skärm- och kalibreringsparametrar för schackbräde.	66
7.2	Utan radiell och tangentiell kompensering.	70
7.3	Med radiell och tangentiell kompensering.	70
7.4	Tester för olika x-värden för $z \approx 0,6$ m, där radiell och tangentiell compensation används. Storleken på markören var 8 cm.	70

1

Inledning

I detta kapitel redogörs en introduktion och bakgrund kring *Unmanned Aerial Systems* (UAS), trådlös effektöverföring samt automatisering av drönare. Därefter presenteras frågeställningen som projektet vill besvara, samt syftet och de avgränsningar som gjorts. Slutligen presenteras de samhällseliga och etiska aspekterna som är relevanta för projektet.

1.1 Introduktion

Framstegen i utvecklingen av UAS, eller drönare, har varit stora de senaste åren. Detta har ökat forskningen kring drönare inom en mängd olika områden, såsom urban övervakning av underjordisk miljö, jordbruk, militära samt medicinska applikationer [1], [2], [3], [4]. Detta ställer krav på att drönaren ska kunna operera dygnet runt, med så liten mänsklig interaktion som möjligt. Kravet begränsas av drönarens batteritid, den tidskrävande laddningstiden och en autonom landning med god precision [5]. Detta delavsnitt kommer att ge en introduktion och bakgrund till huvudkoncepten för detta projekt, vilket är trådlös laddning och automatiserad landning och flygning av drönare.

1.1.1 Laddning av drönare

För att behålla en drönare i luften under längre tidsperioder krävs det att batteriet laddas med jämna mellanrum på ett snabbt och smidigt sätt, eftersom tiden då en drönare kan flyga oftast endast uppgår till 30 minuter [5]. Det finns många olika metoder för att ladda batteriet, såsom solenergi och elkraftledningar. Problemet med solenergi är att effekten är för låg och elkraftledningar ligger för det mesta avskilt från drönarens arbetsområden, samt ställer höga krav på robusta sensorer och avancerad signalbehandling. Alternativet till detta är att byta ut batteriet när det är slut, vilket kräver en mekanisk process och ett lager med batterier. Ytterligare vanlig metod är den trådbundna laddningen. I detta fall måste kontaktytor till laddningen vara korrosionsfria samt fria från alla andra objekt, exempelvis löv, för att fungera. Vilket stärker fördelarna för användandet av den trådlösa laddningen [6], [7].

Historien om trådlös energiöverföring kan spåras tillbaka till slutet av 1800-talet, där Nikola Tesla var en av de mest framstående pionjärerna inom området. Tesla föreslog ett system där elektrisk energi skulle kunna överföras utan fysiska ledningar över längre avstånd. Under 1890-talet demonstrerade han experimentellt att elekt-

risk energi kunde överföras trådlöst genom fenomenet *Resonance Inductive Coupling* (RIC) med hjälp av en så kallad Tesla-spole [8]. Sedan dess har tekniken utvecklats avsevärt och lett till framväxten av det som i dag benämns *Wireless Power Transfer* (WPT). WPT har i modern tid fått en rad praktiska tillämpningar och används bland annat inom konsumentelektronik, laddningssystem för elektriska fordon, industriella system samt medicintekniska applikationer [9].

Inom WPT finns en mängd olika tekniker som används inom olika områden. WPT delas in i fyra områden baserat på deras uppbyggnad. Den vanligaste tekniken för trådlös laddning är *Magnetic field Wireless Power Transfer* (M-WPT), där *Inductive Power Transfer* (IPT) är en specifik metod inom detta område. IPT är en metod för trådlös laddning och används idag inom flera områden, såsom laddning av elektriska fordon och konsumentelektronik. Denna teknik har även börjats undersökas som en möjlig lösning för drönare. IPT-system utgår från att elektrisk energi överförs via ett växlande magnetfält mellan två spolar [10].

Effektiviteten av ett IPT-system beror främst på materialval, form och spolarnas inbördes orientering. Verkningsgraden avtar kraftigt vid ökande avstånd mellan primär- och sekundärspole, samt vid felplacering av spolarna, vilket blir särskilt problematiskt vid rörliga objekt. I ett IPT-system är det önskvärt att leverera en konstant utspänning över batteriet på ett så effektivt sätt som möjligt. Utspänningen beror på flera faktorer som spolgeometri, kopplingsfaktor och på lasten [10].

För att bibehålla en konstant utspänning över batteriet krävs det någon typ av kontroll för detta. Kontroll av utspänningen kan göras med ett flertal olika metoder, antingen på primärsidan, sekundärsidan eller båda. Forskning har gjorts på att styra utspänningen från primärsidan, genom ett reglersystem som mäter sekundärsidans utspänning och återkopplar den, för att styra inspänningen [11]. Det finns däremot en betydelsefull nackdel med att styra utspänningen på sekundärsidan genom primärsidan. Detta eftersom att kommunikation måste etableras mellan primär- och sekundärsidan, som oftast inte är fysiskt sammanlänkade. Därav är det enklare att endast styra utspänningen på sekundärsidan. Det finns även forskning på kontroll av utspänningen genom att ha kontrollsystem på både primär- och sekundärsidan. De har visat sig ge hög verkningsgrad genom att styra utspänningen på sekundärsidan medans primärsidans kontroll ansvarar för impedansmatchning. Nackdelen att styra på både primär- och sekundärsidan är dess höga ekonomiska kostnad [12].

1.1.2 Automatisering av drönare

Automatisering av människodrivna teknologier har varit en aktuell idé i millennium. Allt ifrån vattenhjulet och väderkvarnar, som användes för att mala sädeslag, till vad vi har idag med datorer och robotar. Idén har funnits länge och är mer aktuell idag än någonsin tidigare, inte minst inom drönarbranschen. Att kunna helt automatisera en drönares arbetsprocess skulle möjliggöra ökad effektivitet och minskat behov av mänsklig övervakning, där en viktig del är landningsprocessen [13].

För att en drönare autonomt ska kunna navigera krävs det att den kan samla in och tolka information från sin omgivning. Olika typer av sensorer kan tillsammans bidra med information om drönarens rörelse, position och orientering. Detta kan i sin tur användas för autonom styrning av drönaren [14]. Kameramoduler är också vanliga inom drönarapplikationer, eftersom de kan användas för datainsamling, visuell positionering och identifiering av objekt eller markörer i omgivningen [15], [16]. Vid autonom landning kan kamerabaserade system vara särskilt användbara, eftersom bilddata kan behandlas för att uppskatta drönarens position relativt en landningsplats och därmed bidra till en mer kontrollerad landning [17].

1.2 Syfte och mål

Syftet med detta projekt är att konstruera och utvärdera ett drönarsystem, baserat på autonom navigering till ett trådlöst laddningssystem. Arbetet delas därav upp i två huvudsakliga delar. Den första delen behandlar utvecklingen av ett trådlöst laddningssystem baserat på IPT-teknik. Den andra delen fokuserar på autonom flygning och precisionslandning av en befintlig drönare.

Målet med projektet är att drönaren autonomt ska kunna navigera mot en laddningsstation och landa med tillräcklig precision för att möjliggöra trådlös laddning, utan mänsklig inverkan.

För att uppnå projektets mål kommer följande frågeställningar besvaras:

- Hur kan spolarna designas utifrån en befintlig drönares dimensioner, sådan att kopplingsfaktorn maximeras och samtidigt bibehåller robusthet gentemot felplacering?
- Hur väl kan ett trådlöst laddningssystem realiseras utifrån en befintlig drönares batteriegenskaper?
- Kan ett PI-baserat styrsystem reglera utspänningen till önskat värde oberoende av felplaceringar av spolar?
- Vilka är de primära orsakerna till effektförluster i laddningssystemet och hur skiljer sig dessa från simuleringarna?
- Kan en befintlig manuell drönare autonomt navigera till förutbestämda positioner, för att därefter återvända och landa på startpositionen?
- Hur kan man estimerar relativ position med visuella markörer och en kamera?
- Hur kan man landa en drönare, med hög precision, genom att nyttja ett hastighetsfält?

1.3 Avgränsningar

Arbetet avgränsas till trådlös laddning med IPT. Övriga WPT-tekniker kommer inte att analyseras eller jämföras med det valda systemet. Felplaceringsanalysen begränsas till förskjutning längs en horisontell axel, utan hänsyn till vinkling eller förskjutning i flera riktningar samtidigt. Temperaturberoende materialegenskaper

hos litztråd och ferritens permeabilitet vid driftfrekvensen kommer att åsidosättas under simuleringen.

De fysiska labbtesterna gällande laddningssystemet kommer att begränsas av att tillgänglig DC-källa maximalt kan leverera 300 V. Batteriet kommer i samtliga experiment att ersättas av ett effektmotstånd som ekvivalent last, vilket inte fullt representerar laddningskaraktäristiken av ett batteri. Styrsystemet kommer att konstrueras och verifieras enbart i simulation. Ingen fysisk implementation eller experimentell verifiering av styrsystemet kommer att genomföras.

För laddningssystemet avgränsas arbetet till att undersöka hur visuella markörer kan användas för att estimerar relativ position och avstånd genom experimentella tester. Ett precisionsladdningssystem kommer endast att testas under enkla förhållanden via simuleringar.

1.4 Etiska aspekter

Utvecklingen av trådlös laddning för autonoma drönare kan bidra med stora positiva samhälleliga effekter. Genom implementering av automatisk laddning utan mänsklig interaktion kan drönare operera mer effektivt och kontinuerligt i viktiga funktioner såsom räddningstjänst, medicinska leveranser och infrastrukturinspektion. Det hade bidragit till snabbare insatser, därmed minskade konsekvenser och kostnader. Trådlös laddning minimerar även slitage på kontaktpunkter mellan drönare och laddstation, vilket bidrar till minskat underhållsbehov och lägre materialförbrukning av elektriska komponenter [18].

Det finns stora utmaningar med elektronik kopplad till säkerhet och energianvändning. Dessa grundar sig i att laddningssystemet ska fungera tillförlitligt i verkliga scenarier med en hög verkningsgrad och stabil reglering av spänning och effekt. När förlusterna är höga blir systemet ineffektivt och kan generera stor värme som kan skada känsliga delar i kraftelektroniken och framförallt batteriet. Batteriet är en kemisk produkt vilket är skadligt för naturen ifall något går fel. Om batterier felaktigt hamnar i naturen börjar de korrodera, vilket leder till att kemikalierna i batteriet sprider sig till vatten och mark och kontaminerar ekosystemet. Mer specifikt kan litiumbatterier vara instabila och orsaka bränder, vilket kan leda till förödande skador på natur och omgivning, samt bidra med utsläpp av skadliga ämnen [19]. Det gör det viktigt att implementera ett kylsystem som håller elektroniken inom sin arbetstemperatur. I offentliga och stadsnära miljöer ställs dessutom ett stort krav på elsäkerhet. Elektromagnetiska fält måste hållas inom fastställda gränsvärden för att inte människor och djur ska skadas [20].

Ur ett etiskt perspektiv är ansvar en central fråga eftersom autonoma drönare förväntas lösa arbetsuppgifter självständigt. Det självständiga arbetet som drönaren förväntas utföra hamnar delvis utom mänsklig kontroll. Vid eventuella fel eller olyckor uppstår därför frågor om vem som bär ansvaret för felen. Den centrala frågan blir om det är systemägaren, operatören eller utvecklaren som ska bära ansvar för

personskador eller förstörd egendom [21].

Ökad drifttid väcker även frågor om integritet. Drönare är vanligtvis utrustade med kameror, sensorer och positionssystem vars data kan användas mot individer. Att öka drönarens operationstid kan därmed också innebära utökad insamling av känsliga data. Tekniken måste användas i enlighet med gällande lagar och de etiska riktlinjer som råder inom drönarens arbetsområde [22].

Slutligen finns det en risk för att tekniken missbrukas eller hamnar i fel händer i syfte att skada eller döda andra människor. Drönare i krig har fått större uppmärksamhet sedan Rysslands invasion i Ukraina den 24 februari 2022. Detta har förändrat hur modern krigsföring ser ut. Som exempel på användningen av drönare i krig träffades 27 332 mål av ukrainska drönare under februari 2022 [23]. Även Sverige har valt att satsa på autonoma drönare. Dessa kommer att användas för spaning, lokalisering och identifiering [24].

2

Teori

I detta kapitel presenteras den teori som krävs för att förstå fortsatt läsning av denna rapport. Teorin täcker översiktligt hur laddningen fungerar med dess beståndsdelar. Den beskriver även hur drönaren fungerar tillsammans med ett landningssystem.

2.1 Elektromagnetisk fältteori och kopplingsfaktor

För att beskriva hur elektrisk energi överförs genom IPT används Ampères och Faradays lag. Ampères lag beskriver sambandet mellan magnetfältstyrkans cirkulation kring en sluten slinga och den fria ström som passerar genom den inneslutna ytan [25]. På differentialform kan lagen uttryckas som

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}, \quad (2.1)$$

där $\vec{J}$ är strömtätheten [$\frac{A}{m^2}$] och $\vec{H}$ är magnetfältets intensitet [$\frac{A}{m}$]. På integralform motsvarar detta

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = I_{\text{encl}}, \quad (2.2)$$

där I_{encl} är den inneslutna strömmen [A] som strömmar genom randens yta S .

Faradays lag beskriver hur en förändring av det magnetiska flödet genom en sluten slinga ger upphov till en inducerad spänning (emk) i slingan [25]. Detta beskrivs på den generella formen

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

där $\vec{E}$ är det elektriska fältet [$\frac{V}{m}$] och $\vec{B}$ är den magnetiska flödestätheten [T] [25]. Ekvation 2.3 kan beskrivas på integralform enligt

$$\oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}, \quad (2.4)$$

där L är slingan och S arean innesluten av. Definitionerna för elektromotorisk kraft samt magnetiskt flöde beskrivs som

$$emk = \oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2.5)$$

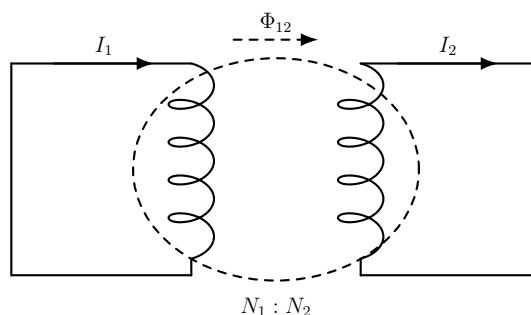
och

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}, \quad (2.6)$$

där emk är den elektromotoriska kraften [V] och Φ är det magnetiska flödet [Wb] [25]. Ekvation 2.4 kan då skrivas om med hjälp av ekvationerna 2.5 och 2.6 till

$$emk = -\frac{\partial \Phi}{\partial t}. \quad (2.7)$$

Om två spolar är placerade i närheten av varandra, där en primärspole leder en varierande ström I_1 , ger detta upphov till ett gemensamt magnetiskt flöde Φ_{12} . Detta skapar i sin tur elektromotorisk kraft i sekundärspolen. Denna elektromotoriska kraft leder till en inducerad ström I_2 visualiserat i figur 2.1.



Figur 2.1: Magnetiskt kopplade spolar med strömmar I_1 och I_2 , gemensam flödeskoppling Φ_{12} samt varvtalsförhållandet $N_1 : N_2$.

Det magnetiska flödet genom sekundärspolen orsakat av strömmen I_1 beskrivas med hjälp av ekvation 2.6 som

$$\Phi_{12} = \int_{S_2} \vec{B}_1 \cdot d\vec{s}_2, \quad (2.8)$$

och kan även uttryckas som

$$\Phi_{12} = \frac{L_{12}I_1}{N_2}. \quad (2.9)$$

L_{12} är den ömsesidiga induktansen [H] och N_2 är antalet varv i sekundärspolen [25]. Av symmetriskäl gäller att $\Phi_{12} = \Phi_{21}$ samt $L_{12} = L_{21}$. Den ömsesidiga induktansen kan därmed skrivas som

$$M = \frac{\Phi_{12}N_2}{I_1} = \frac{\Phi_{21}N_1}{I_2}, \quad (2.10)$$

där N denoterar antalet varv på spolen och I [A] är strömmen i spolen. De ned-sänkta siffrorna 1 och 2 denoterar primär- respektive sekundärspolen. Om I_1 är en sinusformad växelström kan ekvation 2.10 skrivas om med hjälp av ekvation 2.7 till

$$M = \frac{U_1}{\omega I_2} = \frac{U_2}{\omega I_1}, \quad (2.11)$$

där U denoterar spänningen över primär- respektive sekundärspolen och ω denoterar vinkelfrekvensen för strömmen.

Den del av det magnetiska flödet som skapas av strömmen I_1 och endast sammanlänkar primärspolen definierar primärspolens självinduktans. På motsvarande sätt definierar strömmen I_2 sekundärspolens självinduktans [25]. Självinduktanserna ges av

$$L_{11} = \frac{\Phi_{11}N_1}{I_1} \quad (2.12)$$

samt

$$L_{22} = \frac{\Phi_{22}N_2}{I_2}, \quad (2.13)$$

där L_{11} och L_{22} är självinduktanserna [H] för primärspolen respektive sekundärspolen.

För att beskriva den magnetiska kopplingen mellan två spolar används kopplingsfaktorn k . Kopplingsfaktorn kan beräknas enligt

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}, 0 < k < 1. \quad (2.14)$$

En hög kopplingsfaktor innebär att en större del av det magnetiska flödet sammanlänkar spolarna och är viktigt för en hög verkningsgrad. $k = 1$ innebär perfekt länkade spolar där allt flöde sammanlänkar mellan spolarna [26].

2.2 Egenskaper hos litztråd och ferrit

Litztråd är en typ av ledare som nyttjas i högfrekventa applikationer för att minska förluster. Litztråden består av många tunna ledare, så kallade kardeler, som tvinnas ihop och är samtliga är isolerade för att inte kortslutas med varandra [27]. De förluster som uppkommer vid nyttjandet av högfrekvent växelspanning beror av flertalet orsaker, exempelvis tvärsnittsarea, längd på kardeler och virvelströmmar i ledaren. Men den dominerande förlusten är närhetseffekten som härstammar från hur magnetfälten från kardelerna påverkar varandra [28].

Ferrit är ett keramiskt material med hög magnetisk permeabilitet $1000 - 10000[\frac{\text{H}}{\text{m}}]$. Den magnetiska permeabiliteten relation till magnetfältet beskrivs enligt

$$\vec{B} = \mu\vec{H}, \quad (2.15)$$

där materialet nyttjas för att öka verkningsgraden genom att öka den magnetiska kopplingen mellan spolarna samt minska läckinduktanser [28], [29].

2.3 Spolgeometri

Den geometriska formen som spolarna har påverkar dess energiöverföringskaraktäristik. Enligt [30] så är en kvadratisk geometri mer önskvärd på grund av dess höga effektöverföring med lägre känslighet för felplacering i jämförelse med en cirkulär geometri. Cirkulära geometriner har en högre kopplingsfaktor än kvadratiska för samma area, men parametern som har störst påverkan på effektöverföringen är arean som täcks av spolarna [31].

2.4 Resonans i RLC-krets

Som tidigare nämnt används kapacitiva kompenseringsnät för att kompensera för spolarnas induktans, vilket gör att mer aktiv effekt överförs och verkningsgraden ökar. Att addera kondensatorer på primär- och sekundärsidan för att effektkompensera spolarnas induktans kan leda till ett fenomen som kallas resonans. Konsekvensen av detta är att systemet förser sig själv med reaktiv effekt och behöver då inte tillföras utifrån, vilket hade gett förluster. Resonansfrekvensen fås enligt

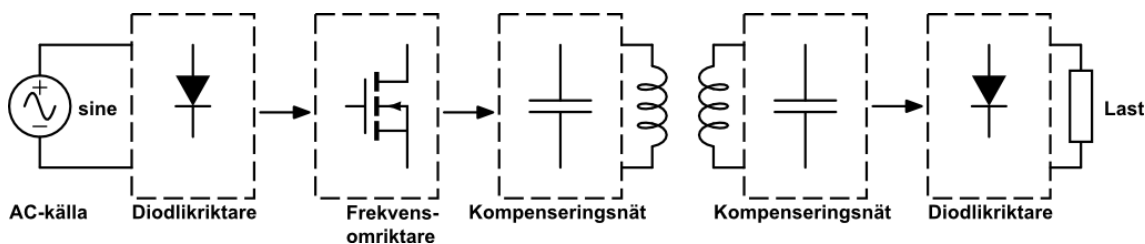
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.16)$$

där f är resonansfrekvensen, L är spolarnas induktans och C är kondensatorernas kapacitans [32].

I ett IPT-system, där den magnetiska kopplingen mellan primär- och sekundärspolen är svag på grund av luftgap och eventuell felplacering, används resonans för att möjliggöra hög verkningsgrad vid effektöverföring. Det finns dock problem med resonansfrekvensen då den kan variera i systemet över tid och på respektive primär- och sekundärsidan. Därav har det gjorts ett flertal studier där varierbara kondensatorer kan användas på primärsidan för att variera driftfrekvensen [33].

2.5 IPT-system

Principen för ett IPT-system är att effekt överförs trådlöst från primärsidan till sekundärsidan, över ett luftgap, med hjälp av magnetiska fält. I grunden består systemet på primärsidan av en AC-källa, diodlikriktare, frekvensomriktare och ett kompenseringsnät. Sekundärsidan består av ett kompenseringsnät, en likriktare och därefter en last. Systemet kan då representeras enligt figur 2.2 nedan.

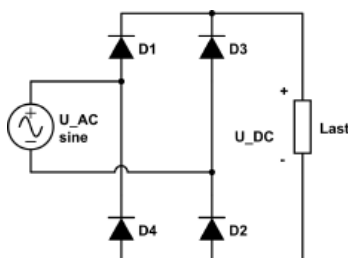


Figur 2.2: Blockschema över ett IPT-system.

Funktionen av ett IPT-system är att en AC-källa matar en växelspanning till diodlikriktaren, som i sin tur likriktar växelspanningen till likspänning. Därefter görs den likriktade spänningen om till en fyrkantsvåg med önskad frekvens i frekvensomriktaren. Kompenseringsnätet är av kapacitiv karaktär och består av kondensatorer, vilket kompenserar för den induktiva karaktären som finns i spolarna. Därefter överförs effekten från primärsidan till sekundärsidan genom det magnetiska fältet. Återigen kompenseras spolarnas induktans med ett kapacitivt kompenseringsnät bestående av kondensatorer och till slut används ytterligare en likriktare för att uppnå en jämn och konstant likspänning över lasten [34].

2.5.1 Likriktare

Den första komponenten i ett IPT-system är likriktaren, vilket är en viktig komponent inom kraftelektronik, vars funktion är att omvandla växelspanning till likspänning. För ett enfassystem går det exempelvis att använda en halvågslikriktare enligt figur 2.3 nedan.

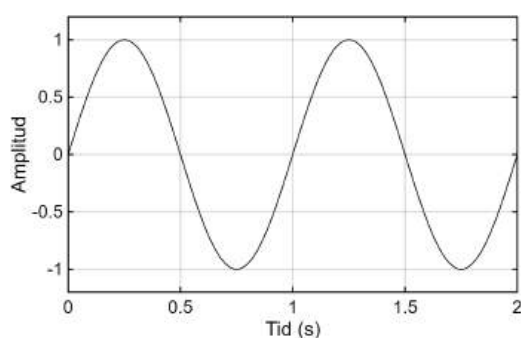


Figur 2.3: Kretsschema för en halvågslikriktare med dioder.

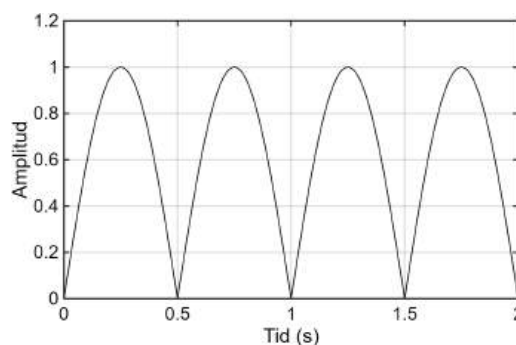
Halvågslikriktaren fungerar genom att olika diodpar leder ström under respektive halvperiod av signalen. Under den positiva halvperioden leder dioderna D1 och D2 strömmen till lasten. Dioderna D3 och D4 leder strömmen till lasten vid den negativa halvperioden. Beroende på vilken likspänning U_{DC} som eftersträvas, måste inspanningen U_{AC} regleras. Relationen mellan dessa för halvågslikriktning för ett enfassystem är att $U_{DC} = 0.9U_{AC}$ [35].

2.5.2 Likriktning med filterkondensator

En halvågslikriktare, enligt figur 2.3, omvandlar den negativa halvperioden hos växelspanningen till en positiv halvperiod. Därmed erhålls en utspänning där strömmen genom lasten flyter i samma riktning under hela perioden. Signalens utseende före och efter halvågslikriktning visas i figur 2.4a och i figur 2.4b.



(a) Innan likriktning.



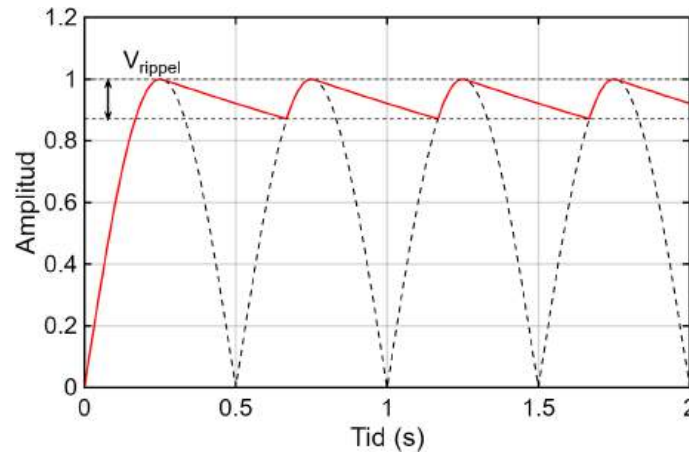
(b) Efter likriktning.

Figur 2.4: Signalen innan och efter halvågslikriktning.

Trots att halvågslikriktaren omvandlar växelspanningen till en signal med enbart positiva halvperioder, se figur 2.4b, erhålls inte en önskvärd konstant likspänning. Utspanningen varierar fortfarande över tiden, vilket innebär att den innehåller spänningsvariationer kring sitt medelvärde. Dessa variationer kallas rippel. För att reducera dessa variationer och erhålla en jämnare likspänning används ett filter på

likriktarens utgång, vanligtvis i form av en parallellkopplad kondensator.

Kondensatorns funktion är att lagra energi under de tidsintervall då den likriktade spänningen ökar. Den laddas upp till signalens toppvärde och börjar därefter laddas ur genom lasten när inspänningen avtar. På så sätt motverkar kondensatorn snabba spänningsfall mellan topparna hos den likriktade signalen, vilket leder till en jämnare utspänning med reducerad rippel. Effekten visas i figur 2.5.



Figur 2.5: Likriktad spänning med filterkondensator.

Sambandet mellan storleken på kondensatorn och rippelspänningen V_{ripple} är

$$V_{ripple} = \frac{I_{last} \cdot T}{C}, \quad (2.17)$$

där I_{last} är strömmen genom lasten som kopplas på likriktaren, T är periodtiden för signalen och C är storleken på filterkondensatorn. Detta kommer även påverka hur stor utspänningen blir. Utspänningen V_{DC} kommer då bli

$$V_{DC} = V_{AC,topp} - \frac{V_{ripple}}{2}, \quad (2.18)$$

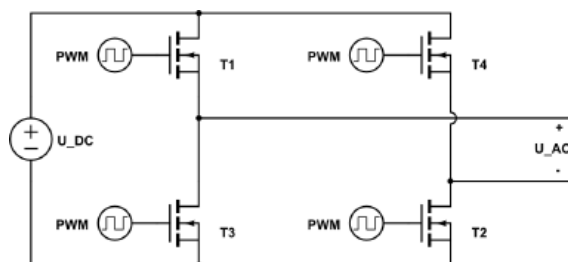
där $V_{AC,topp}$ är insignalens toppvärde [36].

2.5.3 Pulsbreddsmodulation (PWM)

Pulsbreddsmodulation eller *Pulse Width Modulation* (PWM) är en metod för att styra olika typer av transistorer. Transistorer är halvledarkomponenter och agerar som strömbrytare i kretsar. Dessa styrs av externa spänningar och kan därmed styras för att antingen vara på eller av. Transistorerna styrs av pulsbreddsmodulerade fyrkantsvågor, som under en viss tid sätter på eller av de olika transistorerna vid olika tidpunkter. Förhållandet mellan transistorens ledtid $t_{på}$ och periodtiden $T = \frac{1}{f}$, där f är den önskade frekvensen, kallas pulskvot och definieras som $\frac{t_{på}}{T}$. Pulskvot uttrycks i procent och betyder intuitivt hur stor del av periodtiden som en transistor leder [37].

2.5.4 Frekvensomriktare

Nästa komponent i IPT-systemet är frekvensomriktaren. Frekvensomriktarens uppgift är att omvandla DC-spänning till AC-spänning med önskad amplitud och frekvens. Frekvensomriktare består av ett antal transistorer med förmågan att vara helt på eller helt av. När transistorerna sätts på och av periodiskt skapas en signal med varierbar frekvens med inspänningens amplitud. I figur 2.6, visas ett kretsschema över en frekvensomriktare.

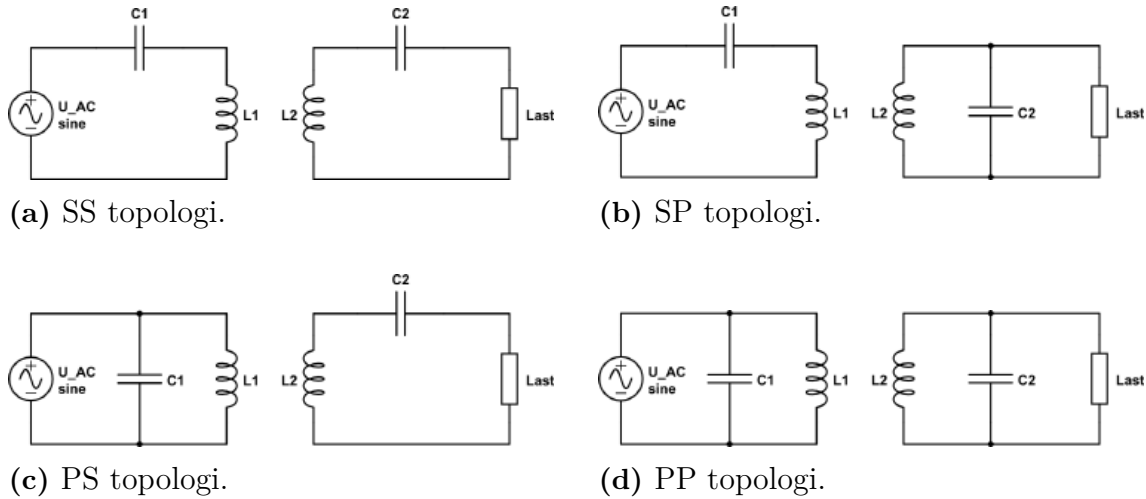


Figur 2.6: Kretsschema över en frekvensomriktare.

Vi korrekt styrning av transistorerna blir U_{AC} en högfrekvent fyrkantsvåg [38]. Fyrkantsvågen består av en summa av oändligt många sinusvågor, även känt som en Fourier serie [39]. I ett IPT-system med kompenseringskondensatorer dämpas höga frekvenser, så kallade övertoner, som fyrkantsvågen består av och endast grundtonen kommer att passera. Detta medför att utsignalen från frekvensomriktaren kan vara en fyrkantsvåg utan att påverka effektöverföringen [40].

2.5.5 Kompenseringsnät

I ett IPT-system är överföringen mellan spolarna av induktiv karaktär, vilket påverkar överföringens verkningsgrad. Det finns då ett behov av att kompensera denna induktiva karaktär med ett kapacitivt kompenseringsnät för att kunna minimera reaktiv effekt i systemet. Kondensatorerna i detta kompenseringsnät kan kopplas på olika sätt, vilket också ger olika resultat [41]. Nedan i figur 2.7 visas förenklade kretsscheman för de olika topologierna och hur kondensatorerna kopplas. Om de är seriekopplade benämns de med ett S och om de är parallellkopplade benämns de med ett P.



Figur 2.7: De olika topologierna för IPT systemet.

Dessa olika topologier har olika för- och nackdelar, men SS topologin är den mest mångsidiga topologin på grund av ett flertal anledningar. Utspänningen kan enkelt styras med hjälp av switchfrekvensen för både SS och PS. Däremot är SS speciellt tålig mot felplaceringar eftersom utspänningen i detta fall är oberoende av kopplingsfaktorn. PS och PP topologier är mest användbara när primärsidan matas med en konstant strömkälla [42]. För att kompensera den induktiva karaktären måste impedansen för de kapacitiva komponenterna vara lika med spolarnas induktans enligt

$$\frac{1}{\omega C} = \omega L. \quad (2.19)$$

Omskrivning av ekvation 2.19 ger att

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}, \quad (2.20)$$

där C är kondensatorernas kapacitans, L är spolarnas induktans och f är resonansfrekvensen.

2.5.6 Ekvivalent last

För att möjliggöra säkra experiment kan batteriet i IPT-systemet ersättas med en ekvivalent resistans. Denna resistans kan enkelt beräknas genom sambandet mellan spänning och effekt enligt

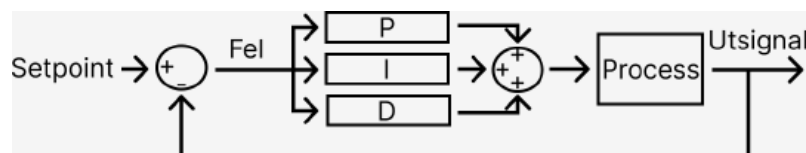
$$R_L = \frac{U^2}{P_L}, \quad (2.21)$$

där U är batteriets spänning och P_L är effekten som batteriet laddas upp med [32].

2.6 PID regulator

En *Proportional Integral Derivative* (PID) regulator är en återkopplad komponent som mäter en utsignal från en process och styr insignalen, för att behålla utsignalen till det önskade värdet, även kallat *setpoint* på engelska. En PID är ett slutet

återkopplat system, som kan beskrivas som en grupp regler som ger en precis reglering. Ett slutet återkopplat system betyder att systemet gör mätningar i realtid som konstant återkopplas tillbaka till regulatören för att försäkra sig om att det önskade värdet faktiskt blir uppnått. Målet med systemet är att utsignalen ska uppnå det önskade värdet. Nedan i figur 2.8 syns ett blockschema över ett system som styrs av en PID regulator.



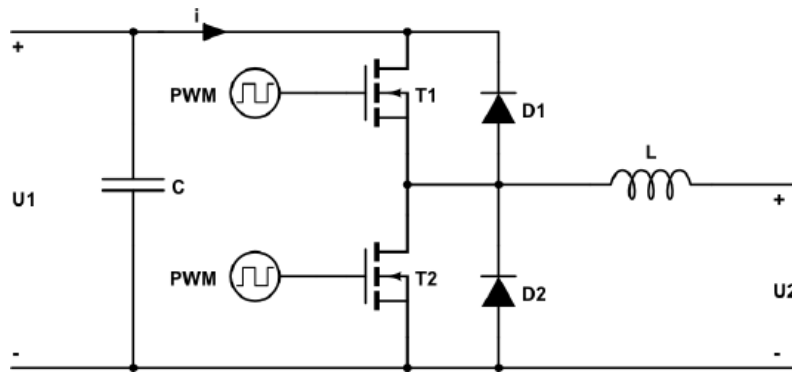
Figur 2.8: Blockschema över ett system som styrs med hjälp av en PID regulator.

Systemet jämför utsignalen mot det önskade värde, det som kallas *setpoint*. Felet matas in i PID-regulatören som reagerar på detta och avger en styrsignal till processen. Processen är den fysiska anordning eller förlopp som ska regleras. Därefter fås det återigen ut en utsignal som återkopplas och jämförs med det önskade värdet.

En PID-regulator använder tre olika modes, proportionell, integrerande och deriviv. Den viktigaste av dessa är den proportionella kontrollen, som bestämmer magnituden av skillnaden mellan det önskade värdet och utsignalen. Den bestämmer hur mycket utsignalen behöver ändras av processen. De flesta systemen fungerar väldigt bra med endast en proportionell kontroll. Den integrerande kontrollen tittar på hur länge felet har funnits och summerar felet över tid. Om det finns ett litet fel kvar som funnits över en längre tid, hjälper den integrerande kontrollen till att ta bort detta. Kort sagt tar den integrerande delen bort kvarstående små fel. Till sist beaktar den deriviv-kontrollen hur snabbt felet förändras och kan då bromsa regleringen om felet ändras för snabbt. Dessa olika modes kan kombineras på olika sätt, alla modes behöver inte användas i alla regulatorer [43].

2.7 Likspänningsomriktare DC/DC

En likspänningsomriktare, även kallad DC/DC-omvandlare, används för att omvandla en likspänning på ingången till en annan likspänningsnivå vid sin utgång. En DC/DC-omvandlare kan fungera på två olika sätt, för nedspänningsomvandling (*buck converter*) eller uppspänningsomvandling (*boost converter*). I figur 2.9 visas kretsschemat för en generell DC/DC-omvandlare. Kretsen består av två transistorer $T1$ och $T2$, en induktans L , en kondensator C samt två dioder $D1$ och $D2$. Transistorerna matas med PWM för att kunna styra utsignalen.



Figur 2.9: Kretsschema DC/DC-omvandlare.

Relationen mellan spänningen på inporten och utporten för en nedspänningsomriktare kan skrivas som

$$U_2 = \frac{t_p}{T} U_1, \quad (2.22)$$

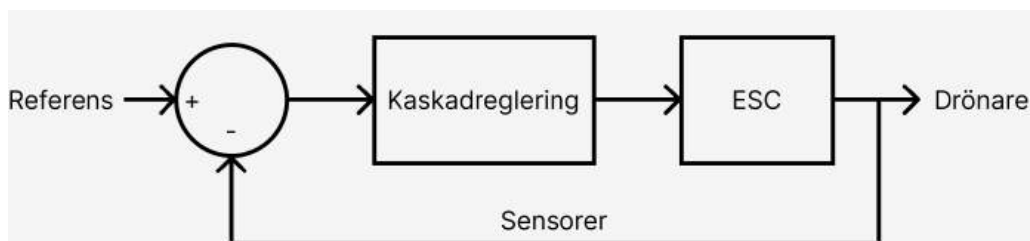
där $\frac{t_p}{T}$ är pulskvoten. Pulskvoten styr hur mycket av U_1 som förs över till U_2 . Perioden T motsvarar switchperioden då transistorerna $T1$ och $T2$ växelvis slås på och av. Induktansen L och kapacitansen C lagrar energi mellan periodtiden för att säkerställa en jämn DC spänning på utgången. För att räkna ut L och C tas kravet på rippel i beaktning, det vill säga hur stort strömrippel och spänningsrippel som tillåts på utgången. Induktansen L dimensioneras utifrån den maximalt tillåtna strömrippet ΔI_L i spolen enligt

$$L = \frac{(U_1 - U_2)t_p}{\Delta I_L} \quad (2.23)$$

[44]. Kapacitansen C dimensioneras istället utifrån det maximalt tillåtna spänningsrippet på ingången och kan bestämmas genom ekvation 2.17, där I_{last} istället är strömmen i i figur 2.9. En större kapacitans ger mindre spänningsrippel eftersom kondensatorn då kan lagra mer energi mellan switchtillfällena.

2.8 Drönarens funktion

Drönarsystem består av flera samverkande delsystem som tillsammans möjliggör stabil flygning och styrning. I figur 2.10 visualiseras en förenklad modell för de ingående delar som utgör drönarsystemet.



Figur 2.10: Förenklad modell över ett drönarsystem.

En referens, från till exempel en kontroll eller laptop, jämförs med de sensorer som beskriver drönarens position och orientering. Därefter regleras detta genom en kaskadreglering som sedan skickas till drönarens motorer genom *Electronic Speed Controllers* (ESC). I detta avsnitt görs en grundläggande beskrivning om vad de olika komponenterna i detta drönarsystem gör.

2.8.1 Flygkontrollenheten

Flygkontrollenheten fungerar som den centrala beräkningsenheten i drönarsystemet och ansvarar för stabilisering, sensorfusion och styrning av motorerna. Pixhawk är en etablerad flygkontrollenhet som oftast används i drönare. Flygkontrollenheten innehåller flera inbyggda sensorer, som används för att uppskatta drönarens orientering och rörelser i tre dimensioner, se tabell 2.1.

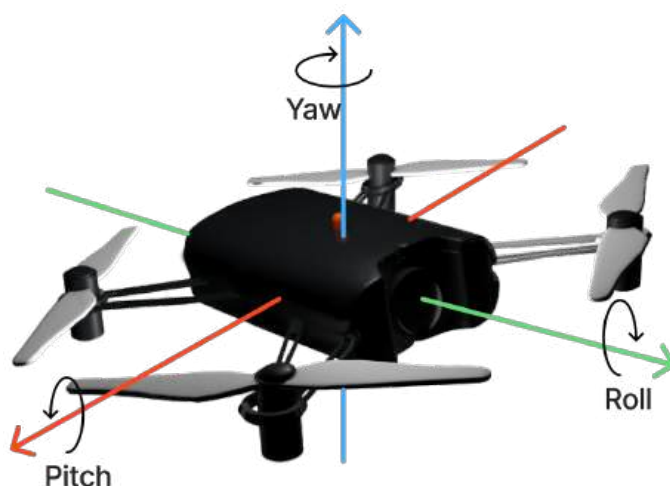
Tabell 2.1: Sensorer som flygkontrollenheten behandlar.

Sensor	Vad den mäter
Accelerometer (ACC)	Linjär acceleration i x-, y- och z-led
Gyroskop (GYRO)	Rotationshastighet kring x-, y- och z-axeln
Magnetometer (MAG)	Jordens magnetfält (riktning)
Barometer (BARO)	Lufttryck
GPS	Position (latitud/longitud), hastighet och höjd

Sensorerna som presenteras i tabell 2.1 ger tillsammans en fullständig bild av drönarens rörelse, orientering och omgivning. Sensordata bearbetas kontinuerligt av flygkontrollenhetens mikroprocessor som använder olika regleralgoritmer, i en kaskadreglering, för att stabilisera drönaren under flygning. Stabiliseringen sker genom att flygkontrollenheten beräknar justeringar av motorernas rotationshastigheter baserat på sensordata eller användarkommandon. Om drönaren exempelvis lutar åt ett håll kommer flygkontrollenheten distribuera effekten olika på motorerna för att återställa balansen. Utöver stabilisering fungerar flygkontrollenheten som hjärnan mellan de olika systemkomponenterna såsom mottagare, GPS-moduler och markkontrollstationer [14].

2.8.2 Framdrivningssystem

Framdrivningssystemet i en drönare utgör den sista delen av de återkopplade regler-systemet och omvandlar styrsignaler till fysiska krafter och moment i propellrarna. Efter att kaskadregleringen i flygkontrollenheten har beräknat korrigeringar i Roll, Pitch, och Yaw komponenterna, se figur 2.11, skickas dessa vidare till en mixerfunktion. Mixern kombinerar de individuella styrsignalerna från kaskadregleringen och omvandlar dem till separata motorkommandon för varje motor.



Figur 2.11: Drönarens tre rotationsrörelser Roll, Pitch och Yaw, där grön axel motsvarar färdriktning.

De framräknade motorkommandona skickas därefter till elektroniska hastighetsregulatorer ESC. ESC:erna omvandlar styrsignaler till en reglerad elektrisk effekt till varje motor och justerar därmed motorernas rotationshastighet i realtid. Flygkontrollenheten använder denna struktur där varje ESC styrs individuellt för att stabilisera flygningen samt generera både lyftkraft och vridmoment. En vanlig typ av drönare är en multirotordrönare, där flera elektriska motorer driver propellrar för att generera lyftkraft och möjliggör kontrollerad flygning. Konfigurationen består av fyra motorer placerade i ett X-format kring drönarens centrum vilket är typiskt för ett quadcopter-system. I en quadcopter roterar två motorer medurs och två motorer moturs. Denna konfiguration gör det möjligt att balansera de vridmoment som genereras av propellrarna och därigenom stabilisera drönaren [45].

2.8.3 Radiosystemet med flygkontrollenheten

Styrning av drönare sker via ett radiosystem bestående av en sändare i form av en kontroll och en mottagare som sitter på drönaren. Mottagaren används för att ta emot styrsignaler från kontrollen och vidarebefordrar dessa till drönarens flygkontrollenhet. Signalerna som skickas från sändaren till mottagaren är fyrkantsvågor. För att särskilja olika signaler från sändaren kan pulsbredden på fyrkantsvågorna ändras.

Kommunikationen mellan mottagaren och flygkontrollenheten sker ofta via ett digitalt seriellt protokoll, exempelvis SBUS. SBUS möjliggör överföring av flera styrkanaler genom en enda kabel. Till skillnad från analoga signaler, där varje kanal behöver en separat kabel, kan SBUS överföra upp till 16 styrkanaler via en enda anslutning. Flygkontrollenheten tolkar därefter signalerna som olika styrkommandon från operatören, exempelvis, Roll, Pitch och Yaw. Genom denna kommunikation kan operatören styra drönarens rörelser i realtid [46].

2.8.4 Markstationskontroll (QGroundControl)

Flygkontrollenheten ansvarar för att bearbeta sensordata från inbyggda sensorer för att uppskatta drönarens orientering och rörelse. Konfiguration av systemet utförs via ett markstationsprogram som kallas QGroundControl (QGC). QGC används för att konfigurera och kommunicera med flygkontrollenheten via en datoranslutning. Programmet möjliggör konfigurering av drönarens fysiska geometri, kalibrering av sensorer samt övervakning av flygdata i realtid såsom höjd, hastighet och orientering. Genom kombinationen av flygkontrollenheten och QGC kan drönarsystemet konfigureras, styras och övervakas på ett effektivt sätt [47].

2.9 Kamerateori och positioneringssystem

I detta kapitel förklaras den teori som ligger till grund för precisionslandningssystemet. Detta inkluderar vad en AprilTag är, hur en kamera kan modelleras samt en enkel beskrivning av kamerakalibrering.

2.9.1 AprilTag

AprilTag, vilket i denna rapport benämns som A-markör, är ett visuellt markörsystem som används inom exempelvis robotik. Systemet bygger på högkontrastmarkörer med tydliga geometrier, vilket tillsammans möjliggör robust och automatisk detektion. Ett exempel på en sådan markör presenteras i figur 2.12 [48].



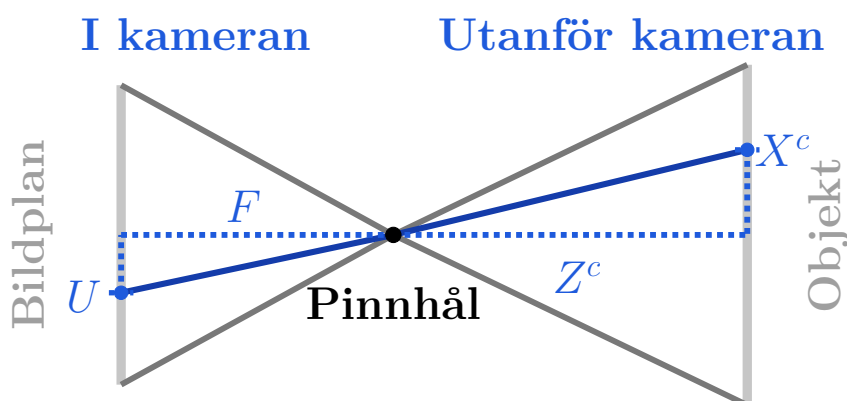
Figur 2.12: Exempel på en A-markör av typ *tag36h11* med ID 0, genererad med Python.

A-markörer kan liknas vid QR-koder som används i vardagen, men är optimerade för robust detektion snarare än datalagring. En vanlig variant inom A-markörer är *tag36h11*, denna ger en hög tillförlitlig detektion men är större än andra familjer [48].

När en A-markör identifieras bestäms markörens hörn i kamerabilden, det vill säga hörnens positioner i bilden. Genom att kombinera dessa bildpunkter med markörens verkliga storlek kan markörens position och orientering relativt kameran uppskattas [48], [49].

2.9.2 Pinnhålsmodellen och inre parametrar

Moderna kameror är komplexa i sin konstruktion och består av flera linser som tillsammans formar en bild. Kameran har även en öppning kallad bländare, vilket avgör hur mycket ljus som släpps in från omgivningen. En förenklad modell av en kamera är däremot pinnhålsmodellen, vilken illustreras i figur 2.13. Idén är att approximera kamerans bländare med en oändligt liten punkt, kallat pinnhål. Genom pinnhålet propagerar allt ljus från objektet som når bildplanet. Distanserna Z^c och X^c är den tvådimensionella positionen i millimeter av en punkt på objektet relativt pinnhålet, alltså kamerans perspektiv. Ljuset från punkten färdas genom pinnhålet och träffar bildplanet i punkten (F, U) . F och U , i detta sammanhang, kallas brännvidden respektive bildkoordinat och har enheten millimeter. Bildplanet i verkligheten motsvarar också sensorn som framställer bilden. Genom denna förenkling kan optisk geometri användas för att beskriva kamerans egenskap att framställa en bild. Modellen tar dock inte hänsyn till linsdistorsion, vilket uppstår i verkliga linssystem [50].



Figur 2.13: Illustration av den ideala pinnhålsmodellen och projektionen från objektet till bildplanet.

Relationen mellan längderna hos de likformiga trianglarna i figur 2.13 kan beskrivas med proportionen

$$\frac{U}{F} = \frac{X^c}{Z^c}. \quad (2.24)$$

I praktiska kamerasystem är det dock ofta mer lämpligt att uttrycka positioner och brännvidder i pixlar istället för millimeter. Därför introduceras en skalningskonstant k , som omvandlar längder i bildplanet från millimeter till pixlar. Ett praktiskt val är

$$k = \frac{l}{L}, \quad (2.25)$$

där l motsvarar sensorhöjden i pixlar och L sensorhöjden i millimeter. Låt därefter $u = kU$ och $f = kF$. Sambandet kan då skrivas som

$$\frac{kU}{kF} = \frac{X^c}{Z^c} \Rightarrow \frac{u}{f} = \frac{X^c}{Z^c}. \quad (2.26)$$

För tydlighetens skull kommer stora bokstäver användas för distanser i millimeter, medan små bokstäver används vid distanser i pixlar, där u och f är bildkoordinaten

samt brännvidden i pixlar.

Eftersom bildplanet inte nödvändigtvis måste sammanfalla med pinnhålet kan en förflyttning av bildplanets mitt relativt pinnhålet betraktas. Detta skulle ge upphov till en mer generell formulering av ekvation 2.26 och motsvarar

$$\frac{u - u_0}{f} = \frac{X^c}{Z^c} \Rightarrow Z^c u = f X^c + Z^c u_0, \quad (2.27)$$

där u_0 kallas principalpunkten. På matrisform motsvarar detta

$$\begin{bmatrix} Z^c u \\ Z^c v \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} X^c \\ Y^c \\ Z^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x & 0 & u_0 \\ 0 & f_y & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^c \\ Y^c \\ Z^c \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

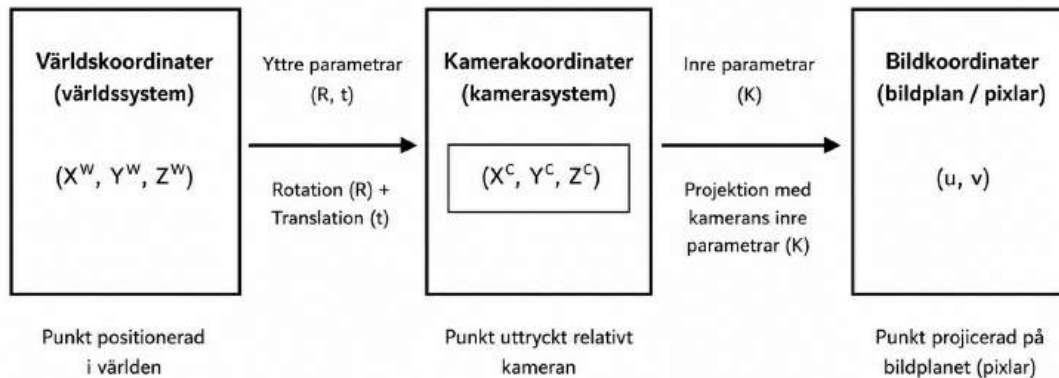
där $\mathbf{K}$ kallas kameramatriken. Värt att notera är att koordinatsystemet i bildplanet sällan placeras i centrum av planet, vilket hade gett det ideala fallet att $u_0 = v_0 = 0$. I många fall, speciellt i programmeringssammanhang, placeras däremot koordinatsystemet i det övre vänstra hörnet, med x-axeln åt höger och y-axeln neråt i planet. I idealfallet hade därför u_0 och v_0 varit hälften av bildförhållandet i pixlar [49], [50].

2.9.3 Yttre parametrar

De yttre parametrarna, till skillnad från de inre, beskriver i praktiken ett byte av perspektiv. I föregående avsnitt presenterades kameraperspektivet, där punkter beskrevs i kamerans koordinatsystem med koordinaterna (X^c, Y^c, Z^c) . För att kunna relatera dessa punkter till verkliga positioner introduceras även ett världskoordinatsystem, där samma punkt istället beskrivs med koordinaterna (X^w, Y^w, Z^w) . Detta är viktigt för att kunna relatera verkliga positioner och avstånd till kamerans perspektiv [49], [50].

Världskoordinatsystemet (X^w, Y^w, Z^w) kan placeras som en lokal referenspunkt, men också i anslutning till objektet i figur 2.13. För att underlätta kommande förklaring används A-markören som objekt. Då väljs vanligtvis två axlar parallella med markörens plan, vilket ger upphov till de verkliga distanserna X^w samt Y^w . Den tredje axeln väljs normalt till planet och ger upphov till distansen Z^w . Eftersom de verkliga distanserna hos markören är mätta i markörens plan medför det att $Z^w = 0$. En känd distans på markören kan därmed relateras till den projektion som kameran observerar i bilden, vilket möjliggör uppskattning av objektets position samt orientering relativt kameran [49], [50].

Transformationen mellan kamerans koordinatsystem och världskoordinatsystemet kan matematiskt beskrivas som en translation samt en rotation. Translationen anger kamerans position relativt världskoordinatsystemet och rotationen beskriver kamerans orientering relativt världskoordinaterna. Därav introduceras translationsvektorn $\mathbf{t}$ och rotationsmatrisen $\mathbf{R}$. Figuren 2.14 illustrerar övergången från verkliga distanser till vad som framställs i bildplanet [49], [50].



Figur 2.14: Relationen mellan världskoordinater, kamerakoordinater och bildkoordinater för den ideal pinnhålsmodellen.

2.9.4 Distorsionsmodellen

Som tidigare nämnts är den tidigare modellen en förenkling av en verklig kamera och tar inte hänsyn till linsdistorsion. Ett tydligt exempel på skillnaden är som sagt att bländaren i verkligheten inte är en ideal punkt. För att kompensera för detta används olika typer av linser som samlar och fokuserar inkommande ljuset innan det når bildplanet. Riktiga linser introducerar däremot optiska avvikelser, vilket gör att den bild som framställs inte exakt följer den idealiserade teori som behandlas inom geometrisk optik. De två största bidragen en reell lins introducerar är radiell samt tangentiell distorsion. Radiell distorsion är den mer dominanta av de två och transformerar raka linjer från objektplanet till böjda i bildplanet. Tangentiell distorsion härstammar istället från att linsen inte är exakt parallell med bildplanet [50], [51].

Idén bakom radiell och tangentiell distorsion bygger på den teori som studerades av Duane Brown. Det finns en icke-linjär transformation från den punkt i bildplanet där en projektion idealt skulle hamna utan distorsion, till den punkt där den faktiskt avbildas på grund av linsens egenskaper. Låt därför de normaliserade bildkoordinaterna utan distorsion betecknas som

$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} = \frac{1}{Z^c} \begin{bmatrix} X^c \\ Y^c \end{bmatrix}, \quad (2.29)$$

där indexet i betecknar den ideala projektionen utan distorsion [50], [51], [52].

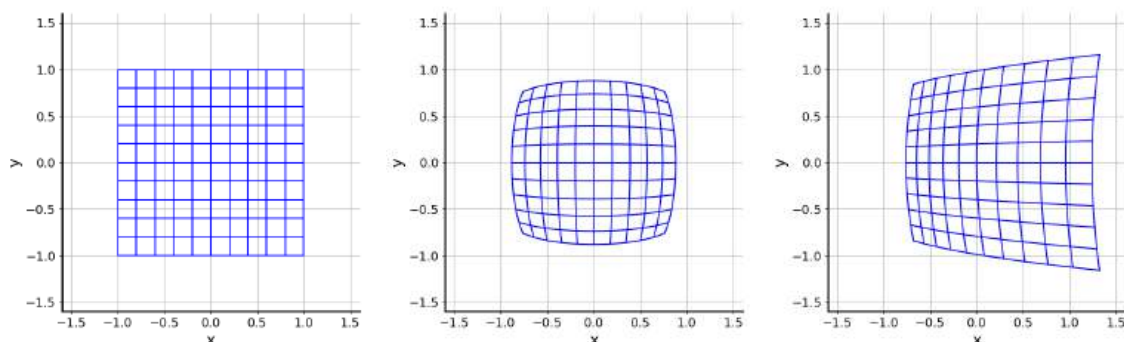
Formlerna för distorsionen kan beskrivas för både x - och y -koordinaterna enligt

$$\begin{aligned} x_d &= x_i + \left[x_i \left(k_1 r_i^2 + k_2 r_i^4 + k_3 r_i^6 \right) \right] + \left[p_1 \left(r_i^2 + 2x_i^2 \right) + 2p_2 x_i y_i \right] \\ y_d &= y_i + \left[y_i \left(k_1 r_i^2 + k_2 r_i^4 + k_3 r_i^6 \right) \right] + \left[2p_1 x_i y_i + p_2 \left(r_i^2 + 2y_i^2 \right) \right], \end{aligned} \quad (2.30)$$

där k_1 , k_2 och k_3 beskriver den radiella distorsionen, medan p_1 och p_2 beskriver den tangentiella distorsionen [49], [50]. Indexet d i formeln noterar distorsion. Det radiella avståndet från bildcentrum r_i , definieras som

$$r_i^2 = x_i^2 + y_i^2. \quad (2.31)$$

För att illustrera förvrängningen som radiell samt tangentiell distorsion bidrar med, framställdes figur 2.15.



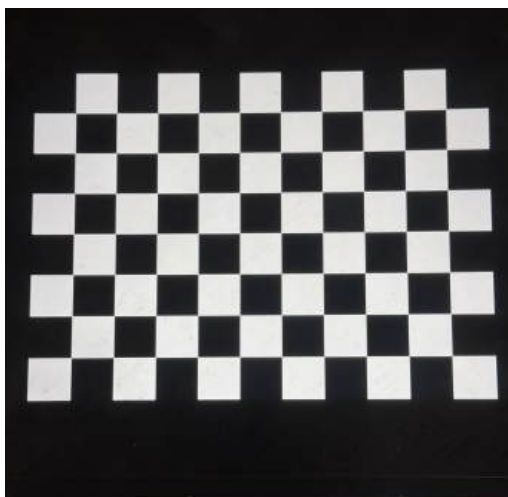
(a) Ideal mappning enligt pinnhålsmodellen. (b) Radiell distorsion med $k_1 = -0,12$ och $k_2 = k_3 = p_1 = p_2 = 0$. (c) Tangentiell distorsion med $p_1 = k_1 = k_2 = k_3 = 0$ och $p_2 = 0,08$.

Figur 2.15: Illustration av ideal projektion samt exempel på radiell och tangentiell distorsion.

Sammanfattningsvis används de yttre parametrarna för att relatera kända verkliga dimensioner och avstånd till kamerans perspektiv. De inre parametrarna relaterar sedan det kameran uppfattar till motsvarande positioner i bildplanet, där distorsionsmodellen kompenserar för linsernas påverkan på systemet.

2.9.5 Kamerakalibrering

I praktiken bestäms kamerans inre och yttre parametrar samt distorsionskoefficienterna genom att fotografera ett känt kalibreringsmönster från flera olika vinklar och positioner. Ett exempel är ett rutigt schackbräde, se figur 2.16, där avstånden mellan hörnen är kända. Trots att rutnätet i figur 2.16 består av 11×8 rutor benämns mönstret som 10×7 , eftersom det är de inre hörnen mellan rutorna som används vid kalibreringen [49], [53].



Figur 2.16: Illustration av ett kalibreringsmönster av dimension 9x6.

För varje bild identifieras hörnens positioner i bildplanet. Eftersom avstånden mellan hörnen i kalibreringsmönstret är kända kan en idealiserad geometrisk modell av mönstret beskrivas. För varje bild uppskattas modellens position och orientering relativt kameran med hjälp av translationsvektorn $\mathbf{t}$ och rotationsmatrisen $\mathbf{R}$. De yttre parametrarna är olika för varje bild och används främst för att beskriva mönstrets placering relativt kameran vid respektive fototillfälle [49], [50], [53].

Tillsammans med kamerans inre parametrar i $\mathbf{K}$ och distorsionsmodellen, kan hörnpunkterna i den ideala modellen projiceras till bildplanet. Kalibreringen går därefter ut på att iterativt bestämma kamerans inre parametrar och distorsionsparametrar, samtidigt som de yttre parametrarna uppskattas för varje bild, så att skillnaden mellan de projicerade och detekterade hörnpunkterna minimeras. Detta fel kallas reprojektionsfel och uttrycks vanligtvis som ett RMS-fel, vilket minimeras över samtliga kalibreringsbilder [49], [50], [53].

En god kalibrering är därefter en förutsättning för att mer tillförlitligt kunna uppskatta en markörs translation och rotation relativt kameran vid detektion av A-markören. Detta är i sin tur av stor vikt för precisionslandningen [49], [50], [53].

3

Analys och dimensionering av spolarna

I detta kapitel presenteras metod och resultat från simuleringarna som genomfördes i programvaran COMSOL Multiphysics. Syftet med detta kapitel är att presentera en modell för primär- och sekundärspolen som skall kunna användas för att modellera hela laddningssystemet i Simulink. Spolarna dimensionerades utifrån att maximera kopplingsfaktorn, men också beakta robusthet gentemot felplacering. Detta gjordes genom att inledningsvis verifiera att rätt inställningar användes, så att simuleringarna gav trovärdiga resultat. Till sist jämfördes olika geometrier av spolarna för att ta fram den mest optimala spoldesignen.

3.1 Krav och förutsättningar

Spolarnas design beror på olika faktorer som måste tas hänsyn till. Dessa förutsättningar för primär- och sekundärspolen ställdes utefter drönarens storlek, 3D-skrivarens egenskaper och att litztråden inte får överskrida en strömtäthet på $5 \frac{A}{mm^2}$. Dessa förutsättningar låg till grund för de krav som syns i tabell 3.1.

Tabell 3.1: Tabell över samtliga krav på spolarna.

Parameter	Enhet	Värde
Sekundärspolens inre bredd	19,50	cm
Sekundärspolens lindningsbredd	0,50	cm
Spolarnas höjd	0,40	cm
Luftgap mellan spolarna	0,40	cm
Litztrådens tvärsnittsarea (koppar)	1,88	mm^2

Måtten på sekundärspolen var utformade kring drönaren, där den inre bredden bestämdes för att få plats på drönarens ben och bredden på sekundärspolen gjordes så liten som möjligt för att göra drönaren så smidig som möjligt. Spolarnas höjd och luftgapet mellan spolarna bestämdes utifrån 3D-skrivarens egenskaper.

3.2 FEM-simuleringar

För att säkerställa rätt inställningar i COMSOL kommer analytiska beräkningar jämföras med beräkningar utförda i COMSOL. Detta har i syfte att öka resultatens

trovärdighet och säkerställa att framtida simuleringar inte har omfattande beräkningstider.

3.2.1 Grundinställningar

De undersökta modellerna konstruerades med COMSOLs inbyggda geometriverktyg. Varje ledare omgavs av en sfär som definierade det omgivande rummet, där sfärens storlek anpassades efter respektive ledare. Ledarna modellerades i koppar och tilldelades attributet *coil*. Detta möjliggjorde bestämning av induktanser genom *stationary analysis* via *coil parameters*. För resistansberäkningar användes däremot *frequency analysis* tillsammans med *coil*-funktionen.

3.2.2 Meshinställningar

Mesh är de två- eller tredimensionella rutnät som ligger till grund för COMSOLs FEM simuleringar. En ökad meshdensitet förbättrar lösningens noggrannhet till kostnad på längre beräkningstid. I COMSOL finns 9 stycken förinställda meshtyper som sträcker sig från *extremely coarse* till *extremely fine*. För att säkerställa rimliga beräkningstider, samt tillförlitliga resultat, testades *Extra coarse*, *Coarse*, *Fine* och *Extra fine* i verifieringen av FEM-simuleringarna.

3.2.3 Verifiering av simulation: oändligt lång rak ledare

Induktansen för en oändligt lång rak ledare kan beskrivas enligt formeln

$$L_{rak,Analytisk} = \frac{2W_m}{I^2} = \frac{\mu_0}{8\pi} \left[\frac{H}{m} \right], \quad (3.1)$$

där W_m är den totala magnetiska energin i ledaren och I är strömmen som flödar genom ledaren [25]. Detta gav ett resultat på $L_{rak,Analytisk} = 50 \frac{nH}{m}$. En rak lång ledare simulerades sedan i COMSOL med längden $l = 10$ m och radien på ledaren sattes till $r = 5$ cm. Simuleringen nyttjade olika meshinställningar och jämfördes med analytisk beräkning, vilket presenteras i tabellen 3.2.

Tabell 3.2: Simulerade värden på induktans för en rak ledare och jämförelse med analytiska beräkningar.

Meshtyp	Extra coarse	Coarse	Fine	Extra fine
$L_{simulering} \left[\frac{nH}{m} \right]$	49,93	49,98	49,95	49,97
$L_{simulerad} / L_{Analytisk}$	99,98%	99,96%	99,99%	99,99%
Tid[s]	6	8	19	57

3.2.4 Verifiering av simulering: kvadratisk ledare

Självinduktansen för en kvadratisk spole kan approximeras till

$$L_{kvadratisk} = \mu_r \mu_0 2a \left(\ln \left(\frac{4a}{d} \right) + \sqrt{2} - \sinh^{-1}(1) - 1.75 \right), \quad (3.2)$$

där a är sidlängden på kvadraten och d är diametern på ledaren [54]. Värdena på dessa parametrar valdes till $a = 1$ m och $d = 0.01$ m, som sedan jämfördes med de simulerade värdena i COMSOL. Den analytiskt beräknade självinduktansen var $L_{kvadratisk,analytisk} = 3.819 \mu H$ och i tabell 3.3 jämförs den analytiskt beräknade med de simulerade värdena med de olika meshinställningarna.

Tabell 3.3: Simulerade värden på induktans för en kvadratisk ledare och jämförelse med analytiska beräkningar.

Meshtyp	Extra coarse	Coarse	Fine	Extra fine
$L_{analytisk} [\mu H]$	3,85	3,88	3,91	3,91
$L_{Simulerad} / L_{Analytisk}$	100,9%	101,5%	102,3%	102,4%
Tid [s]	16	26	106	464

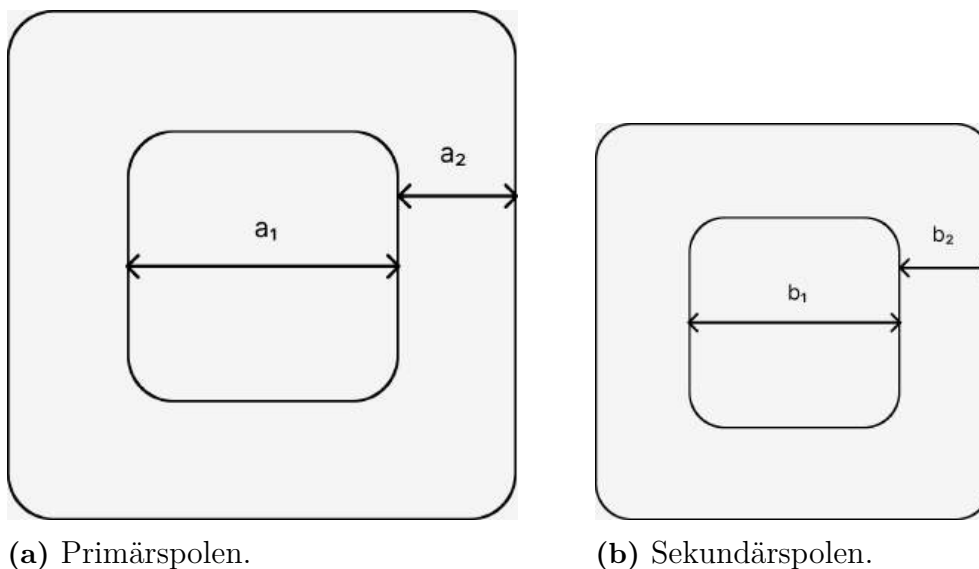
3.2.5 Simuleringarnas trovärdighet

Utifrån resultatet som samlats in från COMSOL på de olika geometriska formerna, samt dess relativa fel mot analytiska värden, så konstaterades att COMSOL simulerade trovärdiga värden. De simulerade värdena hade lägst relativt fel för den oändligt långa raka ledaren som hade största relativa felet på 0,04%. De relativa felen för kvadratiske ledare var också låg med ett största fel på 2,4% för båda simuleringarna.

Genom relationen mellan relativt fel och beräkningstiden kunde slutsatsen dras vilket mesh som var mest lämplig för vidare simulering. Utifrån detta avseende valdes därför *Coarse*.

3.3 Geometrisk undersökning av spolarna

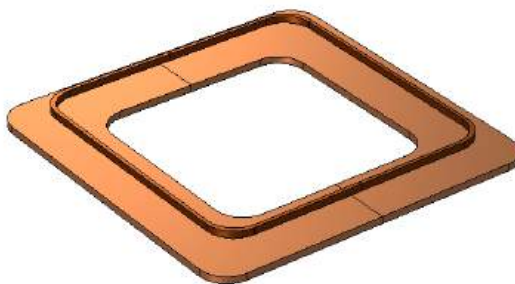
Dimensionerna på spolarna har stark påverkan på effektöverföringen mellan primär- och sekundärspolen. I detta avsnitt presenteras genomförandet och resultatet för dimensionering av spolarna. Inledningsvis utfördes tester i COMSOL i syfte att fastställa en design på primärspolen med avseende på maximal kopplingsfaktor, samt robusthet gentemot felplaceringar. Vidare undersöktes hur ferrit påverkade systemet. Spolarnas geometri parametriserades utifrån deras inre dimensioner samt lindningarnas bredd enligt figur 3.1.



Figur 3.1: Dimensioner och beteckningar för primär- och sekundärspolen där a_1 samt b_1 är innermått och a_2 samt b_2 är lindningsbredden på spolarna.

3.3.1 Simuleringsmodell för spolgeometrin

Samma grundinställningar som beskrivs i 3.2.1 användes vid dimensioneringen av spolarna, med undantag för att inställningen *single conductor* ersattes av *homogenized multiturn* i syfte att enkelt kunna ändra antal varv på primär- och sekundärspolen. Genom att använda geometriverktyget *Cross Section* i COMSOL, med *Construction Geometry* avstängt, kunde ledarnas ströminmatning definieras inuti spolarna med riktning längs spolarnas axel. Modellen för spolarna som konstruerades i COMSOL presenteras i figur 3.2.

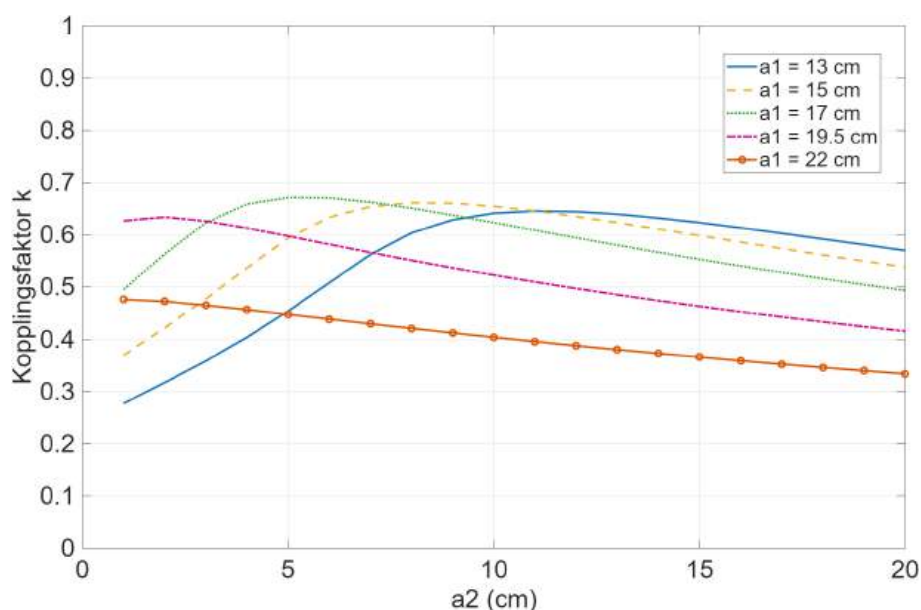


Figur 3.2: Uppbyggnaden av primär- och sekundärspolen i COMSOL.

3.3.2 Jämförelse av spolgeometrier

Sekundärspolens dimensioner b_1 och b_2 sattes utifrån de krav som tidigare nämndes i avsnitt 3.1. Därefter simulerades olika mått för a_1 och a_2 på primärspolen för att kunna ta fram lämpliga geometrier. Dessa geometrier är när sambandet mellan a_1

och a_2 ger som högst kopplingsfaktor. Kopplingsfaktorn för olika dimensioner på primärspolen presenteras i figur 3.3.



Figur 3.3: Kopplingsfaktor för olika värden på a_1 över a_2 .

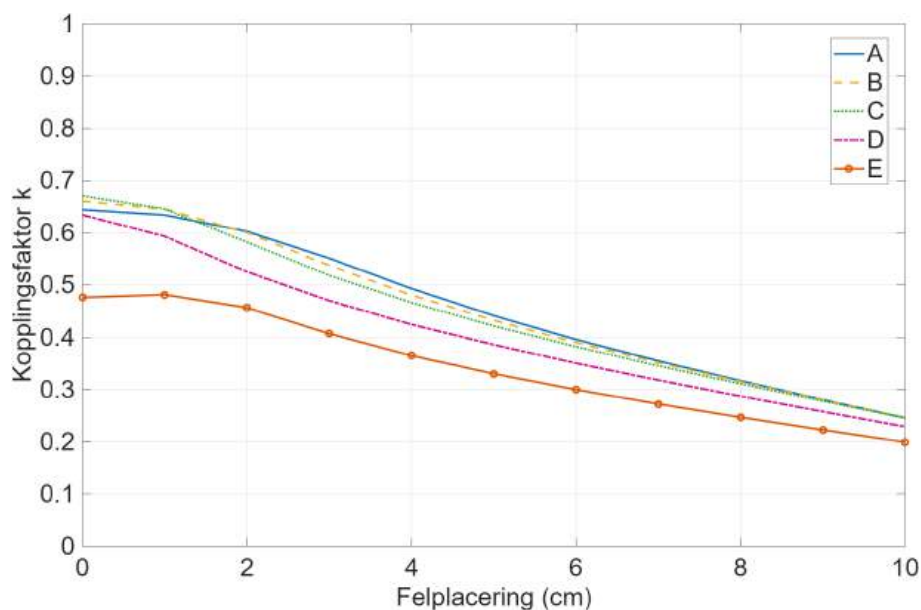
Utifrån figur 3.3 fastställdes fem olika spoldesigner genom att identifiera de kombinationer av a_1 och a_2 som gav maximal kopplingsfaktor. Dessa designer visas i tabell 3.4.

Tabell 3.4: Högsta kopplingsfaktorer för de olika geometriska parametrar.

Design	A	B	C	D	E
a_1 (cm)	13	15	17	19,5	22
a_2 (cm)	12	9	6	2	1
kopplingsfaktor	0,64	0,66	0,67	0,63	0,47

3.3.3 Felplacerings påverkan

Vidare gjordes undersökningar på huruvida de olika designerna på primärspolen skulle påverka felplacering, alltså när primär och sekundärspolen inte är centrerade över varandra. Felplaceringens undersökning tog inte till hänsyn rotation utan utgick från perfekt placering till att sekundärspolen rörde sig enbart horisontellt i en dimension. Kopplingsfaktorn som funktion av felplacering för de olika spoldesignerna syns i figur 3.4



Figur 3.4: Kopplingsfaktor för olika missplaceringar.

Från figur 3.4 syns det att spoldesign C samt D påverkas mest drastiskt av felplacering.

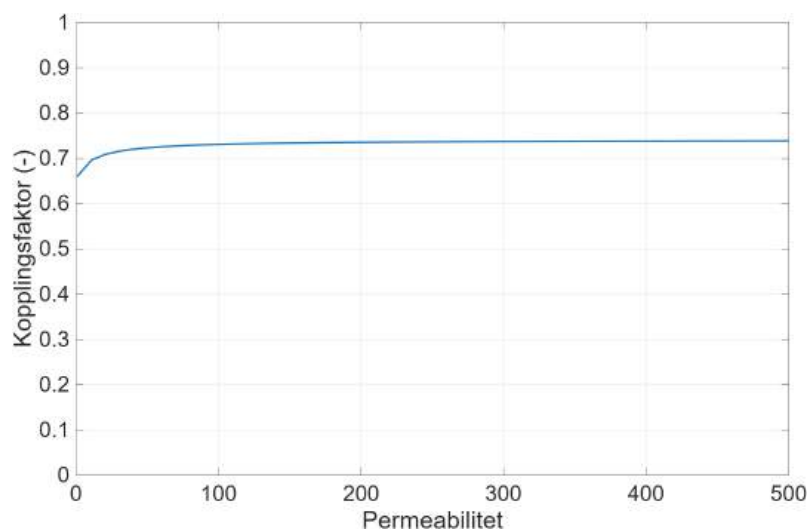
3.3.4 Ferritens påverkan på kopplingsfaktorn

När olika spoldesigner hade fastställts, undersöktes huruvida ferrit med olika permeabilitet kunde förbättra kopplingsfaktorn. För detta modellerades en ferritplatta under primärspolen med en cm större bredd än primärspolen. Tjockleken på ferritplattan sattes till 4 mm, se figur 3.5. Primärspolen som används är samma som i konfiguration B.



Figur 3.5: Design av primär- och sekundärspolen i COMSOL med en ferritplatta i grått under primärspolen.

Med denna konfiguration testades olika permeabiliteter för ferritplattan där kopplingsfaktorn som funktion av permeabiliteten visas i figur 3.6.

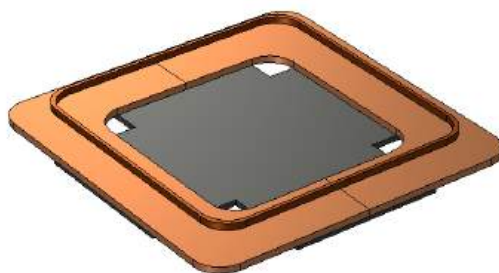


Figur 3.6: Kopplingsfaktorn för design B för olika permeabiliteter på ferritplattan.

Från figur 3.6 valdes vidare undersökningar att göras med en permeabilitet på 200. Vid en permeabilitet på 200 gick kopplingsfaktorn från 0,66 utan ferrit till 0,735 med ferrit vilket är en ökning på 11,3 %.

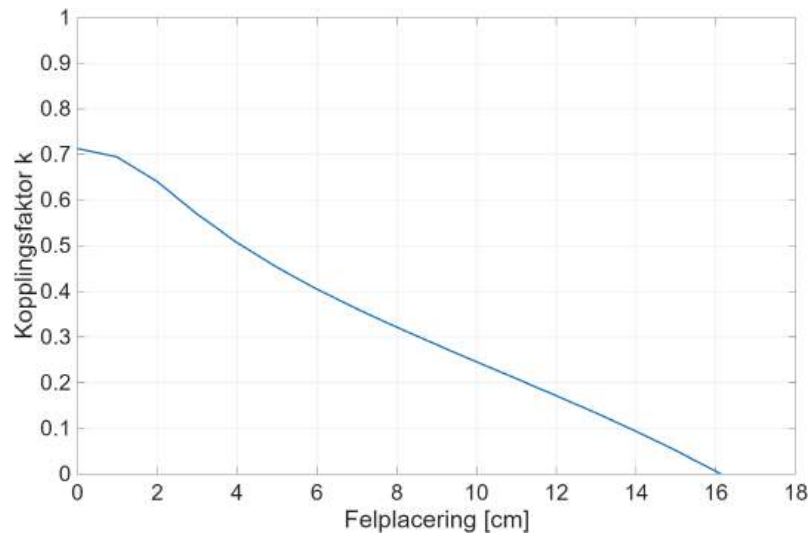
3.4 Vald spoldesign

Efter att samtliga undersökningar för spolarna genomförts kunde de optimala dimensionerna på spolen fastställas. Utifrån de värden som togs fram gällande kopplingsfaktor och påverkan av felplacering valdes spoldesign B. Den slutgiltiga spoldesignen med tillhörande ferritplatta visas i figur 3.7.



Figur 3.7: Slutgiltiga design av primär- och sekundärspolen med vald geometri för ferritplattan i grått.

Vid perfekt placering erhöles en kopplingsfaktor på 0,71. Kopplingsfaktorn som funktion av felplacering visas i figur 3.8.



Figur 3.8: Kopplingsfaktor som funktion av felplacering för den valda spoldesignen.

Lutningen i intervallet 0–16 cm bestämd med linjär regression uppgick till $-0,044 \text{ cm}^{-1}$. Denna lutning motsvarar en relativ minskning på 6,2 % per cm. Utifrån den valda spoldesignen kan induktanser och resistanser bestämmas utifrån antalet varv på spolarna, vilket fastställs senare i arbetet.

4

Design och simulering av laddningssystem

I detta kapitel kommer de kretsar som ska användas modelleras och verifieras i programvaran Simulink med biblioteket Simscape Electrical. Syftet med detta kapitlet är att få en överblick över det laddningssystem som ska konstrueras och visa på att det fungerar enligt teorin, samt uppfyller de krav som finns. Detta gjordes genom att först modellera hela laddningssystemet, komponent för komponent, i Simulink och visa hur dessa är uppbyggda. Detta kommer motiveras med den teori som tagits upp och även verifieras mot de teoretiska beräkningar som gjorts. Vidare kommer laddningssystemet att simuleras, varpå resultaten presenteras. Dessutom ingår en simulering och resultat av styrsystemet.

4.1 Krav och förutsättningar

Laddningssystemet beror på flera olika faktorer och måste uppnå ett antal krav för att fungera för hela drönarsystemet. I tabell 4.1 syns samtliga krav som laddningssystemet ska ta hänsyn till.

Tabell 4.1: Tabell över samtliga krav på laddningssystemet.

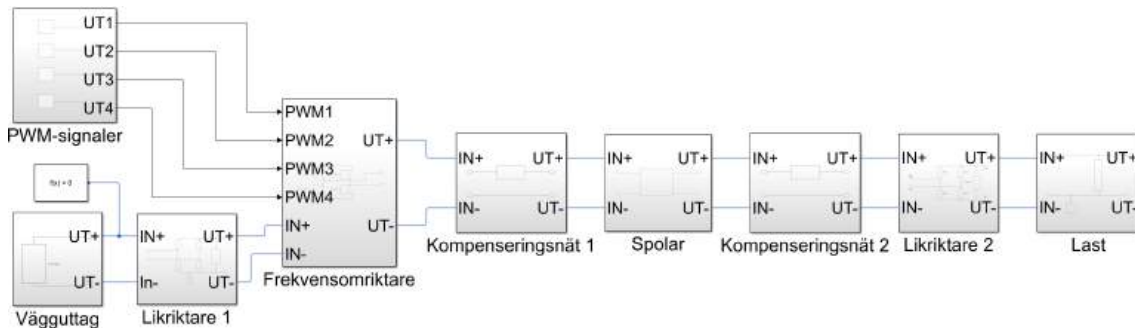
Parameter	Enhet	Värde
Spänningen laddningssystemet matas med från nätet	V (RMS)	230
Spänningen laddningssystemet ska ge till lasten (batteriet)	V	12,6
Strömmen som går in i lasten från laddningssystemet	A	5
Frekvensen som spolarna matas med	kHz	85

Dessa krav beror på olika anledningar. Kravet på inspänning beror på att laddningssystemet ska få sin energi från ett svenskt vägguttag, vilket innebär en inspänning på 230 V RMS. Lastspänningen och lastströmmen är krav från den befintliga drönarens batteri, som kräver dessa värden för att kunna ladda på ett säkert och effektivt sätt.

4.2 Modellering av kretsen i Simulink

I detta projekt användes programvaran Simulink med biblioteket Simscape Electrical för att genomföra samtliga kretssimuleringar. Inledningsvis skapades modellen från

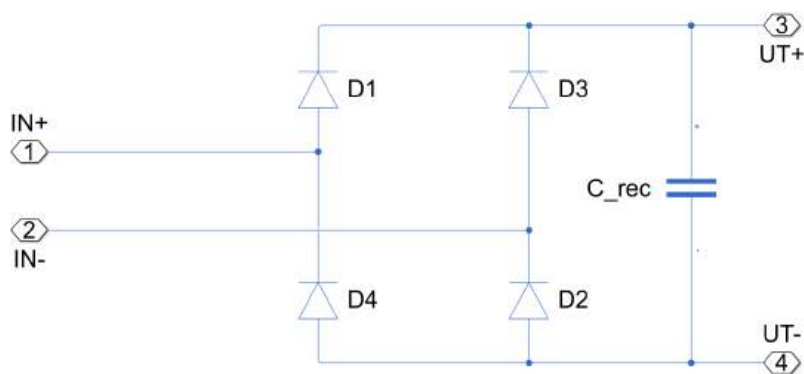
vägguttag till batteri. Detta innebär med andra ord från en AC-källa på 230 V RMS till ett batteri som ska laddas med 12,6 V och 5 A. I stort bestod modellen av likriktare, frekvensomriktare, kompenseringsnät och spolar. Modellen presenteras i figur 4.1.



Figur 4.1: Bild över hela laddningssystemet i Simulink.

4.2.1 Likriktning av AC-källa från nätet

Den första delen av kretsen, bestående av en AC-källa och en likriktare, motsvarande Vägguttag och Likriktare 1 i figur 4.1. Likriktaren används för att likrikta vägguttagets AC-spänning till DC-spänning som sedan matar frekvensomriktaren. AC-källan ställdes in som ett vanligt svenskt vägguttag, en sinusvåg med amplituden 325 V och frekvensen 50 Hz. Likriktaren modellerades i Simulink med blocken *Diode* och *Capacitor*. Parametervärdena togs därefter från en verklig likriktare med artikelnummer: GBPC2508. I figur 4.2 syns modellen som byggdes upp i Simulink.



Figur 4.2: Krets över likriktaren i Simulink.

Värdena på alla parametrar i likriktaren, som togs från komponentens datablad, presenteras i tabell 4.2.

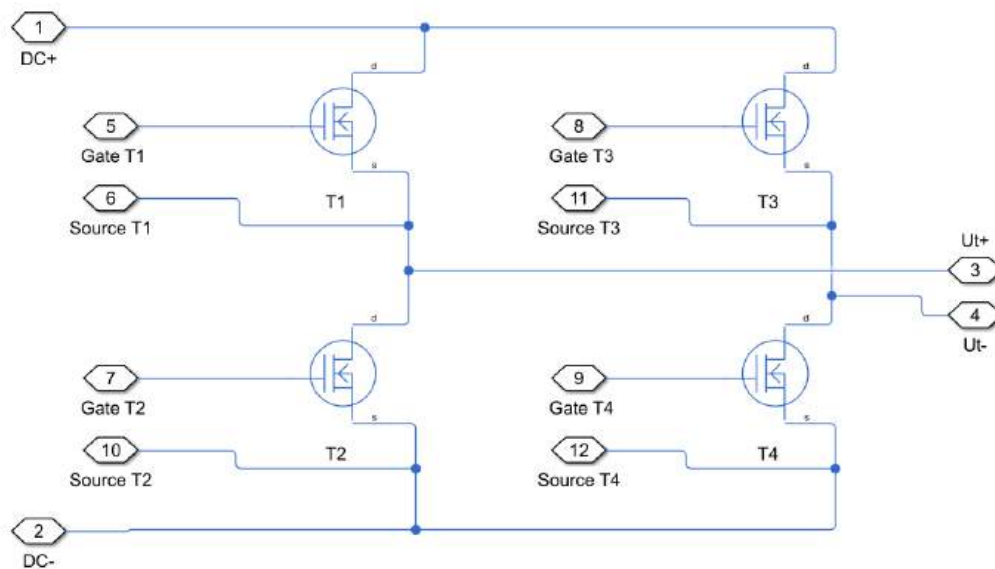
Tabell 4.2: Värden på alla parametrar i *Diode* och *Capacitor*.

Parameter	Beskrivning	Enhet	Värde
Forward voltage	Dioderna D1-D4 framspänning	V	0,55
On resistance	Resistans i dioden när den leder	m Ω	88
C_{rec}	Filterkondensatorns kapacitans	mF	217,6

Storleken på filterkondensatorn C_{rec} beräknades enligt ekvation 2.17 där C bröts ut. V_{ripple} bestämdes genom att ta 5 % av utspänningen vilket bestämdes till 15,85 V, enligt rekommendationen i teoriavsnittet. I_{last} bestämdes genom att mäta strömmen som systemet krävde vid drift, i detta fall den likriktade strömmen. Det togs vidare ett medelvärde av denna strömmen, vilket räknades ut till 0,34 A. Periodtiden blev nu hälften av den ursprungliga periodtiden, alltså från 20 till 10 millisekunder, enligt figur 2.4b i teoriavsnittet.

4.2.2 Frekvensomriktaren

Likriktaren i sin tur matar en DC-spänning till frekvensomriktaren. Frekvensomriktaren som modellerades i Simulink syns i figur 4.3.

**Figur 4.3:** Krets i Simulink över frekvensomriktaren.

Transistorerna som användes i simulationen var av blocket *N-MOS*, där dess parametervärden baserades på en verklig n-kanals MOSFET med artikelnummer: IP-DD60R050G7. Värdena på transistorerna togs från komponentens datablad och presenteras i tabell 4.3:

Tabell 4.3: Värden på alla parametrar i *N-MOS*.

Parametrar	Beskrivning	Enhet	Värde
V_{th}	Tröskelspänning för transistoren	V	3,5
$R_{DS(on)}$	Drain-source resistans när transistoren leder	m Ω	50
I_{ds}	Drain-ström vid $R_{DS(on)}$	A	15,9
V_{gs}	Gate-source spänning vid $R_{DS(on)}$	V	10
Forward voltage	Framspänningen för Body Diode	V	0,8

Frekvensomriktaren matas med signaler från ett mikrochip, som styr transistorerna genom PWM. PWM-signalerna genererades genom att initiera en fyrkantsvåg med blocket *Pulse Voltage Source*. Denna fyrkantsvåg matar i sin tur en *Gate Driver* (styrkrets) och sen vidare till varje transistors Gate och Source. *Pulse Voltage Source* blocket ställdes in enligt tabell 4.4.

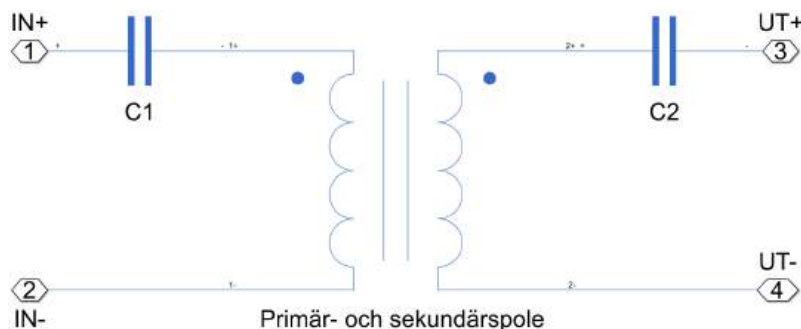
Tabell 4.4: Värden på alla parametrar i *Pulse Voltage Source*.

Parameter	Beskrivning	Enhet	Värde
Amplitud	Amplituden på fyrkantspulsen	V	5
Frekvens	Switchfrekvensen hos transistorerna	kHz	85
Period	Periodtiden för signalerna till transistorerna	μ s	11,76
Pulse Width	Andelen av en periodtid som en transistor leder	%	50

PWM-signalerna som matar T2 och T3 hade även en färförskjutning på en halv period. Vidare förstärker *Gate Drivern* signalen till 10 V för optimal drift av transistorerna.

4.2.3 Spolar och kompenseringsnät

När frekvensomriktaren modellerats adderades primär- och sekundärspolen tillsammans med kompenseringsnäten. Dessa modellerades med blocken *Mutual Inductor* och *Capacitor* enligt figur 4.4.

**Figur 4.4:** Krets över primär- och sekundärspolen tillsammans med dess kompenseringsnät.

I detta arbete användes SS-topologi i linje med teorin för kompenseringsnätet. Parametervärdena för *Mutual Inductor* och de två *Capacitor* blocken presenteras i tabell

4.5.

Tabell 4.5: Värden på alla parametrar i *Mutual Inductor* och *Capacitor*.

Parametrar	Beskrivning	Enhet	Värde
L1	Primärspolens självinduktans	μH	720
L2	Sekundärspolens självinduktans	μH	25,5
M	Ömsesidig induktans	μH	96,58
k	Kopplingsfaktorn	-	0,71
R1	Primärspolens resistans	$\text{m}\Omega$	259
R2	Sekundärspolens resistans	$\text{m}\Omega$	40,1
C1	Kompenseringskondensator primärsidan	nF	4,87
C2	Kompenseringskondensator sekundärsidan	nF	137

Induktanserna L_1 och L_2 , kopplingsfaktorn k , inre resistanser R_1 och R_2 togs alla fram genom simuleringarna i COMSOL med varvtalen $N_1 = 40$ varv och $N_2 = 6$ för den valda spolgeometrin. Kopplingsfaktorn k beräknades genom 2.14, där den ömsesidiga induktansen M togs fram i COMSOL. Kompenseringskondensatorerna C_1 och C_2 beräknades enligt ekvation 2.16, där C bröts ut och resonansfrekvensen $f = 85$ kHz användes.

4.2.4 Likriktning till last

För att få en likspänning från spolarna till lasten modellerades ytterligare en likriktare, se Likriktare 2 i figur 4.1. Likriktaren modellerades enligt samma krets som tidigare i figur 4.2. Parametervärdena för denna likriktare baseras däremot på verkliga Schottky dioder med artikelnummer: BYV32-200-E3/45. Värdena presenteras tillsammans med glättningskondensatorn i tabell 4.6.

Tabell 4.6: Värden på alla parametrar i *Diode* och *Capacitor*.

Parameter	Beskrivning	Enhet	Värde
Forward voltage	Dioderna D1-D4 framspänning	V	1
On resistance	Resistans i dioden när den leder	$\text{m}\Omega$	20
C_{rec}	Filterkondensatorns kapacitans	μF	46,7

Storleken på glättningskondensatorn C_{rec} beräknades återigen enligt ekvation 2.17. V_{ripple} bestämdes nu genom att ta 5% av den beräknade utspänningen från likriktare som blev 0,63 V och I_{last} sattes till 5 A enligt krav.

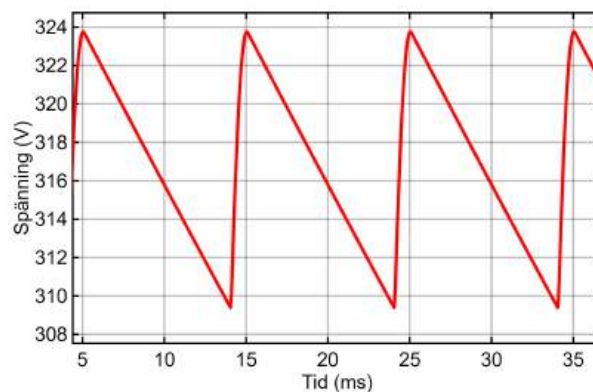
Till sist adderades en ekvivalent last, vilket var en resistor, med ett värde som beräknades enligt ekvation 2.21. Enligt kraven för batteriet användes spänningen $U = 12.6$ V och $P_L = 63$ W, vilket gav en ekvivalent last $R_L = 2.52$ Ω .

4.3 Verifiering och resultat från simulering i Simulink

I detta avsnitt kommer laddningssystemet med dess ingående komponenter att simuleras och jämföras mot de teoretiska värdena för att säkerställa att simuleringen gör det som önskas. Det kommer även att visas att laddningssystemet följer de krav som är satta sedan tidigare. Alla simuleringar som gjordes kördes av en *Solver Configuration* i Simulink, som ställdes in på Use local solver, Backward Euler med en sampeltid på $\frac{T}{200}$. Simulationstiden sattes till 10 millisekunder. Samtliga mätningar för ström och spänning gjordes med blocken *Current Sensor* och *Voltage Sensor*.

4.3.1 Likriktning av AC-källa från nätet

Kretsen matades med en AC-källa med toppvärde 325 V och frekvensen 50 Hz. Denna likriktades med halvågläktaren i figur 4.2. I figur 4.5 syns den likriktade spänningen.

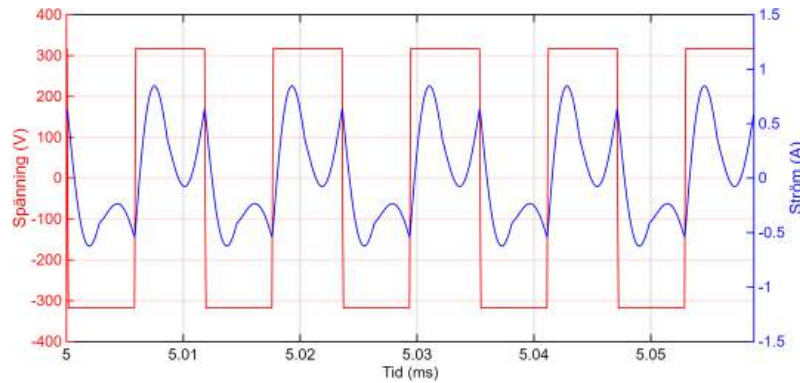


Figur 4.5: Utspänningen från Likriktare 1.

Det syns då i figur 4.5 att den likriktade spänningen varierar mellan 324 V och 309 V, alltså ett rippel på 15 V samt ett medelvärde på 316,9 V. Medelvärdet lästes enklast av i Simulink genom att kolla i Scope, Measurements, Signal Statistics och Mean. Jämfört med de teoretiska värdena skulle rippelspänningen vara 15,85 V och medelvärdet av DC-spänningen skulle vara 317 V.

4.3.2 Frekvensomriktare

Vid simulation av de andra delarna av systemet kopplades AC-källan samt Likriktare 1 bort och ersattes av ett *DC Voltage Source* block som ställdes in på 317 V. Detta för att spara simuleringskraft. Simulationen resulterade i en spänning och ström ut från frekvensomriktaren enligt figur 4.6.

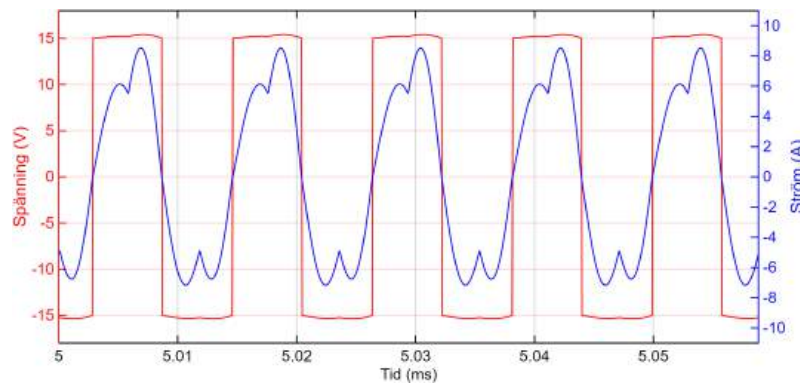


Figur 4.6: Spänning samt ström ut från frekvensomriktaren.

Det syns i figur 4.6 att utspänningen från frekvensomriktare blev en fyrkantsvåg, med frekvensen 84,53 kHz och ett RMS värde på 317,07 V. Jämfört med de teoretiska värdena där RMS värdet ska bli samma som DC-spänningen, vilket var 317 V, och frekvensen på 85 kHz, som transistorerna switchade med.

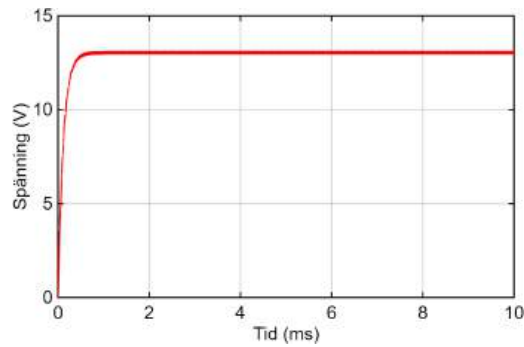
4.3.3 Spolarna samt lasten

Efter frekvensomriktaren simulerades spolarna och kompenseringsnäten tillsammans med likriktaren på sekundärsidan med fyrkantsvågen i figur 4.6 som inspänning. Spänningen och strömmen som kommer ut ur sekundärspolen och kompenseringsnätet på sekundärsidan visualiseras i figur 4.7.

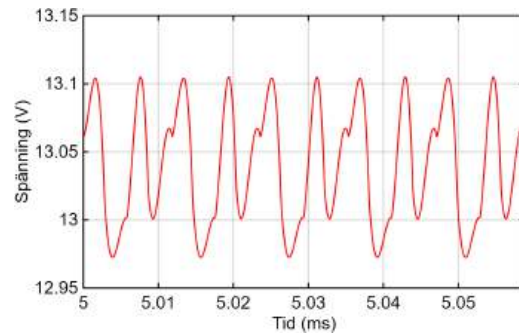


Figur 4.7: Spänning och ström innan Likriktare 2.

I sin tur resulterade detta i en spänning över lasten som visas i figur 4.8.



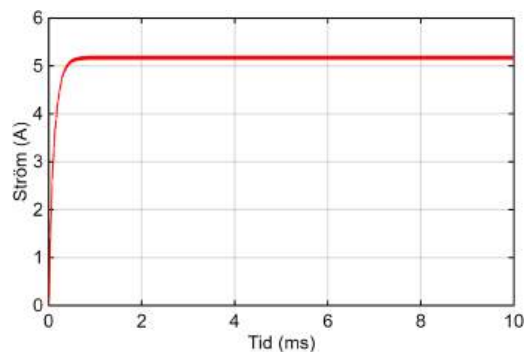
(a) Spänningen över lasten.



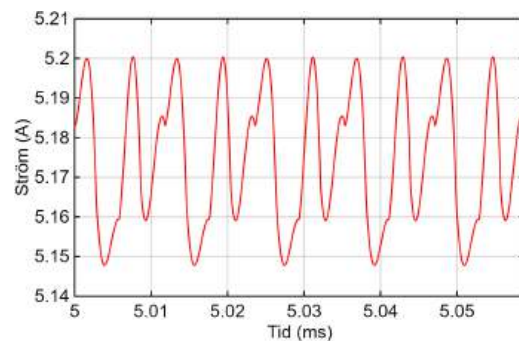
(b) Rippel för spänningen över lasten.

Figure 4.8: Spänningen över lasten samt dess rippel som funktion av tid.

Från simuleringen med varvförhållandet 40:6 uppnåddes en utspänning på 13,04 V med ett rippel motsvarande 0,13 V. Jämfört med de önskade värdena som var en utspänning över lasten på 12,6 V med ett rippel motsvarande 0,63 V. I figur 4.9 syns strömmen genom lasten från simuleringen.



(a) Strömmen genom lasten.



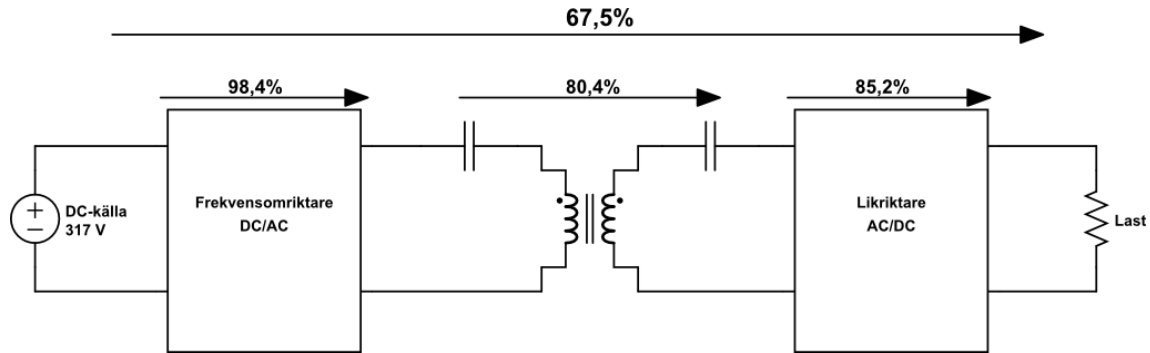
(b) Strömrippel genom lasten.

Figure 4.9: Strömmen genom lasten samt dess rippel som funktion av tiden.

Enligt figur 4.9 uppnåddes en ström genom lasten på 5,17 A med ett rippel motsvarande 0,05 A. Jämfört med de önskade värdena på en ström genom lasten motsvarande 5 A med ett rippel på 0,25 A.

4.3.4 Effekt och verkningsgrad

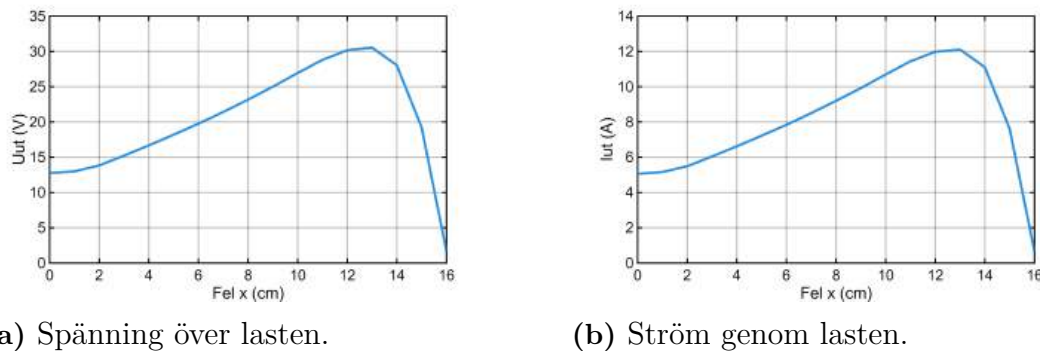
I Simuleringen utfördes även effektberäkningar över tre delkretsar. Effektförluster bestämdes över frekvensomriktaren, spolarna med dess kompenseringsnät samt Likriktaren 2 på sekundärsidan. Detta gjordes i Simulink genom en ström och spänningsmätningar på utgång samt ingång av varje delkrets. Spänningen och strömmen multiplicerades för att erhålla effekten, varefter signalen bearbetades med blocket *Moving Average* från biblioteket DSP System Toolbox. Med effekterna in och ut från varje delkrets kunde verkningsgraden bestämmas, vilket presenteras i figur 4.10.



Figur 4.10: Verkningsgrad över frekvensomriktare, spolar med dess kompenseringsnät och Likriktare 2.

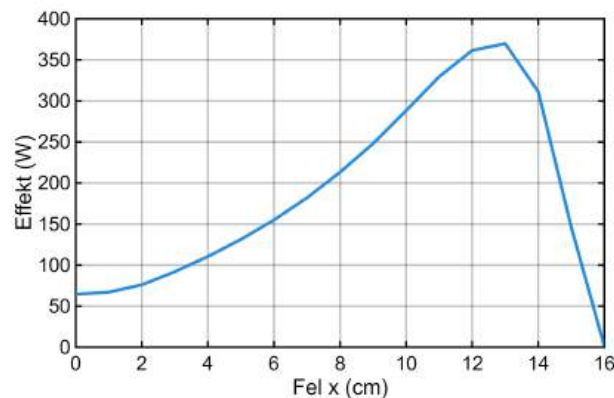
4.3.5 Felplacering

När varvtalet och spolarnas parametrar bestämts gjordes även tester för felplacering i COMSOL. Detta gav nya värden på självinduktanserna L_1 och L_2 , den ömsesidiga induktansen M och spolarnas resistanser R_1 och R_2 . Dessa värden fördes in i Simulink för att verifiera och visa vad som händer med spänning, ström och effekt till lasten vid felplacering. I figur 4.11 syns spänningen över lasten och strömmen genom lasten som funktion av felplacering i x-led.



Figur 4.11: Spänning och ström till lasten som funktion av felplacering i x-led.

Det syns i figur 4.11 att strömmen genom lasten och spänningen över lasten ökar som funktion av felplacering i x-led. Som en konsekvens av detta redovisas hur effekten i lasten påverkas av felplacering, se figur 4.12.



Figur 4.12: Effekt i lasten som funktion av felplacering i x-led.

4.4 Styrsystem av utspänningen över lasten

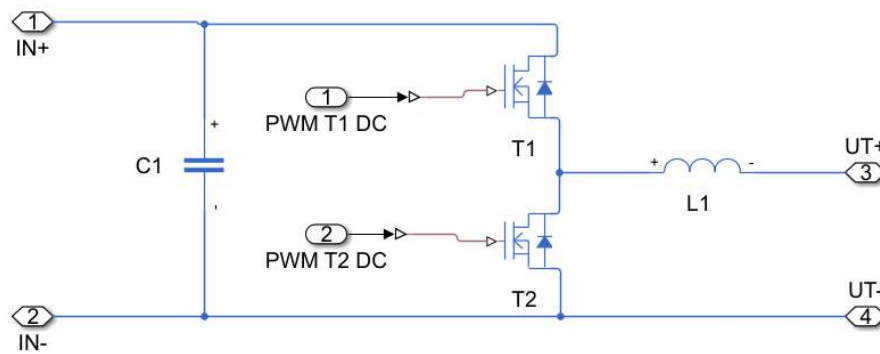
I detta avsnitt kommer ett styrsystem modelleras samt simuleras, för reglering av utspänningen. Syftet med detta avsnitt och styrsystemet är att säkerställa en säker laddning för batteriet, oberoende av felplacering mellan spolarna. Detta gjordes i Simulink genom att först modellera och verifiera en DC/DC-omvandlare för att sedan kombinera denna med en PI-regulator.

4.4.1 Krav och förutsättningar

Kraven på styrsystemet är att alltid leverera den önskade spänningen och strömmen till den ekvivalenta lasten, vilket i detta fallet var 12,6 V och 5 A. Därför utfördes även denna simulering med en last på 2,52 Ω . Förutsättningarna är att styrsystemet endast ska reglera spänningen över lasten direkt när drönaren landat på laddningsplattan, då drönaren ej förväntas förflytta sig på laddningsplattan under laddning. I detta projekt kommer styrsystemet endast att simuleras för att visa på att det fungerar. Det kommer inte att verifieras med experiment med verkliga komponenter. När DC/DC-omvandlaren simulerades för sig, matades denna med 20 V DC som motsvarar när spolarna är felplacerade 6 cm i x-led enligt 4.11a.

4.4.2 DC/DC-omvandlare

Eftersom spänningen efter likriktaren på sekundärsidan kan öka om spolarna är felplacerade, måste denna spänning transformeras ner. En DC/DC-omvandlare modellerades därför upp enligt figur 4.13 i Simulink.



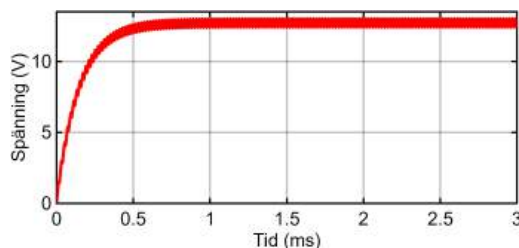
Figur 4.13: DC/DC-omvandlare modellerad i Simulink.

Transistorerna $T1$ och $T2$ modellerades av blocket *MOSFET(Ideal, Switching)*. Kondensatorn C_1 modellerades med blocket *Capacitor* och beräknades med ekvation 2.17, där ett 5 % spänningsrippel av 20 V sattes som gräns. L_1 modellerades med blocket *Inductor* och beräknades med ekvation 2.23, där ett 5 % strömmrippel av 5 A sattes som gräns. Transistorerna matades med fyrkantspulser genererat av en *Pulse Generator* med en given pulskvot uträknat från 2.22 med inspanning $U_1 = 20$ V och utspänning $U_2 = 12,6$ V. Samtliga parametervärden för *MOSFET(Ideal, Switching)*, *Capacitor*, *Inductor* samt *Pulse Generator* som byggdes i Simulink visas i tabell 4.7.

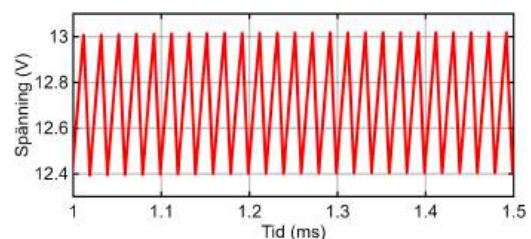
Tabell 4.7: Värden på alla parametrar i *MOSFET(Ideal, Switching)*, *Capacitor*, *Inductor* och *Pulse Generator*.

Parameter	Beskrivning	Enhet	Värde
$R_{DS(on)}$	Resistans mellan Drain och Source, T1 och T2	m Ω	35
V_{th}	Tröskelspänning T1 och T2	V	0,50
$C1$	Kapacitans ingångskondensatorn	mF	0,10
$L1$	Induktans i utgångsspolen	mH	0,37
T	Periodtid	μ s	20
Pulskvot $\frac{t_p}{T}$	Hur många procent T1 leder gentemot T2	%	63

Vid simulationen resulterade spänningen över lasten enligt figur 4.14 där även rippet visualiseras.



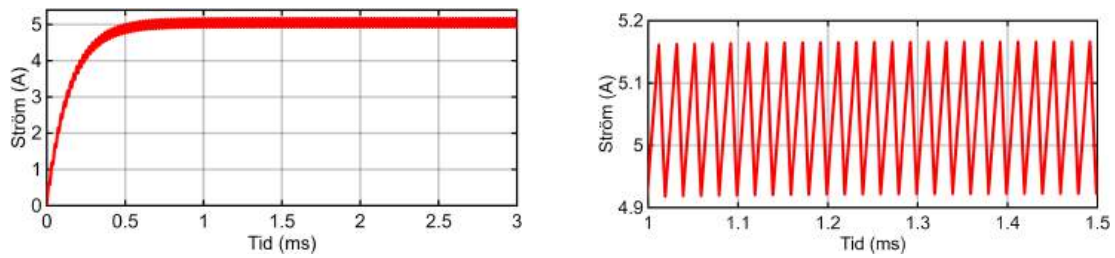
(a) Spänning över last.



(b) Rippel av spänning över last.

Figur 4.14: Spänningen över lasten efter DC/DC-omvandlaren.

Den simulerade utspänningen blev 12,7 V med ett rippel på 0,6 V, jämfört med teoretiska spänningen på 12,6 V med ett rippel på 0,63 V. I figur 5.11 visas den simulerade strömmen.



(a) Ström genom last.

(b) Rippel av ström genom last.

Figure 4.15: Strömmen genom lasten efter DC/DC-omvandlaren.

Den simulerade strömmen resulterade i 5,05 A med ett rippel på 230 mA, jämfört med de teoretiska värdena som var en ström på 5 A med ett rippel på 250 mA.

4.4.3 Funktionen hos styrsystemet

För att fullfölja styrsystemets funktion krävdes ett system som kan ändra DC/DC-omvandlarens pulskvot så att spänningen över lasten därmed kan regleras. Därför introducerades en PI-regulator enligt figur 4.16 kombinerat med DC/DC-omvandlaren.

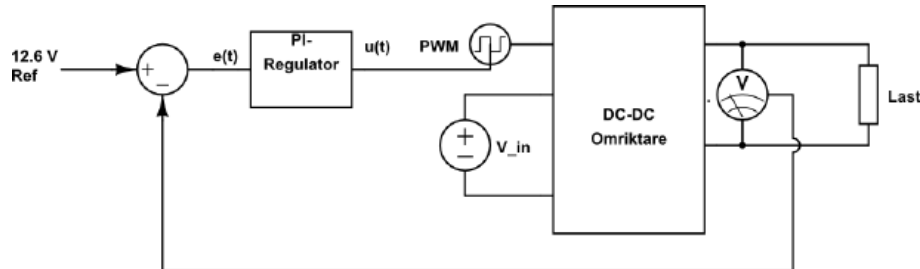


Figure 4.16: Blockschema över styrsystemet.

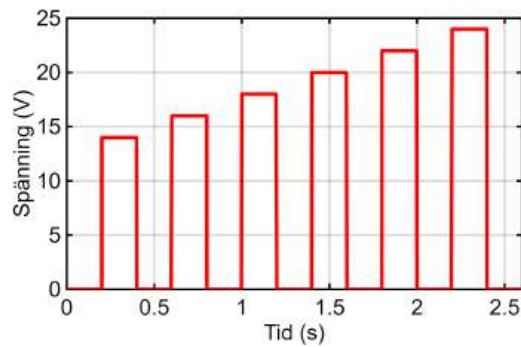
Modellen byggdes i Simulink med samma DC/DC-omvandlare som i föregående avsnitt. En PI-regulator lades till där den proportionella förstärkningen sattes till $K_p = 0,00001$ och modellerades med ett *Gain* block i Simulink. Den integrerande delen sattes till $K_i = 20$ och implementerades med ett *Gain* block samt efterföljande *Integrator* block.

Regulatorns utsignal $u(t)$ begränsades mellan 0 och 1 med ett *saturation* block, eftersom pulskvoten representerar en procentandel av insignalens maximala värde. Därav kan pulskvoten inte bli större än 1 eller mindre än 0. Efter denna begränsning matades signalen in i en *Variabel Pulse Generator* i Simulink som genererade PWM-signaler till DC/DC-omvandlarens transistorer.

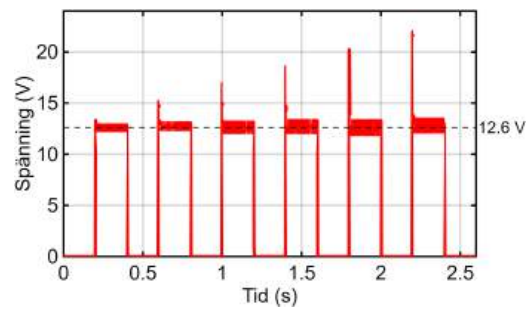
Utspanningen över lasten mättes genom ett *Voltage Sensor* block och subtraherades med en referensspänning på 12,6 V. Felet $e(t)$, definierat som skillnaden mel-

lan referensspänningen och den uppmätta lastspänningen, matades tillbaka till PI-regulatorn, vilket skapade en sluten reglerloop.

Värdena för K_p och K_i justerades iterativt genom upprepade simuleringar tills önskad prestanda uppnåddes. Simuleringarna genomfördes för varierande inspänningar V_{in} till DC/DC-omvandlaren. Vid simulation varierade inspänningen mellan 14 V och 24 V i steg om 2 V, vilket visas i figur 4.17a. Detta resulterade i den reglerade utspänningen som visas i figur 4.17b.



(a) Inspänning.



(b) Reglerad spänning över lasten.

Figur 4.17: Inspänningen in i DC/DC-omvandlaren och den reglerade spänningen över lasten.

5

Konstruktion och test av laddningssystem

I detta kapitel kommer hela laddningssystemet med dess ingående delar konstrueras, kopplas samman och testas, för att kunna jämföra de verkliga resultaten mot de teoretiska och simulerade resultaten. Detta kommer att genomföras genom att förklara hur spolarna konstruerades, kopplat till den analys som gjorts i COMSOL. Därefter konstruerades två PCB:er enligt det laddningssystem som modellerats och testats i Simulink. Till sist utförs tester på laddningssystemet som jämför komponentvärden, inverkan av felplacering, spänning och ström till lasten, och till sist effektförluster och verkningsgrad. Enligt tidigare avgränsningar är dessa tester begränsade till en inspanning på maximalt 300 V DC, vilket innebär att kretsen inte kommer kopplas in via en AC-källa 230 V RMS tillsammans med Likriktare 1. Likriktare 2 kommer nu bara benämnas likriktare.

5.1 Spolkonstruktion

Konstruktionen av spolarna grundar sig i analysen som gjordes i COMSOL, vilket presenteras i kapitel 3. Kraven för spolarna presenterades tidigare i tabell 3.1 och resultaten från avsnittet 3.4 gav fram spolarnas design för maximal kopplingsfaktor k och i avsnitt 4.2.3 bestämdes antalet varv för att systemet skulle leverera den önskade uteffekten till lasten.

5.1.1 Design av spolhållare

Första steget i konstruktionen av spolarna var att designa spolhållare för primär- och sekundärspolen där litztråden skulle kunna lindas. Primär- och sekundärspolhållaren modellerades med hjälp av *Computer-Aided Design* (CAD). Mer bestämt användes programvaran Autodesk Inventor 2025 för att sedan kunna 3D printas ut med en PRUSA XL 3D-printer. I figur 5.1 visas primärspolhållaren och sekundärspolhållaren modellerad i CAD.



(a) Primärspolhållaren.



(b) Sekundärspolhållaren.

Figur 5.1: Primär- och sekundärspolhållaren modellerade i CAD.

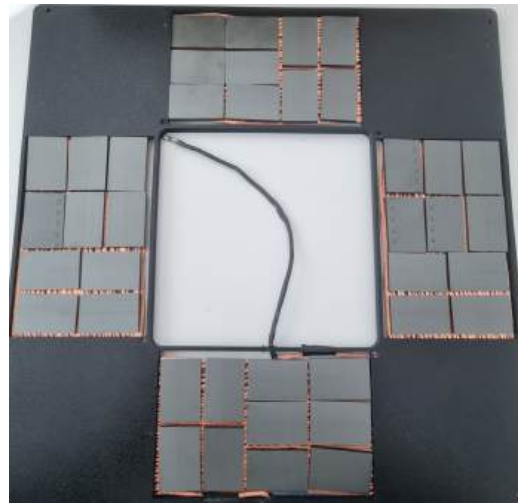
Primärspolhållaren utformades för att sektionera litztråden så homogent som möjligt. Detta syns på primärspolen genom de små piggarna som sticker upp i vardera hörn. Hålen mellan varje hörn på primärspolhållaren var till för att ferriten skulle kunna placeras så nära litztråden som möjligt. Sekundärspolhållaren modellerades med alla sina lindningar i ett och samma spår.

5.1.2 Montering av spolarna

Primär- och sekundärspolhållaren lindades med litztråd från Elektrisola med artikelnummer 11505621. Ferritplattor, av typen 3F3 med en tjocklek på 4mm, placerades under primärspolen, vilket syns nedan i figur 5.2b. Mellan ferritplattorna och litztråden placerades papper för isolation. De kompletta spolarna syns nedan i figur 5.2a.



(a) Primär- och sekundärspolen.



(b) Ferritens placering.

Figur 5.2: Primär- och sekundärspolens konstruktion med dess ferrit under primärspolen.

5.2 Konstruktion av laddningssystemet

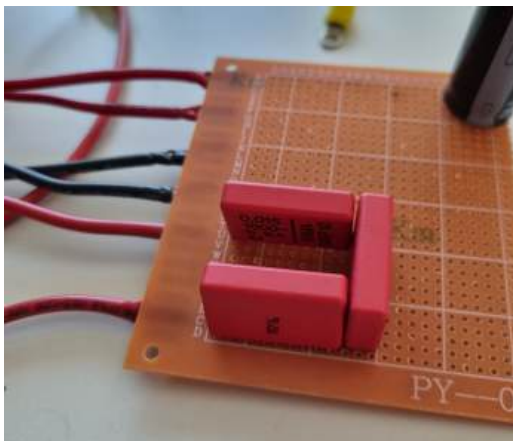
I detta avsnitt kommer hela laddningssystemet, bestående av spolar, kompenseringssystem, likriktare och last, att konstrueras och kopplas samman. Samtliga komponenter

för laddningssystemet och frekvensomriktaren tillhandahölls från handledaren, förutom de *printed circuit boards* (PCB) som komponenterna löddes fast på, vilket köptes in. Nedan följer en tabell över de komponenter som användes i laddningssystemet.

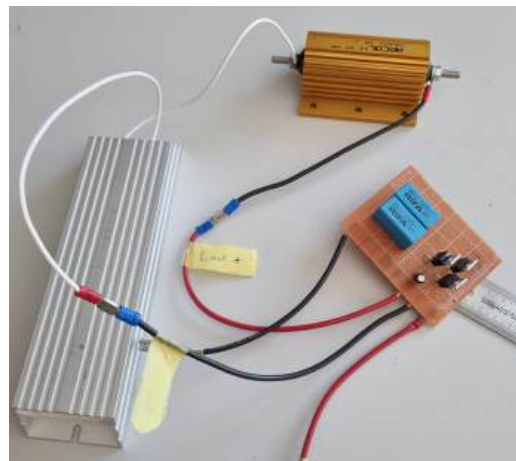
Tabell 5.1: Ingående komponenter i laddningssystemet.

Komponent	Beskrivning	Artikelnummer	Komponentvärde
Kondensator	Kompenseringskondensator primär	MKP1T021504C	15 nF
Kondensator	Kompenseringskondensator sekundär	-	68 nF
Kondensator	Filterkondensator likriktare	40520024	47 μ F
Test-PCB	PCB för lödning	319030009	-
Schottky Dioder	Likriktardioder	BYV32E-200	-
Effektmotstånd	Ekvivalent last	TE CJP300 1R5 J	1,5 Ω
Effektmotstånd	Ekvivalent last	Arcol HS200 1R J	1 Ω

Komponenterna på primär- respektive sekundärsidan löddes fast på varsin PCB och kopplades samman genom att löda fast koppartråd på undersidan av PCB:n. Nedan i figur 5.3 syns de PCB:er som skapades.



(a) Primärsidans PCB.



(b) Sekundärsidans PCB.

Figur 5.3: Primär- och sekundärsidans konstruerade PCB:er med kompenseringsnät, likriktare och effektmotstånd.

Frekvensomriktaren som användes tillhandahölls komplett från handledaren och syns nedan i figur 5.4.



Figur 5.4: Bild på den frekvensomriktare som användes under de tester som utfördes.

Transistorerna i frekvensomriktaren var av typen n-kanal MOSFET och hade artikelnummr: IP-DD60R050G7.

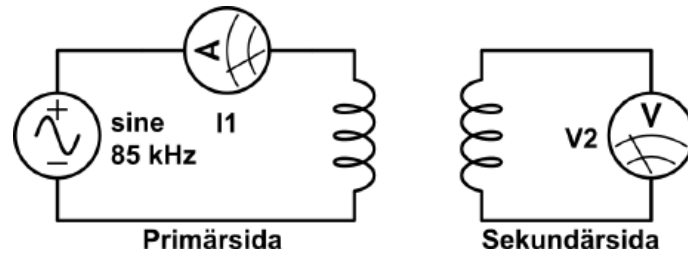
5.2.1 Uppmätta komponentvärden

Den första mätningen som genomfördes var av primär- och sekundärspolens självinduktanser och resistanser. Detta gjordes med en LCR-meter av modellen LCR-8110G från GW Instek. Med denna LCR-meter mättes även kompenseringskondensatorerna C_1 och C_2 , filterkondensatorn efter likriktaren samt lastens resistans. Resultatet från detta presenteras nedan i tabell 5.2.

Tabell 5.2: Uppmätta komponentvärden jämfört med dess önskade ideala värde.

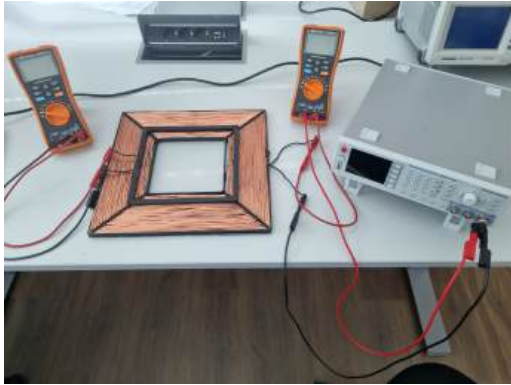
Komponent	Uppmätt värde	Önskat värde
Primärspolens självinduktans, L_1	$764 \mu\text{H}$	$720 \mu\text{H}$
Sekundärspolens självinduktans, L_2	$26,0 \mu\text{H}$	$25,5 \mu\text{H}$
Primärspolens resistans, R_1	$1,64 \Omega$	$0,260 \Omega$
Sekundärspolens resistans, R_2	$84,8 \text{ m}\Omega$	$40,1 \text{ m}\Omega$
Primärsidans kompenseringskondensator, C_1	$5,02 \text{ nF}$	$4,16 \text{ nF}$
Sekundärsidans kompenseringskondensator, C_2	137 nF	135 nF
Sekundärsidans filterkondensator, $C_{\text{filter},2}$	$47,1 \mu\text{F}$	$46,7 \mu\text{F}$
Lastens ekvivalenta resistans, R_L	$2,60 \Omega$	$2,52 \Omega$

Den andra mätningen som gjordes var av den ömsesidiga induktansen M mellan primär- och sekundärspolen. Detta gjordes genom att koppla upp kretsen enligt figur 5.5 nedan.

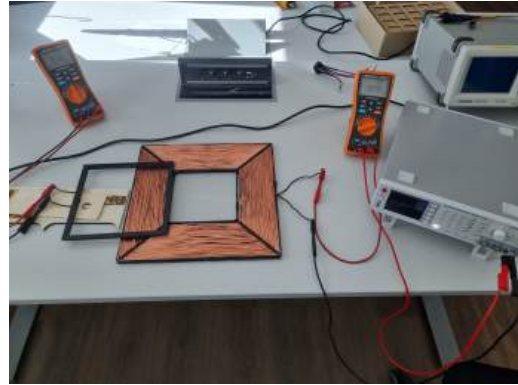


Figur 5.5: Krets över uppkopplingen för mätning av ömsesidig induktans.

För att mäta strömmen I_1 på primärsidan och spänningen U_2 på sekundärsidan användes multimetrar av modellen U1272A från Keysight. Som AC-källa användes en funktionsgenerator av modellen HMF2525 från Rohde & Schwarz. Denna ställdes in att generera en sinusvåg med en amplitud på 4 V och en frekvens på 85 kHz. Testet som utfördes gjordes med korrekt placering av sekundärspolen, samt felplacering i x-led. Nedan i figur 5.6 visas uppkopplingen för hur dessa tester gjordes.



(a) Uppmätning av M .



(b) Uppkoppling vid felplacering.

Figur 5.6: Uppkopplingar för uppmätning av ömsesidig induktans M vid korrekt placering och felplacering i x-led.

Därefter beräknades den ömsesidiga induktansen genom att använda ekvation 2.11. När den ömsesidiga induktansen och självinduktanserna L_1 och L_2 uppmäts kunde kopplingsfaktorn k beräknas med ekvation 2.14. Dessa tester resulterade i de uppmätta värdena som redovisas nedan i figur 5.7.

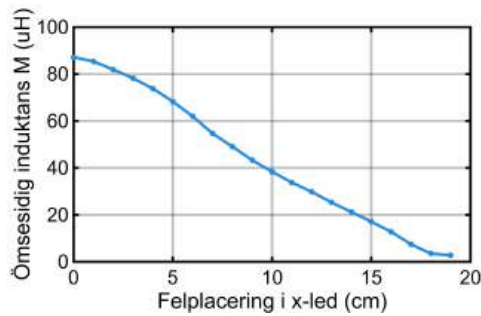
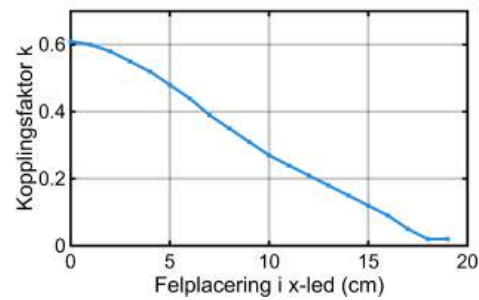
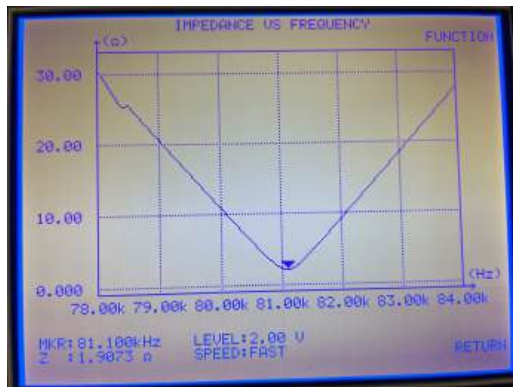
(a) Resultat för M .(b) Resultat för k .

Figure 5.7: Resultat för ömsesidig induktans och kopplingsfaktor mot felplacering i x-led.

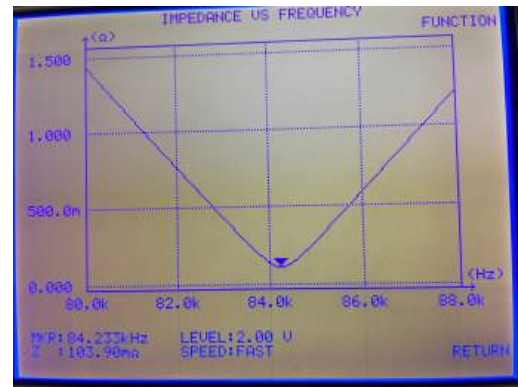
När sekundärspolen var korrekt placerad på primärspolen uppnåddes en ömsesidig induktans $M = 87,2 \mu\text{H}$, vilket resulterade i kopplingsfaktorn $k = 0,61$. Lutningen i figur 5.7b i intervallet 0–16 cm uppgick till $0,03\text{cm}^{-1}$, vilket togs fram med linjär regression. Lutningen motsvarar en relativ minskning på 5,6 % per cm.

5.2.2 Resonansfrekvens

För att bestämma resonansfrekvenserna på primär- och sekundärsidan användes återigen LCR-metern. LCR-metern gjorde ett frekvenssvep från 75 kHz till 95 kHz och visade impedansen över detta frekvenssvep. Frekvenssvepen syns nedan i figur 5.8.



(a) Primärsidan.



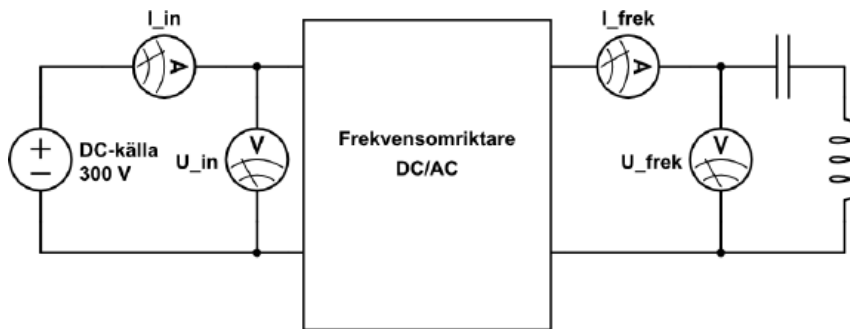
(b) Sekundärsidan.

Figure 5.8: Resonansfrekvens för primär- och sekundärsidan från LCR-metern.

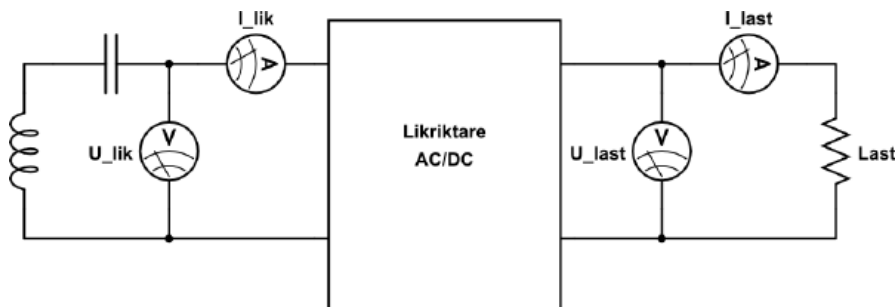
Resonansfrekvensen kunde bestämmas genom att utläsa frekvensen då impedansen, för spolen med dess kompenseringssnät, var som lägst. Detta resulterade i att resonansfrekvensen på primärsidan var 81,10 kHz och resonansfrekvensen på sekundärsidan var 84,23 kHz.

5.3 Test av laddningssystemet

I det slutliga testet kopplades hela systemet upp, från en DC-källa till en ekvivalent last. DC-källan var av typen SM 300-20 från Delta Elektronika som ställdes till 300 V. Ström- och spänningsproberna var av typerna CP150 respektive HVD3206A från Teledyne Lecroy, som placerades ut på fyra platser, före DC/AC-omvandlaren, efter DC/AC-omvandlaren, före likriktaren och över lasten. Proberna kopplades in i ett oscilloskop av typen WaveSurfer 24MXs-B från Teledyne Lecroy. Det kompletta uppkopplade systemet syns nedan i figur 5.9 samt 5.10.



Figur 5.9: Uppkoppling av primärsidan.

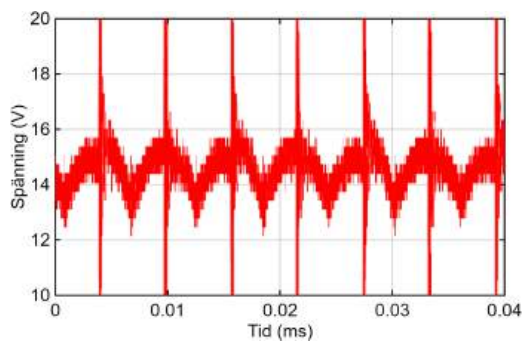


Figur 5.10: Uppkoppling av sekundärsidan.

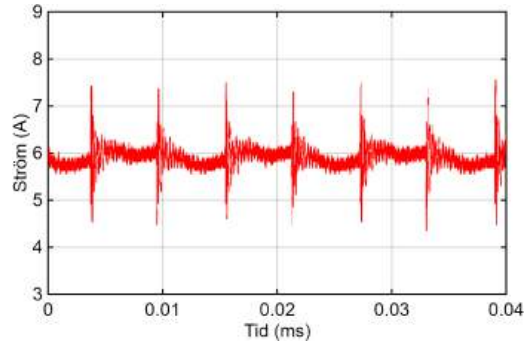
Frekvensomriktaren programmerades att leverera en fyrkantsvåg med frekvenserna 85 kHz, 83 kHz och 81 kHz.

5.3.1 Spänning och ström till lasten

Vid 85 kHz mättes spänningen U_{last} och strömmen I_{last} i oscilloskopet. Resultatet visas nedan i figur 5.11a och 5.11b.



(a) Spänning över last.



(b) Ström genom last.

Figur 5.11: Spänning och ström till lasten med 300 V DC inspänning och frekvensen 85 kHz.

Samma test gjordes även vid 83 kHz och 81 kHz, vilket resulterade i resultatet nedan i tabell 5.3.

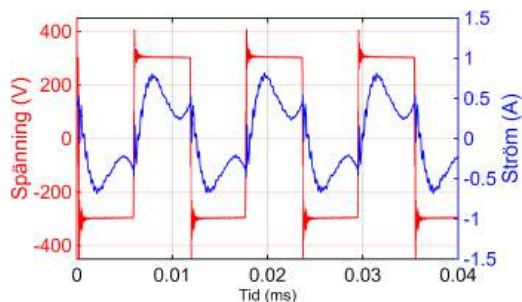
Tabell 5.3: Spänning och ström vid lasten med dess rippel, vid 3 olika frekvenser.

Frekvens	Lastspänning	Lastström	Δ Spänningsrippel	Δ Strömrippel
85 kHz	14,8 V	5,96 A	3,80 V	0,52 A
83 kHz	15,3 V	6,18 A	3,92 V	0,54 A
81 kHz	16,3 V	6,46 A	4,17 V	0,56 A

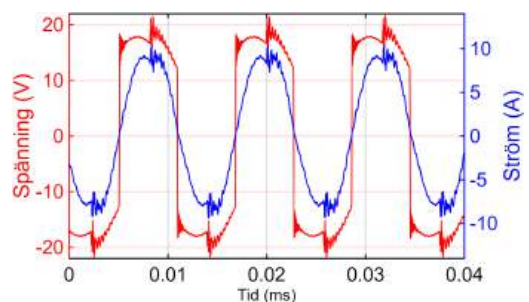
Resultatet visar att ripplet var 8,7% av lastströmmen samt 25,6% av lastspänningen.

5.3.2 Vågformer

För att säkerställa att laddningssystemet fungerar i enlighet med simuleringarna från Simulink analyserades även de övriga vågformerna. Strömmarna I_{frek} och I_{lik} och spänningarna U_{frek} och U_{lik} mättes upp av oscilloskopet och resultatet presenteras nedan i figur 5.12.



(a) Ut från frekvensomriktaren.

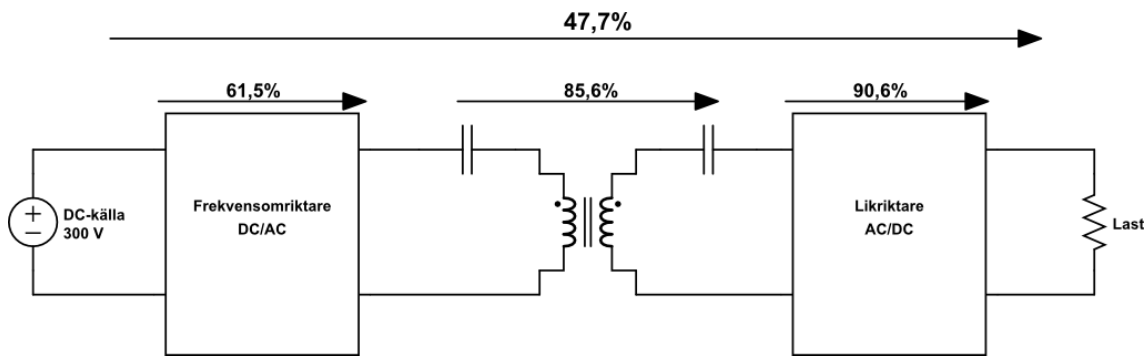


(b) In till likriktaren.

Figur 5.12: Spänning och ström ut från frekvensomriktaren och in till likriktaren med en inspänning på 300 V och frekvensen 85 kHz.

5.3.3 Effektförluster och verkningsgrad

För att bestämma verkningsgraden η för laddningssystemet och effektförlusterna för vardera komponent användes återigen oscilloskopet. Med oscilloskopet beräknades effekter genom att multiplicera spänning och ström och därefter ta medelvärde av detta i oscilloskopet. Detta resulterade i verkningsgraderna som visualiseras nedan i figur 5.13.



Figur 5.13: Verkningsgrad över de olika komponenterna med 300 V inspanning och frekvensen 85 kHz.

Samma test utfördes även vid frekvenserna 83 kHz och 81 kHz. Det slutliga resultatet sammanfattas nedan i tabell 5.4.

Tabell 5.4: Verkningsgrad över de olika komponenterna i det fullständigt uppkopplade laddningssystemet, vid 3 olika frekvenser.

Frekvens	η Total	η Frekvensomriktare	η Spolar	η Likriktare
85 kHz	47,7%	61,5%	85,6%	90,6%
83 kHz	50,3%	65,4%	85,6%	89,8%
81 kHz	53,0%	66,5%	91,2%	87,4%

5.3.4 Termisk analys

Frekvensomriktaren och likriktaren analyserades även med en värmekamera av typen Flir C5. Bilder togs i syfte att se var förlusterna i termisk aspekt fanns i systemet. I figur 5.14 visas de termiska förlusterna i likriktare samt frekvensomriktare.



(a) Frekvensomriktare.



(b) Likriktare.

Figur 5.14: Värmeutveckling i frekvensomriktare och likriktare.

Temperaturen i frekvensomriktaren uppgick till 75,7 °C vid drift och likriktaren till 73,3 °C.

6

Autonom navigering och flygning av drönaren

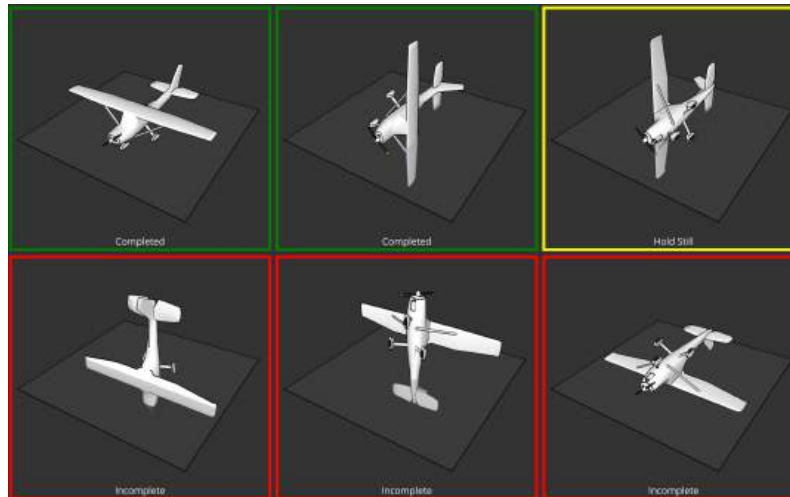
I detta kapitel beskrivs hur den befintliga drönaren konfigurerades och styrdes, både manuellt och autonomt, med hjälp av QGC. Vidare presenteras testerna och resultaten av både de autonoma och manuella flygningarna. Den befintliga drönaren bestod av en Pixhawk flygkontrollenhet som anslöts till QGC. Vid anslutning initierade Pixhawk en session där kaskadregleringen i flygkontrollenheten kontinuerligt skickade data såsom Roll, Pitch, Yaw, sensordata och GPS-status. I QGC, under fliken *Vehicle Setup* konfigurerades drönaren. Konfigurationen genomfördes på ett metodiskt strukturerat sätt där varje delmoment bygger på föregående steg. Nedan beskrivs de viktigaste tekniska inställningarna.

6.1 Geometri och motorlayout

Den första konfigurationen var att välja korrekt geometri i QGC. Geometrin ställdes in som en quadcopter i X-konfiguration. Detta steg är avgörande eftersom Pixhawk måste känna till motorernas placering och mixer som översätter styrkommandon Roll, Pitch, Yaw och effekt till individuella motorutgångar. Efter detta verifierades motorordning och rotationsriktning enligt standard för Pixhawk. Fel motorordning eller fel rotationsriktning leder till instabilitet som inte kan kompenseras med kaskadregleringen i Pixhawk.

6.2 Sensorer

För att Pixhawk ska kunna utföra korrekta orienteringsberäkningar genomfördes kalibrering av sensorer. Drönaren placerades i sex definierade orienteringar relativt drönaren, vilket syns i figur 6.1.

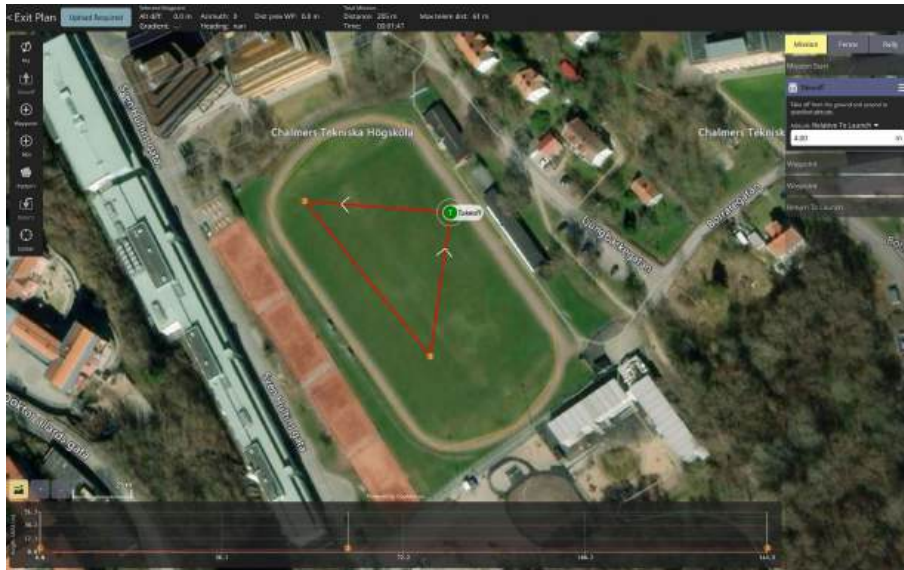


Figur 6.1: Drönarens sex olika orienteringar för kalibrering av sensorerna.

Accelerometers offset och skalfaktor beräknades och sparades som kalibreringsparametrar i flygkontrollenheten. Gyroskopet kalibrerades genom att hålla drönaren stilla upprätt, vilket möjliggjorde att nollpunktsfel kunde estimeras. Dessa parametrar användes av flygkontrollenheten för att reducera drift i rotation.

6.3 Flyglägen och uppdrag

Flyglägen är olika inställningar i QGC som påverkar drönarens beteende och som aktiveras via en radiokanal. Ett exempel på ett flygläge är *land*. Då landar drönaren av sig själv helt autonomt och stänger av motorerna efter landning. Ett annat exempel på ett flygläge är *Mission/auto*. Då följer drönaren ett förprogrammerat uppdrag baserat på en GPS markör. I QGC planeringsläge skapades ett autonomt uppdrag genom att ange tre GPS-markörer, där varje markör definierades med flyghöjd, koordinater och typ av flygläge, se figur 6.2. Dessa uppdrag laddades upp från QGC till Pixhawks minne genom en USB-sladd.



Figur 6.2: Ett autonomt uppdrag i QGC med tre GPS-markörer.

6.4 Radiosystem

För att både kunna flyga drönaren manuellt samt aktivera olika autonoma flyglägen, konfigurerades en 9XD transceiver på radiokontrollen tillsammans med en FR8 receiver på drönaren. Konfigurationen bestod av två centrala huvuddelar. Den första delen var att justera inställningar på radiokontrollen med programmet OpenTX. Därefter kalibrerades och fördelades dessa inställningar till QGC. Syftet med konfigurationen var att Pixhawk skulle kunna ta emot korrekta signaler från radiokontrollen och att dessa kunde användas för stabil flygning, samt olika flyglägen.

6.4.1 Radiokontrollens mjukvara

Som första steg skapades en ny modellprofil i radiokontrollen för att undvika konflikter med tidigare inställningar. Kontrollen konfigurerades enligt standardiserad multirotorstyrning, där vänster spak användes för throttle och yaw, medan höger spak användes för pitch och roll. I OpenTX definierades spakarnas funktioner under *Setup*, där varje styrkommando gav en separat ingång. I denna inställning kunde även grundparametrar som sensitivitet ändras, vilket gav en mindre känslig respons vid användning av spakarna. Detta i sin tur minskade risken för överstyrning under flygning.

Efter att ingångarna definierats konfigurerades kanalutgångar via *Mixer*. I detta steg kopplades ingångarna till specifika radiokanaler (CH1-CH6). En standardiserad kanalstruktur användes där de fyra första huvudkommandona tilldelades kanalerna (CH1-CH4). Utöver dessa konfigurerades extra kanaler för att möjliggöra funktioner som inte styrs av spakarna. (CH5) konfigurerades till en switch och CH6 konfigurerades till en trelägesswitch. En översikt av samtliga kanalinställningar visualiseras nedan i tabell 6.1.

Tabell 6.1: Kanalinställningar i radiokontrollen.

Kanal	Funktion	Beskrivning
CH1	THR	Gasreglage (Throttle) – styr motorns effekt
CH2	AIL	Skevroder (Aileron) – styr roll
CH3	ELE	Höjdroder (Elevator) – styr pitch
CH4	RUD	Sidroder (Rudder) – styr yaw
CH5		Uppdrag – <i>Mission/auto</i>
CH6		Flygläge – Trelägesswitch

I radiokontrollens *Setup* konfigurerades signalernas pulsbredder inom intervallet 200–400 ps. Detta var viktigt eftersom Pixhawk använder detta intervall för att omvandla signalerna till styrvärden. När kanalstrukturen var färdig anslöts radiokontrollen och mottagare. Mottagaren anslöts därefter till Pixhawk via SBUS.

6.4.2 Kanalsortering i QGC

Efter att mottagaren anslutits genomfördes radiokalibrering i QGC. Under kalibreringen rörs samtliga spakar till fullt utslag och switchar växades mellan alla lägen. Pixhawk registrerade då min-, max- och center-värden för varje kanal. Dessa värden används för att skala om SBUS-signalerna innan de används i Pixhawks kaskadregering. *Mission/auto* kopplades till (CH5) så man snabbt kunde avbryta autonomt uppdrag och återgå till manuell kontroll vid behov. En trelägesswitch kopplades till en separat kanal (CH6), och användes för att generera tre distinkta signaler. I QGC sorterades de olika signalerna från trelägesswitchen till specifika flyglägen, se tabell 6.2.

Tabell 6.2: Konfiguration av trelägesswitchen i radiokontrollen.

Switchläge	Flygläge
1	Stabilize
2	Return to launch
3	Land

Trelägesswitchen gjorde det möjligt för drönaren att vara stabil, återgå till startpositionen och landa under samma färd.

6.5 Tester och resultat

När alla steg ovan var genomförda och kontrollerade kunde flygtesterna genomföras. Flygtesterna genomfördes för att utvärdera om både kalibreringen och funktionaliteten i både manuella och autonoma lägen fungerade. Testerna genomfördes i en öppen miljö och dokumenterades med videoinspelning. Under de första testerna undersöktes kalibreringen av radiokontrollen för att kontrollera kalibreringen av spakarna. Det innebar att testa både riktning och hastighets förändringar för att se om spakarnas funktioner matchade med drönarens rörelser. Det märktes under dessa tester

att drönaren driftade i sidled. Detta påverkade dock inte de autonoma flyglägen då Pixhawk reglerar detta automatiskt.

Landningsläget testades genom att aktivera *Land* via radiokontrollen. Drönaren genomförde då en kontrollerad nedstigning och landade utan problem, se Appendix D.1. Efter markkontakt stängdes motorerna av. Drönaren konfigurerades även för att kunna växla mellan olika flyglägen via trelägeswitchen på radiokontrollen. Under testerna fungerade växlingen som förväntat där drönaren direkt reagerade på nya kommandon, exempelvis genom växling mellan *Mission/auto* och *Return to launch*. Flygläget *Return to launch* utvärderades genom att drönaren försökte återvända till samma position som den lyfte från. Genom att uppskatta avståndet mellan drönaren och operatören kunde flygläget *Return to launch* ungefärligt uppskattas. Systemet utgår mestadels från GPS-data och positionen kunde estimeras inom ett par meter från startpositionen. *Mission/auto* skapades genom att ladda upp bestämda GPS-positioner via QGC. Drönaren kunde starta ett uppdrag efter *Mission/auto* aktiverats och drönaren följde de förprogrammerade GPS-positionerna i korrekt ordning, se Appendix D.2.

Sammanfattningsvis visade flygtesterna att drönaren efter konfiguration och kalibrering både kunde flyga manuellt och autonomt via uppdrag till olika platser. Drönaren kunde även landa kontrollerat inom ett par meter från startpositionen med hjälp av *Return to launch* och *Land*.

7

Autonom precisionslandning

I detta kapitel presenteras utförandet samt utvecklingsprocessen involverande precisionslandningssystemet. Syftet med avsnittet är att undersöka hur passande A-markörer är för att beräkna relativ position. Syftet är också att redogöra för framställningsmetoden för den planerade lösningen på precisionslandning, vilket involverar ett hastighetsfält som drönaren ska följa. Metoden undersöktes genom tester och resultat som utvärderade dess praktiska funktion.

Avsnittet inkluderar en genomgång av den hårdvara som användes samt montering av nödvändiga komponenter. Därefter presenteras en översiktlig genomgång av positioneringssystemet, vilket benämns A-markörsystem. A-markörsystemet beräknar den relativa positionen till A-markören, där en mer genomgående beskrivning av systemet presenteras i Appendix B. Experimenten samt resultaten som utförts för A-markörsystemet presenteras därefter, följt av metod och resultat för modellen för precisionslandning.

Det bör noteras att A-markörsystemet i detta arbete endast avser det system som används för att beräkna den relativa positionen mellan kameran och markören. Precisionslandningssystemet syftar däremot på det kompletta systemet, där A-markörsystemet kombineras med styrmetoden för att landa drönaren på laddningsplattformen.

7.1 Krav och förutsättningar

Det primära kravet på landningssystemet är att positioneringsfelet vid landning ska vara tillräckligt litet. Kravet grundar sig i testerna som utfördes kring felplacering av sekundärspolen i förhållande till primärspolen. Detta illustreras i figur 4.11 och figur 4.12. Utifrån dessa resultat fastställdes en tillåten felplacering på 10 cm.

En övre begränsning på dimensionerna av A-markören fastställdes för markörens storlek. Kravet härstammar från den valda spoldesignen från kapitel 3.4 och ger en maximal sidlängd för markören. I kapitlet fastställs det att design B valdes, vilket ger den inre sidlängden på öppningen, motsvarande $a_1 = 15$ cm, för primärspolen. Utifrån denna övre gräns betraktades två olika storlekar för A-markörerna med motsvarande sidolängder 8 cm respektive 14 cm.

Systemet måste även kunna identifiera sin relativa position på upp till fem meter för att säkerställa övertaget från den autonoma framföringen i föregående kapitel. Detta

härstammar från analysen som gjordes i kapitel 6, där det framgick att drönaren kunde återvända till en position med ett par meters noggrannhet.

Förutsättningarna som precisionslandningssystemet måste förhålla sig till är att de ska kunna integreras på en befintlig drönare. På grund av långa leveranstider och begränsad tillgång till vissa komponenter genomfördes testerna med flertal komponenter som redan fanns tillgängliga.

7.2 Hårdvara för A-markörsystemet

Den mest essentiella delen är huvuddatorn, vilket var en Pi 5 med 4 GB RAM och ett minneskort. Pi 5 var utrustad med USB-portar som möjliggjorde kommunikation med flygkontrollenheten för autonom styrning av drönaren. Datorn var även utrustad med GPIO-pins för anslutning av extern hårdvara. Den sista komponenten som möjliggjorde systemet var den integrerade kameramodulen Pi Camera V2. Kameran användes för att läsa av A-markören och utföra positionsberäkningarna. Systemet använde en upplösning på 720p för att öka bildfrekvensen vid användning.

Utöver dessa komponenter krävdes en strömkälla, där en USB-C-kabel och en strömadapter kunde användas. För att realisera den tänkta trådlösa lösningen införskaffades dock en DC/DC-omvandlare för att ge Raspberry Pi 5 en spänning på 5,1 V och upp till 5 A. Den valda modellen kunde hantera 6.6-60 V in och en kontinuerlig ström på ca 5 A, men klarade av kortare perioder på 10 A utan kylning. Det monterades även på två stycken kablar av typ JST 22 AWG, till in- och utgången av omvandlaren. Strömkällan som användes för detta ändamål var ett 2S LiPo-batteri, vilket var ett separat batteri från drönarens kontroll. En 3-polig Dupont-kabel (hona–hona) konverterades även så att det var möjligt att ansluta den till både DC/DC-omvandlarens och Pi 5.

Det sista som krävdes för att framställa det tänkta systemet var en A-markör. Markörerna kunde skrivas ut i pappersformat, men i detta arbete visades de huvudsakligen på en surfplatta eller dator. Vid framställning av markörerna användes ett webbaserat verktyg för att generera A-markörer [55]. För ett av experimenten användes dock en egengenererad markör, vilket framgår i det berörda testet. I majoriteten av experimenten användes en markör med sidlängden 8 cm, medan en markör med sidlängden 14 cm användes i vissa kompletterande tester.

Dessa komponenter är de som användes för att framställa precisionslandningssystemet, men det kompletta systemet krävde minst en dator eller annan enhet som har tillgång till internet, som kan visualisera beräkningarna. Det krävdes också någon form av nätverksenhet för att systemet skulle vara trådlöst. Alla essentiella komponenter för distansberäkningarna presenteras även i figur 7.1.



Figur 7.1: Alla komponenter som används för att autonomt kunna utföra distansberäkning.

7.3 Montering av Pi 5

Först inspekterades Pi 5, där en bild över den presenteras i figur 7.2a. För att positionssystemet sedan skulle fungera, installerades en 3-polig Dupont-kabel (hona–hona) för att konvertera kabeln från DC/DC-omvandlaren till Pi 5. Notera att kabeln i figur 7.2b anslöts till de tre översta portarna, där de två övre är för 5 V och den tredje är för jord. Den röda motsvarar kabeln som anslöts till den andra 5 V GPIO-pinnen och den svarta anslöts till jord. Den övre hade ingen kabel ansluten. Minneskortet på 32 GB anslöts och sedan kameran, vilket framgår i figur 7.2c respektive figur 7.2d. Sist anslöts DC/DC-omvandlaren samt batteriet till hela systemet, vilket framgår av figur 7.2e respektive 7.2f.



(a) Ensam Pi 5 och 3-polig Dupont-kabel (hona-hona).



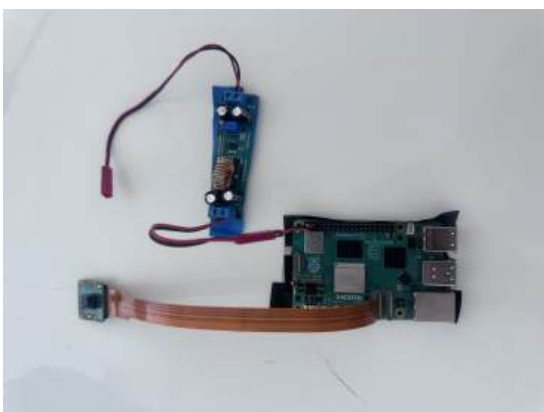
(b) Pi 5 tillsammans med den 3-poliga Dupont-kabel (hona-hona).



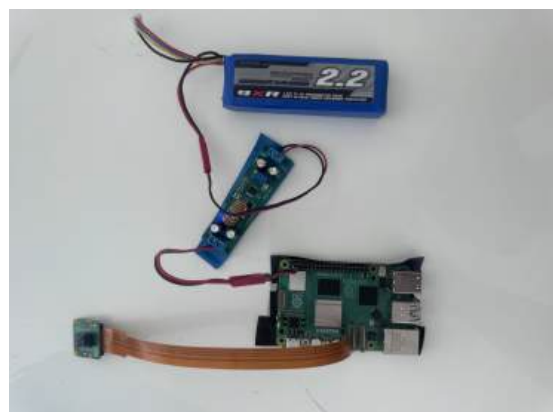
(c) Minneskort.



(d) Kamera.



(e) DC/DC-omvandlaren.



(f) LiPo-batteriet.

Figur 7.2: Här presenteras hur varje komponent installerades i ordningen a-f.

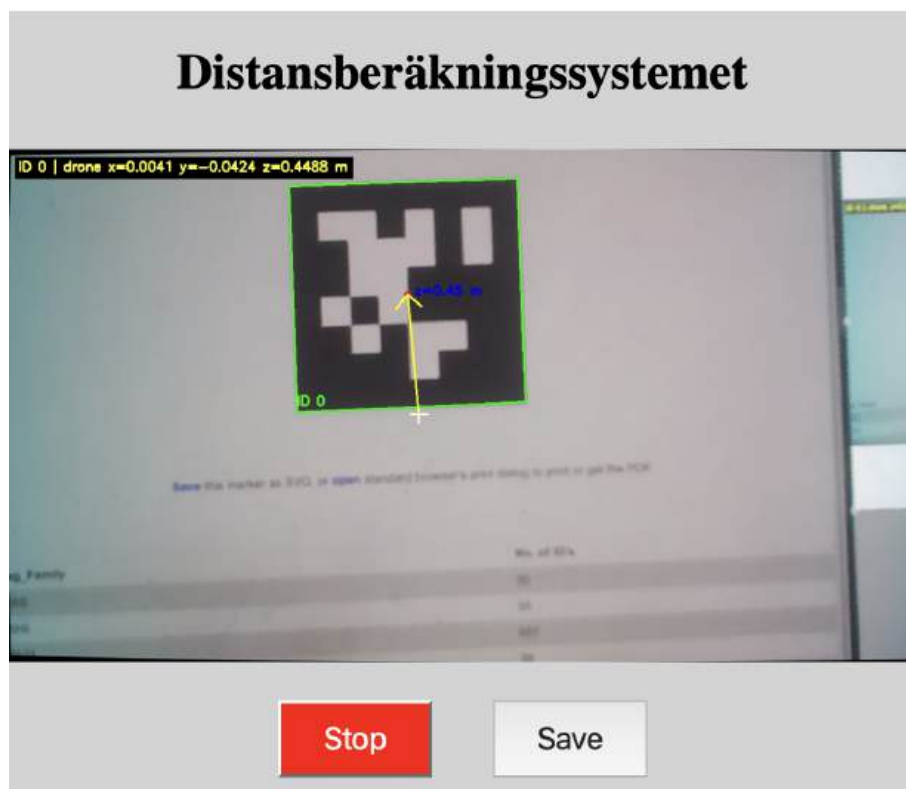
7.4 Genomgång av A-markörsystemet

En mer djupgående beskrivning av det egengjorda trådlösa systemet finns, som tidigare nämnts, i Appendix B. Principen var däremot att ansluta Pi 5 till en extern dator via en nätverksenhet, exempelvis en router. På så sätt kunde enheterna kommunicera med varandra, vilket gjorde det möjligt för Pi 5 att överföra kamerabilder och beräknad relativ position till datorn. Resultatet kunde därefter visualiseras i det grafiska gränssnittet, se figur 7.3.

Gränssnittet innehöll funktionerna *Start*, *Stop* och *Save*. Programmet som implementerades på Pi 5 genererade ett kontinuerligt videoflöde som kunde visas i gränssnittet. Vid kalibrering överfördes endast bilderna, vilket gjorde det möjligt att spara dessa för vidare analys genom att trycka på *Save*.

När systemet istället användes för relativ positionsberäkning bearbetades varje bildruta i realtid. A-markören detekterades och kamerans relativa position i förhållande till markören uppskattas. Detta ger bland annat en translationsvektor $\mathbf{t}$, vilket beskrevs i teoriavsnittet 2.9.3. Den beräknade positionen kunde sedan skickas tillsammans med den aktuella bilden och presenteras i gränssnittet.

Systemet kunde även användas utan att videoströmmen överförs. I detta läge visades endast de beräknade resultaten i terminalfönstret, samtidigt som åtkomst till Pi 5 skedde via SSH över samma nätverksenhet.



Figur 7.3: Det visuella gränssnittet under positionsberäkning, med id markerat i grönt och den relativa positionen i vänster hörn.

7.5 Kalibreringsprocess

Här presenteras en genomgående beskrivning av kalibreringen som utfördes samt resultaten som fastställdes från kalibreringen.

7.5.1 Metod för kalibrering av A-markörsystemet

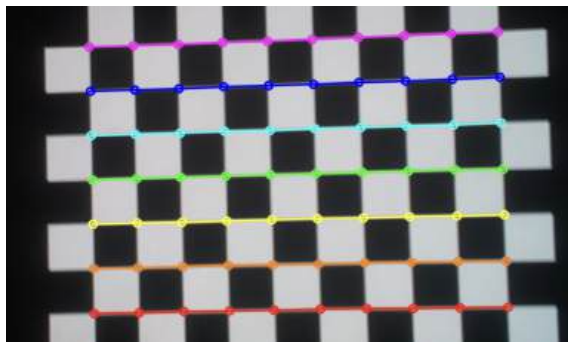
För att utföra kalibreringen användes A-markörsystemet, ett LiPo-batteri som strömkälla tillsammans med en DC/DC-omvandlare, en dator, en surfplatta samt en nätverksenhet. Värt att notera är att USB-C-kabeln kunde användas istället för batteriet och ansluts därför från Pi 5 till en dator eller annan lämplig strömkälla.

All kod som användes i kalibreringsprocessen togs fram i förväg. Detta inkluderade ett Python-program för bildanalys, vars syfte var att bearbeta de individuella kalibreringsbilderna och därmed beräkna kameramatrisen $\mathbf{K}$ och distorsionskoefficienterna. Programmet byggde till stor del på OpenCV-biblioteket som kan användas i Python. Utöver detta utvecklades ett separat program för att generera ett rutemönster baserat på skärmens upplösning och fysiska dimensioner.

När samtliga program var färdigställda initierades den experimentella uppställningen. Nätverksenheten startades vid behov, varefter Raspberry Pi 5 strömsattes. Systemets uppstart verifierades genom att observera indikatorlampan, som övergick

från sporadisk blinkning till fast sken. Därefter anslöts surfplattan till systemet via det visuella gränssnittet, och videoströmmen initierades genom att starta det förberdda Python-programmet.

När kommunikationen mellan kamera och surfplatta var etablerad aktiverades programmet som genererade schackbrädesmönstret, se figur 7.4.



Figur 7.4: Bilden illustrerar en av kalibreringsbilderna under analysen.

De parametrar som användes för att skapa mönstret redovisas i tabell 7.1.

Tabell 7.1: Skärm- och kalibreringsparametrar för schackbräde.

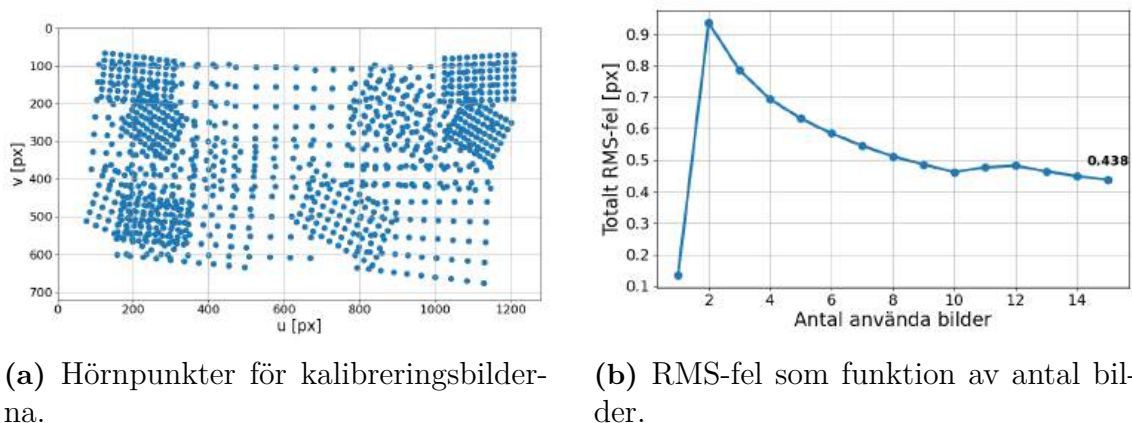
Parameter	Värde
Skärminformation	
Upplösning	1728 x 1117
Fysisk storlek	345 mm x 223 mm
mm/px (x)	0,20
mm/px (y)	0,20
Schackbrädesinställningar	
Inre hörn (OpenCV)	10 x 7
Rutor ritade	11 x 8
Rutstorlek	100 px
Uppskattad verklig storlek (x)	20,0 mm
Uppskattad verklig storlek (y)	20,0 mm

Totalt samlades 20 bilder in genom att manuellt spara bilder från olika vinklar och avstånd. Av dessa bedömdes 15 bilder vara av tillräcklig kvalitet för att användas i kalibreringsprocessen.

Det avslutande steget bestod av att använda det tidigare utvecklade analysprogrammet för att bearbeta de utvalda bilderna och därigenom beräkna kameramatrisen $\mathbf{K}$ samt distorsionskoefficienterna. RMS-felet beräknades iterativt, där kalibreringen upprepades för alla tidigare bilder, inklusive den nya, varje gång en ny bild användes för kalibrering.

7.5.2 Resultat för kalibreringen

Från kalibreringen framställdes två grafer vilket påvisar alla hörn som användes vid kalibreringen, samt RMS-felet av differensen mellan modellen och de verkliga punkterna. Dessa illustreras i figur 7.5. Det framgår i figur 7.5a att olika vinklar och avstånd har använts samt att stora delar av skärmen har involverats i kalibreringen. Utöver det illustrerar figur 7.5b hur RMS-felet avtar drastiskt och sedan planar ut runt 0,438 px.



Figur 7.5: Illustration av alla detekterade hörnpunkter för de kalibreringsbilder som använts, samt hur RMS-felet för modellen avtar med antalet bilder.

Kameramatriisen med tre värdesiffror kunde från analysen extraheras och motsvarade

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1,77 \cdot 10^3 & 0 & 5,86 \cdot 10^2 \\ 0 & 1,78 \cdot 10^3 & 3,73 \cdot 10^2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (7.1)$$

för A-markörsystemet. Enheten för varje element i matrisen är i pixlar, förutom 1 som är enhetslös. Notera att fokallängderna är relativt lika och att principalpunkterna är ca 586 px respektive 373 px. För en bild med upplösningen 720p, hade bildens mitt varit 640 px och 320 px.

Från samma analys framställdes den radiella och den tangentiella distorsionen med tre värdesiffror, vilket motsvarade

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,17 \cdot 10^{-1} \\ 3,18 \cdot 10^{-1} \\ -1,30 \\ 2,19 \cdot 10^{-3} \\ 1,44 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix}. \quad (7.2)$$

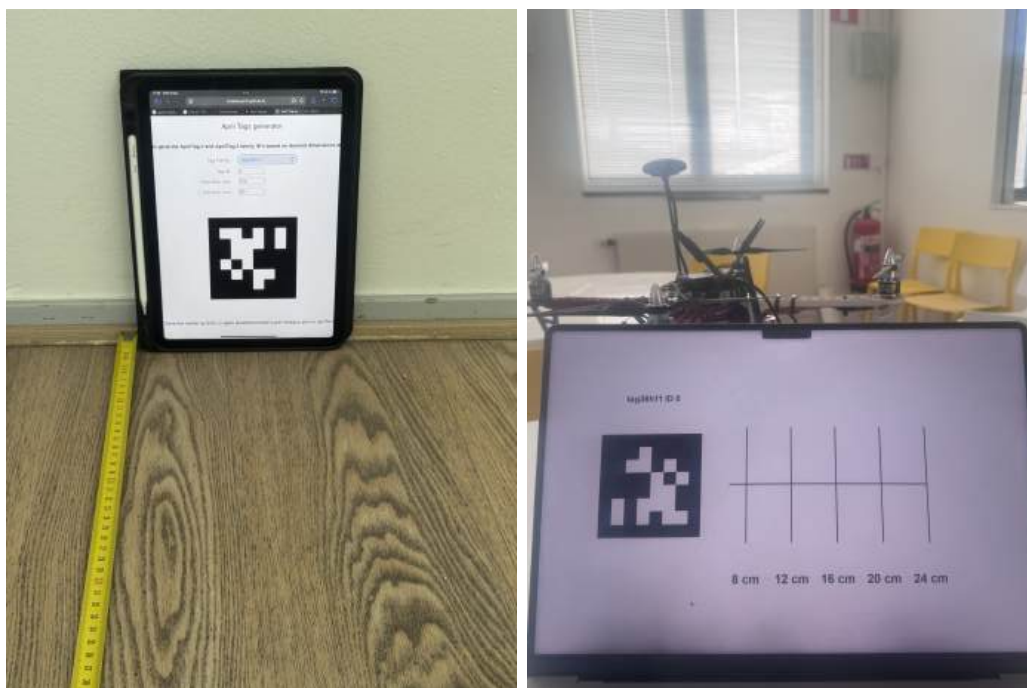
7.6 Relativ positionsberäkning med A-markörsystemet

I detta avsnitt presenteras metoden samt resultaten för de tester som utfördes för relativ positionsberäkning med A-markörsystemet.

7.6.1 Metod för undersökning av A-markörsystemet

För att utvärdera systemets förmåga att beräkna avstånd genomfördes två separata experiment. Det första syftade till att undersöka noggrannheten i beräkningen av det vertikala avståndet (z -led) mellan kameran och laddningsplattformen. Det andra experimentet fokuserade på att analysera hur väl distorsionskompensationen fungerade, samt att verifiera rimligheten i de horisontella avståndsberäkningarna (x -led).

Det främsta programmet som användes i experimenten var A-markörsystemet från avsnitt 7.4, inklusive tillhörande hårdvara. För experimentet i x -led skapades dessutom ett separat program som visade A-markören tillsammans med markerade sidoförskjutningar på den externa datorns skärm. För experimentet i z -led användes, som tidigare nämnts, ett webbaserat verktyg för att generera och visa A-markören. I båda fallen användes en surfplatta eller dator för att visualisera markören, där den andra då användes tillsammans med A-markörsystemet. Ett måttband användes även för att mäta referensdistanserna. Uppställningarna för respektive test illustreras i figur 7.6.



Figur 7.6: En illustration över hur experimentet ställdes upp för att beräkna distanserna i z - respektive x -riktning.

I testet i z -led mättes avståndet längs normalriktningen till skärmen där A-markören visades. Kameran placerades därefter på olika avstånd från markören, varefter systemets beräknade avstånd jämfördes med de manuellt uppmätta värdena. Experimentet genomfördes både med och utan linskorrigering. Eftersom de beräknade avstånden varierade något under mätningen valdes ett stabilt och representativt värde för varje mätpunkt.

I testet i x -led hölls avståndet i z -led på cirka 60 cm, samtidigt som kamerans position hölls fixerad. A-markören visades på en datorskärm tillsammans med markerade positioner i x -riktning. För varje markerad sidoförskjutning vreds kameran så att den aktuella markeringen låg ungefär i bildens centrum. Testerna filmades, och de bildrutor där markeringen var tydligt centrerad användes för analys. Testerna i x -led genomfördes endast med linskorrigering.

Eftersom systemet kunde användas både med och utan bildöverföring undersöktes även uppdateringsfrekvensen för båda fallen. Detta gjordes genom att mäta tiden τ som krävdes för att bearbeta en enskild bildruta. Uppdateringsfrekvensen kunde därefter beräknas enligt

$$f = \frac{1}{\tau}. \quad (7.3)$$

Ett medelvärde under en längre tid ansattes för att avgöra prestandan.

7.6.2 Resultatframställning för A-markörsystemet

Resultaten från det första experimentet, i z -riktning, presenteras i tabellerna 7.2 och 7.3. Systemets relativa distans i z -riktning redovisas med och utan distorsionskompensation. För varje avstånd anges både uppmätt värde och en kvalitativ bedömning av detektionen.

I tabellerna framgår avvikelsen mellan uppmätt och verkligt avstånd för båda fallen. Vidare redovisas för vilka avstånd markören var detekterbar, inklusive ett ungefärligt maximalt avstånd där A-markören med sidlängden 8 cm slutar fungera för respektive test. Tabellen innehåller även en klassificering av mätkvaliteten (**Bra**, **Okej**, **Dålig**), vilket beskriver hur stabilt markören kunde registreras av kamerasystemet under rörelse. Klassificeringen **Bra** innebär att markören kunde detekteras även vid små rörelser, **Okej** innebär att rörelse delvis försämrade uppmätningen, medan **Dålig** innebär att systemet krävde nästan stillastående förhållanden för att uppmätning skulle kunna ske. Notera hur kvalitén tycks skiljas mellan testerna, där det testet med compensation tycks fungera bättre.

Tabell 7.2: Utan radiell och tangentiell kompensering.

	Storlek: 8 cm		Storlek 14 cm	
Avstånd (m)	Uppmätt	Kvalitet	Uppmätt	Kvalitet
0,5	0,52	Bra	0,53	Bra
1	1,04	Bra	1,04	Bra
1,5	1,56	Bra	1,54	Bra
2	2,08	Bra	2,06	Bra
3	3,12	Bra	3,08	Bra
4	4,17	Okej	4,06	Bra
5	5,24	Okej	5,07	Bra
6	6,30	Dålig	6,13	Okej
7	–	Ej synlig	7,5	Okej
8	–	Ej synlig	8,24	Dålig

Tabell 7.3: Med radiell och tangentiell kompensering.

	Storlek: 8 cm		Storlek: 14 cm	
Avstånd (m)	Uppmätt	Kvalitet	Uppmätt	Kvalitet
0,5	0,51	Bra	0,50	Bra
1	1,01	Bra	1,00	Bra
1,5	1,50	Bra	1,50	Bra
2	2,01	Bra	2,02	Bra
3	3,08	Bra	3,01	Bra
4	4,07	Bra	4,02	Bra
5	5,08	Bra	5,02	Bra
6	6,04	Okej	5,99	Bra
7	6,98	Okej	7,02	Bra
8	–	Ej synlig	8,03	Okej

För testerna som gjordes i x-riktning, så testades distanserna 0, 8, 12, 16, 20 och 24 cm från markörens mitt. Detta gjordes på ett ungefärligt avstånd på 60 cm, vilket framgår i tabell 7.4. Det framgår ur tabellen att precisionen avtar med distansen från markören.

Tabell 7.4: Tester för olika x-värden för $z \approx 0,6$ m, där radiell och tangentiell kompensering används. Storleken på markören var 8 cm.

Riktigt (m)	Uppmätt (m)
0,080	0,077
0,120	0,115
0,160	0,151
0,200	0,192
0,240	0,225

Uppdateringsfrekvensen för A-markörsystemet uppgick också till cirka 10 Hz med aktiv videoström och cirka 33 Hz utan.

7.7 Landning av virtuell drönare

Här presenteras metoden som framställdes, tillsammans med resultaten, över den tänkta landningsmetoden. Först presenteras hur det tänkta hastighetsfältet framställdes. Sedan presenteras hur den virtuella drönaren ska använda fältet för att landa och avslutas med resultatet från sammansättningen.

7.7.1 Framställning av hastighetsfältet

För att konstruera ett hastighetsfält som möjliggör autonom navigering mot laddningsplattformen betraktades initialt ett linjärt fält i tre dimensioner. Ett sådant hastighetsfält kan uttryckas

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \begin{pmatrix} -k_x x \\ -k_y y \\ -k_z z \end{pmatrix}, \quad (7.4)$$

där k_x , k_y och k_z är positiva konstanter. Detta fält motsvarar ett system där hastigheten är proportionell mot avståndet till origo i respektive riktning, vilket ger upphov till en konvergerande rörelse mot en centrerad punkt. Fältet är även rotationssymmetriskt, vilket bevisas i Appendix C.

Denna formulering modifierades därefter för att bättre motsvara de krav som ställdes på drönarens bana. Särskilt noterades det att drönaren, vid stora horisontella avstånd, bör röra sig uppåt i förhållande till laddningsplattformen för att säkerställa att målet förblir inom kamerans synfält. Detta gav upphov till införandet av en icke-linjär term beroende av det horisontella avståndet

$$r = \sqrt{x^2 + y^2}. \quad (7.5)$$

Vidare introducerades en vertikal förskjutning i z -led för att kompensera för att kamerans position inte sammanfaller med drönarens landningspunkt. Det slutliga fältets struktur blev därmed

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \begin{pmatrix} -k_h x \\ -k_h y \\ -k_z(z - z_0) + \alpha r^2 \end{pmatrix}. \quad (7.6)$$

Parametrarna i fältet bestämdes sedan empiriskt genom iterativ analys med hjälp av ett egentillverkat visualiseringsverktyg, där fältets egenskaper studerades interaktivt.

7.7.2 Resultat av hastighetsfältet

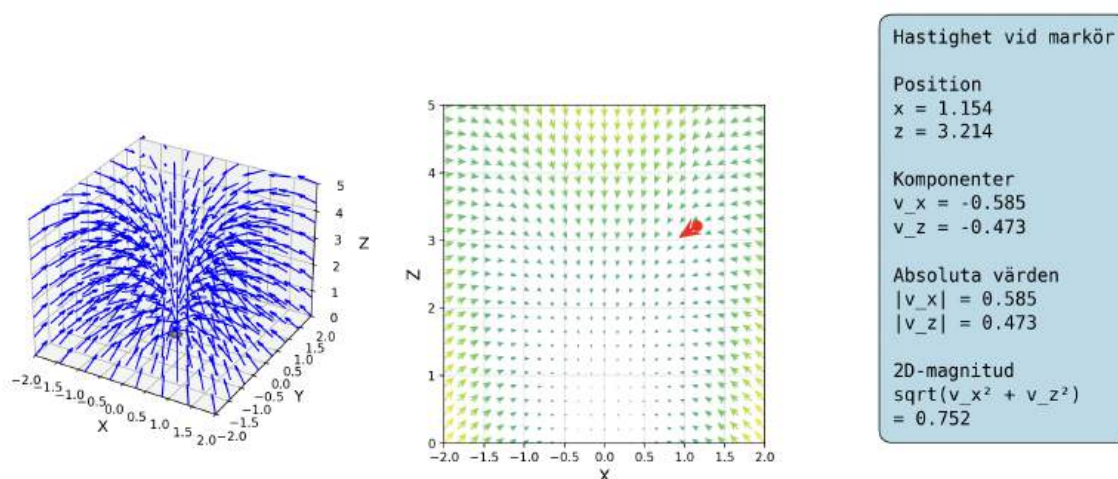
Det slutgiltiga hastighetsfältet som användes i detta arbete ges av

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \begin{pmatrix} -0,507x \\ -0,507y \\ -0,312(z - z_0) + 0,351r^2 \end{pmatrix}, \quad (7.7)$$

där $r = \sqrt{x^2 + y^2}$. Konstanterna k_h , k_z och α valdes för att uppnå ett stabilt och kontrollerat beteende baserat på den totala hastigheten för punkter kring plattformen. Konstanten $z_0 = 0,2$ valdes som uppskattning för kamerans position relativt marken vid landning.

Fältet uppvisade ett konvergerande beteende mot punkten $(0, 0, z_0)$. I vertikal riktning bidrog termen αr^2 till att drönaren ökade sin höjd då det horisontella avståndet är stort. Fältet var även rotationssymmetriskt, se Appendix C, vilket medför ett likvärdigt beteende oberoende ankomstriktning. När drönaren närmar sig laddningsplattformen avtar denna effekt, och rörelsen domineras istället av den linjära termen i z -led.

Det slutgiltiga fältet illustreras i figur 7.7, där dess struktur och konvergensbeteende framgår.



Figur 7.7: Python-koden som framställts för att visualisera fältet, där den blåa rutan visar de olika hastigheterna samt deras gemensamma magnitudbidrag.

7.7.3 PX4 simulering och kommandon till drönaren

För att underlätta utvecklingen av styrsystemet användes en simuleringsmiljö där en virtuell drönare kunde styras utan risk för den fysiska prototypen. Simuleringen genomfördes med PX4 i kombination med Gazebo, vilket möjliggjorde testning av drönarens rörelse samt kommunikation med externa styrkommandon från en Pi 5.

I simuleringen placerades ett rätblock som representerade landningsplattformen i punkten $(5, 2, 0)$. Rätblocket hade längden 1 m, bredden 1 m och höjden 0,1 m. Drönaren placerades initialt i origo och lyfte till höjden 2,85 m.

Eftersom plattformens position var känd kunde den relativa positionen mellan drönaren och plattformen beräknas. Denna relativa position användes som insignal till

ett hastighetsfält. Hastighetsfältet från föregående kapitel applicerades enligt

$$\mathbf{v} = A(\mathbf{X}), \quad (7.8)$$

där $\mathbf{X} = (x, y, z)^T$ är drönarens relativa position till plattformen och $\mathbf{v}$ är den önskade hastigheten.

För att begränsa de genererade hastigheterna implementerades en klampfunktion enligt

$$v = \max(-v_{\max}, \min(v, v_{\max})), \quad (7.9)$$

vilket säkerställde att hastigheten hölls inom fördefinierade gränser.

För att approximera drönarens rörelse användes en diskret tidsmodell där positionen uppdaterades enligt

$$\mathbf{X}_{n+1} = \mathbf{X}_n + A(\mathbf{X}_n)\Delta t, \quad (7.10)$$

vilket motsvarar en Euler-integrering med tidssteget $\Delta t = 0.1$ s. Villkoren för att aktivera landningsfunktionen var

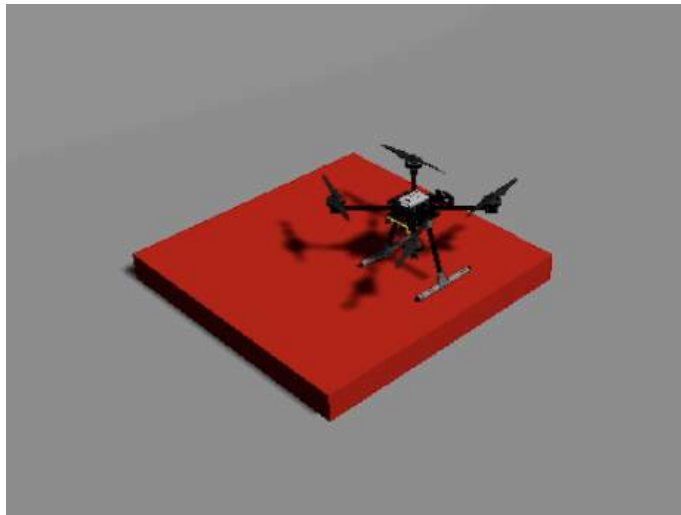
$$\sqrt{x^2 + y^2} < 0,01, \quad z < 0,1, \quad (7.11)$$

där enheterna är meter.

Utöver detta anslöts drönare och en dator, med en USB-kabel, där testet gick ut på att se om kommunikation kunde etableras. Därav framställdes en kod som etablerade denna anslutning med flygkontrollenheten.

7.7.4 Resultat från simuleringen

Simuleringen visade att det implementerade styrsystemet kunde styra drönaren mot den definierade landningsplattformen. Hastighetsbegränsningen bidrog till att hålla rörelsen stabil, särskilt vid större avstånd från målpunkten. Figur 7.8 illustrerar den virtuella drönarens landning med den implementerade metoden. Notera att ett fel relativt plattformens mitt kan betraktas i figuren. En videodemonstration finns i Appendix D.3.



Figur 7.8: Precisionslandning i simuleringen.

Anslutningen till drönaren via Micro-USB kunde etableras. Även motortest med denna anslutning kunna utföras. Det ramställdes en video i Appendix D.4, som påvisar det lyckade testet.

8

Diskussion

I detta kapitel kommer resultaten från de simuleringar och tester analyseras samt diskuteras. Stort fokus kommer att ägnas till för att förstå varför de olikheter och likheter mellan de olika resultaten uppstår. Diskussionen kring laddningssystemet kommer vara centrerad kring den elektriska prestandan, spolarnas egenskaper och det styrsystem som skapats. Diskussion kring drönarens autonoma flygning och det autonoma landningssystemet kommer att inkludera en diskussion om flygtesterna samt en genomgång av resultaten för A-markörssystemet.

8.1 Laddningssystemets prestanda

Här presenteras diskussionen gällande laddningssystemets prestanda i simuleringar kontra tester. Förslag på framtida arbete kommer även inkluderas.

8.1.1 Utvärdering av spolparametrar och val av optimal spol-design

I figur 3.3 observeras höga värden på kopplingsfaktorerna för spoldesign B och C. Ur figur 3.8 syns en stark reducering i kopplingsfaktor i takt med ökad felplacering på samtliga spoldesigner, men där design B påverkas mindre av felplaceringen än C. Genom att kombinera dessa resultat så valdes därför spoldesign B som den optimala designen utifrån de dimensioner som testades i detta projekt. Kopplingsfaktorn beräknades till 0,71 i simuleringarna, medan det uppmätta värdet uppgick till 0,61. Skillnaden kan förklaras av flera faktorer. I simuleringarna antas perfekt positionering och ideala materialegenskaper. Vidare täcks undersidan av primärspolen av mer ferrit i den simulerade modellen än i den fysiska konstruktionen, vilket framgår av figur 5.2b och 3.8. Ytterligare en möjlig orsak är att spolarnas verkliga geometri inte exakt motsvarar den modell som implementerats i COMSOL.

Graden i vilken induktansernas uppmätta och simulerade värden skiljer sig åt varierar. Primär- respektive sekundärspolens självinduktanser skiljer sig med 5,8% respektive 1,9%. Den ömsesidiga induktansen skiljer sig åt med 9,7%. Att primärspolens självinduktans avviker mer än sekundärspolens kan förklaras av dess närhet till ferriten. Den ömsesidiga induktansens avvikelse kan förklaras främst av positioneringsfel men också på grund av ferriten.

För att analysera hur kopplingsfaktorn påverkas av felplacering undersöktes lutning-

en. Lutningen, bestämd med linjär regression, skiljer sig med cirka 29,5 % mellan simulering och test. För att även beakta skillnader i initialvärde normaliserades lutningen mot kopplingsfaktorn vid perfekt placering. Detta ger ett relativt minskning per cm som visar sig vara mer likartat mellan simulering och mätning där skillnaden blev 10,7%.

Resistansberäkningarna uppvisar de största avvikelserna mellan simulerade och uppmätta värden. Detta kan förklaras av att litztrådens enskilda trådar kan ha avbrott, men avvikelsen bedöms främst bero på att isoleringen inte fullständigt avlägsnades vid kontaktering.

8.1.2 Spänning och ström till lasten

Målet med laddningssystemet var att ge lasten 12,6 V och 5 A. I avsnitt 4.3.3 resulterade simuleringen i en spänning på 13,04 V och en ström på 5,17 A. Jämfört med de uppmätta resultaten som visualiseras i tabell 5.3, syns en markant skillnad mellan de simulerade och uppmätta värdena. Det ska även tilläggas att inspänningen var 17 V lägre för de tester som utfördes, kontra vad som användes i Simulink. I Simulink simulerades det med 317 V inspänning, eftersom det motsvarade en likriktad 230 V RMS växelspanning. Medans i labbet kunde DC-källan endast producera 300 V. Dessa 17 V motsvarar ungefär en 5% andel av inspänningen. Om man skulle anta linjär ökning mellan inspänning och utspänning hade utspänningen i labbet mätts upp till 15,51 V istället för 14,82 vid 85 kHz. På samma sätt kan de övriga spänningarna och strömmar som presenteras i 5.3 räknas om för att få en rättvis jämförelse grundade på samma förutsättningar.

Den primära orsaken till skillnaden i spänning och ström till lasten ligger i den ömsesidiga induktansen M och kopplingsfaktorn k . Det visades i figur 4.11 från simuleringen att en felplacering ger en markant högre spänning och ström över lasten. Enligt de uppmätta värdena på den ömsesidiga induktansen och kopplingsfaktorn med felplacering i x-led, vilket visualiseras i figur 5.7, syns en tydlig relation mellan en lägre kopplingsfaktor ju större felplaceringen är. Dessa tester tillsammans med simuleringarna visar att en lägre kopplingsfaktor resulterar i högre spänning och ström till lasten. Anledningen till att detta händer är för att när kopplingsfaktorn sjunker, så blir primärsidan mer kortsluten och den totala impedansen i systemet minskar. Eftersom spänningskällan inte har en strömbegränsning kommer effekten som spänningskällan levererar öka, vilket resulterar i högre effekt till lasten. En lösning på denna felaktighet hade kunnat vara att optimera den fysiska primärspolen genom att linda av ett antal varv, tills den önskade spänningen och strömmen levererades till lasten.

8.1.3 Jämförelse mellan simulerad och uppmätt vågform

En viktig analys för att säkerställa pålitligheten av simuleringen är att verifiera vågformerna ut och in från varje delkomponent. Verifikationen av detta är särskilt viktigt för att mer precist kunna fastställa hur simuleringen skiljer sig från verkligheten.

I resultatet från simuleringen erhålls en spänning och ström ut från frekvensomriktaren enligt 4.6 som kan jämföras med 5.12a som mättes upp i labbet. Vågformerna matchas väldigt bra i stort, vilket stärker pålitligheten av simuleringen. Däremot syns en rejäl spik vid fyrkantspulsens topp och botten i den uppmätta signalen som inte finns med i simuleringen i samma grad. Detta beror på att strömmen och spänningen inte ligger exakt i fas med varandra. Orsaken till detta är dels på grund av att komponenterna inte har de värdena som togs fram ur simuleringarna från COMSOL och Simulink. I tabell 5.2 syns hur de uppmätta värdena för spolarnas induktanser samt kompenseringskondensatorer skiljer sig från de önskade värdena. Detta resulterar i att resonansfrekvenserna inte stämmer överens med 85 kHz, som visas i avsnitt 5.2.2. Strömmen och spänningen får därav en fasförskjutning mellan varandra, vilket skapar dessa spikar på fyrkantspulsen. Till följd av detta kommer kretsen förbruka mer reaktiv effekt, vilket ger större effektförluster och försämrar verkningsgraden i systemet.

På samma sätt kan likriktarens spänning och ström analyseras genom att jämföra 4.7 och 5.12b. Även här stämmer vågformerna väl. Vid jämförelse av dessa grafer syns det däremot att systemet är tillfredsställande kompenserat både i simulering och verklighet då strömmen och spänningen skär x-axeln i ungefär samma punkt. Detta tyder på att systemet trots allt är bra kompenserat på sekundärsidan, men att små skillnader ger upphov till stora spikar i fyrkantsvågen.

8.1.4 Jämförelse mellan simulerade och uppmätta effektförluster

Utifrån resultaten som presenteras i figur 4.10 och 5.13 syns det en klar skillnad mellan verkningsgraden för simuleringen i Simulink och de uppmätta verkningsgraderna vid de utförda testerna av hela laddningssystemet.

Orsakerna till en lägre verkningsgrad i verkligheten än i simuleringen är flera. Den största och tydligaste skillnaden är i frekvensomriktaren, som i simuleringen har en verkningsgrad på 98,4% men endast 61,49% i verkligheten. Den huvudsakliga orsaken till detta är på grund av att frekvensomriktaren som användes under testerna är överdimensionerad. Den är dimensionerad för en effekt på 6 kW, medans det konstruerade systemet endast ska leverera 63 W. Ytterligare orsak är den översvängning, som tidigare noterats, som finns på fyrkantsvågen. Översvängningen betyder som sagt att spolarna inte är helt kompenserade, vilket leder till att ström och spänning

är lite ur fas. Detta i sin tur leder till att transistorerna inuti frekvensomriktaren slås av och på när det finns en hög spänning eller ström genom transistorn. Detta ger upphov till effektförluster i frekvensomriktaren.

En annan faktor till att hela laddningssystemet har sämre verkningsgrad är på grund av värmeförluster i samtliga komponenter. Det syns i figur 5.14 att transistorerna i frekvensomriktaren uppgick till 75,7 °C och dioderna i likriktaren uppgick till 73,3 °C. Det syns å andra sidan i tabell 5.4 att verkningsgraden ökar vid 83 kHz och 81 kHz. Detta beror på en ökad verkningsgrad i frekvensomriktare och spolarna, medan likriktaren sjunker något. Orsaken till denna ökning av verkningsgrad är för att systemet blir mer kompenserat med de lägre frekvenserna. Detta eftersom resonansfrekvenserna var 81,10 kHz på primärsidan och 84,23 kHz på sekundärsidan, vilket presenteras i avsnitt 5.2.2. Anledningen till att verkningsgraden är som högst vid 81 kHz är för att primärsidan är nästintill perfekt kompenserad.

En avslutande intressant observation är dock att verkningsgraden för spolarna och dess kompenseringsnät är bättre i verkligheten än simuleringen, även om spolarna är perfekt kompenserade i simuleringen. Anledningen till detta är okänd, men det kan framöver vara intressant att undersöka relationen mellan kopplingsfaktor och verkningsgrad över spolarna, eftersom det är en stor faktor som skiljer sig från simuleringen och verkligheten.

8.1.5 Betydelsen av ett effektivt styrsystem

För att laddningssystemet skall fungera säkert och med rätt prestanda är ett styrsystem som styr spänningen över lasten av största vikt. Vid felplacering av spolarna i x-led syns det i resultatet i figur 4.11a och 4.11b att spänningen och strömmen ökar markant, för att därefter gå mot noll. Vid felplacering minskar även den ömsesidiga induktansen M , medan självinduktanserna L_1 och L_2 är oförändrade. Styrsystemets huvudsyfte är att bibehålla en konstant utspänning över lasten, oberoende av hur fel drönaren landar på laddningsplattan.

I resultatet testades det konstruerade styrsystemet i Simulink, vilket resulterade i att utspänningen reglerades till 12,6 V oberoende av vilken inspanning DC/DC-omvandlaren matades med. Däremot blir det översvängningar som syns som toppar i figur 4.17b. Dessa toppar skapas av att signalen ändras oändligt snabbt, vilket i sin tur leder till översvängningar i spänningen över lasten. Desto högre inspanning, desto högre toppar. Detta är något som kommer minimeras i verkligheten då inga spänningar får sitt toppvärde direkt. Detta system testades aldrig i verkliga experiment, men resultatet visar på att detta är ett robust styrsystem som kan implementeras för att genomföra en säker laddning för ett batteri.

Styrsystemet är endast simulerat med en konstant ekvivalent resistans, vilket inte representerar ett verkligt batteri. En ekvivalent last kan endast representera ett batteri i en viss tidpunkt då batteriet har en viss spänning, eftersom den inre resistansen hos batteriet förändras beroende på hur uppladdat det är.

8.1.6 Framtida arbete för laddningssystemet

För framtida arbete hade formen på spolarna kunna ses över. Tidigare i rapporten motiveras valet av en kvadratisk spoldesign, men för att konstruera ett mer robust system kan en cirkulär vara fördelaktig. Främsta orsaken till detta är att drönarens rotationen inte ska påverka effektöverföringen mellan laddningsplattan och drönaren. Detta projekt har inte genomfört tester på drönarens rotation i relation till laddningsplattan men en cirkulär laddningsplatta hade minskat om inte helt tagit bort detta problem.

Vidare presenterades även en okänd orsak till att verkningsgraden för spolarna och dess kompenseringsnät var högre i de verkliga testerna, trots sämre kompensering för resonans. Den enda skillnad som kunde konstateras var då kopplingsfaktorn. Därav hade en vidare undersökning om verkningsgradens beroende av kopplingsfaktorn varit av stort intresse.

8.2 Analys och utvärdering av drönare och precisionslandningssystemet

Här presenteras all diskussion om resultaten för både drönaren och landningssystemet. Det presenteras även förbättringar som kunde gjorts och saker som bör justeras. Sist presenteras vidare forskning för intresserade studenter och allmänt intresserade.

8.2.1 Utvärdering av QGC

Ett av målet med projektet var att drönaren, med hjälp av QGC, kunde flyga och landa autonomt. Resultaten från testflygningarna visar att systemet i huvudsak fungerar enligt förväntan men att vissa begränsningar uppstod under arbetets gång. Under de inledande flygtesterna var drönaren väldigt instabil vilket tyder på att Pixhawk kaskadreglering inte var optimalt anpassade för drönarens geometri och viktfördelning. Det kan både bero på att drönaren gick sönder vid olika tillfällen men även att batteriet slutade fungera och byttes ut. Det nya batteriet var tyngre än de ursprungliga och kan ha påverkat viktfördelningen. Eftersom Pixhawk använder en kaskadreglering kan felaktigt inställda parametrar snabbt leda till självsvängningar. Detta kan fixas med en finjusteringsprocess, baserad på data från flygningar och då förbättra stabiliteten.

Vid testerna av de autonoma flyglägena och de uppdrag som sattes kunde drönaren genomföra *Mission/auto* och följa den planerade rutten. *Return to launch* testades också, där drönaren återvände till den position som den lyfte från. Positionsavvikelser och positionsändringar är förväntat då Pixhawk gps normalt har begränsad noggrannhet och kan påverkas av externa faktorer såsom väder.

Även landningsfunktionen fungerade som tänkt med en kontrollerad landning. Dock är autonom landning starkt beroende av barometern och GPS position. Om barometern påverkas av turbulens kan det leda till att drönaren varierar sin nedstignings-

hastighet. En mer noggrann kalibrering av accelerometern och barometern krävs därför för att säkerställa att höjddregleringen blir stabil. Man kan även använda mer avancerade landningssensorer, exempelvis LIDAR för att få en bättre höjdprecision nära marken.

En begränsning i projektet var att antalet flygtester och tiden för finjusteringar var begränsad. Det innebar att systemet inte kunde kalibreras och optimeras fullt ut. Under projektet kalibrerades alla parametrar, via USB-anslutning till QGC, när drönaren stod på marken. Någon realtidsjustering baserad på data under flygning genomfördes därför inte. Med en telemetrilänk hade det varit möjligt att övervaka flygdata i realtid och genomföra mer noggrann kalibrering av Pixhawk kaskadregeringssystem. Drönaren var trasig vid projektets start och mycket tid gick åt att felsöka drönaren. Senare under testflygningar kraschade drönaren och gick sönder ett flertal gånger. Vidare arbete bör därför inkludera fler testflygningar i olika förhållanden och mer strukturerad kalibrering där varje parameter testas och utvärderas separat. Även flera tester på GPS hade behövts utvärderas mer.

8.2.2 A-markörsystemet för precisionslandning

Sammanfattningsvis var testerna mer lyckade än förväntat. A-markörsystemet fungerade överlag väl inom de avstånd som undersöktes, och resultaten visar att systemet kan uppnå en noggrannhet på några centimeter, vilket är tillräckligt för den tänkta tillämpningen. Både 8 cm markören samt 14 cm markören kunde beräkna relativ position på över 5 meter och därmed bör 14 cm markören väljas.

Kalibreringen tycks ha varit lovande. Den täckte stora delar av bildplanet med olika avstånd och vinklar. Båda fokallängderna verkar extremt snarlika, vilket tycks vara logiskt på grund av linsens symmetri. Principalpunkterna är även relativt nära hälften av upplösningsförhållandet, vilket verkar rimligt. Den radiella distorsionen dominerade över den tangentiella, vilket enligt teorin ska stämma, samt att RMS-felet konvergerade mot 0,438 px. Att RMS-felet är 0,438 px tyder på en god kalibrering, men kan förbättras något. Detta då en enastående kalibrering verkar befinna sig på ett värde under 0,3 px.

Vad som inte noterades i testerna var att uppdateringsfrekvensen hos systemet kunde i vissa fall bli oanvändbart låg under korta perioder. Detta kan bero på den kod som inte optimerats och/eller värmeproblem. Det kan även vara att kabeln till kameran möjligtvis skadats, då systemet inte har något skydd utöver tejp. Därav bör ett skydd för Pi 5 införskaffas eller framställas, som också möjliggör montering av systemet på drönaren.

Det observerades att noggrannheten påverkades av flera faktorer. I tabellerna 7.2, 7.3 och 7.4 framgår det att kompensation för linsdistorsion förbättrar resultaten, men att felet inte ökar markant förrän vid avstånd på flera meter. Detta var något oväntat, då laboranterna antog att det skulle vara enklare att hålla markören nära bildcentrum vid större avstånd. Tillsammans med att markören samtidigt upptar

en mindre del av bildplanet samt att både den radiella och tangentiella distorsionen beror på polynom i x och y , borde detta generellt ge upphov till mindre distorsion. Det lades dock inte någon större vikt vid att hålla markören centrerad i bildplanet under experimenten, vilket kan ha påverkat resultaten i tabell 7.2.

Tydligt avvikande värden noterades i tabell 7.3, vilket sannolikt beror på externa faktorer exempelvis ljusförhållanden. Reflektioner från solljus på surfplattans yta kan ha påverkat detektionen och därmed förvrängt mätningarna. Det är även möjligt att dessa värden uppmättes med något lägre noggrannhet. Då de avvikande mätningarna dock samtliga ligger ungefär 7–8 cm från det verkliga värdet framstår detta som mindre sannolikt.

Trots användning av kompensation av linsen, så tyder värdena i tabell 7.4 att noggrannheten avtar i ytterlägena av linsen. Därav tros flera kalibreringsbilder behövas i dessa områden. Det noterades även att figur 7.5 inte helt täckte det yttersta segmenten av bildplanet, vilket kan ha gett upphov till försämrade värden jämfört med verkligheten. Trots det är de mer centrerade värdena viktigare för att landa på plattformen. Det är även värt att notera att felen även kan komma från en dålig implementation av A-markören och distanserna. Detta gjordes inte lika flitigt som kalibreringsmönstret och behövde korrigeras med mätning i efterhand. Därav kan mätningen av mönstret såväl som distanserna ha en större felmarginal i verkligheten.

Uppmärksamma läsare kan ha noterat att **R** inte verkar väsentligen, vilket delvis är sant. Detta då drönaren antas vara parallell relativt marken samt att A-markörsystemet integreras parallellt med drönaren. Om detta inte är fallet måste en mer noggrann analys göras och därmed krävs **R**.

Förbättringar som därför skulle kunna implementeras, kring A-markörsystemet, är att göra en ännu finare kalibrering. Man kan även läsa på hur ett annat kalibreringsmönster kan påverka RMS-felet. Det skulle även vara fördelaktigt att implementera en precis uppställning som kan testa systemets noggrannhet. Det bör även noteras att ingen systematisk brusreducering användes i de genomförda testerna, då exempelvis *Exponential Moving Average* (EMA) inte användes under testerna. EMA användes dock vid mer informella tester och gav lovande resultat. Dessa framkommer däremot inte i rapportens resultat. Inte heller genomfördes någon felfortplantning, vilket innebär att systemets osäkerhet inte har kvantifierats fullständigt. Resultaten ger därför en god indikation på systemets funktion, men inte en fullständig analys av dess noggrannhet.

8.2.3 Landningsmetoden för precisionslandning

Sammanfattningsvis fungerade den valda landningsmetoden relativt väl. Den principiella idén kunde verifieras i simulering, men resultaten visar samtidigt att metoden behöver finjusteras för att uppnå en mer precis implementation av hela precisionslandningssystemet.

Vid simulering av drönarens rörelse observerades att drönaren kunde landa på plattformen, men inte nödvändigtvis centrerat. Detta inträffade trots att den simulerade laddningsplattformen var betydligt större än den verkliga plattformen. En trolig orsak är att den använda Euler-integreringen introducerar ett numeriskt fel i varje tidssteg, vilket kan ackumuleras under flygtiden. Ytterligare stöd för detta är att drönaren vid olika tester landade på något olika positioner på plattformen, trots liknande initiala förutsättningar. En möjlig förklaring är därmed att systemet är känsligt för små numeriska variationer, där små skillnader i avrundning eller integration kan påverka den slutliga landningspositionen över tid.

Trots detta anses metoden vara tillräcklig för att demonstrera systemets principiella beteende. Det bör även noteras att det specifika felet från Euler-integreringen är kopplat till den numeriska simuleringen av drönarens rörelse. Vid användning av A-markörsystemet erhålls den relativa positionen direkt från kamerabaserade mätningar, vilket innebär att positionen inte behöver uppskattas på samma sätt genom numerisk integration.

En möjlig förbättring av simuleringen vore att använda ett mer tillförlitligt sätt att extrahera drönarens exakta position relativt plattformen. Detta skulle ge en tydligare bild av hastighetsfältets beteende och göra det enklare att analysera hastighetsfältet. Det skulle även gå att integrera A-markörer i simuleringen och mer precist efterlikna verkligheten. Vidare hade simuleringar med olika störningar, exempelvis vind eller andra väderrelaterade effekter, kunnat ge en bättre uppfattning om hur metoden skulle påverkas under mer realistiska förhållanden.

Eftersom inga vidare fysiska experiment genomfördes, efter att anslutningen till drönaren verifierats, finns det begränsat underlag för en mer ingående diskussion kring en fysisk implementation. Testet visade däremot att kommunikation mellan Pi 5 och drönaren kunde etableras. Inför en verklig implementation bör dock en mer lämplig kabel användas för anslutningen mellan drönaren och Pi 5. Det bör även noteras att användning av ett komplett befintligt system, exempelvis MAVROS, skulle underlätta den fysiska realiseringen.

8.2.4 Framtida arbeten av drönaren och A-markörsystemet

Automatiseringen av drönaren hade både kunnat förbättras och utvecklas inom kalibrering och landningsprocessen. En möjlig vidareutveckling hade kunnat vara att använda en RTK-GPS, vilket ger betydligt högre positioneringsnoggrannhet. En RTK-GPS har en fast basstation på en känd punkt och använder data i realtid för att korrigera drönaren. Denna realtidsdata hade även kunnat användas inom kalibreringen av drönaren. Att kunna få data under flygningen hade underlättat och gjort kalibreringarna mer precisa. Vidare kan andra metoder implementeras. En komplettering till kamerasystemet hade kunnat vara en form av LIDAR. LIDAR är en teknik som använder snabba laserpulser för att mäta avstånd. Eftersom landningsplattformen är plan hade LIDAR kunnat användas för att precisionslanda på plattformen. En höjdskillnad hade t.ex kunnat implementeras på laddningsplattformen.

men för att förbättra precisionen.

Ett område av intresse är den mekaniska konstruktionen som bör tillverkas för Pi 5, vilket möjliggör montering på drönaren. En analys av drönarens vibrationer i frekvensdomänen, exempelvis med Fourieranalys, hade varit intressant för att identifiera dominerande vibrationsfrekvenser. Detta skulle kunna bidra till att minska vibrationernas troliga påverkan på A-markörsystemet under flygning. Vidare hade automationen kring landningen kunnat utvecklas ytterligare, exempelvis genom att implementera en icke stationär kamera som möjliggör detektion av plattformen från fler vinklar och på större avstånd.

A-markörsystemet hade även kunnat förfinas ytterligare genom optimering av algoritmerna, förfinad kalibrering och genom integration av fler sensorer för att öka lokaliseringen av plattformen. Hastighetsfältet och dess stabilitet hade också kunnat analyseras mer noggrant.

Vidare hade det varit intressant att studera hur A-markörsystemet kan användas inom marina områden för en likvärdig laddningsprincip. I ett sådant fall behöver systemets funktion i marina miljöer undersökas mer noggrant, där exempelvis saltnivåns påverkan på systemet bör analyseras. Det hade därför varit intressant att utveckla ett system som aktivt kan anpassa sina parametrar för kontinuerlig kompensation av yttre faktorer.

9

Slutsats

Målet med projektet var att drönaren autonomt skulle kunna navigera mot laddningssystemet och landa med tillräcklig precision för att möjliggöra trådlös laddning.

Spolarnas design resulterade i maximal kopplingsfaktor och robusthet för felplacering utifrån den befintliga drönaren. Testerna gav dock en lägre kopplingsfaktor än i simuleringarna, men återgav korrekt variation av kopplingsfaktorn vid felplacering.

Resultaten visar att det trådlösa laddningssystemet är tekniskt genomförbart, där simuleringarna gav eftertraktad uteffekt. Däremot ökade uteffekten för det konstruerade systemet, på grund av lägre kopplingsfaktor. För att uppfylla de specificerade kraven, oberoende av felplacering för laddningssystemet, krävs implementering av ett PI-reglerat styrsystem. Styrsystemet visar sig vara genomförbart i simuleringarna och levererar korrekt uteffekt oberoende av felplacering. Vidare framgår att verkningsgraden och effektförluster i laddningssystemet är starkt beroende av drift nära resonansfrekvenserna.

Resultaten för automatiseringen av drönaren visar att drönaren kunde flyga och landa helt autonomt. Drönaren kunde flyga till förutbestämda positioner samt återvända och landa rimligt nära sin startposition.

Ytterligare visar resultaten kring det autonoma precisionslandningssystemet att den föreslagna metoden visar god potential för vidare implementering i verkligheten. A-markörsystemet kunde estimerar den relativa positionen med en noggrannhet på några centimeter, vilket var tillräckligt nära för den fastställda felmarginalen.

Vidare visade testerna att det var möjligt att etablera stabil kommunikation mellan Pi 5 och flygkontrollenheten. Simuleringen som utfördes demonstrerade även att ett hastighetsfält kunde implementeras och styra drönaren utefter det. Det demonstrerades därmed att en virtuell drönare kunde landa autonomt på landningsplattformen med fel som antas uppstå från beräkningsfel i simuleringen.

Trots detta återstår flera aspekter innan den trådlösa laddningen och automatiseringen av drönaren är fullt implementerbart i praktiken. Huvudsakligen krävs fler omfattande fysiska tester och integrering av delsystemen med varandra. Avslutningsvis har projektet visat på att autonom navigering och precisionslandning av en drönare, med tillräcklig precision för trådlös laddning, kan realiseras utifrån en drönarens egenskaper.

Referenslista

- [1] C. Tang, H. Zhang, Q. Zhang, M. Hu, Q. Wang och F. Liu, “Review of the Drone Applications in Urban Underground Environments,” i *2025 6th International Conference on Computer Engineering and Application (ICCEA)*, 2025, s. 1–5. DOI: 10.1109/ICCEA65460.2025.11103266.
- [2] M. Liang och D. Delahaye, “Drone Fleet Deployment Strategy for Large Scale Agriculture and Forestry Surveying,” i *2019 IEEE Intelligent Transportation Systems Conference (ITSC)*, 2019, s. 4495–4500. DOI: 10.1109/ITSC.2019.8917235.
- [3] M. Kadirvel, R. Olayil, R. Govindan och R. Thangavelu, “Artificial Intelligence Based Drone Control for Monitoring Military Environment and Its Security Applications,” i *2024 8th International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud)*, 2024, s. 572–576. DOI: 10.1109/I-SMAC61858.2024.10714824.
- [4] L. Gantiya och C. Pintaviooj, “Medical Delivery Drone,” i *2024 16th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON)*, 2024, s. 1–6. DOI: 10.1109/BMEiCON64021.2024.10896289.
- [5] V. Hassija, V. Saxena och V. Chamola, “Scheduling Drone Charging for Multi-Drone Network Based on Consensus Time-Stamp and Game Theory,” *Computer Communications*, årg. 149, s. 51–61, 2020. DOI: 10.1016/j.comcom.2019.09.021.
- [6] P. K. Chittoor och C. Bharatiraja, “Solar Integrated Wireless Drone Charging System for Smart City Applications,” i *2021 IEEE 6th International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA)*, 2021, s. 407–412. DOI: 10.1109/ICCCA52192.2021.9666263.
- [7] P. Wang, J. Kim, H. Mutahira och M. S. Muhammad, “Autonomous Drone Control for Wireless Charging Using Power Lines,” i *2024 18th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM)*, 2024, s. 1–8. DOI: 10.1109/IMCOM60618.2024.10418347.
- [8] Kew Labs Tech, *The Evolution of Wireless Charging: From Pads to Invisible Solutions*, <https://kewlabstech.com/wireless-charging-technology/the-evolution-of-wireless-charging-from-pads-to-invisible-solutions/>, Hämtad: 2026-01-28, 2025.
- [9] M. Rehman m.fl., “A Review of Inductive Power Transfer: Emphasis on Performance Parameters, Compensation Topologies and Coil Design Aspects,” *IEEE Access*, årg. 11, s. 144 978–145 010, 2023. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3344041.

-
- [10] U. Gordhan och S. Jayalath, "Wireless Power Transfer System for an Unmanned Aerial Vehicle," i *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2021, s. 1–5. DOI: 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405902.
- [11] S. Nutwong, A. Sangswang och S. Naetiladdanon, "Output voltage control of the SP topology IPT system using a primary side controller," i *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2016, s. 1–5. DOI: 10.1109/ECTICon.2016.7561393.
- [12] Z. Huang, S.-C. Wong och C. K. Tse, "Control Design for Optimizing Efficiency in Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, årg. 33, nr 5, s. 4523–4534, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2724039.
- [13] N. Bong. "The Evolution of Automation." Hämtad: 2026-02-08, Progressive Automations. URL: <https://www.progressiveautomations.com/en-se/blogs/news/the-evolution-of-automation>.
- [14] A. S. M. A. S. Akib, A. Z. M. J. Uddin, A. Giri, M. Islam, M. E. Arafat och T. Bhuiyan, "Efficient Route Planning and Navigation in Drones Using Pixhawk Autopilot," i *2025 6th International Conference on Artificial Intelligence, Robotics and Control (AIRC)*, 2025, s. 138–145. DOI: 10.1109/AIRC64931.2025.11077519.
- [15] NAMUGA. "Which Type of Camera Is Used in Drones?" Artikel på företagswebbplats, hämtad 10 mars 2026. URL: https://namuga.com/eng/invest/news_view.php?v_seqno=271.
- [16] FRAMOS GmbH. "Choosing the Right Camera Module for Autonomous Drones," hämtad 10 mars 2026. URL: <https://framos.com/articles/choosing-right-camera-module-uavs/>.
- [17] R. Szeliski, *Computer Vision: Algorithms and Applications*, 1st. London, UK: Springer, 2010, Latest online version available; access date 2026-02-09, ISBN: 978-1-84882-935-0. URL: <https://szeliski.org/Book/>.
- [18] P. K. Chittoor, B. Chokkalingam och L. Mihet-Popa, "A Review on UAV Wireless Charging: Fundamentals, Applications, Charging Techniques and Standards," *IEEE Access*, årg. 9, s. 69 235–69 266, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3077041.
- [19] I. Hoey. "The Enviromental Impact of Battery Disposal." Hämtad: 2026-03-05, International Fire Safety Journal. URL: <https://internationalfireandsafetyjournal.com/the-environmental-impact-of-battery-disposal/#:~:text=Improperly%20disposed%20batteries%20contribute%20to,harmful%20gases%20into%20the%20atmosphere..>
- [20] "IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz," *IEEE Std C95.1-2019 (Revision of IEEE Std C95.1-2005/ Incorporates IEEE Std C95.1-2019/Cor 1-2019)*, s. 1–312, 2019. DOI: 10.1109/IEEESTD.2019.8859679.
- [21] F. A. A. Konert och B. T. Balcerzak, "Legal and ethical aspects of rules for the operation of autonomous unmanned aircraft with artificial intelligence," i *2021 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, 2021, s. 602–609. DOI: 10.1109/ICUAS51884.2021.9476822.

-
- [22] D. Lappas, G. Fessakis och P. Karampelas, "Recognizing the Threats of Drone Surveillance. A Case Study," i *2022 IEEE 14th Image, Video, and Multidimensional Signal Processing Workshop (IVMSP)*, 2022, s. 1–5. DOI: 10.1109/IVMSP54334.2022.9816320.
- [23] T. A. F. of Ukraine's Unmanned Systems Forces. "Online Killboard." Hämtad: 2026-03-05, The Armed Forces of Ukraine's Unmanned Systems Forces. URL: <https://usforces.army/en/>.
- [24] J. Owetz. "Försvarsmakten och Saab i nytt projekt: Utveckling av autonoma drönarsvärmar." Hämtad: 2026-03-05, Officersförbundet. URL: <https://officerstidningen.se/forsvarsmakten-och-saab-i-nytt-projekt-utveckling-av-autonoma-dronarsvarmar/>.
- [25] D. K. Cheng, *Field and wave electromagnetics*, 2nd ed., Pearson New international ed. Harlow, Essex, England: Pearson, 2014, ISBN: 9781292026565.
- [26] B. Nawaz, "Analytical Calculation of the Coupling Factor for Single and Multilayered Circular, Square, and Hexagonal Wireless Power Transfer Coils," i *2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2020, s. 453–459. DOI: 10.1109/WPTC48563.2020.9295580.
- [27] Nationalencyklopedin. "Litztråd," hämtad 2 febr. 2026. URL: <https://www.ne.se/uppslagsverk/encyklopedi/article/litztr%C3%A5d>.
- [28] M. Lu och K. D. T. Ngo, "An Analytical Method to Calculate Winding Resistance for Planar Coil with Ferrite Plate and Litz Wire in Inductive Power Transfer," i *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, s. 111–117. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095769.
- [29] W. Peng och Z. Chen, "Enhanced Planar Wireless Power Transfer Systems with Ferrite Material," i *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2018, s. 1–4. DOI: 10.1109/WPT.2018.8639455.
- [30] Z. Luo och X. Wei, "Analysis of Square and Circular Planar Spiral Coils in Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, årg. 65, nr 1, s. 331–341, 2018. DOI: 10.1109/TIE.2017.2723867.
- [31] R. Bosshard, J. Mühlethaler, J. W. Kolar och I. Stevanović, "Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils," i *2013 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, s. 1812–1819. DOI: 10.1109/APEC.2013.6520541.
- [32] B. Karlström, *Kretsanalys*, 3. utg. Studentlitteratur, 2022.
- [33] P. Si, A. P. Hu, S. Malpas och D. Budgett, "A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, årg. 2, nr 1, s. 22–29, 2008. DOI: 10.1109/TBCAS.2008.918284.
- [34] K. Ünal, G. Bal och S. Öncü, "Wireless Power Transfer," i *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2024, s. 759–778. DOI: 10.1016/B978-0-323-99216-9.00007-X.
- [35] Y.-S. Lee och M. H. L. Chow, "Diode Rectifiers," i *Power Electronics Handbook*, Butterworth-Heinemann, 2018, s. 177–208. DOI: 10.1016/B978-0-12-811407-0.00007-6.

-
- [36] M. Jones, "Chapter 5 - Power Supplies," i *Valve Amplifiers (Fourth Edition)*, M. Jones, utg., Fourth Edition, Oxford: Newnes, 2012, s. 333–434, ISBN: 978-0-08-096640-3. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-096640-3.00005-8>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780080966403000058>.
- [37] J. Dong, S. Zewei, L. Qiao, C. Jianan och L. Zicheng, *Advanced Pulse-Width-Modulation: With Freedom to Optimize Power Electronics Converters*, 1. utg. Springer Singapore, 2021. DOI: 10.1007/978-981-33-4385-6. hämtad 6 mars 2026.
- [38] S. A. Saleh och M. A. Rahman, "Introduction to Power Inverters," i *An Introduction to Wavelet Modulated Inverters*. Wiley-IEEE Press, 2011, s. 1–17. DOI: 10.1002/9780470647998.ch1.
- [39] R. N. Bracewell, "Fourier series and transforms," *Accessscience*, juni 2020. DOI: 10.1036/1097-8542.270600.
- [40] Y. Kazuya, H. Takuya och H. Ichijo, "Using Square Wave Input for Wireless Power Transfer," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, årg. 6, nr 1, s. 431–438, 2016. DOI: 10.11591/ijece.v6i1.pp431-438.
- [41] X. Qu, H. Han, S.-C. Wong, C. K. Tse och W. Chen, "Hybrid IPT Topologies With Constant Current or Constant Voltage Output for Battery Charging Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, årg. 30, nr 11, s. 6329–6337, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2396471.
- [42] M. Trautmann, M. Ohlendorf, B. Sanftl, R. Weigel och A. Koelpin, "Dimensioning and Comparison of Common Compensation Topologies for IPT Systems," i *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2017, s. 1–4. DOI: 10.1109/ISCAS.2017.8050511.
- [43] P. Zhang, "CHAPTER 8 - Industrial process controllers," i *Advanced Industrial Control Technology*, P. Zhang, utg., Oxford: William Andrew Publishing, 2010, s. 307–344, ISBN: 978-1-4377-7807-6. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-1-4377-7807-6.10008-7>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9781437778076100087>.
- [44] R. Patel och S. Porpandiselvi, "A High-Gain Bidirectional DC-DC Converter with Dual PWM Control Strategy," i *2025 International Conference on Power Electronics Converters for Transportation and Energy Applications (PECTEA)*, 2025, s. 1–6. DOI: 10.1109/PECTEA61788.2025.11076289.
- [45] B. A. Malyshev, P. A. Troshin, S. Y. Zanezin och D. M. Shishov, "Research of Electronic Speed Controllers Designs and Functional for Unmanned Aerial Vehicles," i *2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, 2024, s. 1150–1155. DOI: 10.1109/EDM61683.2024.10615216.
- [46] ArduPilot Dev Team. "SBus Servos," hämtad 3 maj 2026. URL: <https://ardupilot.org/copter/docs/common-sbus-out.html>.
- [47] T. Dardoize, N. Ciochetto, J.-H. Hong och H.-S. Shin, "Implementation of Ground Control System for Autonomous Multi-agents using QGroundControl," i *2019 Workshop on Research, Education and Development of Unmanned Aerial Systems (RED UAS)*, 2019, s. 24–30. DOI: 10.1109/REDUAS47371.2019.8999717.

- [48] E. Olson, “AprilTag: A robust and flexible visual fiducial system,” i *2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2011, s. 3400–3407. DOI: 10.1109/ICRA.2011.5979561.
- [49] OpenCV, *Camera Calibration*, https://docs.opencv.org/3.4/dc/dbb/tutorial_py_calibration.html, 2024.
- [50] R. Hartley och A. Zisserman, *Multiple View Geometry in Computer Vision*. Cambridge University Press, 2004.
- [51] Z. Tang, R. Gioi, P. Monasse och J.-M. Morel, “A Precision Analysis of Camera Distortion Models,” *IEEE Transactions on Image Processing*, årg. PP, s. 1–1, mars 2017. DOI: 10.1109/TIP.2017.2686001.
- [52] D. C. Brown, “Decentering distortion of lenses,” *Photogrammetric Engineering*, 1966.
- [53] Z. Zhang, “A flexible new technique for camera calibration,” *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, årg. 22, nr 11, s. 1330–1334, 2000. DOI: 10.1109/34.888718.
- [54] F. W. Grover, *Inductance Calculations*. Mineola, New York, USA: Dover Publications, Inc, 1946, ISBN: 0-486-49577-9.
- [55] C. Narayana, *AprilTag Generator*, Hämtad 2026-05-10, 2024. URL: <https://chaitanyantr.github.io/apriltag.html>.
- [56] OpenAI, *ChatGPT (GPT-5.3)*, <https://openai.com>, AI-genererat innehåll (bilder och text), 2026.

A

Härledning oändligt rak ledare

Formeln som beskriver induktansen för en oändligt lång ledare härleds från formeln A.1 som ger magnetisk energi.[25]

$$W_m = \frac{L_{rak} I^2}{2} [J] \quad (A.1)$$

Där L är självkonduktansen och I är strömmen i ledaren. Det magnetiska fältet som genereras i ledare beskrivs enligt ekvation A.2.

$$\vec{B}(r) = \hat{\theta} \frac{\mu_0 R I}{2\pi r^2} [T] \quad (A.2)$$

Där R är avståndet från ledaren, r är radien i ledaren och μ_0 är permeabiliteten i vakuum. Den magnetiska energi kan även beskrivas på integralform enligt ekvation A.3

$$W_m = \int_v w_m dV = \int_v \frac{B^2}{2\mu_0} dV [J] \quad (A.3)$$

där W_m är den magnetiska energidensitet. Genom att kombinera ekvation A.2 och A.3 kan följande omskrivning göras.

$$W_m = \frac{\mu_0 I^2}{16\pi} [J] \quad (A.4)$$

Därefter kan ekvation A.4 kombineras med A.1 vilket ger uttrycket nedan.

$$L_{rak} = \frac{2W_m}{I^2} = \frac{\mu_0}{8\pi} [H/m] \quad (A.5)$$

B

A-markörsystemet

Detta appendix innehåller kompletterande material som kan vara av intresse för läsaren, men som inte direkt omfattas av rapportens huvudsakliga syfte.

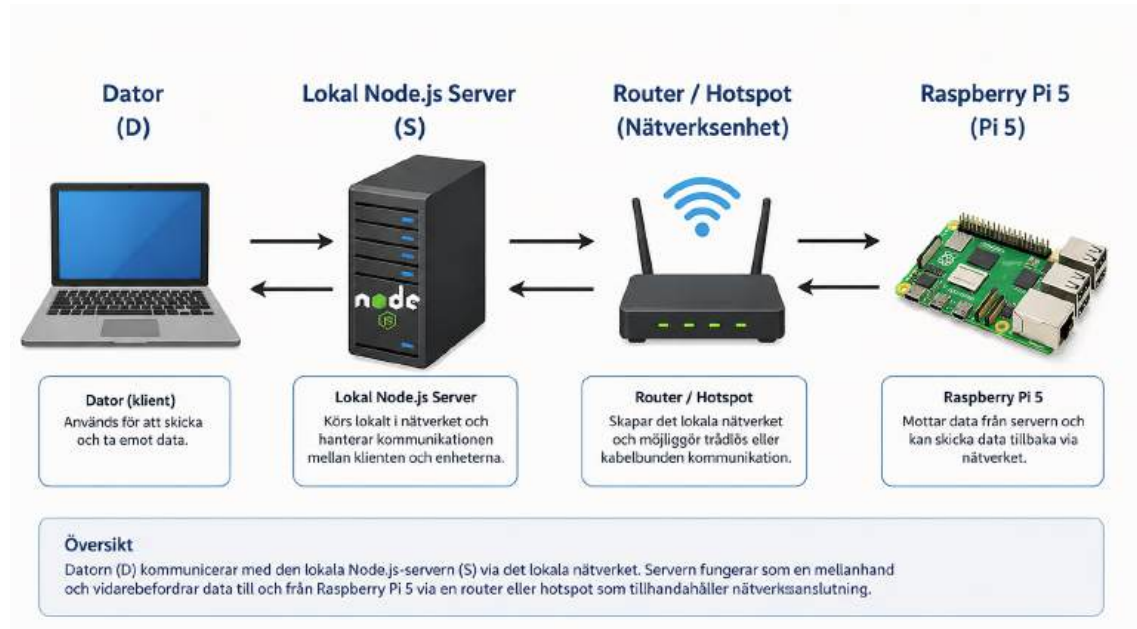
B.1 Operativsystemet Pi OS Lite

Precis som vardagliga datorer, så kräver Pi 5 ett operativsystem. Eftersom datorn har betydlig mindre datorkraft än många moderna datorer, så valdes ett operativsystem som inte skulle använda datorkraften kamerasystemet självt skulle behöva. För att åstadkomma detta valdes Pi OS Lite, där den stora skillnaden till ett traditionellt operativsystem är att det inte finns ett grafiskt användargränssnitt, eller på engelska *Graphical User Interface* (GUI). Det som istället används är den integrerade terminalen, där kommandon används, vilket den traditionella datorns GUI hanterar åt användaren.

B.2 Trådlös kommunikation

Eftersom den trådlösa kommunikationen mellan Pi 5 och den dator som användes för kalibrering samt observering av videoflödet, så kommer detta att förklaras i detta avsnitt. Systemet är uppdelat i fyra olika delar, där hemsidan som visas på datorn är den första, en lokalserver som körs på datorn är andra, nätverksenhet och en Pi 5. En principiella bilden kan betraktas i figur B.1, där systemets komponenter illustreras. Hemsidans jobb är däremot att visa videoflödet, samt skicka start, stop och spara kommandon till den lokala servern. Se figur 7.3 för en visualisering över hemsidans utseende. Dessa kommandon analyseras av den lokala servern, vilket bara är ett program i Javascript som hela tiden inväntar kommandon från hemsidan. Beroende på vilket kommando servern tar emot kan motsvarigheten skickas genom nätverksenheten och till en Pi 5, vilket har ett Python-program som hanterar videoflödet samt bearbetar varje bild. Koden kommer mer utförligt diskuteras i senare avsnitt. Hur servern överhuvudtaget kan skicka kommandon till Pi 5 är med hjälp av SSH, vilket betyder att Pi 5 behöver en IP-adresser som måste vara känd. När kommandot når Pi 5 startas eller termineras programmet. Om programmet startas, så aktiveras programmet och skickar sedan videoflödet till server genom att göra ett så kallat *POST request*, vilket i simpla termer bara är ett meddelande till servern att Pi 5 vill skicka data. Därför är det också viktigt att även den lokala serverns IP-adress är känd. Varje bild i videoflödet skickas därmed till den lokala servern

som i sin tur skickar dessa bilderna till hemsidan på datorn. När en bild sedan vill sparas så skickas ett spara kommando till servern, men eftersom varje bild går igenom server så kan servern spara dessa utan att skicka ett extra kommando till Pi 5.



Figur B.1: Bild som visar hur kommunikationen mellan datorn och Pi 5. Figuren är skapade med ChatGPT [56].

B.3 AprilTag-systemet

Eftersom koden som hanterar AprilTag-systemet är ett par hundra rader lång så kommer enbart de viktigaste partierna att diskuteras. Koden är även baserad mycket på OpenCV och pupil-apriltags biblioteken, för att göra all tung beräkning i bakgrunden. Den första delen av koden är den del som tar emot den data som framställdes vid kalibreringen. Kamera matrisen samt de radiella och tangentiella parametrarna tas direkt från npz-filen som kalibrerings koden framställde (se Listing B.1).

Listing B.1: Laddning av kalibreringsdata

```
try:
    calib_data = np.load(calib_path)
    camera_matrix = calib_data["mtx"]
    dist_coeffs = calib_data["dist"]

    print("Calibration loaded successfully")
    print("Camera matrix:\n", camera_matrix)
    print("Dist coeffs:\n", dist_coeffs)

except Exception as e:
    print("Failed to load calibration data:", e)
```

AprilTag-detektorn instansieras därefter med ett antal parametrar som styr avvägningen mellan beräkningshastighet och noggrannhet. Inledningsvis anges vilken taggfamilj (dvs. vilken variant av AprilTags) som ska detekteras. Vidare specificeras antalet parallella trådar, `quad_decimate`, som detektorn kan nyttja för att öka prestandan men ökar strömmen, datakraftsanvändningen samt den termiska belastningen. Parametern `quad_decimate` används för att skala ner bilden, vilket minskar beräkningskostnaden då färre pixlar behöver bearbetas. Parametern `refine_edges` används för att förfina de detekterade kanterna, vilket förbättrar noggrannheten i hörnpunkternas positioner och därmed den efterföljande positionsestimeringen. Slutligen används `decode_sharpening` för att öka kontrasten vid avkodning av taggens identitet, vilket kan förbättra robustheten vid sämre bildkvalitet. Detta har inte gjorts en allt för stor analys kring, utan mycket är taget från dokumentation förutom antalet trådar som ökades från en till två (se Listing B.2).

Listing B.2: Initialisering av AprilTag-detektor

```
detector = Detector(
    families=tag_family,
    nthreads=2,
    quad_decimate=1.5,
    quad_sigma=0.0,
    refine_edges=1,
    decode_sharpening=0.25,
    debug=0
)
```

Som tidigare diskuterats uppstår linsfel till följd av radiell och tangentiell distorsion. För att kompensera för dessa effekter beräknas en ny kameramatrix som minimerar den geometriska avvikelser i bilden. Funktionen `undistort_frame(frame, mtx, dist)` i Listing B.3 används för att korrigera varje bildruta så att den bättre överensstämmer med den ideala pinnhålsmodellen.

Funktionen tar kameramatriken (`mtx`), distorsionsparametrarna (`dist`) samt en bildruta (`frame`) som indata. Bildens dimensioner används för att beräkna en optimerad kameramatrix tillsammans med ett intresseområde (`ROI`). Parametern $\alpha = 1$ innebär att hela den korrigerade bilden behålls, även om detta medför att svarta områden uppstår i bildens kanter. `ROI` representerar det område som är fritt från dessa artefakter. Den resulterande bilden `dst` utgör därmed en korrigerad version där distorsionseffekterna har reducerats.

Listing B.3: Bildkorrigering och positionsbestämning med AprilTag

```
def undistort_frame(frame, mtx, dist):
    h, w = frame.shape[:2]
    newcameramt, roi = cv2.getOptimalNewCameraMatrix(
        mtx, dist, (w, h), 1, (w, h)
    )
    dst = cv2.undistort(frame, mtx, dist, None, newcameramt)

    return dst, newcameramt, roi
```

Det sista segmentet som betraktas för systemet är det segmentet som möjliggör distansberäkningarna. Den inkommande bilden konverteras först till gråskala för att möjliggöra robust detektion av AprilTag-markörer. Detta då markören i sig endast bsetår av svarta och vita segment. Kamerans intrinsiska parametrar extraheras ur kameramatriisen och används tillsammans med markörens kända storlek för att estimeras dess position och orientering relativt kameran. Den erhållna transformationen inverteras därefter för att bestämma kamerans (och därmed drönarens) position i förhållande till plattformen. Slutligen transformeras koordinaterna till plattformens koordinatsystem, vilket möjliggör direkt användning i styr- och navigationsalgoritmer (se Lisintg B.4).

Listing B.4: Bildkorrigering och positionsbestämning med AprilTag

```
def findTag(frame, detector, mtx, tagSizeMeters):
    gray = cv2.cvtColor(frame, cv2.COLOR_BGR2GRAY)

    fx = mtx[0, 0]
    fy = mtx[1, 1]
    cx = mtx[0, 2]
    cy = mtx[1, 2]

    results = detector.detect(
        gray,
        estimate_tag_pose=True,
        camera_params=[fx, fy, cx, cy],
        tag_size=tagSizeMeters
    )

    for r in results:
        R_tag_to_camera = r.pose_R
        t_tag_in_camera = r.pose_t

        R_camera_to_platform = R_tag_to_camera.T
        t_camera_in_platform = -R_camera_to_platform @ t_tag_in_camera

        t_platform_basis = M_platform_basis @ t_camera_in_platform

        r.tPlatformPerspective = t_platform_basis

        x = t_platform_basis[0, 0]
        y = t_platform_basis[1, 0]
        z = t_platform_basis[2, 0]

        print(f"x={x:.4f} m | y={y:.4f} m | z={z:.4f} m")

    return results
```


C

Härledning av rotationssymmetri

Här visas att de fält, som används för navigering mot laddningsplattformen, är rotationssymmetrisk.

C.1 Rotationssymmetri hos det linjära fältet

Betrakta det linjära hastighetsfältet

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \begin{pmatrix} -k_h x \\ -k_h y \\ -k_z z \end{pmatrix}. \quad (\text{C.1})$$

Den horisontella komponenten kan skrivas som

$$\mathbf{A}_h(x, y) = \begin{pmatrix} -k_h x \\ -k_h y \end{pmatrix}. \quad (\text{C.2})$$

En rotation kring z -axeln med vinkeln θ beskrivs av rotationsmatrisen

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}. \quad (\text{C.3})$$

Om punkten (x, y) roteras fås

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = R(\theta) \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}. \quad (\text{C.4})$$

Fältet i den roterade punkten blir då

$$\mathbf{A}_h(x', y') = -k_h \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = -k_h R(\theta) \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = R(\theta) \mathbf{A}_h(x, y). \quad (\text{C.5})$$

Eftersom

$$\mathbf{A}_h(x', y') = R(\theta) \mathbf{A}_h(x, y) \quad (\text{C.6})$$

gäller för alla θ , följer att fältet är rotationssymmetriskt kring z -axeln.

C.2 Rotationssymmetri hos det icke-linjära fältet

Betrakta ett mer generellt hastighetsfält av formen

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \begin{pmatrix} -x f(r) \\ -y f(r) \\ g(z, r) \end{pmatrix}, \quad \text{där } r = \sqrt{x^2 + y^2}. \quad (\text{C.7})$$

Den horisontella komponenten skrivs som

$$\mathbf{A}_h(x, y) = \begin{pmatrix} -x f(r) \\ -y f(r) \end{pmatrix}. \quad (\text{C.8})$$

En rotation kring z -axeln ges av

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = R(\theta) \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}. \quad (\text{C.9})$$

Eftersom rotation bevarar radien gäller

$$r' = \sqrt{x'^2 + y'^2} = \sqrt{x^2 + y^2} = r. \quad (\text{C.10})$$

Fältet i den roterade punkten blir då

$$\mathbf{A}_h(x', y') = \begin{pmatrix} -x' f(r') \\ -y' f(r') \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -x' f(r) \\ -y' f(r) \end{pmatrix} = f(r) \begin{pmatrix} -x' \\ -y' \end{pmatrix}. \quad (\text{C.11})$$

Detta kan skrivas som

$$\mathbf{A}_h(x', y') = f(r) R(\theta) \begin{pmatrix} -x \\ -y \end{pmatrix} = R(\theta) \mathbf{A}_h(x, y). \quad (\text{C.12})$$

Eftersom

$$\mathbf{A}_h(x', y') = R(\theta) \mathbf{A}_h(x, y) \quad (\text{C.13})$$

gäller för alla θ , är fältet rotationssymmetriskt kring z -axeln.

D

Videodemonstrationer

D.1 Autonom landning av drönare i QGC

Här presenteras en YouTube video över den autonoma landningen. Tryck på länk för att visa: [länk](#).

D.2 Autonom flygning av drönaren

Här presenteras en YouTube video över den autonoma flygningen. Tryck på länk för att visa: [länk](#).

D.3 Landning i PX4 och Gazebo

Här presenteras en YouTube video över hur landningen efter simulerad färd i PX4 och Gazebo. Tryck på länk för att visa: [länk](#).

D.4 Motortest

Här presenteras en YouTube video över motortestet. Tryck på länk för att visa: [länk](#).

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige
www.chalmers.se



CHALMERS
UNIVERSITY OF TECHNOLOGY