



CHALMERS



Trådlös laddning av luftburna drönare

Kandidatarbete inom elektroteknik

Oskar Hultander, Viggo Karlsson, Olle Pettersson Ihse, Eric Schroderus

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA

Göteborg 2025

www.chalmers.se

KANDIDATARBETE 2025

Trådlös laddning av luftburna drönare

Oskar Hultander, Viggo Karlsson, Olle Pettersson Ihse, Eric
Schroderus



CHALMERS

Institutionen för elektroteknik
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg 2025

Trådlös laddning av luftburna drönare

Oskar Hultander, Viggo Karlsson, Olle Pettersson Ihse, Eric Schroderus

© Oskar Hultander, Viggo Karlsson, Olle Pettersson Ihse, Eric Schroderus, 2025.

Handledare: Yujing Liu, E2

Examinator: Jimmy Ehnberg, E2

Kandidatarbete 2025

Institutionen för elektroteknik

Chalmers Tekniska Högskola

SE-412 96 Göteborg

Telefon +46 31 772 1000

Omslagsbild: Illustrering av en drönare som laddas trådlöst med IPT teknologi.

Skriven i L^AT_EX

Göteborg 2025

Sammanfattning

Användningen av drönare och deras tillämpningsområden har ökat kraftigt under de senaste åren. Ett växande användningsområde är autonomisering av arbetsuppgifter, såsom rekognoscering av kraftledningar. För att möjliggöra full autonomi krävs även en autonom laddningsmetod. I detta projekt undersöks möjligheten att konstruera trådlös laddare med hjälp av induktiv kraftöverföring för att sedan utvärdera dess prestanda.

Rapporten inleds med en genomgång av den teoretiska bakgrund som är central för projektet. Därefter beskrivs projektets olika faser i kronologisk ordning från simuleringar med finita elementmetoden och kretssimuleringar till konstruktionen av en fysisk prototyp.

Olika spoltopologiers egenskaper vid felplaceringar utvärderas, där en större primärspole gentemot sekundärspole ger mest fördelaktigt resultat vid felplacering. Projektet resulterar även i en prototyp som överför effekt med en uppmätt maximal verkningsgrad på 69,78 %. En god överensstämmelse mellan simuleringar och experiment validerar resultaten. Effektförluster kopplas främst till spolarnas resistans, avvikelser i resonansfrekvensen, lågt Q -värde och oönskade transienta förlopp.

Abstract

The use of drones and their application areas has seen a significant increase in recent years. One emerging application is the automation of tasks such as power line inspection. To enable full autonomy, an autonomous charging method is also required. This project investigates the possibility of constructing a wireless charger using inductive power transfer and then evaluating its performance.

The report begins with an overview of the fundamental theoretical background that is necessary for the project. Next, the project's phases are presented in chronological order, covering the development process from finite element method simulations and Simulink to the construction of a physical prototype.

The behavior of different coil topologies under misalignment is evaluated, where a larger primary coil relative to the secondary coil yields the most favorable results. The project culminates in a prototype capable of transferring power with a measured maximum efficiency of 69.78%. Strong agreement between simulation and experimental results validates the outcomes. Power losses are primarily attributed to coil resistance, deviations in resonant frequency, low Q-factor, and undesired transient phenomena.

Nyckelord: IPT, drönare, resonansfrekvens, kraftöverföring, trådlös, laddning, simulering, litztråd, induktans, verkningsgrad

Förord

Vi vill rikta ett tack till vår handledare Yujing Liu för den vägledning och det stöd han har gett oss under projektets gång. Vi uppskattar även hjälpen med att införskaffa drönaren och annan utrustning som användes i arbetet.

Vi vill även tacka Linhua Lai för att han delat med sig av sina kunskaper inom området. Han har dessutom varit mycket hjälpsam när det gäller att lära oss de simuleringsverktyg som använts i projektet, och har varit till stor hjälp när problem har uppstått. Utan hans stöd och insatser hade vi inte kommit lika långt i arbetet.

Oskar Hultander, Viggo Karlsson, Olle Pettersson Ihse, Eric Schroderus, Göteborg,
Maj 2025

Innehåll

Figurer	x
Tabeller	xii
1 Inledning	1
1.1 Introduktion	1
1.2 Problem	2
1.3 Syfte	2
1.4 Avgränsningar	3
1.5 Etiska och samhällseliga aspekter	3
2 Bakgrund	4
2.1 Fotovoltaisk laddning	4
2.2 Laddning via tjuder	5
2.3 Ledande platta	6
2.4 Laddning mellan drönare	6
2.5 Laddning via kraftledningar	7
2.6 IPT teknologi	7
3 Teori	8
3.1 Elektromagnetiska fält, induktans och kopplingsfaktor	8
3.2 Förluster i magnetfält	10
3.3 Virvelströmmar	10
3.4 Godhetstalet Q	12
3.5 Egenskaper hos litztråd och ferrit	13
3.6 Spoltopologi	13
3.7 Systemkonfiguration	14
3.7.1 Frekvensomriktare	14
3.7.2 Topologier för reaktiv effektkompensering	15
3.7.3 Likriktare	16
3.7.4 Batteriets ekvivalenta resistans	17
3.7.5 Förenklad kretsmodell	18
4 FEM-analys av spolarna	20
4.1 Meshutredning i COMSOL Multiphysics	20
4.2 Analytisk verifiering av FEM-simuleringar	21
4.2.1 Oändligt lång rak ledare	21

4.2.2	Cirkulär ledare	21
4.2.3	Kvadratisk ledare	22
4.3	Genomförande och resultat från FEM-simuleringar	23
4.3.1	Grundinställningar och metoder i COMSOL	23
4.3.2	Designparametrar	24
4.3.3	Test av yttre kantlängd	25
4.3.4	Påverkan av relativ felplacering mellan spolarna	25
5	Kretssimulering i Simulink	28
5.1	Konstruering av kretsen	28
5.2	Verifiering av teoretiska approximationer	29
5.3	Förluster och verkningsgrad från simulering	31
6	Konstruktion, testning och utvärdering av prototyp	33
6.1	Material	33
6.2	Tillverkning av prototyp	33
6.3	Testning av prototyp	36
6.4	Uppmätta komponentvärden	38
6.5	Olika spoltopologier och dess egenskaper	39
6.6	Resonansfrekvens och Q-värde	42
6.7	Jämförelse av vågformer	43
6.8	Simulerade och verkliga effektförluster genom kretsen	46
7	Diskussion	49
7.1	Spoltopologier och felplacering	49
7.2	Strömförbrukning och verkningsgrad vid felplacering	50
7.3	Förluster i kretsen	50
7.4	Betydelsen av spolarnas resonansfrekvens	51
7.5	Analys av vågformer	52
7.6	Vidare forskning	53
8	Slutsats	54
	Referenslista	55
A	Drönartyper	I
B	Självinduktans oändligt lång rak ledare	II
C	Självinduktans cirkulär led	III
D	Oscilloskop bilder för olika frekvenser	IV
E	Tabell med uppmätta effekt värden	V

Figurer

2.1	Drönare som laddas med solceller.	4
2.2	Drönare som laddas med hjälp av tjuder.	5
2.3	Drönare som laddas med hjälp av en ledande platta.	6
2.4	Drönare som laddas från en annan drönare.	7
2.5	Drönare som laddas med hjälp av IPT-teknik	7
3.1	Hur gemensamt flöde kopplar samman två spolar.	9
3.2	Figur som visar hur en ström, I , skapar ett magnetfält, \vec{H} , som inducerar virvelströmmar, vilket lämnar mitten av ledaren strömlös.	11
3.3	Inträngningsdjup som funktion av frekvens	12
3.4	Visualisering på hur ferritplattan hör ihop med spolarna.	13
3.5	Principschema över ett IPT-baserat laddningssystem.	14
3.6	Principritning av en frekvensomriktare.	15
3.7	IPT med SS topologi.	16
3.8	IPT med SP topologi.	16
3.9	IPT med PS topologi.	16
3.10	IPT med PP topologi.	16
3.11	Kretsrepresentation av en diodbaserad helvåglikriktare.	17
3.12	Förenklad ekvivalent kretsmodell av det fullständiga IPT-systemet.	18
4.1	Visualisering av rak ledare som användes i simuleringar i COMSOL.	21
4.2	Visualisering av cirkulär ledare som användes i simuleringar i COMSOL.	22
4.3	Visualisering av kvadratisk ledare som användes i simuleringar i COMSOL.	23
4.4	Till vänster: Dimensioner och beteckningar för sekundärspolen. Till höger: Dimensioner och beteckningar för primärspolen.	24
4.5	Kopplingsfaktor mellan spolarna för olika yttre sidlängd, a_1 för primärspolen och konstant yttre sidlängd, $a_2 = 0.36$ m för sekundärspolen.	25
4.6	Visualisering av experimenten av felplacering. v_1 är luftgapen, v_2 är vinkelräta riktningen, v_3 är riktningen längs diagonalen.	26
4.7	Kopplingsfaktor för designerna A-E, då luftgapet, v_1 , ökar.	26
4.8	Kopplingsfaktor för designerna A-E, då luftgapet är 10 mm och vinkelräta felplaceringen, v_2 , ökar.	27
4.9	Kopplingsfaktor för designerna A-E, då luftgapet är 10 mm och diagonala felplaceringen, v_3 , ökar.	27

5.1	Skärmbild av den simulerade kretstopologin i Simulink med alla dess ingående komponenter.	28
5.2	Simulerade effektförluster i rött och verkningsgrad i blått för simulerade värden.	32
6.1	Primärplattan av den trådlösa laddaren.	34
6.2	Sekundärplattan av den trådlösa laddaren.	34
6.3	Bild på drönaren med primär- och sekundärplattan	34
6.4	Krettschemat på den Schytkytdiod baserade likriktaren. Dioder med kryss utnyttjas ej.	36
6.5	Mätuppställning vid testning av I_1 och V_2 för att beräkna ömsesidig induktans, M	37
6.6	Mätuppställning vid effektmätning.	37
6.7	Mätning av effekt på lasten.	38
6.8	Mätning av effekt vid lasten på 207 V likspänning genom infraröd kamera.	38
6.9	Prototypbräda med kompenseringsnätverk, likriktare och glättningskondensator.	38
6.10	Infraröd bild på prototypbräda med kompenseringsnätverk, likriktare och glättningskondensator.	38
6.11	Kopplingsfaktorn vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2	39
6.12	Kopplingsfaktorn vid diagonal horisontell felplacering, v_3	39
6.13	Jämförelse av kopplingsfaktor för riktig och simulerad konstruktion.	40
6.14	Ömsesidig induktans, M , vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2	40
6.15	Effekt över lasten, P_{out} , vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2	41
6.16	Verkningsgraden för systemet vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2	42
6.17	Primärsidans impedans för olika frekvenser.	42
6.18	Sekundärsidans impedans för olika frekvenser.	42
6.19	Vågformen av spänningen över likriktaren då kiseldiodlikriktare användes.	44
6.20	Vågformen av spänningen över likriktaren då Schottkydiodlikriktare användes.	44
6.21	Experimentellt uppmätt och simulerad spänning och ström på primärsidan.	44
6.22	Experimentellt uppmätt och simulerad spänning och ström på sekundärsidan.	45
6.23	Experimentellt uppmätt och simulerad spänning och ström på lasten.	46
6.24	Test 1 från tabell 6.7 visualiserat. Röda pilar är effektförluster i procent och blå pil är verkningsgrad.	47
D.1	Mätningar av uteffekt vid olika frekvenser	IV

Tabeller

4.1	Självinduktanser, L_1 och L_2 , ömsesidig induktans, M samt beräkningstid för simuleringar av modell med olika mesh.	20
4.2	Analytiska beräknade och simulerade självinduktanser för en oändligt lång rak, cirkulär och kvadratisk ledare, samt jämförelse mellan resultaten.	23
4.3	Dimensioner för de designar som testades i centimeter. Beteckningarna förklaras i figur 4.4 ovan, där nedsänkt 1 och 2 innebär primär- respektive sekundärspole.	24
5.1	Spänning över den ekvivalenta resistiva lasten för likriktaren, $U_{last,ekv}$, samt över batteriets ekvivalenta resistiva last med likriktare, $U_{last,rec}$, för varierande amplituder av sinusformad inspänning, $U_{in,rms}$	29
5.2	Spänning över den ekvivalenta resistiva lasten för likriktaren, $U_{last,ekv}$, samt över batteriets ekvivalenta resistiva last med likriktare, $U_{last,rec}$, för varierande amplituder av likspänning in i frekvensomriktaren, $U_{in,dc}$, med en fyrkantsvåg som utsignal från omriktaren.	30
5.3	Teoretisk, $P_{teoretisk}$, respektive simulerad, $P_{simulerad}$, uteffekt med ekvivalent resistiv last, R_{Leqv}	30
5.4	Teoretisk, $P_{teoretisk}$, respektive simulerad, $P_{simulerad}$, uteffekt med diodlikriktare samt ekvivalent last för batteriet, R_L	31
5.5	Simulerade effektförluster över primär- och sekundärspolen och dess tillhörande kondensatorer, ΔP_{TxRx} , likriktaren, $\Delta P_{likriktare}$, samt den totala effektförlusten från utgången av frekvensomriktaren till lasten, ΔP_{last}	31
6.1	Ingående komponenter i kretsen samt dess tillverkare och artikelnummer.	33
6.2	Primär- och sekundärsidan självinduktanser och resulterande faskompenserings kapacitanser.	35
6.3	Uppmätta komponentvärden med hjälp av GW Instek LCR-8110G och Keysight U1272A.	39
6.4	Uppmätta värden vid olika frekvenser.	43
6.5	Q-värden för primär- och sekundärspolen från uppmätta samt simulerade värden.	43

6.6	Simulerade effektförluster över primär- och sekundärspolen och dess tillhörande kondensatorer, ΔP_{TxRx} , likriktaren, $\Delta P_{likriktare}$, samt den totala effektförlusten från utgången av frekvensomriktaren till lasten, ΔP_{last}	46
6.7	Uppmätta effektförluster över primär- och sekundärspolen och dess tillhörande kondensatorer, ΔP_{TxRx} , likriktaren, $\Delta P_{likriktare}$, samt den totala effektförlusten från utgången av frekvensomriktaren till lasten, ΔP_{last}	47
6.8	Beräknade effektförluster över likriktaren för simulerade och uppmätta resultat, där P_{VF} är förluster på grund av framspänningsfallet och P_{RF} är förluster på grund av diodernas inre resistans.	48
A.1	Specifikationer för olika storlekar på drönare.	I
E.1	Uppmätt effekter från de 4 testerna	V

1

Inledning

I detta kapitel presenteras en bakgrund till projektet genom en översikt av drönarteknikens utveckling och trådlös laddning. Sedan framhävs även projektets syfte samt de frågeställningar som kommer att besvaras.

1.1 Introduktion

Behovet av drönare har de senaste åren ökat markant där applikationerna nu sträcker sig över flera användningsområden såsom jordbruksindustrin, gruvindustrin, byggingustrin samt inom militära tillämpningar [1][2][3]. Ytterligare användningsområden inkluderar övervakning och räddningsaktioner under naturliga katastrofer som skogsbränder där det kan vara svårt att ta sig fram längs marken [4]. Det största problemet med dagens drönare är batteritiden som ofta uppgår till maximalt 20 eller 30 minuter av flygtid innan laddning krävs [5].

För att ladda drönare finns idag två huvudsakliga metoder. Traditionellt sett byts batteriet ut när det är urladdat. Detta görs manuellt och kräver att någon finns på plats och utför bytet. För mindre kommersiella drönare är trådbunden laddning fortfarande ett av de vanligaste sätten att ladda dess batteri, vilket även det kräver mänskligt ingripande [6]. En växande teknologi för energiöverföring är trådlös laddning som även skulle kunna lämpa sig för drönarapplikationer.

Under de senaste 40 åren har trådlös energiöverföring genomgått en snabb utveckling, mycket tack vare framstegen inom konsumentelektronik och den växande elektrifierade fordonsindustrin [7]. Trådlös laddning av diverse hemelektronik finns redan idag på marknaden och har även börjat introduceras inom fordonsindustrin, där fler tillverkare vill satsa på trådlös energiöverföring som komplement till trådbunden laddning [7].

Idag används det främst tre olika tekniker för trådlös laddning på avstånd mindre än en meter, där en av teknikerna är *Inductive Power Transfer* (IPT) [8]. Denna teknik använder magnetfält för att överföra elektrisk energi över ett luftgap med

hjälp av två induktivt kopplade spolar [9]. Utöver IPT finns även *Capacitive Power Transfer* (CPT) och *Magnetic Resonant Coupling* (MRC). CPT, till skillnad från IPT, använder sig av elektriska fält för att överföra elektrisk energi och istället för spolar används kondensatorer [10]. Den sistnämnda tekniken, MRC, är en typ av IPT-teknik där primär- och sekundärsidorna oscillerar med samma frekvens. Detta uppnås genom att faskompensera spolarnas respektive induktans med kondensatorer [11]. MRC möjliggör högre effektivitet för trådlös energiöverföring även då luftgapet ökar, systemet blir även mer robust mot felplacering av laddningsobjekt samt främmande objekt i magnetfältets närhet [11].

1.2 Problem

Drönarteknikens snabba utveckling har öppnat upp för en mängd applikationer inom industri, övervakning, räddningstjänst och transport. Trots dess potential är en av de största begränsningarna för drönanvändning batterikapaciteten, som ofta endast räcker för 20-30 minuters flygtid innan laddning krävs. Existerande laddningsmetoder har dock sina begränsningar när det gäller drifteffektivitet, autonomi, arbetsområde och tillförlitlighet. Trådlös laddning har möjligheten att åtgärda ett flertal av nuvarande begränsningar såsom ökad tillförlitlighet och utvidgat arbetsområde.

IPT har visat sig vara en lovande teknik för trådlös laddning, men det finns utmaningar kopplade till effektivitet och felplacering. Det huvudsakliga problemet i detta projekt är därför att utveckla en fungerande design för en IPT-baserad laddare anpassad för drönare. För att kunna hantera detta övergripande problem bryts det ner i följande delproblem som kommer behandlas i rapporten.

- Hur kan ett trådlöst kraftöverföringssystem konstrueras med avseende på drönardimensioner och batteriegenskaper?
- Vilken spolgeometri och spoltopologi är mest fördelaktig med avseende på dess kopplingsfaktor och felplacering?
- Hur påverkas kraftöverföringen av spolarnas relativa felplacering?
- Hur skiljer sig den teoretiska, simulerade och uppmätta verkningsgraden samt hur kan potentiella skillnader förklaras?

1.3 Syfte

Syftet med detta projekt är tvådelat: dels att utveckla en digital modell av en IPT-baserad laddare för trådlös laddning av luftburna drönare. Dessutom konstruera en fysisk prototyp baserad på denna modell och utvärdera dess prestanda med avseende på verkningsgrad, effektöverföring och tolerans mot felplacering.

1.4 Avgränsningar

De simulerade resultaten i projektet används som beslutsunderlag för att planera och genomföra de efterföljande experimenten. Detta tillvägagångssätt används eftersom projektets tidsram inte medger att alla tester och valideringar utförs i praktiken. För att säkerställa att de simulerade resultaten är tillförlitliga valideras de mot teoretiska beräkningar. Ytterligare en avgränsning är att prototypen inte testas med ett batteri utan istället testas det på en ekvivalent resistans. Detta görs för att det ska vara säkrare att testa prototypen. Den sista avgränsningen är att prototypen endast framtas och testas i en labbmiljö, vilket innebär att det undersöks inte hur olika väderförhållanden påverkar prototypens kraftöverföring.

1.5 Etiska och samhällsliga aspekter

De etiska aspekter som trådlös laddning medför är en följd av de etiska aspekter som tillkommer vid användning av drönare. Eftersom trådlös laddning endast förenklar och utökar möjligheten till användningen av drönare är det dessa aspekter som framför allt kommer att undersökas.

I utvecklingsländer med begränsad infrastruktur kan trådlös laddning av drönare spela en viktig roll. Detta gör det möjligt för drönaren att ladda på vägen till sitt mål och därmed utöka dess räckvidd. För att hantera utmaningar kopplade till otillräcklig infrastruktur har Rwanda implementerat drönarteknik för att effektivisera leveransen av vårdmateriel mellan sjukhus [12].

Drönare har även introducerats inom lantbruk för kartläggning av mark och gödsling av grödor. Trådlös laddning av drönare kan också möjliggöra fullständig automatisering av uppgifter som annars kräver manuell hantering, vilket i sin tur frigör tid och resurser för lantbrukare. Dessutom kan även räddningstjänster använda sig av detta för att kartlägga större områden i till exempel sökningsinsatser.

Däremot används inte drönare endast för fredliga ändamål. Drönare används mer och mer i krigssammanhang och för att kränka sekretess [13]. Trådlös laddning av drönare hade förenklat och eventuellt utökat antalet missbruk och kränkningar med drönare.

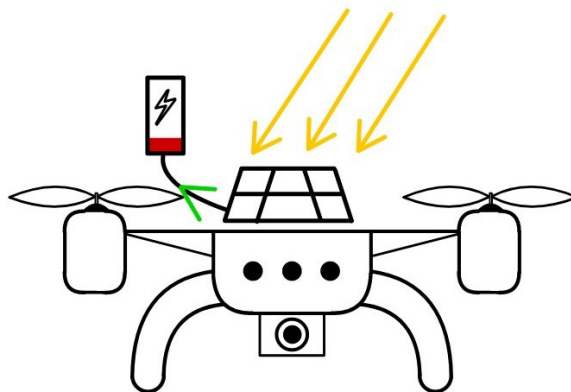
2

Bakgrund

I detta kapitel presenteras existerande laddningsmetoder samt vilka för- och nackdelar dessa är förknippade med.

2.1 Fotovoltaisk laddning

Ett exempel på denna teknik är drönare utrustade med toppmonterade fotovoltaiska material som med hjälp av solen kontinuerligt kan tillföra energi till batteriet, som i figur 2.1. Däremot krävs det fortfarande att drönaren laddas på annat sätt då den förbrukade energin av motorerna är större än den tillförda energin som kan alstras från solen [14]. Vidare är denna laddningsmetod beroende av variabla parametrar såsom väder och klimat. Större utmaningar tillkommer även för heavy-duty drönare på grund av ökad energiförbrukning. Drönare utrustade med toppmonterade fotovoltaiska material kan till exempel användas för att tillfälligt tillgängliggöra internet i avlägsna eller krisutsatta områden [15].



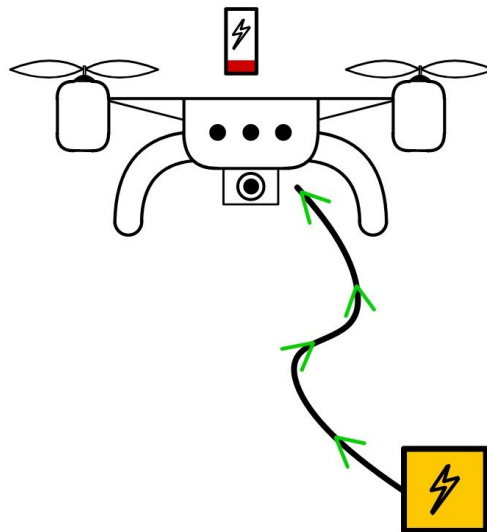
Figur 2.1: Drönare som laddas med solceller.

Vidare har det genomförts projekt som undersöker möjligheten att utrusta drönare

med fotovoltaiska material och sedan överföra energi med laser [16]. Genom att använda laser finns det möjlighet att tillföra tillräckligt mycket energi så att drönare inte ska behöva laddas genom andra metoder också. Teoretiskt sett kan drönaren förbli i luften utan avbrott. Till exempel har det visats att en drönare kan laddas med 62,5 W på ett avstånd av 500 m av en lasermodul med storlek 500 W [16]. Däremot tillkommer risker vid användandet av laser, felhantering eller styrfel kan leda till personskador såsom vävnadsskador i ögon och på hud [17].

2.2 Laddning via tjuder

En teknik med högre energiöverföring är trådbunden laddning via en tunn och lång kevlarförstärkt tjuder, så som i figur 2.2 [18]. Med denna metod går det att uppnå en batteritid på flera timmar med en laddningstyp som utstår alla väder. På grund av tjudern kan denna laddningsmetod även komma upp i höga effekter jämfört med andra typer av trådlös laddning [19]. Den här typen av laddning för drönare har flera användningsområden. Den har till exempel använts som säkerhetsåtgärd i UEFAs 2019 Champions League-final och kan användas för att övervaka trafik.



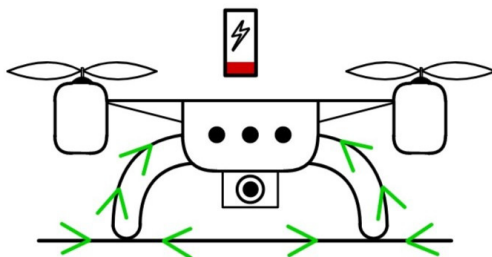
Figur 2.2: Drönare som laddas med hjälp av tjuder.

Det huvudsakliga användningsområdet hos tjuder-tekniken är en mobil och höjddjusterbar antenn. Laddningslådan som är måttligt stor kan placeras på diverse fordon vilket tillåter portabilitet. I tjudern är både fiberkommunikation och energitillförsel placerade, vilket möjliggör att drönaren kan fungera som en portabel antenn [20]. Eftersom drönaren kan flyga går det att undvika störning och få fri sikt som tillsammans med fiberoptiken ger väldigt låg fördröjning och lång räckvidd då en tillfällig antenn är nödvändig. Denna typ av drönare och laddning kan användas i flera olika

sammanhang som till exempel för att möjliggöra kommunikation i avlägsna områden. Nackdelen med denna typen av drönare och laddning är att drönaren har en mycket begränsad räckvidd på grund av tjudern. Elistair, ett företag, som använder sig av denna teknik har i sin laddlåda ett tjuder på 100 m [19].

2.3 Ledande platta

En annan lösning är en ledande platta som företaget Skycharge utvecklar [21]. Tekniken innebär att kontakter monteras på drönarens ben, vilket gör att batteriet laddas vid landning genom elektrisk kontakt med plattan medan batteriet traditionellt sett byts ut när det är urladdat. Exempel på denna lösning finns i figur 2.3. Fördelen med denna lösning är att det kan bli ett fullständigt automatiskt system om drönaren kan hitta laddningsplattan och landa utan någon operatör. Nackdelen är kontakterna som är utsatta för korrosion och fysiska skador vilket hämmar funktionen och robustheten hos produkten.

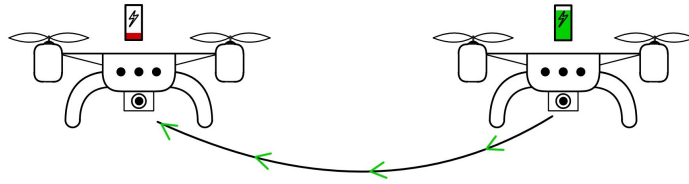


Figur 2.3: Drönare som laddas med hjälp av en ledande platta.

2.4 Laddning mellan drönare

Laddning mellan drönare är en teknik som används idag där ena drönaren fungerar som en flygande laddstation, vilket möjliggör att drönaren kan förflyttas medan den laddas [22]. Exempel på denna teknik finns i figur 2.4. Detta eliminerar behovet av att drönarna måste landa på marken för att genomföra laddningsprocessen. Fördelen med denna metod är att drönaren inte behöver slösa energi på att flyga fram och tillbaka till laddstationen vilket gör att drönaren kan användas längre tid för det avsedda behovet. Dock kommer även denna lösning med sina nackdelar. Den första nackdelen är att stabiliseringen och positioneringen av drönarna under laddningen måste hållas väldigt precis, vilket kan försvåras av miljön omkring. Det finns även en risk för att drönarna skulle krocka med varandra under laddningen vilket ställer ännu högre krav på stabilisering och positionering. Ett annat problem som uppstår

är att den laddande drönaren har en begränsning i mängden elektrisk energi den kan lagra i batteriet vilket gör att den inte kan flyga långa sträckor för att maximera hur mycket laddning den kommer kunna förse andra drönare med.



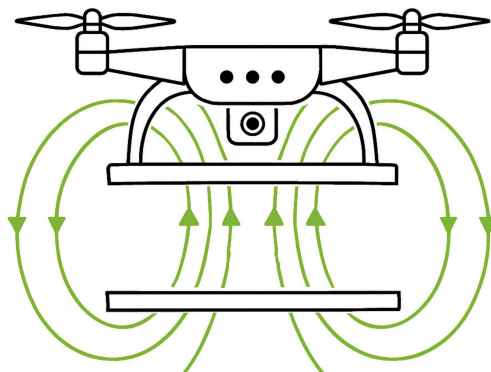
Figur 2.4: Drönare som laddas från en annan drönare.

2.5 Laddning via kraftledningar

Ytterligare en metod som kan användas är en toppmonterad spole på drönaren som flygs under en kraftledning, där kraftledningens magnetfält inducerar en ström som kan ladda drönaren [23]. Utmaningen med denna metod är att den ställer väldigt höga krav på drönarens positionering, eftersom en för nära placering kan leda till en alltför hög inducerad ström som riskerar att skada elektroniken, medan en för stor avvikelse från kraftledningen resulterar i låg laddningseffektivitet.

2.6 IPT teknologi

En annan metod som används för trådlös laddning av drönare är IPT-teknik som utnyttjar induktion för att överföra elektrisk energi [24]. En möjlig implementation visas i figur 2.5. Effektiviteten av IPT beror mest på spolarnas design, material och orientering av laddobjektet där metoder som frekvensreglering och impedansmatchning bibehåller en hög effektivitet [25]. Idag används IPT-teknik för laddning av elektriska fordon, konsumentelektronik och även för drönare [26][27][28]. De utmaningar som finns med tekniken är främst hur effektiviteten minskar med ett större avstånd mellan laddplatta och laddobjekt samt felplacering av spolarna [29][27].



Figur 2.5: Drönare som laddas med hjälp av IPT-teknik

3

Teori

Detta kapitel ger en teoretisk grund för hur trådlös kraftöverföring fungerar. Relevant teori behandlas inom områden som elektromagnetiska fält, förluster relaterade till magnetfält, virvelströmmar och godhets talet Q . Dessutom behandlas materialval, spoltopologi och olika systemkonfigurationer. Syftet är att ge den förståelse som krävs för att kunna utvärdera och motivera de tekniska val som görs i projektets senare delar.

3.1 Elektromagnetiska fält, induktans och koppelingsfaktor

För att beskriva hur elektrisk energi transporteras används Ampères och Faradays lagar. Ampères lag beskriver att cirkulationen av den magnetiska fältstyrkan runt en sluten krets är lika med den fria strömmen som flyter genom ytan innesluten av kretsen [30]. Detta ges av,

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \iff \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = I_{encl}, \quad (3.1)$$

där \vec{J} är strömtätheten, I_{encl} är den inneslutna strömmen i kretsen och \vec{H} är det magnetiska fältets intensitet. Faradays lag säger att den elektromotoriska kraften (emk) som induceras i en stationär sluten krets är lika med den negativa förändringshastigheten av det magnetiska flödet som genomtränger kretsen,

$$emk = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.2)$$

där emk mäts i Volt [30]. Faradays lag kan skrivas på den generella formen,

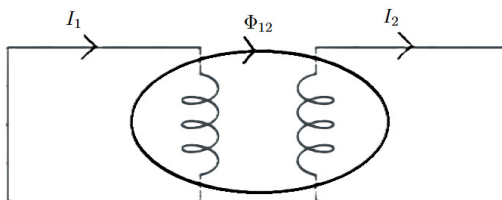
$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \iff \oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot dA = emk, \quad (3.3)$$

där \vec{E} är det elektriska fältet, \vec{B} är den magnetiska flödestätheten och A är den yta

som innesluts av kretsen. I denna form kan den magnetiska flödestätheten beskrivas som

$$\Phi = \int_S \vec{B} dA = \int_S \mu \vec{H} dA, \quad (3.4)$$

där Φ är det magnetiska flödet, \vec{B} är den magnetiska flödestätheten, \vec{H} är det magnetiska fältets intensitet och A är den inneslutna arean av kretsen. Om två spolar är sammankopplade av ett magnetiskt fält så sägs det ha ett gemensamt flöde Φ_{12} [30]. Därav kan strömmen i en spole ge upphov till ström i en annan spole, ifall den spolen är placerad i en sluten krets, med hjälp av detta gemensamma flöde. I figuren 3.1 så finns en ström I_1 i den vänstra kretsen som skapar ett magnetiskt flöde som inducerar *emk* i den högra spolen vilket skapar en ström I_2 i den högra kretsen.



Figur 3.1: Hur gemensamt flöde kopplar samman två spolar.

När *emk* blir inducerad i en närliggande spole sägs de också ha en ömsesidig induktans vilket kan beskrivas enligt

$$M_{12} = \frac{N_1 \Phi_{12}}{I_2}, \quad (3.5)$$

där N_1 är antal varv i den primära spolen och I_2 är den inducerade strömmen i den sekundära spolen [30]. Det går att räkna ut M_{21} med samma formel fast med antalet varv i den sekundära spolen, N_2 , och strömmen på primärsidan, I_1 , vilket också kommer vara lika med M_{12} . Med hjälp av Faradays lag kan den ömsesidiga induktansen beräknas enligt

$$M_{12} = \frac{V_2}{I_1 \omega}, \quad (3.6)$$

där V_2 är spänningen över den sekundära spolen och ω är vinkelfrekvensen för strömmen och spänningen. På grund av det skiftande magnetfältet kring ledarens egna varv uppstår en elektromotorisk kraft *emk* inom ledaren, vilket kallas självinduktans [30]. Självinduktansen kan beräknas på liknande sätt som ömsesidig induktans genom

$$L = \frac{N_1 \Phi_1}{I_1}, \quad (3.7)$$

eller

$$L = \frac{V_1}{I_1 \omega}. \quad (3.8)$$

Kopplingsfaktorn, k , är en viktig parameter vid analys av system med två spolar. Kopplingsfaktorn kvantifierar den magnetiska kopplingen mellan två spolar och kan beräknas enligt

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (3.9)$$

där k är kopplingsfaktorn, M är den ömsesidiga induktansen och L_i är spolarnas självinduktanser [31].

Kopplingsfaktorn beror på vertikala och horisontella felplaceringar eftersom den ömsesidiga induktansen beror på hur mycket av det magnetiska fältet från primärspolen som påverkar sekundärspolen [31][32]. Ekvation 3.5 visar hur den ömsesidiga induktansen och därmed kopplingsfaktorn påverkas om det magnetiska flödet Φ_{12} ändras. Vilket visar på påverkan från felinställningar samt ändringar i spolarnas geometri.

3.2 Förluster i magnetfält

Förluster kopplade till magnetfält beror på en mängd olika faktorer och uppkommer främst på grund av hysteres och virvelströmmar [30]. Hysteresförluster är definierat som de förluster som uppkommer då magnetiska intensiteten, \vec{H} , släpar efter den magnetiska flödestätheten, \vec{B} , i magnetiseringsprocessen vid alternerande magnetiskt fält [30]. Det finns flera parametrar som påverkar hysteresförlusterna hos ett material, bland annat koerciviteten, H_C , som är starkt korrelerat med hysteresförlusterna [33]. Virvelströmmar är den andra faktorn som bidrar med förluster inom material från magnetfält där materialparametrar såsom permeabiliteten, μ , och konduktiviteten, σ , påverkar förlusterna enligt

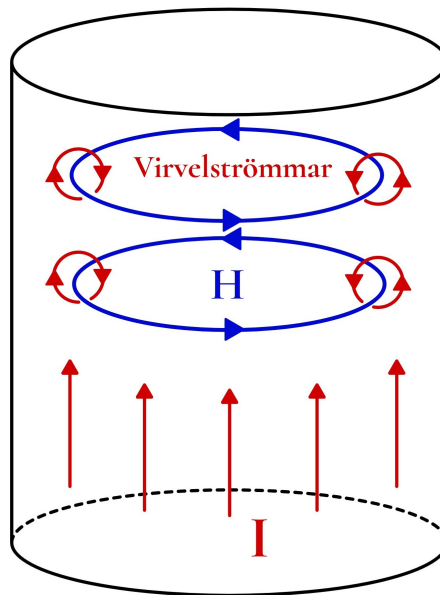
$$P_f = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} |I|^2, \quad (3.10)$$

där I är den ström som går genom ledaren [34].

3.3 Virvelströmmar

Då växelström går genom en ledare uppstår virvelströmmar som en följd av Faradays lag. Dessa virvelströmmar gör att all ström som färdas genom ledaren samlas vid kanten av ledaren och lämnar mitten strömlös [34]. Detta kan ses i figur 3.2 där

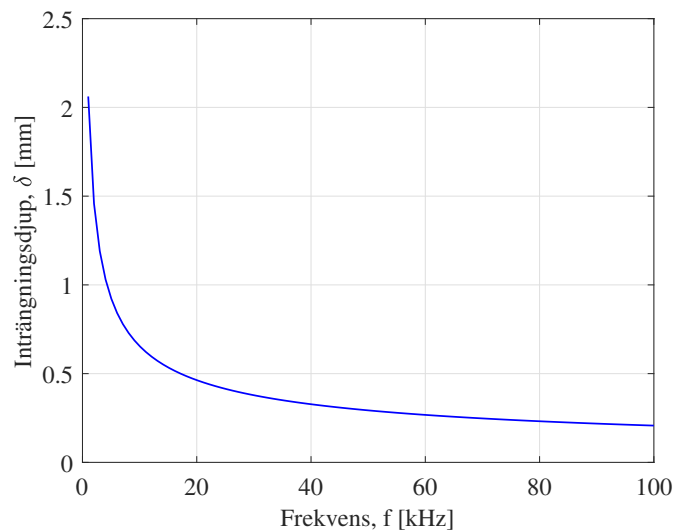
de inducerade virvelströmmarna motverkar strömmen I . Tjockleken av det strömförande lagret ges av ekvation 3.11,



Figur 3.2: Figur som visar hur en ström, I , skapar ett magnetfält, \vec{H} , som inducerar virvelströmmar, vilket lämnar mitten av ledaren strömlös.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}}, \quad (3.11)$$

där ω är vinkelfrekvensen, μ och σ är permeabiliteten och konduktiviteten hos materialet. I figur 3.3 nedan presenteras inträngningsdjupet som funktion av frekvensen.



Figur 3.3: Inträngningsdjup som funktion av frekvens

Enligt figur 3.3 ovan minskar inträngningsdjupet då frekvensen ökar. Dessutom minskar inträngningsdjupet om permeabiliteten eller konduktiviteten ökar. Ett mindre inträngningsdjup leder till större resistiva förluster [35].

3.4 Godhetstalet Q

Godhetstalet Q som ofta bara nämns Q -faktor eller Q -värde är ett mått på frekvenskänsligheten för ett system. Q -värdet ges av kvoten mellan den maximalt upplagrade energin i en svängningskrets och energiförlusten per period [36]. Q -värdet kan även ses som hur brett område resonansfrekvensen ligger i. Ekvation 3.12 beskriver Q -värdet,

$$Q = \frac{\omega L}{R}, \quad (3.12)$$

där ω är resonansvinkelfrekvensen för svängningskretsen, L och R induktansen respektive resistansen hos spolen. För en serie resonanskrets så kan Q -värdet även uttryckas enligt ekvation 3.13 nedan,

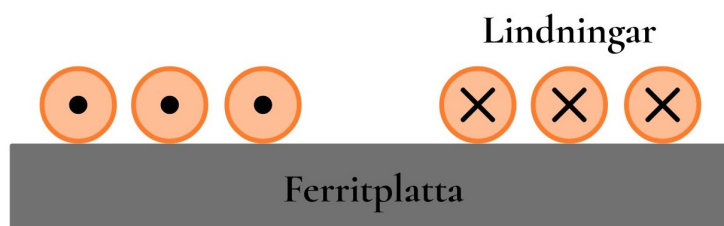
$$Q_s = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (3.13)$$

där C är kretsens kapacitans [37]. Ett högt Q -värde medför alltså låga energiförluster vilket även betyder en mer sinusformad vågform hos strömmen i primär- och sekundärsidan [38]. Följaktligen är ett högt Q -värde fördelaktigt i en effektivitetsaspekt.

3.5 Egenskaper hos litztråd och ferrit

En vanlig metod för att öka inträngningsdjupet är att använda litztråd. Litztråd är en typ av tråd som består av många tunna och isolerade kardeler som i flera steg tvinnas ihop för att bilda en tjockare ledare. Enligt [39] är förlusterna som uppkommer i en litztråd svåra att simulera med finita element metoden (FEM) på grund av dess komplicerade struktur. Bland annat beror dessa förluster på antalet kardeler per ledare, ledarens material och tjockleken på det isolerande materialet.

För att ännu förbättra verkningsgraden kan en ferritplatta placeras under spolarna. Ferrit är en typ av järn och har magnetiska och elektriska egenskaper som gör att mängden ströfält minskar [40][41]. Detta ökar självinduktanserna och den ömsesidiga induktansen, vilket förbättrar kopplingsfaktorn och Q-värdet för effektöverföringen. I figur 3.4 nedan demonstreras hur lindningarna och ferritplattan placeras för att öka kopplingsfaktor och Q-värde.



Figur 3.4: Visualisering på hur ferritplattan hör ihop med spolarna.

3.6 Spoltopologi

Spoltopologin påverkar den trådlösa energiöverföringens egenskaper. Plana spolars geometrier är främst cirkulära, rektangulära och så kallade *Double-D*. Med avseende på kopplingsfaktor är cirkulära och rektangulära geometrier snarlika men skiljer sig då felplaceringen ökar, till fördel för den rektangulära geometrin. För *Double-D* är effektiviteten inte lika bra som de andra två då det genererar ett lite vertikalt magnetiskt flöde, vilket tillför lite tålighet mot felplacering [42]. Men så länge primär- och sekundärspolarna är inställda korrekt ger en cirkulär geometri högre kopplingsfaktor [43].

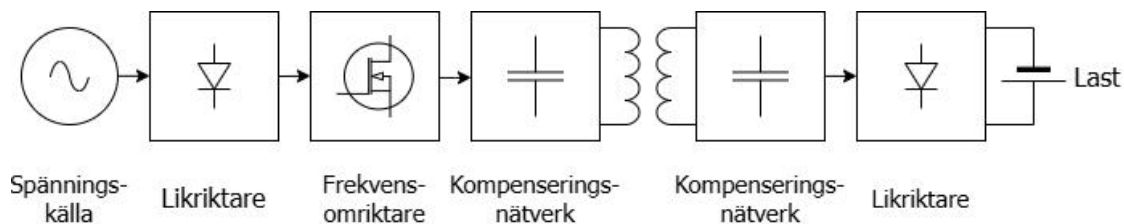
Cirkulära geometrier har, enligt ovan, högre kopplingsfaktor vid minimal felplacering. Ett betydande mått avseende kopplingsfaktorn för cirkulära geometrier, och övriga enkla geometrier, är förhållandet mellan inner- och ytterradien på både primär- och sekundärspolarna. Då innerradien minskar ökar kopplingsfaktorn, dessutom ökar kopplingsfaktorn då ytterradien för primärspolen är större än ytterradien i sekundärspolen. Kopplingsfaktorn får ett maximum då primärspolen är 20% större

än sekundärspolen [44].

Radieförhållandet mellan primär- och sekundärspolen har uppenbarligen en betydande påverkan på kopplingsfaktorn. I vissa applikationer är brist på utrymme en variabel som kräver att primär- och sekundärspolen har olika diametrar. Det vanligaste är då att primärspolen har större diameter än sekundärspolen. Är detta förhållande för stort ger det generellt sett en sämre kopplingsfaktor, men är mer robust för felplacering och beror mindre på avståndet mellan dem två [45].

3.7 Systemkonfiguration

I ett konventionellt IPT system ingår växelriktare och likriktare för att omvandla spänningen till passande nivåer. Beroende på tillämpning kan systemet konfigureras på olika sätt. För större elektriska fordon såsom bilar, färjor och anläggningsmaskiner krävs hög effektöverföring då batterierna är stora och kräver snabb uppladdning. Användningsområden som dessa utnyttjar trefasssystem med höga spänningar och strömmar för att uppfylla de krav som framträder. Mindre applikationer såsom konsumentelektronik och drönare kräver i de flesta fall inte samma effektnivåer och kan därmed med gott samvete utnyttja ett enfasigt system. Oavsett antalet faser kan systemet översiktligt beskrivas enligt figur 3.5 nedan.

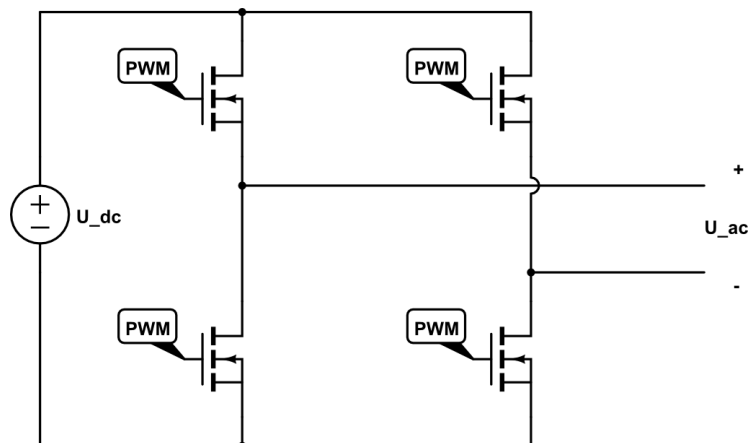


Figur 3.5: Principschema över ett IPT-baserat laddningssystem.

För att den inducerade strömmen i sekundärspolen skall uppnå en betydande storlek krävs en avsevärt högre frekvens än nätets 50 Hz [30]. Därför används en diodlikriktare följt av en frekvensomriktare för att först göra om nätets växelspänning till likspänning så att frekvensomriktaren sedan kan omvandla frekvensen till en önskad 85 kHz [46]. För att kompensera för spolarnas höga induktans är de kopplade till ett kompenseringssystem som består av kondensatorer. Likriktning är i sista steget nödvändig för att ge lasten en jämn likspänning under laddning.

3.7.1 Frekvensomriktare

Ytterligare en kraftelektronisk komponent är frekvensomriktaren vars huvudsakliga uppgift är att omvandla likspänning till växelspänning. Dess största fördel är att både frekvens och amplitud kan kontrolleras med hjälp av styrda transistorer. Figur 3.6 nedan beskriver principiellt hur en frekvensomriktare är uppbyggd och hur den styrs med hjälp av pulsbreddsmodulering.



Figur 3.6: Principritning av en frekvensomriktare.

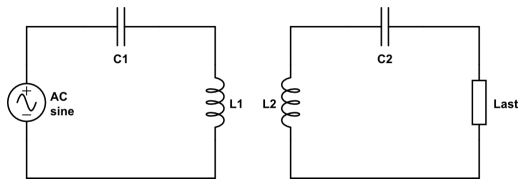
Med hjälp av pulsbreddsmodulerade signaler är det möjligt att styra transistorerna för att omvandla likspänningen U_{dc} till växelspänningen U_{ac} . Förutsatt pulsbreddsmodulering av transistorerna där styrsignalen är resultatet av en triangelvåg jämfört med en sinusvåg är det möjligt för U_{ac} att bete sig som en ren sinusvåg om signalen först går genom ett LC-nätverk för att filtrera bort övertoner [47]. För IPT-system är en fyrkantsvåg att föredra då det är lättare att implementera en än sinusformad frekvensomriktare, då det är svårare att approximera en sinusvåg än en fyrkantsvåg [48].

För att U_{ac} skall bete sig som en fyrkantsvåg räcker en enkel modulering av transistorerna där de diagonala transistorparen är påslagna samtidigt med en periodtid av $\frac{1}{f}$ där f är den önskade frekvensen av U_{ac} . Amplituden av den filtrerade fyrkantsvågen kan sedan justeras med hjälp av transistorernas pulskvot.

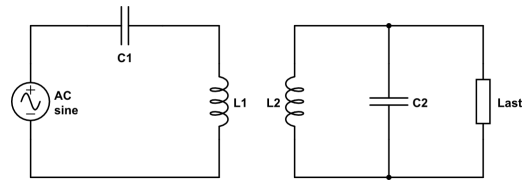
En förenkling som kan göras vid användning av resonanta omriktare kallas *First harmonic approximation*. Denna approximering grundar sig i att omriktare med efterföljande resonanskrets effektivt filtrerar bort övertoner och endast lämnar grundtonen som huvudsaklig komponent i effektöverföringen. Det är då möjligt att ersätta frekvensomriktaren med en ren sinuskälla av grundtonen för att betydligt reducera komplexiteten i analysen av systemet [49].

3.7.2 Topologier för reaktiv effektkompensering

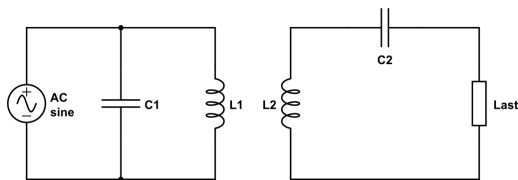
I IPT-teknologi används ofta kondensatorer för att kompensera den reaktiva effekten som utvecklas i spolen och i sin tur uppnå en bättre verkningsgrad [50]. Beroende på om kondensatorerna seriekopplas eller parallellkopplas kommer kretsen att uppleva olika egenskaper. Ifall kondensatorerna seriekopplas så benämns det med ett S och ifall de parallellkopplas så benämns det med P. Figur 3.7 - 3.10 visar enkla kretsscheman med de olika topologierna.



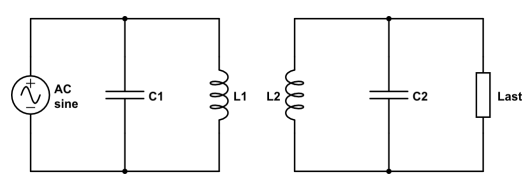
Figur 3.7: IPT med SS topologi.



Figur 3.8: IPT med SP topologi.



Figur 3.9: IPT med PS topologi.



Figur 3.10: IPT med PP topologi.

Enligt [51] så är topologierna med högst verkningsgrad är SS och SP. Dessutom är SS den topologin där den sekundära spolens placering har minst påverkan på verkningsgraden. Däremot är energiöverföringens räckvidd längre hos PS och PP jämfört med SS och SP. Den största fördelen med SS är att kondensatorn inte är beroende av varken kopplingsfaktor eller last vid resonansfrekvensen. För att fullständigt kompensera för den reaktiva effekt som utvecklas i spolarna krävs kondensatorer med värden enligt ekvation 3.14.

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}, \quad (3.14)$$

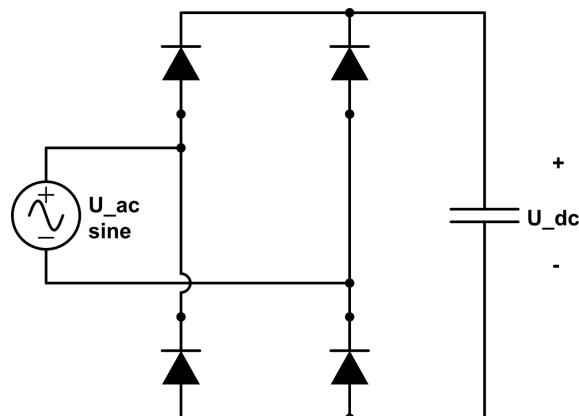
Där C är kapacitansen hos den kompenserande kondensatorn, f är resonansfrekvensen och L induktansen hos primär respektive sekundärspolen. Resonansfrekvensen kan fås genom att omorganisera ekvation 3.14 enligt nedan

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (3.15)$$

där L och C är självinduktansen respektive kompenseringskapacitans.

3.7.3 Likriktare

En likriktare är en kraftelektronisk komponent för att omvandla växelspanning till likspänning. En halvågslikriktare släpper igenom varje positiv halvåg och inverterar varje negativ halvåg för att ge en likriktad utgående signal. Med hjälp av en parallellkopplad glättningskondensator kan likspänningen förbättras då kondensatorn laddas upp och ur under de olika perioderna, därmed är den resulterande signalen i princip helt likriktad. Figur 3.11 beskriver principiellt utseendet för en halvågslikriktare med glättningskondensator.



Figur 3.11: Kretsrepresentation av en diodbaserad halvågsl rikriktare.

Förutsatt att inspänningen U_{ac} är sinusformad med en viss frekvens är det möjligt att bestämma den likriktade spänningens amplitud genom att integrera U_{ac} över en halv period [47]. Detta ger följande förhållande mellan inspänning, U_{dc} , och utspänning, U_{ac} ,

$$U_{dc} = 0,9U_{ac}, \quad (3.16)$$

den resulterande likspänningens amplitud kan alltså i ett enfassystem aldrig överstiga 90% av den inkommande växelspanningens amplitud. Som tidigare nämnts drivs dock ett IPT-system oftast av en fyrkantssignal från frekvensomriktaren. I princip matas diodlikriktaren av en spänning med fyrkantsutseende och en sinusformig ström, men något förvrängd på grund av diodernas olinjära natur. Under dessa förutsättningar är det möjligt att definiera en ekvivalent resistans för diodlikriktaren och efterföljande last. Enligt [52] kan den ekvivalenta lasten, R_{Leqv} ,

$$R_{Leqv} = \frac{8}{\pi^2} R_L, \quad (3.17)$$

definieras, där R_L är den resistiva last som batteriet utgör. Detta förhållande gäller då diodlikriktaren drivs av en strömkälla, vilket i [53] visar sig vara fallet för S-S topologier.

Då en diodlikriktare används introduceras dock harmonisk distorsion av den sinusformade strömmen i både primär- och sekundärsidan [54]. Strömmens vågform slutar då att vara sinusformad vilket ger avtryck på effektiviteten i systemet. En mindre sinusformad vågform av strömmen resulterar generellt sett i högre förluster i systemet på grund av dess ingående harmoniska komponenter [55]. Då kopplingsfaktorn är hög ökar dessutom den harmoniska distorsionen hos primär- och sekundärströmmen, vilket även det ger lägre verkningsgrad för systemet [56].

3.7.4 Batteriets ekvivalenta resistans

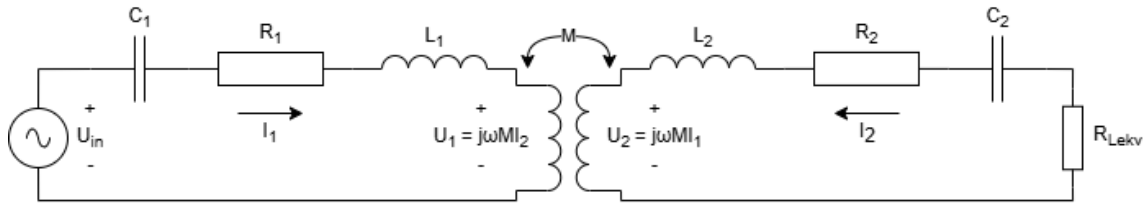
För att förenkla undersökningen av IPT-system används i många fall en resistiv ekvivalent till batteriet som är ämnat att laddas. Ett förhållande kan definieras,

$$R_L = \frac{U_{batteri}^2}{P_L}, \quad (3.18)$$

där $U_{batteri}$ är den märkta batterispänningen och P_L den önskade effekt som ska ladda batteriet. Effekten P_L kan bestämmas genom batteriets C-värde. Det vill säga den ström som krävs för att fullständigt ladda batteriet under en viss tid [57]. C-värdet för ett batteri ligger typiskt på 1C, det vill säga en laddtid på en timme [57].

3.7.5 Förenklad kretsmodell

Genom att modellera spolarna som en transformator med luftkärna och använda ovan diskuterade ekvivalenta komponenter är det möjligt att ställa upp en förenklad kretsmodell som beskriver IPT-systemet enligt [58]. Modellen inkluderar dock inte förluster i frekvensomriktare eller över diodlikriktare. Figur 3.12 beskriver denna modell och dess ingående komponenter.



Figur 3.12: Förenklad ekvivalent kretsmodell av det fullständiga IPT-systemet.

Ur figur 3.12 är det genom Kirchoffs spänningslag möjligt att ställa upp följande två ekvationer,

$$\begin{cases} U_{in} = R_1 I_1 + j\omega M I_2 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) I_1 \\ -j\omega M I_1 = R_2 I_2 + R_{Lekv} I_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}) I_2, \end{cases} \quad (3.19)$$

där nedsänt 1 och 2 refererar till primär- och sekundärspolen. L och M beskriver spolarnas självinduktanser och ömsesidiga induktans, C är kompenseringskondensatorerna, R är vardera spoles inre resistans och R_{Lekv} batteriets och diodlikriktarens ekvivalenta resistans. ω beskriver primär- och sekundärsidans gemensamma resonansvinkelfrekvens. En gemensam ω fås genom att välja ett värde på C enligt $C = \frac{1}{\omega^2 L}$. Detta ger en fullständig reaktiv effektkompensering för spolarnas självinduktanser och resulterar i att ekvation 3.19 kan skrivas om då $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$. Följande samband kan då definieras för U_{in} och I_2 ,

$$\begin{cases} U_{in} = \frac{R_1(R_2 + R_{Lekv}) + (\omega M)^2}{R_2 + R_{Lekv}} \\ I_2 = -j \frac{U_{in} \omega M}{R_1(R_2 + R_{Lekv}) + (\omega M)^2}, \end{cases} \quad (3.20)$$

vilket i sin tur resulterar i uttryck för både in- och uteffekt,

$$\begin{cases} P_{in} = \frac{U_{in}^2 (R_2 + R_{Lekv})}{R_1 (R_2 + R_{Lekv}) + (\omega M)^2} \\ P_{ut} = \frac{U_{in}^2 (\omega M)^2 R_{Lekv}}{(R_1 (R_2 + R_{Lekv}) + (\omega M)^2)^2}, \end{cases} \quad (3.21)$$

som funktion av U_{in} . Genom ekvation 3.21 är det möjligt att uppnå följande uttryck för verkningsgraden hos systemet,

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}} = \frac{(\omega M)^2 R_{Lekv}}{(R_1 (R_2 + R_{Lekv}) + (\omega M)^2) (R_2 + R_{Lekv})}, \quad (3.22)$$

exklusive förluster förknippade med frekvensomriktare och diodlikriktare. Denna ekvation för verkningsgraden är endast giltig då primär- och sekundärspolens reaktiva effekt är fullständigt kompenserad för med hjälp av motsvarande seriekondensatorer.

4

FEM-analys av spolarna

I detta kapitel presenteras först en validering av FEM-analysen med hjälp av teoretiska beräkningar. Sedan beskrivs utförandet av FEM-simuleringarna för att till sist presentera och utvärdera resultaten.

4.1 Meshutredning i COMSOL Multiphysics

För att säkerställa trovärdiga resultat från simuleringar i COMSOL Multiphysics samt minska beräkningstider utfördes en meshutredning. Mesh är det två- eller tredimensionella rutnät som simuleringsprogram använder som bas för att utföra FEM-simuleringar. Vidare ger ett mesh med mindre element mer korrekta resultat, men kräver också längre beräkningstider. I tabell 4.1 nedan visas självinduktanserna för primär- och sekundärspole, L_1 och L_2 , ömsesidiga induktansen mellan spolarna M , samt beräkningstiden. Simuleringarna utfördes för olika mesh av sorten *Free Tetrahedral* (F.T.) och *Mapped*. *Finer* och *Extra Fine* är snabbalternativ inuti COMSOL. Under *Custom* bestämdes maximala elementstorleken av modellens olika delar, vilket presenteras nedan som a/b , där a och b representerar meshinställningarna för spolarna respektive dess omslutande område.

Tabell 4.1: Självinduktanser, L_1 och L_2 , ömsesidig induktans, M samt beräkningstid för simuleringar av modell med olika mesh.

	F.T. <i>Finer/Finer</i>	F.T. <i>Extra Fine/Extra Fine</i>	F.T. 10/50 [mm]	F.T. 1/50 [mm]	<i>Mapped</i> /F.T. 10 [mm]/ <i>Extra Fine</i>	<i>Mapped</i> /F.T. 5 [mm]/ <i>Extra Fine</i>
L_1 [μH]	2670	2680	2680	268	2670	2680
L_2 [μH]	26,7	26,8	26,8	26,8	26,7	26,8
M [μH]	166,0	166,0	166,0	166,0	166,0	166,0
Tid [s]	15	35	67	248	28	39

Utifrån resultatet av simuleringarna som presenteras i tabell 4.1 fastställdes att *Free Tetrahedral* med inställning *Extra Fine/Extra Fine* samt *Mapped/Free tetrahedral* med 5 [mm]/*Extra Fine* skulle användas för projektets simuleringar. Till grund för beslutet var att induktanserna i tabell 4.1 konvergerade då meshnätet gjordes mindre, samt inga varningar inuti COMSOL, vilket indikerade att meshnätet var tillräckligt litet. Därav valdes de meshinställningarna som resulterade i det konvergerade värdet samt hade lägst beräkningstider.

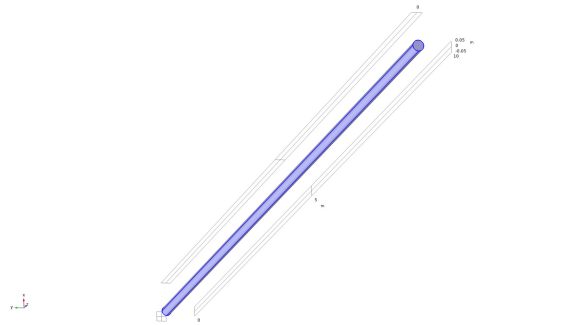
4.2 Analytisk verifiering av FEM-simuleringar

4.2.1 Oändligt lång rak ledare

Genom att flytta om i ekvation B.1, som beskriver den magnetiska energin i en oändligt lång rak ledare, blir dess induktans

$$L_{analytisk} = \frac{2W_m}{I^2} = \frac{\mu_0}{8\pi} = 50 \text{ nH/m.}$$

I COMSOL utfördes simulering på en 10 m lång ledare med radien 0,05 m. Figur 4.1 nedan visar geometrin som användes för simuleringen.

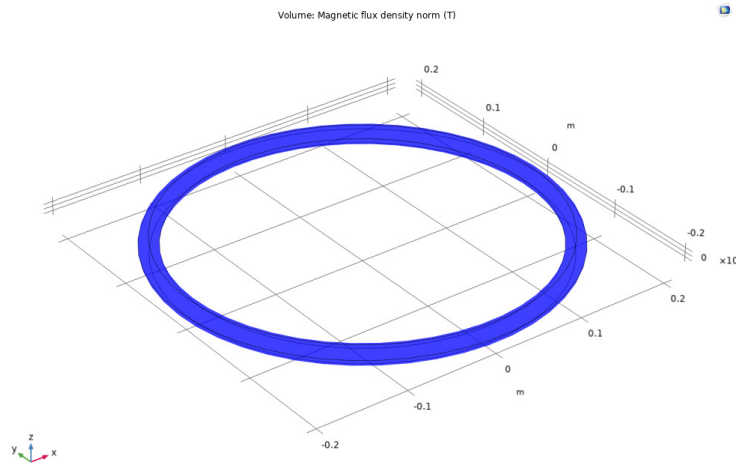


Figur 4.1: Visualisering av rak ledare som användes i simuleringar i COMSOL.

Självinduktansen som beräknades i COMSOL blev $L_{simulerad} = 49,97 \text{ nH/m}$ för en approximativt oändlig lång tunn rak ledare. Jämfört med det analytiska resultatet kan det fastslås att resultatet från COMSOL är en fullt godkänd uppskattning.

4.2.2 Cirkulär ledare

I bilaga C så beskrivs hur induktansen för en cirkulär ledare räknas ut. För de analytiska beräkningarna användes ett varv med en ledarradie på $r = 0,01 \text{ m}$ och cirkelradie på $R = 0,2 \text{ m}$, vilket resulterade i en induktans på $L_{analytisk} = 0,773 \text{ }\mu\text{H}$. I COMSOL simulerades en cirkulär ledare med samma mått, vilket kan ses i figur 4.2.



Figur 4.2: Visualisering av cirkulär ledare som användes i simuleringar i COMSOL.

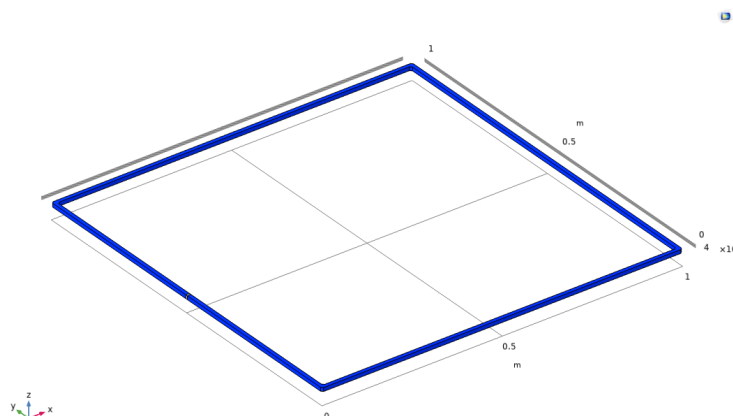
Den beräknade självinduktansen från den cirkulära ledaren i figur 4.2 simulerades i COMSOL till $L_{simulerad} = 0,835 \mu\text{H}$. Vid jämförelse utläses att $L_{analytisk}/L_{simulerad} = 0,9257$, vilket tyder på att resultaten från FEM-simuleringarna är rimliga.

4.2.3 Kvadratisk ledare

Självinduktansen av en kvadratisk ledare kunde approximeras enligt

$$L = \mu_0 \mu_r \cdot \left(2a \cdot \ln\left(\frac{4a}{d}\right) + 2\sqrt{2}a - 2a \cdot \sinh^{-1}(1) - 1,75 \cdot 2a \right),$$

där a är den yttre sidlängden och d är bredden av ledaren [59]. Genom ekvationen kunde självinduktansen för en kvadratisk ledare med $a = 1 \text{ m}$ och $d = 0,01 \text{ m}$ beräknas till $L_{analytisk} = 3,8194 \mu\text{H}$. Modellen som användes i COMSOL visualiseras nedan i figur 4.3 och är densamma som användes till resultatet ovan.



Figur 4.3: Visualisering av kvadratisk ledare som användes i simuleringar i COMSOL.

Simulering utförd i COMSOL resulterade i att självinduktansen av den kvadratiske ledaren blev $L_{simulerad} = 3,6631 \mu\text{H}$. Vilket resulterar i att $L_{analytisk}/L_{simulerad} = 1,0426$ och tyder på att de metoder som COMSOL använder överensstämmer med analytiska beräkningar.

Tabell 4.2: Analytiska beräknade och simulerade självinduktanser för en oändligt lång rak, cirkulär och kvadratisk ledare, samt jämförelse mellan resultaten.

	$L_{analytisk}$	$L_{simulerad}$	$L_{analytisk}/L_{simulerad}$
Oändligt lång rak ledare	0,050 $\mu\text{H}/\text{m}$	0,04997 $\mu\text{H}/\text{m}$	1,0006
Cirkulär ledare	0,773 μH	0,835 μH	0,9257
Kvadratisk ledare	3,8194 μH	3,6631 μH	1,0426

4.3 Genomförande och resultat från FEM-simuleringar

4.3.1 Grundinställningar och metoder i COMSOL

Efter COMSOL hade verifierats med analytiska beräkningar kunde spolarna designas. Utifrån drönaren designades flera 3D-designer av kvadratiske primär- och sekundärspolar med varierande inner- och yttermått. Geometrierna tilldelades *Coil* attributen och modellen *Homogenized multiturn*, vilket betyder att spolen kan tilldelas N varv. Under *Geometry Analysis* väljs sedan spolens ingång till det tvärsnitt som skapades med hjälp av *Cross Section* verktyget.

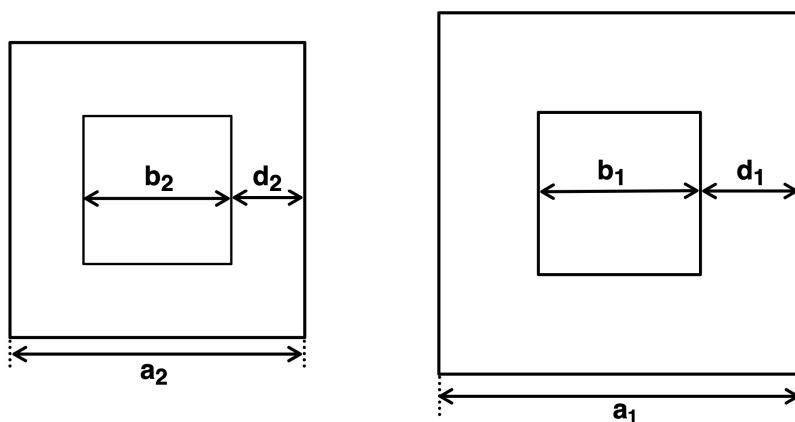
Nästa steg var att simulera designerna för att få fram värden på självinduktanser, ömsesidiga induktanser, kopplingsfaktor och resistanser inuti fysikvalet *Magnetic fields*. För induktanserna användes *Stationary* studien och för resistanserna behövde hänsyn tas till frekvensberoende och därför utfördes de simuleringarna inuti *Frequency* studien. För att studera spolarnas egenskaper behövdes *Coil Geometry Analysis*

läggas till som det första steget i studien. Värdena presenterades sedan genom *Global Evaluation* funktionen.

4.3.2 Designparametrar

Flera olika designer av spolarna gjordes för att undersökas och utvärderas. Nedan presenteras de designer som testades och vilka experiment som utfördes.

De olika designerna hade varierande kantlängd a , inre kantlängd b och bredd d för både primär- och sekundärspole. I figur 4.4 nedan visualiseras de dimensioner som justerades.



Figur 4.4: Till vänster: Dimensioner och beteckningar för sekundärspolen. Till höger: Dimensioner och beteckningar för primärspolen.

I experimenten testades de designer som presenteras i tabell 4.3 nedan. Dimensionerna på primär- och sekundärspolen samt proportionerna mellan dem bestämdes under rubrik 3.6.

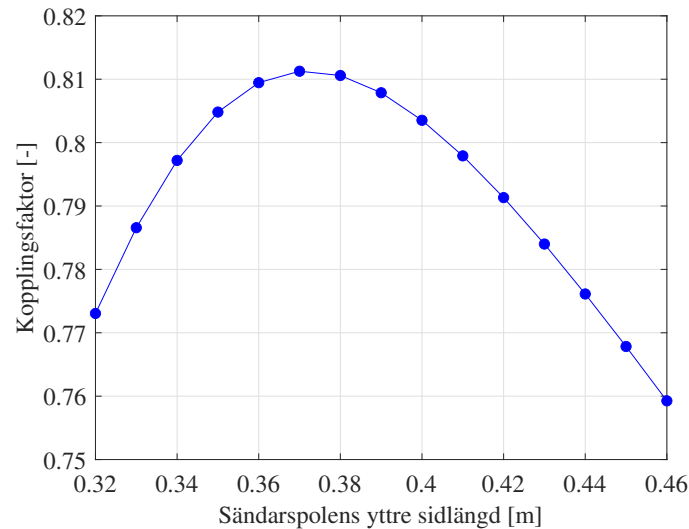
Tabell 4.3: Dimensioner för de designer som testades i centimeter.

Beteckningarna förklaras i figur 4.4 ovan, där nedsänkt 1 och 2 innebär primär- respektive sekundärspole.

	a_1	b_1	d_1	a_2	b_2	d_2
A	43,2	20	11,6	36	20	8
B	36	20	8	36	20	8
C	43,2	32	5,6	36	32	2
D	36	32	2	36	32	2
E	43,2	20	11,6	36	32	2

4.3.3 Test av yttre kantlängd

Först testades spolarnas induktanser och resulterande kopplingsfaktor då sekundärspolen hade fasta dimensioner med kantlängd, $a_2 = 36$ cm, inre kantlängd, $b_2 = 20$ cm, samt bredd, $d_2 = 8$ cm. Samtidigt som kantlängden, a_1 , på primärspolen varierade och innerkantlängden var konstant, $b_1 = 20$ cm. Vilket betyder att även bredden, d_1 , varierade. I testet var luftgapet, $v_1 = 10$ mm. I figur 4.5 nedan visas resultatet av testet.

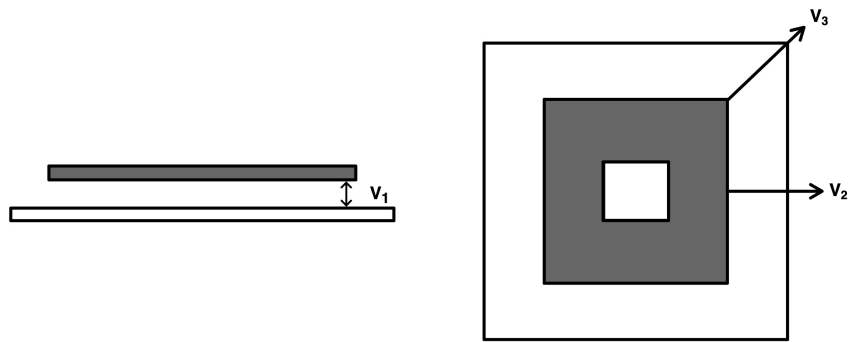


Figur 4.5: Kopplingsfaktor mellan spolarna för olika yttre sidlängd, a_1 för primärspolen och konstant yttre sidlängd, $a_2 = 0.36$ m för sekundärspolen.

Utifrån figur 4.5 konstaterades att högsta kopplingsfaktorn mellan spolarna blev då primärspolens yttre kantlängd var 0,37 m, det vill säga 2,77 % större än sekundärens yttre kantlängd, vilket inte stämmer överens med vad tidigare forskning visade under rubrik 3.6 som menade på att primärspolen skulle varit 20 % större. Delresultatet visar dock på att större primär- jämfört med sekundärspole resulterar högre kopplingsfaktor än det motsatta.

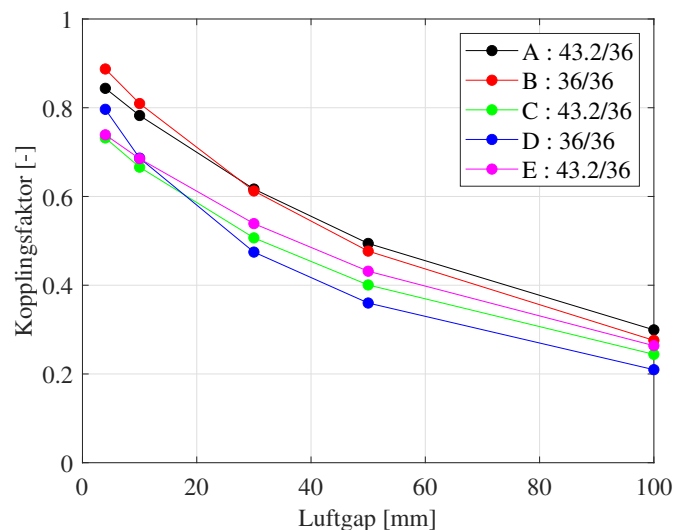
4.3.4 Påverkan av relativ felplacering mellan spolarna

Vidare testades spolarnas självinduktanser, ömsesidiga induktans, samt resulterande kopplingsfaktor då primär- och sekundärspolens relativa placering skiftade. För att tydliggöra är primärspolens placering fast och sekundärspolens placering är variabel eftersom den är fäst på drönaren som ska landa. Därav simulerades olika felplaceringar för att få information om hur olika designer av spolarna påverkades samt presterade under olika förhållanden. I figur 4.6 nedan visualiseras de felplaceringar som testades.



Figur 4.6: Visualisering av experimenten av felplacering. v_1 är luftgapen, v_2 är vinkelräta riktningen, v_3 är riktningen längs diagonalen.

Till att börja med simulerades designerna A-E i tabell 4.3 med ett lindningsförhållande på 50:5. Först för olika luftgap, se v_1 i figur 4.6. Sedan simulerades designerna även på två sorters horisontella felplaceringar, den första då sekundärspolen är felplacerad i vinkelrät riktning gentemot primärspolen, se v_2 i figur 4.6. Den andra är felplacering längs kvadraternas diagonal, se v_3 i figur 4.6. I de två experimenten för horisontell felplacering användes 10 mm luftgap och utfördes för felplaceringar mellan 0 – 100 mm. Felplaceringar över 100 mm bedömdes vara utanför vad som kan anses vara en vanlig landningsprecision. I figur 4.7 nedan presenteras resultatet av FEM-simuleringar kring olika luftgap mellan spolarna, det vill säga varierande v_1 .

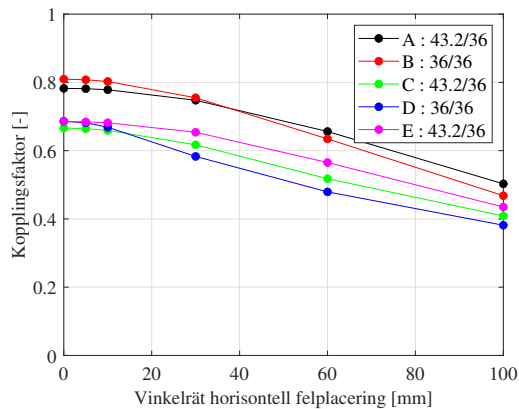


Figur 4.7: Kopplingsfaktor för designerna A-E, då luftgapet, v_1 , ökar.

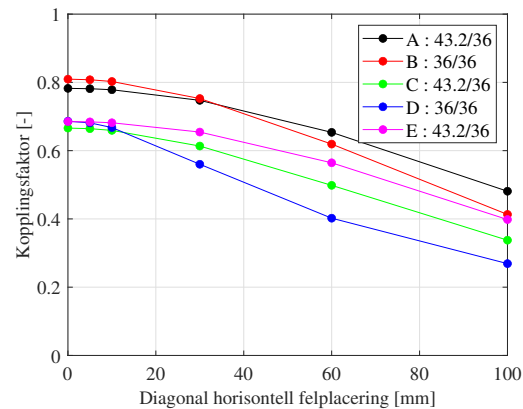
Ur figur 4.7 går det att utläsa att kopplingsfaktorn minskar då luftgapet ökar. Det syns också att design A, B och D har högst kopplingsfaktor vid minsta luftgapet,

v_1 . Ytterligare kan det konstateras att kopplingsfaktorn för design D avtar mest då luftgapet ökar.

Vidare i figur 4.8 och 4.9 nedan presenteras resultatet av FEM-simuleringarna då designerna A-E från tabell 4.3 vid vinkelräta och diagonala horisontella felplaceringar. I figur 4.8 visas resultatet för de vinkelräta horisontella felplaceringarna. I figur 4.9 visas resultatet för de diagonala horisontella felplaceringarna.



Figur 4.8: Kopplingsfaktor för designerna A-E, då luftgapet är 10 mm och vinkelräta felplaceringen, v_2 , ökar.



Figur 4.9: Kopplingsfaktor för designerna A-E, då luftgapet är 10 mm och diagonala felplaceringen, v_3 , ökar.

Ur figur 4.8 och 4.9 ovan kan det fastställas att lutningen på grafen är minst för design A, C och E, vilket betyder att felplacering i horisontellt minskar kopplingsfaktorn mindre per millimeter felplacering. Däremot för design B och D är lutningen brantare, vilket betyder att kopplingsfaktorn minskar mer per millimeter felplacering.

Till sist utfördes experiment på om antal varv, N_1 och N_2 , i spolarna påverkar kopplingsfaktorn. I simuleringarna testades flera olika varv i spolarna av modell *Homogenized Multiturn*, det visade sig att antalet varv inte påverkade kopplingsfaktorn i simuleringsmiljön, vilket stämmer överens med teoretiska beräkningar genom ekvation 3.5, 3.7 och 3.9.

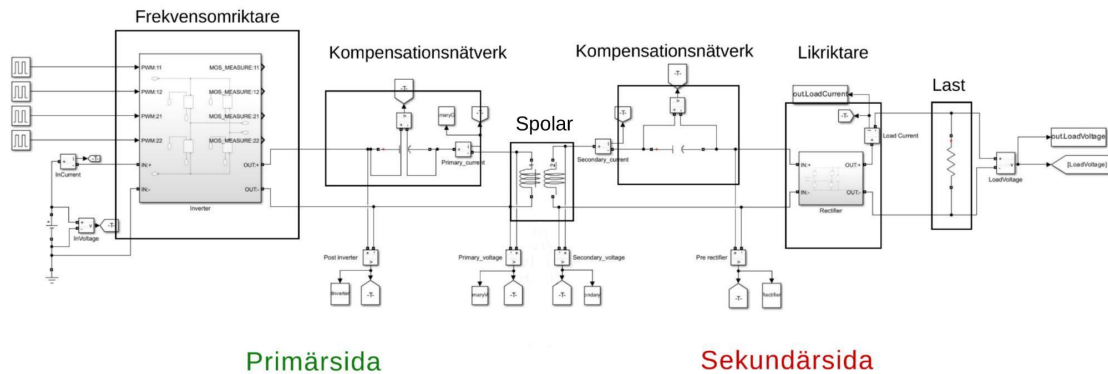
5

Kretssimulering i Simulink

För att verifiera resultaten samt fatta beslut relaterade till kretstopologin och primär- och sekundärspolens lindningsförhållande användes kretssimuleringsprogramvaran Simulink. I nedan kapitel presenteras hur simuleringsuppställningen konstruerades, hur verifieringen av de teoretiska approximationerna gick till samt resultaten förknippade med effektutvecklingen genom kretsen.

5.1 Konstruering av kretsen

Programvaran Simulink användes för att genomföra samtliga kretssimuleringar under projektets gång. Inledningsvis skapades en modell med alla ingående komponenter såsom frekvensomriktare, likriktare och anpassningsnät. Denna modell kan ses i figur 5.1.



Figur 5.1: Skärmbild av den simulerade kretstopologin i Simulink med alla dess ingående komponenter.

Frekvensomriktaren matades av en likspänningskälla och dess fyra MOSFETar styrdes av pulsgeneratorer med tidsförskjutning i enlighet med utsignalens frekvens. För att modellera primär- och sekundärspolen användes Simulink-komponenten *Mutual inductance* där självinduktans, ömsesidig induktans och resistans kan specificeras för att skapa två kopplade spolar inklusive förluster. Värden från COMSOL lyftes

in i Simulink och användes sedan för att justera värdena på anpassningsnätens seriekopplade kondensatorer enligt ekvation 3.14. Likriktaren bestod av fyra dioder följda av en filterkondensator för att glätta utspänningen. Lasten modellerades som en resistans med den ekvivalenta resistansen enligt 3.18.

För att mäta spänning och ström över och genom olika komponenter i kretsen användes mätinstrumenten *Voltage measurement* och *Current measurement*. Dessa kombinerades med ett multiplikationsblock för att få den förbrukade effekten, vilket utnyttjades i flera mätningar. Effekten som mättes var i dessa fall skenbar effekt, men då spolarnas reaktiva effekt ansågs vara fullständigt kompenserade av anpassningsnätet kunde den likställas med aktiv effekt.

Inledningsvis undersöktes vilken ömsesidig induktans som krävdes för att bibehålla en konstant spänning på 18,5 V över den ekvivalenta lasten med en inspänning på 207 V. Genom att ändra lindningsförhållandet i COMSOL mellan primär- och sekundärspolen kunde den ömsesidiga induktansen justeras så att ovan krav på utspänningen åstadkoms. Den motsvarande ömsesidiga induktansen uppgick till 63,7 μH och lindningsförhållandet mellan primär- och sekundärspolen var 38:5. Detta medförde den önskade konstanta uteffekten på 92,5 W.

5.2 Verifiering av teoretiska approximationer

För att verifiera att det är möjligt att approximera fyrkantsvågen från frekvensomriktaren som dess första grundton, enligt *First harmonic approximation*, utfördes ett antal simuleringar med varierande amplitud på inspänningen. Testet utfördes då en sinusformad spänningskälla respektive frekvensomriktare användes för att driva inspänningen för både likriktare som last samt den ekvivalenta resistiva lasten. Dessa tester presenteras i tabell 5.1 och 5.2 nedan.

Tabell 5.1: Spänning över den ekvivalenta resistiva lasten för likriktaren, $U_{last,ekv}$, samt över batteriets ekvivalenta resistiva last med likriktare, $U_{last,rec}$, för varierande amplituder av sinusformad inspänning, $U_{in,rms}$.

$U_{in,rms}$ [V]	$U_{last,ekv}$ [V]	$U_{last,rec}$ [V]	$U_{last,ekv}/U_{last,rec}$ [-]
100	6,685	6,608	1,012
150	10,03	9,962	1,007
200	13,37	13,32	1,004
250	16,72	16,70	1,001

Tabell 5.2: Spänning över den ekvivalenta resistiva lasten för likriktaren, $U_{last,ekv}$, samt över batteriets ekvivalenta resistiva last med likriktare, $U_{last,rec}$, för varierande amplituder av likspänning in i frekvensomriktaren, $U_{in,dc}$, med en fyrkantsvåg som utsignal från omriktaren.

$U_{in,dc}$ [V]	$U_{last,ekv}$ [V]	$U_{last,rec}$ [V]	$U_{last,ekv}/U_{last,rec}$ [-]
100	6,28	6,73	0,933
150	9,42	10,21	0,923
200	12,56	13,70	0,917
250	15,71	17,17	0,915

Då inspänningen var sinusformad stämde spänningen över de två olika lasterna överens bättre desto högre inspänningen var. Vid en inspänning på 200 V var kvoten mellan de två lastspänningarna endast 1,004, det vill säga en felmarginal på 0,4 %. Den ekvivalenta resistiva lasten för likriktaren ansågs vara en god approximation vid sinusformad inspänning men då frekvensomriktaren matade kretsen med en fyrkantsvåg blev approximationen något sämre, men ansågs även där vara en accepterad approximation.

Ytterligare simuleringar utfördes då inspänningen var av fyrkantskaraktär till följd av frekvensomriktaren inklusive diodlikriktare och ekvivalent last för batteriet respektive ekvivalent last för diodlikriktaren. Dessa simuleringar gjordes för att reda ut om det var möjligt att approximera diodlikriktare med efterföljande resistiv last med en resistiv ekvivalent likt i [52]. I tabell 5.3 och 5.4 presenteras resultaten från de aktuella testerna.

Tabell 5.3: Teoretisk, $P_{teoretisk}$, respektive simulerad, $P_{simulerad}$, uteffekt med ekvivalent resistiv last, R_{Leqv} .

U_{in} [V]	$P_{teoretisk}$ [W]	$P_{simulerad}$ [W]	$P_{teoretisk}/P_{simulerad}$ [-]
100	14,92	13,17	1,132
150	33,56	29,63	1,132
200	59,66	52,67	1,132
250	93,22	82,3	1,132
300	134,2	118,5	1,132
500	372,9	329,2	1,132

Tabell 5.4: Teoretisk, $P_{teoretisk}$, respektive simulerad, $P_{simulerad}$, uteffekt med diodlikriktare samt ekvivalent last för batteriet, R_L .

U_{in} [V]	$P_{teoretisk}$ [W]	$P_{simulerad}$ [W]	$P_{teoretisk}/P_{simulerad}$ [-]
100	14,92	17,31	0,862
150	33,56	36,93	0,909
200	59,66	63,85	0,934
250	93,22	98,06	0,951
300	134,2	139,6	0,961
500	372,9	378,5	0,985

Den teoretiska uteffekten, $P_{teoretisk}$, kunde bestämmas enligt ekvation 3.21 och inkluderar inga förluster förknippade med frekvensomriktare eller likriktare. Det visade sig att kvoten mellan den teoretiskt beräknade uteffekten och den simulerade uteffekten hölls konstant då den ekvivalenta resistiva lasten användes. Då likriktaren kopplades på blev precisionen bättre desto högre inspänningen blev, vilket skulle kunna förklaras av diodernas olinjära beteende. Den teoretiska uteffekten blev dock lägre än den simulerade med frekvensomriktare, vilket kan vara ett resultat av fyrkantsvågens alla frekvenskomponenter som också de bidrar till effektöverföring. Det är alltså möjligt att använda sig av ett förenklat kretsschema för att bestämma diverse parametrar samt vilken uteffekt som lasten skall konsumera. Det är dock ändå av vikt att utföra simuleringar för att undersöka parametrar som ej ingår i de teoretiska formlerna, exempelvis förluster i kraftelektroniska komponenter samt vågformer för spänning och ström.

5.3 Förluster och verkningsgrad från simulering

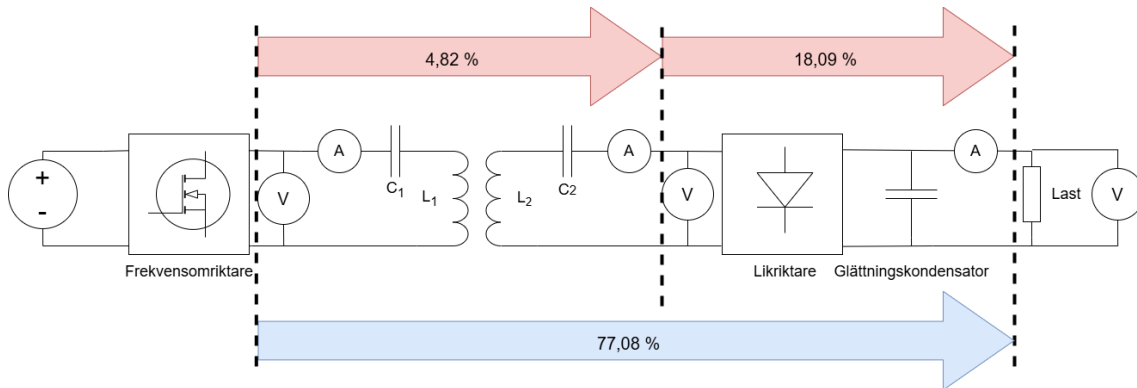
I Simulink utfördes ett test med en inspänning på 207 V. I testet användes även primär- och sekundärspolens resistanser och induktanser från FEM-simuleringar i COMSOL. Därav anpassades också effektkompenserings kondensatorerna utifrån självinduktanserna. Testet resulterade i 18,68 V över lasten, samt 5,049 A genom lasten, vilket var jämbördigt med det önskade resultatet. I tabell 5.5 nedan presenteras effektförlusterna och verkningsgraden från testet ovan med ideala resistanser och induktanser.

Tabell 5.5: Simulerade effektförluster över primär- och sekundärspolen och dess tillhörande kondensatorer, ΔP_{TxRx} , likriktaren, $\Delta P_{likriktare}$, samt den totala effektförlusten från utgången av frekvensomriktaren till lasten, ΔP_{last} .

ΔP_{TxRx} [W]	$\Delta P_{TxRx}/P_{in}$ [%]	$\Delta P_{likriktare}$ [W]	$\Delta P_{likriktare}/P_{in}$ [%]	ΔP_{last} [W]	P_{last}/P_{in} [%]
5,90	4,82	22,1	18,1	28,0	77,1

Den procentuella effektförlusten för olika delar av kretsen, samt placering av mätnstrument visas i figur 5.2. I röd färg visas den procentuella effektförlusten över

primär- och sekundärsidan, P_{TxRx} , samt motsvarande förlust över likriktaren, $P_{likriktare}$. I blå färg visas verkningsgraden för systemet.



Figur 5.2: Simulerade effektförluster i rött och verkningsgrad i blått för simulerade värden.

6

Konstruktion, testning och utvärdering av prototyp

I detta kapitel beskrivs konstruktionen av den trådlösa laddaren samt hur den testades och vilka resultat dessa medförde. Dessutom jämförs dessa resultat med simulerade resultat från tidigare kapitel.

6.1 Material

De komponenter som har använts under projektet presenteras i tabell 6.1 nedan. Följande komponenter köptes in via RS Components exklusive litztråden och frekvensomriktaren som tillhandahölls av projektets handledare.

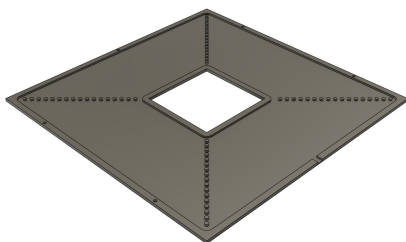
Tabell 6.1: Ingående komponenter i kretsen samt dess tillverkare och artikelnummer.

Komponent	Tillverkares artikelnummer	Komponentvärden
Elektrisola litztråd	11505621	-
Infineon MOSFET	IPDD60R045CFD7	-
TDK kondensatorer	B32024A3334M000	330 nF
	B32021A3332K000	3,3 nF
Vishay likriktare	GBPC1206-E4/51	-
Diodes INC. schottkydiod	SDT40A100CT	-
Nichicon kondensator	UCP2W101MHD	100 μ F
TE Connectivity effektmotstånd	175-2501	2,2 Ω
	CJP300J1R5J	1,5 Ω

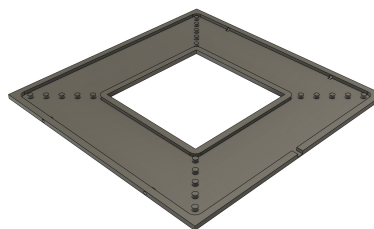
6.2 Tillverkning av prototyp

För att skapa prototypen användes CAD-programmet Fusion 360. Här skapades två plattor där litztråden kan viras runt små pinnar med önskat antal varv. Yttre kantlängden på sekundärplattan valdes till 36 cm för att matcha storleken på drönaren. Utifrån resultatet under rubrik 4.3.4 gjordes primärspolens yttre kantlängd till 43 cm. Den inre kantlängden dimensionerades till 20 cm för båda sidorna, men på primärsidan valdes den till 15 cm för att möjliggöra ytterligare undersökningar. För att

underlätta konstruktionen av spolen modellerades 17 respektive 5 pinnar på primär- och sekundärplattan som litztråden fästes runt. För att uppnå lindningsförhållandet 38:5 krävdes två respektive tre lindningar på varannan pinne på primärsidan, medan i sekundärspolen krävdes endast vara en lindning per pinne. 3D-modellerna av plattorna till primär- och sekundärspolen kan ses i figur 6.1 och 6.2 nedan, och i figur 6.3 visas hur de såg ut tillsammans med drönaren.



Figur 6.1: Primärplattan av den trådlösa laddaren.



Figur 6.2: Sekundärplattan av den trådlösa laddaren.



Figur 6.3: Bild på drönaren med primär- och sekundärplattan

Dessa plattor skrevs sedan ut i en Prusa MK4S 3D-skrivare med PLA-plast på grund av dess styva egenskaper. Till följd av 3D-skrivarens storleksbegränsning tillverkades vardera platta i sex mindre delar som sedan fixerades på en plexiglasskiva med hjälp av buntband. Ledande material, såsom bultar och muttrar, undveks för att minimera konstruktionens inflytande på magnetfältet.

Utifrån existerande drönarbatterytyper fastställdes den tråddiameter som skulle användas. Trådarean valdes utifrån att IPT-systemet skulle fungera för olika drönare och varierande strömstorlekar. I Bilaga A utläses att de största drönarbatteryerna har en batteristorlek på 38 Ah. Utifrån det valdes trådarean så att det skulle vara möjligt att ladda dessa batterier på en timme. För att motverka virvelströmmar

användes litztråd med dess låga växelströmsförluster. Med hjälp av systemets frekvensen på 85 kHz kunde inträngningsdjupet beräknas ur ekvation 3.11 till $\delta = 0,22$ mm.

Litztrådens totala strömdensitet bör ej överstiga 5 A/mm^2 samt diametern på dess kardeler rekommenderas vara hälften av inträngningsdjupet vilket i detta fall innebar en diameter på cirka $0,1 \text{ mm}$ [60][61]. Det totala antalet kardeler hos litztråden uppskattades sedan enligt formeln nedan,

$$\text{Antal kardeler} = \frac{\text{Area kabel}}{\text{Area kardel}} = \frac{\frac{38 \text{ [A]}}{5 \text{ [A/mm}^2]}}{\pi \cdot \left(\frac{0,1}{2}\right)^2 \text{ [mm}^2]} \approx 969 \text{ kardeler,}$$

och dess längd uppskattades sedan genom ekvation 6.1 nedan,

$$l = \frac{N \cdot s \cdot (a + b)}{2}, \quad (6.1)$$

där N är antalet varv, s är antalet sidor, samt a och b är yttre respektive inre kantlängden. Enligt ekvation 6.1 beräknades primär- och sekundärsidans trådlängd till $47,9$ respektive $11,2$ m. Sedan lindades litztråden på primär- och sekundärsidan med 38 respektive 5 varv.

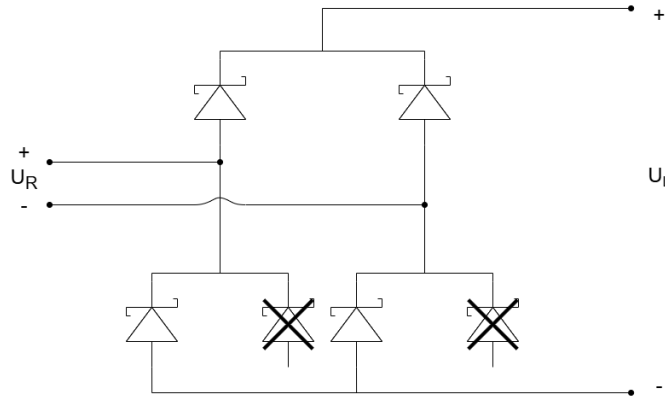
Utifrån begränsningar av strömdensitet på 5 A/mm^2 beräknades trådarean för primär- och sekundärsidan. På grund av att strömstorleken i primär- och sekundärspolen simulerades till cirka $0,5 \text{ A}$ respektive cirka 5 A , var olika ledningsareor nödvändigt. För att åstadkomma detta användes en litztråd med cirka $5,7 \text{ mm}^2$ trådarean till sekundärspolen. Denna litztråd delades upp i delar av cirka $0,78 \text{ mm}^2$ trådarean som användes för primärspolen. Därefter löddes flera av dessa samman för att uppnå önskad längd för primärspolen. Senare placerades krympslang över trådens in- och utgångar för att förbättra isoleringen. Trådarna tvinnades också samman i syfte att minska induktansen. Därefter konstruerades den reaktiva effektkompenseringen genom att seriekoppla kondensatorer enligt SS-topologi. Kondensatorernas värde beräknades enligt ekvation 3.14 utifrån uppmätta värden på spolarnas självinduktanser L_1 och L_2 . De uppmätta kapacitanserna presenteras tillsammans med de uppmätta självinduktanserna i tabell 6.2.

Tabell 6.2: Primär- och sekundärsidan självinduktanser och resulterande faskompenserings kapacitanser.

Komponent	L_1	L_2	C_1	C_2
Värde	$628,6 \text{ } \mu\text{H}$	$13,0 \text{ } \mu\text{H}$	$5,45 \text{ nF}$	$249,7 \text{ nF}$

Kondensatorerna fixerades sedan på en prototypbräda där den kompletta likriktaren gjord av kiseldioder även löddes på tillsammans med en dess efterföljande glättningskondensator. Ytterligare en diodlikriktare baserad på Schottkydioder konstruerades

enligt figur 6.4 eftersom att Schytkydioder har bättre egenskaper vid 85 kHz än kiseldioder [62]. Schottkydioderna har ett framspänningsfall, $V_F = 0,68 \text{ V}$, en inre resistans, $R_F = 0,08 \text{ }\Omega$, samt en arbetstemperatur på $-50^\circ\text{C} - 150^\circ\text{C}$ [63].



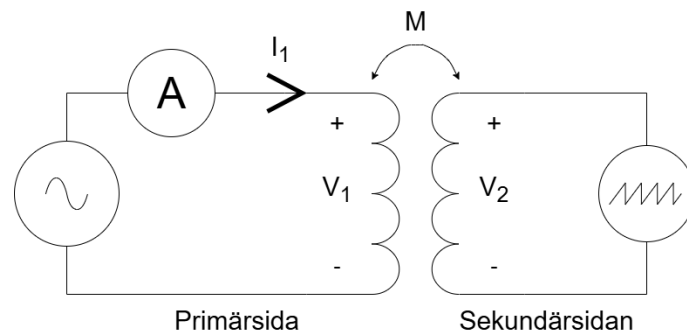
Figur 6.4: Kretsschemat på den Schytkydioid baserade likriktaren. Dioder med kryss utnyttjas ej.

Frekvensomriktaren är avsedd att producera, med hjälp av förprogrammerade styr-sig-naler och fyra MOSFETar, en fyrkantsvåg med godtycklig frekvens. Transisto-rerna har en påslagningsresistans på $45 \text{ m}\Omega$ och är märkta för 61 A respektive 39 A vid komponenttemperaturerna 100°C och 25°C , samt maximal uteffekt på 379 W vid komponenttemperaturen 25°C [64]. Till sist användes två seriekopplade ef-fektmotstånd, se tabell 6.1, för att konstruera lasten med tänkt resistans på $3,7 \text{ }\Omega$.

6.3 Testning av prototyp

Då simuleringarna var färdiga jämfördes dessa med mätningarna på prototypen. Först testades primär- och sekundärspolens resistanser och induktanser med im-pedansmätningssinstrumentet GW Instek LCR-8110G. Dessa tester utfördes vid tänk-ta arbetsfrekvensen, $f = 85 \text{ kHz}$, för att sedan jämföras med simuleringar.

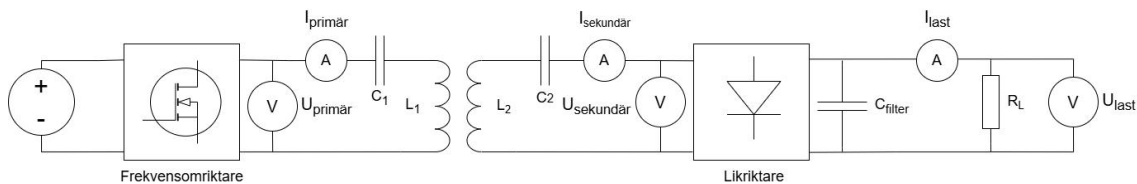
Därefter utfördes tester för ömsesidig induktans och kopplingsfaktor för två olika spoltopologier. Dessa efterliknade de simulerade designerna A och E. Designerna tes-tades för horisontella felinställningar i riktning v_2 och v_3 , se figur 4.6. I experimen-ten var primär- och sekundärsidan lindade med 38 respektive 5 varv och luftgapet var 10 mm. I testet användes Keysight U1272A multimetern för att mäta strömmen I_1 på primärsidan och oscilloskopet Teledyne Lecroy MDA 8058HD användes för att mäta spänningen U_2 på sekundärsidan, vilket presenteras i figur 6.5. Därefter kunde den ömsesidiga induktansen och kopplingsfaktorn beräknas med ekvation 3.6 och 3.9.



Figur 6.5: Mätupställning vid testning av I_1 och V_2 för att beräkna ömsesidig induktans, M .

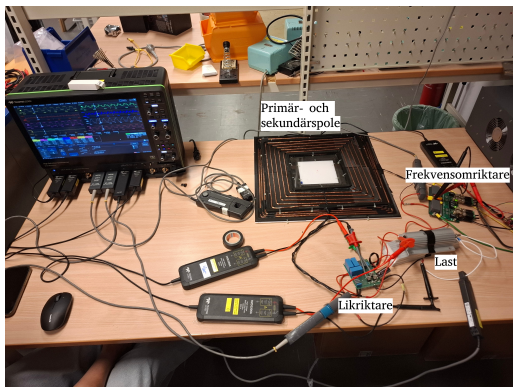
För att hitta resonansfrekvensen gjordes ett frekvenssvep mellan 40 och 120 kHz med instrumentet GW Instek LCR-8110G, där impedansen mättes. Den lägsta impedansen uppmättes vid resonansfrekvensen då kretsen är fullständigt reaktiv effektkompenserad, det vill säga att impedansen är rent resistiv. Testet utfördes för både primär- och sekundärspolen för att ta reda på ifall de hade liknande resonansfrekvens.

Systemets utgångseffekt och verkningsgrad beräknades efter att systemet kopplats upp enligt figur 6.6 nedan. I experimentet fästes ström- och spänningsprober för att mäta följande spänningar och strömmar; $U_{\text{primär}}$, $I_{\text{primär}}$, $U_{\text{sekundär}}$, $I_{\text{sekundär}}$, U_{last} och I_{last} , vilket kan ses i figur 6.7.

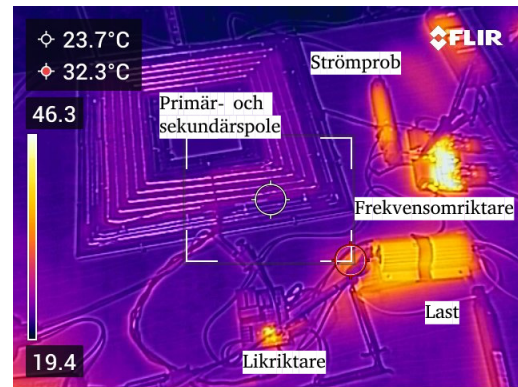


Figur 6.6: Mätupställning vid effektmätning.

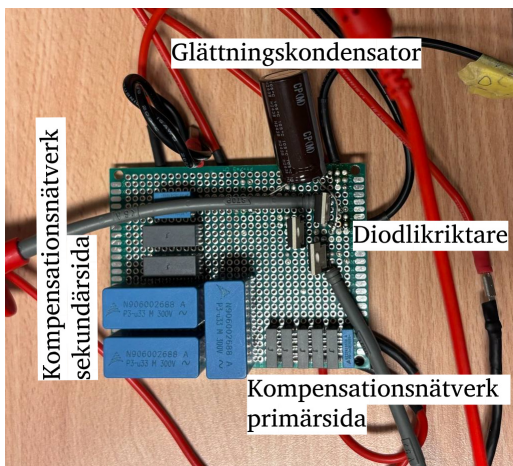
Vid första experimentet användes frekvensen 85 kHz. Spänningen från likspänningsaggregatet höjdes tills spänningen över lasten, U_L , hade uppgått till 18,5 V. Under experimentet användes även en infraröd kamera för att lokalisera värmeförluster, samt eventuella defekter, vilket kan ses i figur 6.8 och 6.10.



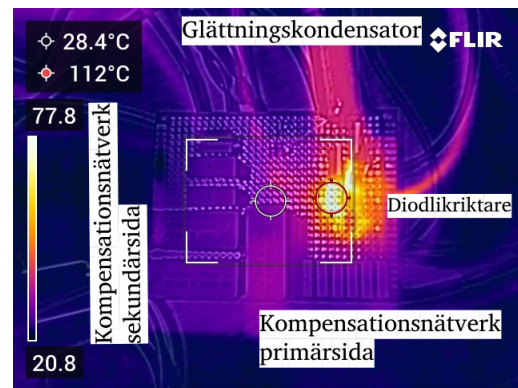
Figur 6.7: Mätning av effekt på lasten.



Figur 6.8: Mätning av effekt vid lasten på 207 V likspänning genom infraröd kamera.



Figur 6.9: Prototypbräda med kompenseringsnätverk, likriktare och glättningskondensator.



Figur 6.10: Infraröd bild på prototypbräda med kompenseringsnätverk, likriktare och glättningskondensator.

Därefter utfördes tester med två ytterligare frekvenser anpassade utifrån resultatet från resonansfrekvenstesterna, då $U_{in} = 207 \text{ V}$.

Sist utfördes även tester på hur kraftöverföringen påverkas av felplacering av spolarna. Likt tidigare testades felplacering i riktning v_2 , det vill säga vinkelrätt horisontellt, se figur 4.6. I experimentet matades kretsen med en fast inspänning på $U_{in} = 207 \text{ V}$ och en variabel inström, I_{in} , från likspänningsaggregatet. Mätupställningen visas i figur 6.7.

6.4 Uppmätta komponentvärden

I tabell 6.3 presenteras de uppmätta komponentvärdena jämfört med de önskade komponentvärdena enligt simuleringar i COMSOL och Simulink.

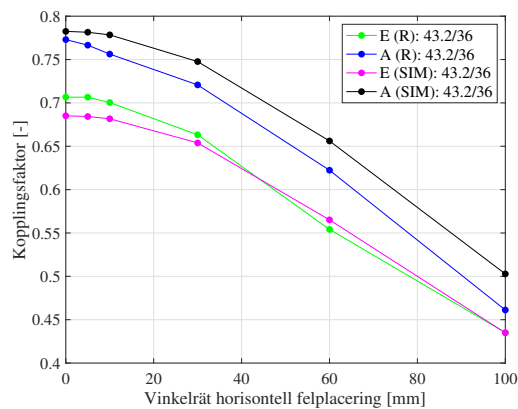
Tabell 6.3: Uppmätta komponentvärden med hjälp av GW Instek LCR-8110G och Keysight U1272A.

Komponent	Uppmätt komponentvärde	Önskat idealt komponentvärde
Primärspolens självinduktans, L_1	628,6 μH	619,3 μH
Primärspolens resistans, R_1	10,86 Ω	0,96 Ω
Sekundärspolens självinduktans, L_2	13,0 μH	10,72 μH
Sekundärspolens resistans, R_2	381,2 m Ω	15,4 m Ω
Primärsidans kompenseringskondensator, C_1	5,45 nF	5,58 nF
Sekundärsidans kompenseringskondensator, C_2	249,7 nF	270,0 nF
Filterkondensator, C_{filter}	92,3 μF	100 μF
Lastresistans, R_L	3,6 Ω	3,7 Ω

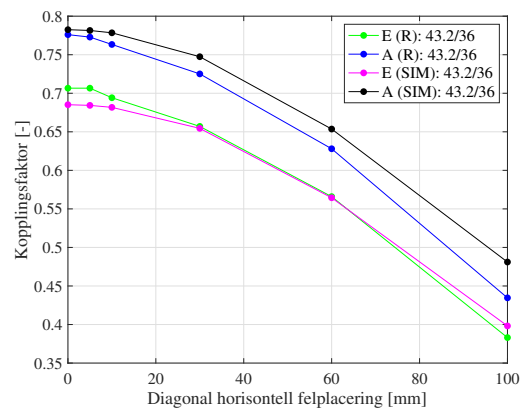
Som kan ses i tabellen ovan överensstämmer inte de uppmätta komponentvärdena helt och hållet jämfört med de önskade komponentvärdena. Speciellt är resistanserna R_1 och R_2 betydligt högre i praktiken än de simulerade värdena.

6.5 Olika spoltopologier och dess egenskaper

Först utfördes felplaceringstester i vinkelrätt horisontellt samt diagonalt horisontellt led. I figur 6.11 och 6.12 nedan visas kopplingsfaktorn vid horisontell felplacering för design A och E jämfört med tidigare FEM-simulerade resultat av respektive design.



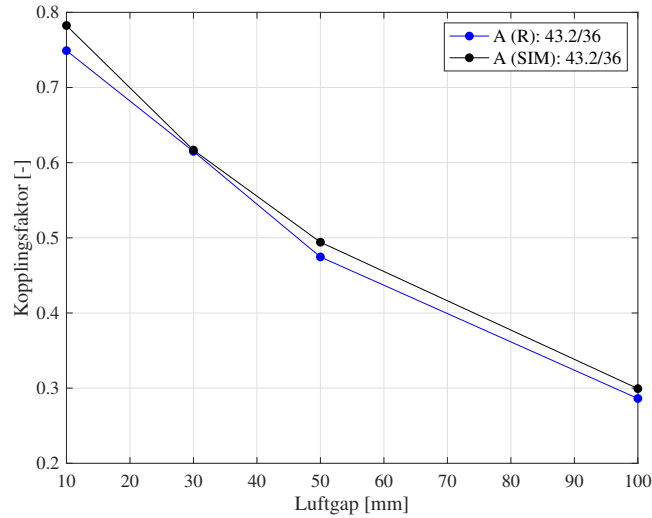
Figur 6.11: Kopplingsfaktorn vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2 .



Figur 6.12: Kopplingsfaktorn vid diagonal horisontell felplacering, v_3 .

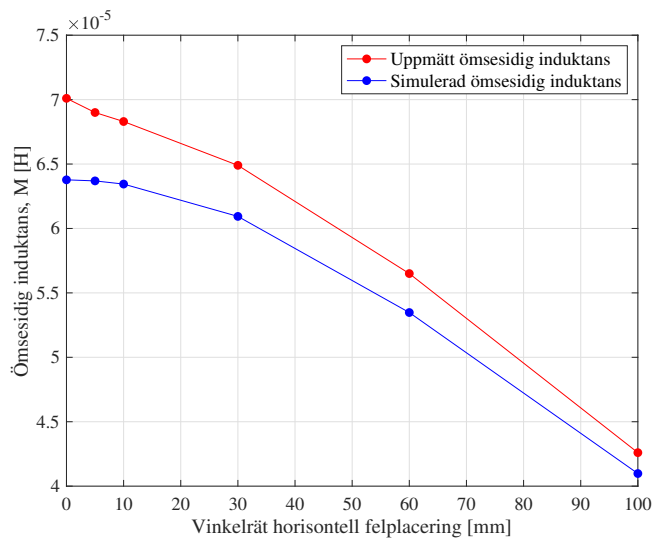
Ur figur 6.11 och 6.12 går det urskilja att den simulerade och riktiga design A resulterar i högst kopplingsfaktor för alla avstånd. Design A är minst känslig för felplacering då lutningen på dess kurva är minst. Utifrån ovan presenterade resultat beslutades att design A, det vill säga en spoltopologi då $a_1 = 43,2$ cm, $b_1 = b_2 = 20$ cm, $a_2 = 36$ cm, $d_1 = 11,6$ cm och $d_2 = 8$ cm var den mest fördelaktiga designen utifrån syftet. Denna design användes fortlöpande genom resterande del av projektet,

då med ett lindningsförhållande mellan primär- och sekundärspolen på 38:5. För de simulerade liksom experimentella resultaten presenteras även luftgapsmätningen för valda design A i figur 6.13 nedan.



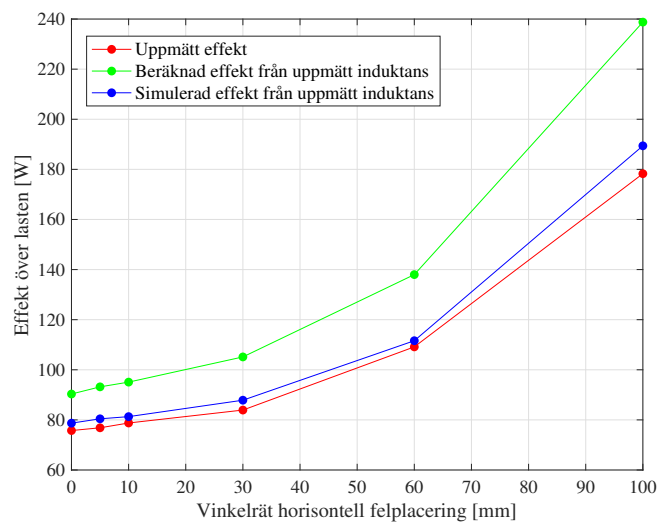
Figur 6.13: Jämförelse av kopplingsfaktor för riktig och simulerad konstruktion.

Det uppenbarar sig i figur 6.13 att resultaten följer de FEM-simulerade resultaten, liksom tidigare resultat, det vill säga att kopplingsfaktorn avtar då luftgapet, v_1 , ökar. Det är även möjligt att från figur 6.11 och 6.12 se att kopplingsfaktorn mellan de två spolarna minskar då de placeras längre ifrån varandra. I figur 6.14 nedan presenteras hur den ömsesidiga induktansen påverkas av vinkelrät horisontell felplacering.



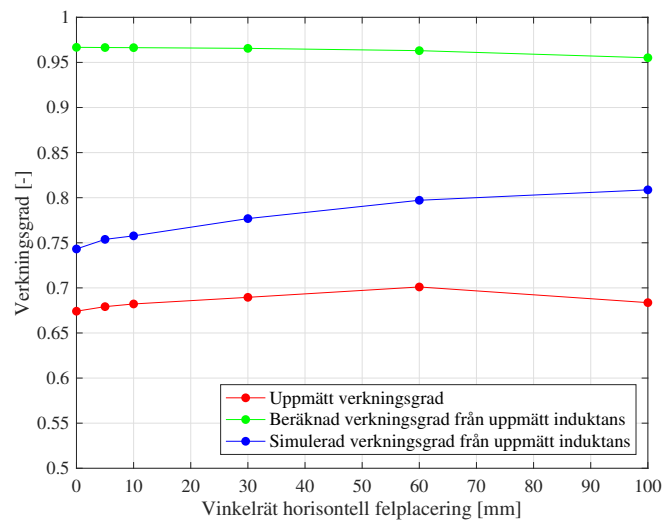
Figur 6.14: Ömsesidig induktans, M, vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2 .

Ur figuren konstateras att både uppmätt och simulerad ömsesidig induktans minskar i liknande takt då spolarnas centrum förflyttas längre ifrån varandra. Vidare visar ekvation 3.21 att in- och uteffekten ökar då den ömsesidiga induktansen M minskar. I figur 6.15 nedan presenteras den uppmätta, beräknade samt simulerade effekten över lasten, P_{ut} vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2 . Där de beräknade och simulerade effekterna tagits fram utifrån uppmätta ömsesidiga induktanser, M , med hjälp av ekvation 3.21 och Simulink. I experimentet och kretssimuleringen var inspänningen, U_{in} , fast vid 207 V och inströmmen, I_{in} , variabel.



Figur 6.15: Effekt över lasten, P_{out} , vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2 .

Figur 6.15 ovan påvisar att effekten över lasten, P_{ut} , ökar då felplaceringen ökar inom mätområdet. Dessutom observeras att den beräknade effekten är betydligt högre än den simulerade och uppmätta effekten. I figur 6.16 nedan presenteras den resulterande verkningsgraden vid felplacering.

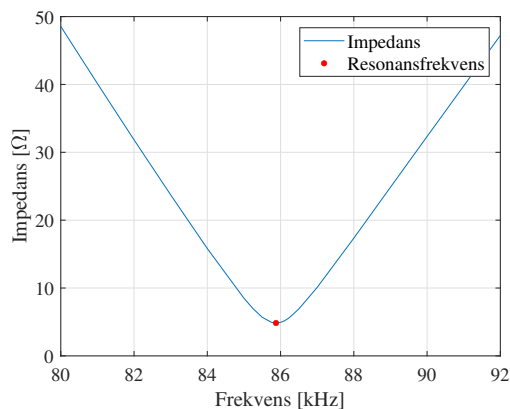


Figur 6.16: Verkningsgraden för systemet vid vinkelrät horisontell felplacering, v_2 .

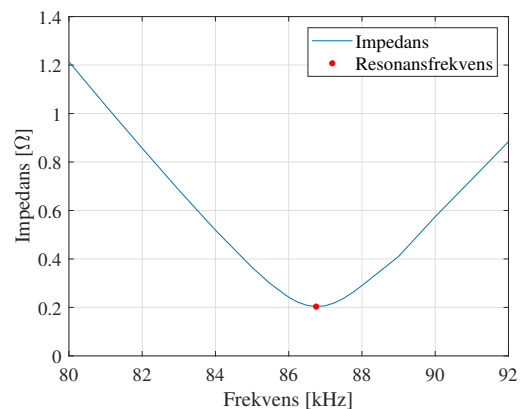
Från figur 6.16 kan det urskiljas att verkningsgraden inte påverkas drastiskt av felplacering. Däremot kan det fastslås att den beräknade verkningsgraden minskar med felplacering. Tvärtom ökar den simulerade verkningsgraden med felplacering medan den uppmätta verkningsgraden ökar mellan 0 – 60 mm och minskar mellan 60 – 100 mm.

6.6 Resonansfrekvens och Q-värde

Resonansfrekvensen är den frekvens där kretsen har lägst impedans vilket kan urskiljas från figur 6.17 och 6.18. Resonansfrekvensen blev för primärspolen 85,875 kHz och 86,750 kHz för sekundärspolen.



Figur 6.17: Primärsidans impedans för olika frekvenser.



Figur 6.18: Sekundärsidans impedans för olika frekvenser.

Genom de uppmätta komponentvärdena från tabell 6.3 kan resonansfrekvenserna

räknas ut enligt ekvation 3.15. Primärsidan och sekundärsidans resonansfrekvenser blir då 85,987 kHz respektive 88,336 kHz. Primärsidans teoretiska resonansfrekvens stämmer väl överens med den uppmätta, medan sekundärsidans teoretiska resonansfrekvens är 1,83 % högre än den uppmätta.

I tabell 6.4 presenteras resultatet av tre experiment med frekvenser, f , i närheten av primär- och sekundärsidans uppmätta resonansfrekvenser. I tabellerna visas spänning, ström och effekt efter frekvensomriktaren och över lasten samt den resulterande verkningsgraden.

Tabell 6.4: Uppmätta värden vid olika frekvenser.

Parameter	$f = 85 \text{ kHz}$	$f = 85,875 \text{ kHz}$	$f = 86,75 \text{ kHz}$
$U_{\text{in (rms)}} \text{ [V]}$	207,15	206,98	206,74
$I_{\text{in (rms)}} \text{ [mA]}$	558,4	552,0	556,1
$P_{\text{in}} \text{ [W]}$	115,7	114,3	115,0
$U_{\text{last (rms)}} \text{ [V]}$	17,309	17,147	16,958
$I_{\text{last (rms)}} \text{ [A]}$	4,578	4,565	4,540
$P_{\text{last}} \text{ [W]}$	79,24	78,28	76,99
$\eta \text{ [%]}$	68,5	68,5	66,9

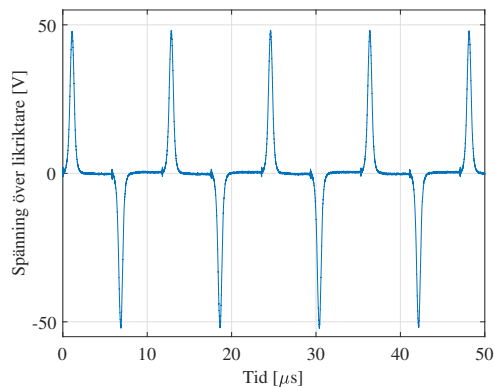
Primär- och sekundärsidans Q-värde beräknades med hjälp av ekvation 3.13 och mätvärdena i tabell 6.3. Notera den stora skillnaden mellan det simulerade och uppmätta Q-värdet.

Tabell 6.5: Q-värden för primär- och sekundärspolen från uppmätta samt simulerade värden.

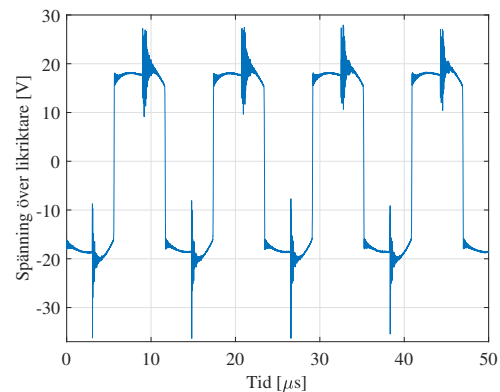
	Primärspolen	Sekundärspolen
$Q_{\text{uppmätt}} \text{ [-]}$	31,27	18,93
$Q_{\text{simulerat}} \text{ [-]}$	347,0	409,2

6.7 Jämförelse av vågformer

Då den färdiga prototypen var fullständigt uppkopplad med alla dess ingående beståndsdelar analyserades de olika vågformerna i kretsen för att säkerställa att komponenterna fungerade i enlighet med kretssimuleringarna i Simulink. I figur 6.19 och 6.20 visas vågformen av spänningen över två olika likriktarna. Figur 6.19 visar spänningen när den kiseldiodbaserade likriktaren användes, medan figur 6.20 är den Schottkydiodbaserade likriktaren.



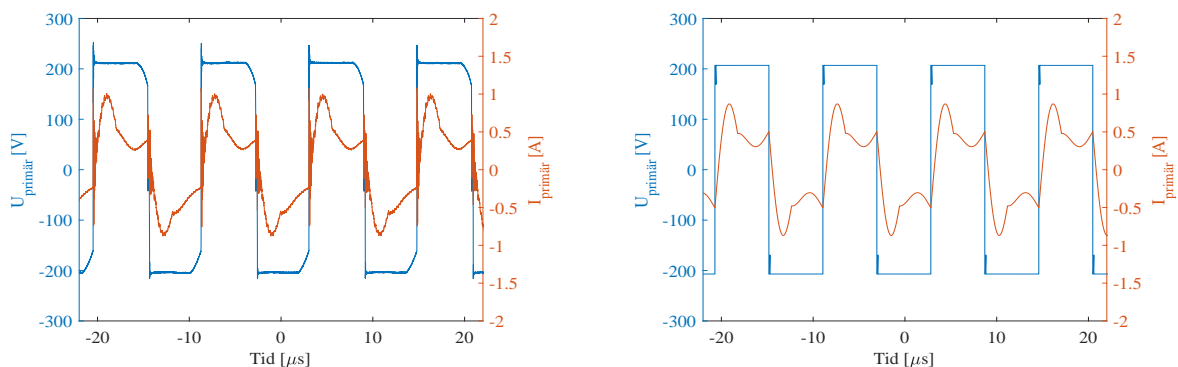
Figur 6.19: Vågformen av spänningen över likriktaren då kiseldiodlikriktare användes.



Figur 6.20: Vågformen av spänningen över likriktaren då Schottkydiodlikriktare användes.

Det var tydligt att den kiseldiodbaserade likriktaren inte producerade den önskade fyrkantsvågen. Schottkydiodlikriktaren presterade däremot bättre i det avseendet och resulterade i en relativt god fyrkantsvåg. Vågformen uppvisar dock transienter under dess positiva och negativa halvperiod som följd av påslagning och avstängning av frekvensomriktarens transistorer. Detta resultat låg till grund för valet av Schottkydioder istället för kiseldioder som grundläggande komponent i likriktaren.

Vågformerna för spänning och ström för primärsidan, sekundärsidan samt lasten presenteras i figur 6.21, 6.22 och 6.23. Figurerna innehåller både experimentellt uppmätta vågformer samt dess motsvarande simulerade resultat med de uppmätta värdena enligt 6.3. De experimentella vågformerna presenteras i figur 6.21a, 6.22a och 6.23a, medan de simulerade vågformerna, framtagna med hjälp av Simulink, återges i figur 6.21b, 6.22b och 6.23b.

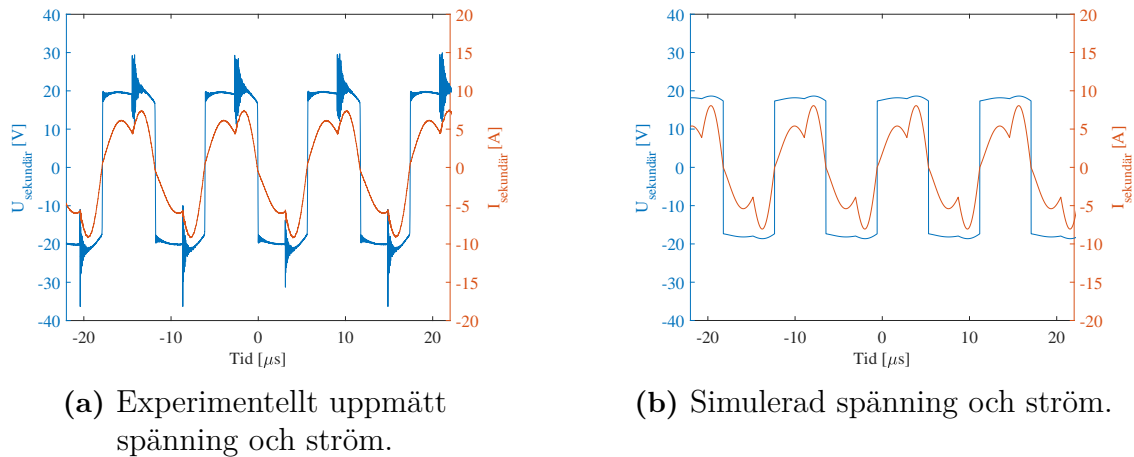


(a) Experimentellt uppmätt spänning och ström.

(b) Simulerad spänning och ström.

Figur 6.21: Experimentellt uppmätt och simulerad spänning och ström på primärsidan.

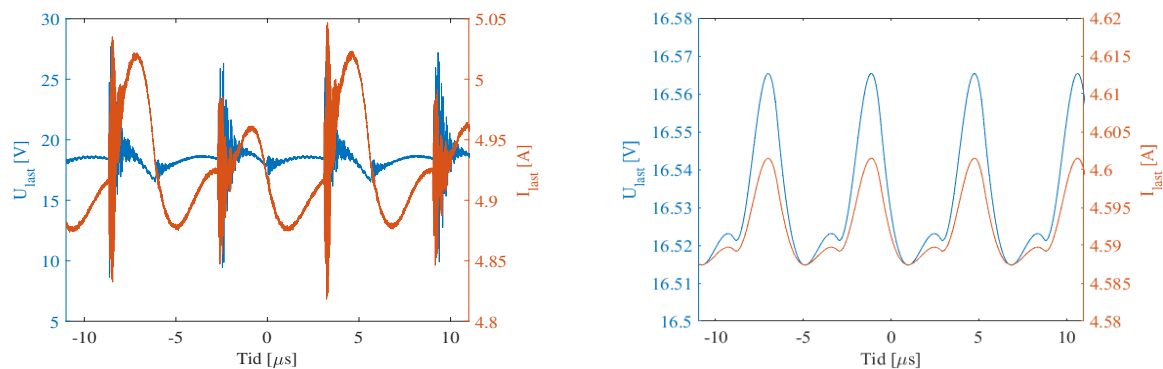
De experimentella vågformerna av primärsidans spänning och ström i figur 6.21 stämmer väl överens med dess simulerade motsvarighet. Både spänning och ström har en högre grad innevarande brus samt tydliga toppar vid påslagning och avstängning av frekvensomriktarens transistorer där strömmen visar sig ha påverkats mest. Spänningens fyrkantsvåg dämpas också något efter varje halvperiod innan nästa transistorpåslagning sker. Ytterligare är det möjligt att se strömmens icke sinusformade natur på såväl de experimentella resultaten liksom de simulerade.



Figur 6.22: Experimentellt uppmätt och simulerad spänning och ström på sekundärsidan.

Figur 6.22 visar upp vågformerna för spänning och ström på sekundärsidan. Den experimentellt uppmätta strömmen genom sekundärsidan stämmer väl överens formmässigt med de simulerade resultaten, medan den uppmätta spänningen lider av tydliga effekter från de transienter som uppstår vid påslagning och avstängning av transistorerna i frekvensomriktaren. Även ett visst brus kan observeras i den experimentellt uppmätta spänningen över sekundärsidan. Viktigare att notera är dock att sekundärströmmen inte är av ideal sinusform liksom strömmen i primärsidan.

I övrigt har både spänning och ström fasförskjutits mellan figur 6.21 och 6.22. Mellan vågformerna i figur 6.21a och 6.22a uppgår denna fasförskjutning till $80,7^\circ$ samt $96,6^\circ$ för motsvarande fasförskjutning mellan vågformerna i figur 6.21b och 6.22b. Spänning och ström är dock fortfarande i fas med varandra i både de experimentella vågformerna liksom i de simulerade.



(a) Experimentellt uppmätt spänning och ström.

(b) Simulerad spänning och ström.

Figur 6.23: Experimentellt uppmätt och simulerad spänning och ström på lasten.

Lastspänningen och strömmens utseende i figur 6.23 uppvisar det distinkta rippel som orsakas efter likriktningen. I de simulerade resultaten uppgick spännings- och strömripplet till cirka 0,04 V och 0,01 A medan det strömrippel uppmättes experimentellt var omkring 0,2 A, det vill säga 20 gånger större än det simulerade. Uppmätt spänningsrippel var också betydligt högre än det simulerade men dominerades i det fallet av de transienta effekter som efterföljer påslagning och avstängning av transistorerna. Dessa transienter visar sig inte alls i de simulerade resultaten utan ger sig endast till synes i de experimentella.

6.8 Simulerade och verkliga effektförluster genom kretsen

För att identifiera de största effektförlusterna utfördes mätningar över utgången av frekvensomriktaren och över ingången av diodlikriktaren samt över lasten. I tabell 6.6 presenteras kretssimuleringsresultaten med de verkliga uppmätta komponentvärdena presenterade i tabell 6.3. I tabell 6.7 presenteras resultaten från mätningarna på den verkliga prototypen. Fyra tester utfördes med olika inspänningar för att uppfylla olika krav på kretsens egenskaper. Test 1 är vid 207 V från likströmsaggregatet, test 2 är vid 207 V efter frekvensomriktaren, test 3 är vid 18.5 V över lasten och test 4 då 92.5 W mättes upp över lasten.

Tabell 6.6: Simulerade effektförluster över primär- och sekundärspolen och dess tillhörande kondensatorer, ΔP_{TxRx} , likriktaren, $\Delta P_{likriktare}$, samt den totala effektförlusten från utgången av frekvensomriktaren till lasten, ΔP_{last} .

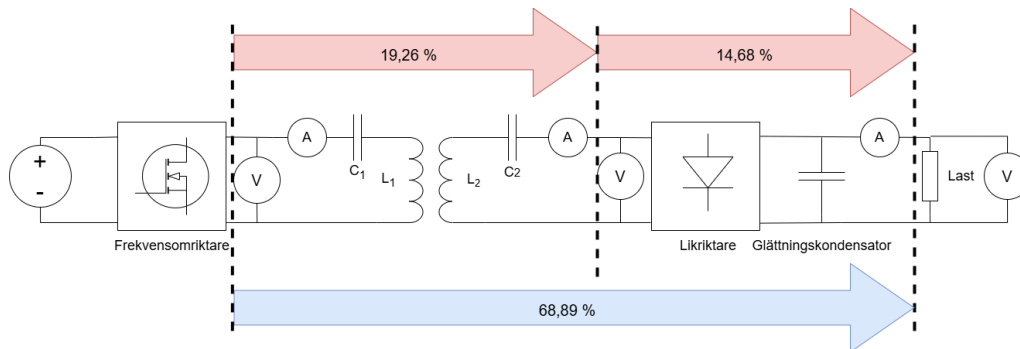
Test	ΔP_{TxRx} [W]	$\Delta P_{TxRx}/P_{in}$ [%]	$\Delta P_{likriktare}$ [W]	$\Delta P_{likriktare}/P_{in}$ [%]	ΔP_{last} [W]	P_{last}/P_{in} [%]
1	18,65	16,90	16,93	15,37	35,58	67,71
2	18,97	16,95	17,17	15,34	36,14	67,70
3	23,80	17,11	20,74	14,91	44,54	67,98
4	23,20	17,05	20,36	14,96	43,56	67,99

Det uppenbarades att förlusterna sker vid energiöverföringen mellan primär- och sekundärspolen samt över likriktaren. Procentuellt sett är förlusterna större över primär- och sekundärsidans spolar och kondensatorer i förhållande till likriktarens förluster.

Tabell 6.7: Uppmätta effektförluster över primär- och sekundärspolen och dess tillhörande kondensatorer, ΔP_{TxRx} , likriktaren, $\Delta P_{likriktare}$, samt den totala effektförlusten från utgången av frekvensomriktaren till lasten, ΔP_{last} .

Test	ΔP_{TxRx} [W]	$\Delta P_{TxRx}/P_{in}$ [%]	$\Delta P_{likriktare}$ [W]	$\Delta P_{likriktare}/P_{in}$ [%]	ΔP_{last} [W]	P_{last}/P_{in} [%]
1	22,19	19,26	13,65	14,68	35,84	68,89
2	20,01	18,14	14,54	16,10	34,55	68,67
3	22,43	17,22	16,94	15,71	39,36	69,77
4	21,62	17,44	15,85	14,48	37,47	69,78

Liknande resultat som i simuleringarna kan ses i verkligheten då förlusterna över primär- och sekundärspolen och dess kondensatorerna är procentuellt sett större än i likriktaren. Märkbart är dock att verkningsgraden är något högre i mätningarna på den verkliga prototypen än i simuleringarna. De uppmätta effektförlusterna har beräknats baserat på uppmätta värden som redovisas i bilaga E. I figur 6.24 nedan visualiseras de uppmätta förlusterna över de olika delarna i kretsen under test 1.



Figur 6.24: Test 1 från tabell 6.7 visualiserat. Röda pilar är effektförluster i procent och blå pil är verkningsgrad.

Utifrån Schottkydiodens egenskaper presenterade under rubrik 6.2 kan delar av effektförlusten över likriktaren beräknas. I test 1, uppmättes strömmen genom likriktaren till 4,59 A respektive 4,48 A vid simuleringen och experimentet. Effektförlusterna i likriktaren på grund av framspänningsfallet blir $2V_F I$ och effektförlusterna i likriktaren på grund av Schottkydiodernas inre resistans blir $2R_F I$. I tabell 6.8 nedan presenteras effektförlusterna ovan vid simuleringar i Simulink och riktiga experiment.

Tabell 6.8: Beräknade effektförluster över likriktaren för simulerade och uppmätta resultat, där P_{VF} är förluster på grund av framspänningsfallet och P_{RF} är förluster på grund av diodernas inre resistans.

	P_{VF} [W]	P_{RF} [W]	$P_{VF} + P_{RF}$ [W]	$(P_{VF} + P_{RF})/P_{in}$ [%]
Simulerad	6,24	0,73	6,98	6,63
Uppmätt	6,09	0,72	6,81	6,06

I tabell 6.8 ovan framgår det alltså att 6,63 % respektive 6,06 % av den totala in-effekten förloras på grund av Schottkydiodernas framspänningsfall och inre resistans i simulerade och uppmätta tester.

7

Diskussion

I detta kapitel ges en analys av resultaten från både simuleringar och experimentella tester, med fokus på att förklara de skillnader som uppstår. Diskussionen behandlar orsaker till effektförluster i kretsen, vikten av korrekt resonansfrekvens samt hur olika spoltopologier påverkar systemets känslighet för felplacering. Även oväntade observationer lyfts fram och möjliga förklaringar diskuteras. Kapitlet avslutas med förslag på framtida forskningsområden.

7.1 Spoltopologier och felplacering

Från FEM-simuleringarna är det tydligt att design B har högst kopplingsfaktor då luftgapet är minimalt. Samtidigt som design A och B har högre kopplingsfaktor än övriga designen när luftgapet ökar. Då luftgapet ökar finns det mer utrymme för ströfält och förluster därigenom. Dessa förluster minskar då spolarna täcker en större yta på grund av ett större uppfångat magnetiskt flöde. Om användningsområdet kräver ett stort luftgap är det alltså mest fördelaktigt att utnyttja en design där spolarnas innermått är litet. Nackdelen med denna design är dock att ytterligare litztråd krävs vilket ger avtryck på vikten som i drönarsammanhang kan vara avgörande.

Utifrån FEM-simuleringarna är det även möjligt att uppnå en maximal kopplingsfaktor mellan två plana kvadratiska spolar då förhållandet mellan primär- och sekundärspolarnas yttermått är 2,77 %. Detta gäller vid obefintlig felplacering samt ett konstant luftgap på 10 mm. Intressant är att detta motsäger tidigare forskning på cirkulära spolgeometrier där detta förhållande skulle uppgå till 20 %. I syfte att maximera kopplingsfaktorn utan felplacering finns det alltså anledning att utnyttja detta resultat vid val av spolgeometri.

Det bör dock understrykas att kopplingsfaktorn vid jämbördiga yttermått för primär- och sekundärspolen degraderar snabbare vid felplacering i förhållande till geometrier med större primärspole. I applikationer där det finns risk för felplacering är det viktigt att ta hänsyn till detta resultat vid val av spoltopologi. Felplacering vid manuell styrning av drönare kan komma att bli ett problem vilket gör det ännu viktigare att utnyttja den mest fördelaktiga spoltopologin i det avseendet, förslagsvis design A eller E.

De uppmätta resultaten med avseende på felplacering jämförde design A och E där det framgick att design A gav högst kopplingsfaktor över samtliga förskjutningar av sekundärspolen. För att verifiera de uppmätta resultaten jämfördes även luftgapsmätningen med de simulerade värdena som gav ett liknande resultat. Sammanfattningsvis ger spolgeometri A med dess större primärsida och mindre innermått en genomgående högre kopplingsfaktor. En nackdel med denna design är behovet av en stor mängd litztråd vilket ger upphov till en ökad massa samt högre kostnader vid tillverkning.

7.2 Strömförbrukning och verkningsgrad vid felplacering

Enligt ekvation 3.21 ökar effekten vid en minskning av den ömsesidiga induktansen. Detta observeras även i verkligheten då den horisontella felplaceringen ökar som i figur 6.15. Att den ömsesidiga induktansen minskar vid felplacering verifieras genom figur 6.14. Förklaringen till detta grundar sig i att kretsen drivs av en spänningskälla med obegränsad strömförbrukning. Då den totala impedansen minskar tillsammans med den ömsesidiga induktansen kommer mer ström att förbrukas från spänningsaggregatet medan spänningen hålls konstant. Detta leder till en ökad total effektförbrukning liksom en ökad effekt på lasten. Detta är ett problem som måste tas hänsyn till i batteriladdningssammanhang där det krävs att antingen spänningen eller strömmen hålls konstant genom laddningscykeln. Förslagsvis kan detta göras genom att implementera en strömbegränsningskrets som håller den drivande strömmen konstant och resulterar i en minskad effektförbrukning vid felplacering.

I figur 6.16 uppvisas verkningsgradens beroende på spolarnas horisontella felplacering. Den beräknade verkningsgraden med hjälp av ekvation 3.7.5 minskar med felplaceringen, tvärt emot den uppmätta och simulerade verkningsgraden. Denna motsägelse kan grunda sig i att ekvation 3.7.5 förutsätter fullständig reaktiv effektkompensering oavsett felplacering. Detta är inte fallet för den uppmätta och simulerade verkningsgraden då kretsen aldrig är fullständigt reaktiv effektkompenserad. Det kan vara så att självinduktanserna förändras och därmed resonansfrekvensen vid felplacering. Detta skulle kunna leda till att kretsen närmar sig resonans då spolarna förskjuts vilket i sin tur ger upphov till en högre verkningsgrad. Men då simuleringarna visar upp samma beteende och samtidigt förutsätter att kretsens frekvens alltid motsvarar resonansfrekvensen är detta osannolikt orsaken till att verkningsgraden ökar.

7.3 Förluster i kretsen

I tabell 6.7 utläses att förlusterna mellan frekvensomriktaren och likriktaren varierar mellan 20 - 22 W, vilket motsvarar 17 - 19 % av ineffekten. Dessa förluster kan antas vara rimliga eftersom resultaten i tabell 6.6 från kretssimuleringarna då prototypens resistanser och induktanser användes var jämbördiga. Primär- och sekundärsidans höga resistans som presenterats i tabell 6.3 är en bidragande faktor

till förlusterna. Jämfört med de simulerade värdena för resistanserna, presenterade i samma tabell 6.3, är de uppmätta resistanserna över elva gånger större. Detta kan bero på dålig ledningsförmåga i skarvar och kontakter samt trasiga kardeler inuti spolen. I tabell 5.5 presenteras effektförlusterna från kretssimuleringar då resistanser och induktanser från FEM-simuleringar användes. I tabellen utläses att effektförlusten över spolarna var 5,9 W, vilket skiljer sig 14 - 16 W jämfört med de uppmätta effektförlusterna.

Skillnaden i effektförluster presenterad ovan beror bland annat på spolarnas höga resistans. Däremot är det oklart hur mycket av de ytterligare förlusterna som beror på resistansen och inte andra faktorer. Möjligtvis skulle en av dessa faktorer kunna vara att systemet i simuleringarna är fullständigt reaktivt effektkompenserat till skillnad från det riktiga systemet. Genom att använda litztråd utan skarvar, samt andra kontakter hade alltså en del av förlusterna över primär- och sekundärsidan kunnat undvikas. Resterande förluster antas uppkomma i kraftöverföringen mellan spolarna.

Vidare kan det utläsas ur figur 6.7 och 6.24 att cirka 14 - 16 W effektförluster, motsvarande cirka 15 - 16 %, ligger över diodlikriktaren och glättningskondensatorn. I figur 6.10 visas att temperaturen i dioderna är 112°C, vilket tyder på effektförluster. Likriktaren har ett framspänningsfall och en inre resistans som ger upphov till effektförluster på 6,81 W, vilket motsvarar 6,06 % av ineffekten. Vidare i figur 6.22a går det att utläsa spännings- och strömkurvan över och genom sekundärsidan. Spänningskurvan uppvisar transienter uppkomna från icke-idealiteter i frekvensomriktaren, vilket skulle kunna leda till effektförluster. Från resultaten går det däremot inte att säga hur stora förluster transienten orsakar. Resterande förluster över likriktaren kan återigen bero på dåliga lödningar och kontakter.

7.4 Betydelsen av spolarnas resonansfrekvens

På grund av att de uppmätta resonansfrekvenserna för primär- och sekundärspolen ej överensstämmer med den optimalt simulerade frekvensen är 85 kHz inte längre den frekvens som ger lägst impedans för det resonerande systemet. Detta ger upphov till större reaktiva effektförluster samt oönskade resonansfrekvenser i systemet. Differensen i resonansfrekvens har i stor utsträckning att göra med komponentvärdena, speciellt kapacitansen hos kompenseringskondensatorerna som skiljde sig från de ideala värdena, vilket ger upphov till ett skifte i resonansfrekvensen. Tre olika frekvenser testades även för att utvärdera om primär- eller sekundärsidans resonansfrekvens gav upphov till en högre verkningsgrad, men ingen markant skillnad i verkningsgrad kunde observeras. Detta resultat var oväntat då ett skifte i frekvens bör ha inverkan på effektöverföringen och därmed verkningsgraden.

Ett önskat resultat för Q-värdet kunde observeras i tabell 6.5 där de uppmätta värdena låg långt under de simulerade. Detta har stor inverkan på resonansfrekvensen hos systemet samt ger en sämre verkningsgrad. Anledningen till att Q-värdet var såpass lågt har till stor del att göra med den höga resistansen i litztråden.

Förbättringar som kunde gjorts inkluderar högre induktans i spolarna, mer överensstämmande kompenseringskapacitans samt en hel litztråd utan skarvar för att minska dess resistans.

7.5 Analys av vågformer

Vågformerna för både spänning och ström är viktiga mått på hur kretsen fungerar och kan med hjälp av teorin understödja en god analys av systemets prestanda. Först var valet av Schottkydioder för att konstruera diodlikriktaren en självklarhet på grund av deras egenskaper vid högre frekvenser jämfört med kiseldioder. På grund av den höga frekvensen har kiseldioderna problem att öppnas och stängas med önskad frekvens, vilket leder till den släpande vågformen enligt figur 6.19. Spänningen över den Schottkybaserade diodlikriktaren uppvisade dock tydliga spikar i dess positiva och negativa halvperiod. Dessa spikar beror snarare på högfrekventa transienta förlopp vid påslagning och avstängning av frekvensomriktarens transistorer än Schottkydioderna på grund av deras försumbara återhämtningsfördröjning.

Primärsidans vågform av spänningen uppvisade högfrekventa transienter som ett resultat av påslagning och avstängning av frekvensomriktarens transistorer liksom strömmens vågform på primärsidan. Dessa transienter visade sig ännu tydligare hos spänningen på sekundärsidan. De skulle möjligtvis kunna elimineras med hjälp av ett efterföljande LC-nätverk på utgången av frekvensomriktaren. Nackdelen med LC-nätverket skulle dock vara att fler reaktiva komponenter blandas in i kretsen och ger upphov till komplex faskompensering. I lastspänningen som visades i figur 6.23a är dessa transienter extra tydliga med avvikande amplituder på mer än halva medelvärdet. Då det är av stor vikt att antingen upprätthålla en konstant spänning eller ström under laddning av litiumjonbatterier måste dessa transienter dämpas innan denna prototyp appliceras i ett praktiskt sammanhang.

En av de viktigare aspekterna ur en effektivitetssynpunkt är strömmens vågform på primär- respektive sekundärsidan. Som uppenbarats i figurerna 6.21 och 6.22 är strömmen ej sinusformad, det vill säga att det finns flera resonansfrekvenser som interfererar och förvränger vågformen. För att få en skarpare resonansfrekvens och därmed en renare sinusform på strömmen är Q -värdet ett mått som bör maximeras. På grund av primär- och sekundärspolens höga resistans är det en aspekt som först bör ses över för att öka Q -värdet, se ekvation 3.12. Ytterligare är det möjligt att använda ferrit för att öka självinduktansen hos spolarna och därmed Q -värdet enligt ekvation 3.12. Högre Q -värde ger upphov till en skarpare resonansfrekvens och resulterar i en högre verkningsgrad för systemet. Dessutom, som tidigare uppvisats i teorin, har Q -värdet en ännu större inverkan på effektiviteten då kopplingsfaktorn är hög, vilket i detta fall är aktuellt med en kopplingsfaktor nära 0,8. För att förbättra effektiviteten i systemet är det alltså Q -värdet som i första hand bör utvärderas.

7.6 Vidare forskning

För det laddningssystem som har tagits fram så måste det anpassas för att passa till drönaren. Det första som hade behövts göra är att dela upp det kretskortet med filterkondensator, sekundär och primär kompenseringssystem samt Schottkydioderna. Det hade även behövts designa en kylningslösning för dioderna så att de inte riskerar att överhettas vid användning.

Som har nämnts under rubrik 3.5 och 7.5 kan ferrit användas för att öka effektiviteten i ett trådlöst laddningssystem. I vidare forskning hade det varit intressant att undersöka hur ferriten skulle kunna användas och hur mycket påverkan det skulle haft på systemeffektivitet och Q-värde. Det skulle även vara av intresse att undersöka hur spolarnas självinduktanser och resonansfrekvenser påverkas av felplaceringar.

Som tidigare upptäckts ökar uteffekten med förskjutningen mellan primär- och sekundärspolen vilket är ett oönskat scenario vid laddning av ett batteri. Därför skulle det vara av intresse att implementera ett regelsystem som förslagsvis justerar in-spänningen beroende på felplaceringen för att upprätthålla en konstant utspänning och uteffekt.

8

Slutsats

Genom simuleringar samt konstruktion och testning av en fysisk prototyp har det fastställts att det är möjligt att överföra effekt med en uppmätt verkningsgrad på 68,5%. Resultaten från de experimentella testerna stämmer väl överens med simuleringarna vilket validerar resultaten.

Analysen av olika spoltopologier visar att en design med små innermått och där primärspolen är större än sekundärspolen ger en hög kopplingsfaktor och lägre känslighet för felplacering. Resultaten visar också att den ömsesidiga induktansen minskar vid felplacering och medför att kretsens ekvivalenta impedans minskar. Till följd av detta samt att kretsen drivs av en konstant spänningskälla förbrukas mer ström och därmed ökar även lastens effektförbrukning.

Effektförlusterna i kretsen analyseras och kan i huvudsak härledas till spolarnas resistans, bristande överensstämmelse i resonansfrekvenser samt transienter i spännings- och strömvågformer. Ett lågt uppmätt Q -värde, i kontrast till simuleringar, indikerar betydande förluster relaterade till litztrådens resistans och komponenternas avvikelser från ideala värden. Slutligen fastslås att en fungerande IPT-lösning för trådlös laddning av drönare är tekniskt möjlig, men att vidare förbättringar krävs för att optimera verkningsgraden och minimera påverkan av felplacering.

Referenslista

- [1] J. Irizarry, M. Gheisari och B. N. Walker, ”“Usability assessment of drone technology as safety inspection tools”,” *J. Inf. Technol. Constr. (ITcon)*, årg. 17, s. 194–212, 2012.
- [2] S. Ahirwar, S. Swarnkar, Srinivas och G. Namwade, ”“Application of drone in agriculture”,” *Int. J. Curr. Microbiol. Appl. Sci.*, årg. 8, s. 2500–2505, 2019. DOI: 10.20546/ijcmas.2019.801.264.
- [3] J. Shahmoradi, E. Talebi, P. Roghanchi och M. Hassanalian, ”“A comprehensive review of applications of drone technology in the mining industry”,” *Drones*, årg. 4, nr 3, Art. no. 34, 2020. DOI: 10.3390/drones4030034.
- [4] B. Mishra, D. Garg, P. Narang och V. Mishra, ”“Drone-surveillance for search and rescue in natural disaster”,” *Comput. Commun.*, årg. 156, s. 1–10, 2020. DOI: 10.1016/j.comcom.2020.03.012.
- [5] C. H. Choi, H. J. Jang, S. G. Lim, H. C. Lim, S. H. Cho och I. Gaponov, ”“Automatic wireless drone charging station creating essential environment for continuous drone operation”,” i *Proc. Int. Conf. Control, Autom. Inf. Sci. (ICCAIS)*, 2016, s. 132–136. DOI: 10.1109/ICCAIS.2016.7822448.
- [6] DJI. ”“Aircraft battery charging guide”.” Hämtad: Feb. 5, 2025. (2025), URL: <https://support.dji.com/help/content?customId=en-us03400006769>.
- [7] G. A. Covic och J. T. Boys, ”“Inductive power transfer”,” *Proc. IEEE*, årg. 101, nr 6, s. 1276–1289, 2013. DOI: 10.1109/JPROC.2013.2244536.
- [8] 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.
- [9] M. M. Ahmed, M. A. Enany, A. A. Shaier, H. M. Bawayan och S. A. Hussien, ”“An extensive overview of inductive charging technologies for stationary and

- in-motion electric vehicles”,” *IEEE Access*, årg. 12, s. 69 875–69 894, 2024. DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3402553.
- [10] Y. Wang, H. Zhang och F. Lu, ”“Review, analysis, and design of four basic CPT topologies and the application of high-order compensation networks”,” *IEEE Trans. Power Electron.*, årg. 37, nr 5, s. 6181–6193, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3131625.
- [11] P. Sandhya och G. K. Nisha, ”“Performance analysis of various compensation topologies in wireless power transfer”,” i *Proc. IEEE Int. Power Renew. Energy Conf. (IPRECON)*, 2022, s. 1–6. DOI: 10.1109/IPRECON55716.2022.10059510.
- [12] L. Takoma. ”“Africa leading in next-gen drone technology trials”.” Hämtad: Apr. 28, 2025. (2024), URL: <https://www.un.org/africarenewal/news/africa-leading-next-gen-drone-technology-trials>.
- [13] O. Molloy. ”“How are drones changing modern warfare?”” [Hämtad: 2025-02-07]. (2024), URL: <https://researchcentre.army.gov.au/library/land-power-forum/how-are-drones-changing-modern-warfare>.
- [14] B. Galkin, J. Kibilda och L. A. DaSilva, ”“UAVs as mobile infrastructure: Addressing battery lifetime”,” *IEEE Commun. Mag.*, årg. 57, nr 6, s. 132–137, 2019. DOI: 10.1109/MCOM.2019.1800545.
- [15] A. Petrovski, D. Bogatinov och M. Radovanovic, ”“Application of drones in crises management supported mobile applications and C4IRS systems”,” i *Proc. Int. Conf. Environ. Protection Disaster Risks*, 2022, s. 321–334.
- [16] A. Mohammadnia, B. M. Ziapour, H. Ghaebi och M. H. Khooban, ”“Feasibility assessment of next-generation drones powering by laser-based wireless power transfer”,” *Opt. Laser Technol.*, årg. 143, Art. no. 107283, 2021.
- [17] L. Rizzo, K. J. Duncan, J. L. Zunino och J. F. Federici, ”“Validation of laser power beaming applications with enlarged laser beam diameters minimizing hazardous operation”,” i *Proc. IEEE SoutheastCon*, 2019, s. 1–5. DOI: 10.1109/SoutheastCon42311.2019.9020424.
- [18] S. Khemiri, M. A. Kishk och M.-S. Alouini, ”“Tethered UAV deployment strategies: The coverage and energy efficiency trade-off”,” *IEEE Open J. Commun. Soc.*, årg. 4, s. 2561–2577, 2023. DOI: 10.1109/OJCOMS.2023.3323676.
- [19] Elistair. ”“SAFE-T 2 tethered station”.” [Hämtad: 2025-02-07]. (2025), URL: <https://elistair.com/solutions/tethering-station-safe-t/>.

-
- [20] Elistair. ”“Variable height antenna”.” [Hämtad: 2025-02-07]. (2025), URL: <https://elistair.com/resources/general-information-about-tethered-drones/variable-height-antenna-drone-tactical-comms/>.
- [21] Skycharge. ”“Technology”.” [Hämtad: 2025-02-05]. (2025), URL: <https://www.skycharge.de/technology>.
- [22] S. H. Kim, D. H. Kim och J. H. Lee, ”“Wireless power charging apparatus transmitting power wirelessly for drones airborne””, [Patent – Hämtad: 2025-02-07], 2018. URL: <https://worldwide.espacenet.com/patent/search?q=KR101867424B1>.
- [23] P. Wang, J. Kim, H. Mutahira och M. S. Muhammad, ”“Autonomous drone control for wireless charging using power lines””, i *Proc. 18th Int. Conf. Ubiquitous Inf. Manage. Commun. (IMCOM)*, 2024, s. 1–8. DOI: 10.1109/IMCOM60618.2024.10418347.
- [24] B. A. Manjunatha, K. A. Shatry, P. K. K. Naik och B. N. Chandrashekhar, ”“Magnetic coupling resonant wireless power transmission””, i *Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol. 1104, Springer, 2024, s. 69–85. DOI: 10.1007/978-981-99-7622-5_6.
- [25] Z. Yan, Y. Li, C. Zhang och Q. Yang, ”“Influence factors analysis and improvement method on efficiency of wireless power transfer via coupled magnetic resonance””, *IEEE Trans. Magn.*, årg. 50, nr 4, 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2291861.
- [26] F. Wen, X. Chu, Q. Li, R. Li, L. Liu och F. Jing, ”“Optimization on three-coil long-range and dimension-asymmetric wireless power transfer system””, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, årg. 62, nr 5, s. 1859–1868, 2020. DOI: 10.1109/TEMC.2020.2976652.
- [27] A. R. Galib, M. R. Chowdhury, A. M. Jobayer, M. S. Islam, S. Hossain och M. N. Isalm, ”“Maximum efficiency tracking of a three-coil inductive power transfer system for wireless EV battery charging applications””, i *Proc. 3rd Int. Conf. Adv. Electr., Comput., Commun. Sustain. Technol. (ICAECT)*, 2023. DOI: 10.1109/ICAECT57570.2023.10118130.
- [28] X. Li, J. Lu och W. Water, ”“Design and study of data and power wireless transfer system for UAV””, i *Proc. 14th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. (ICIEA)*, 2019, s. 2043–2048. DOI: 10.1109/ICIEA.2019.8833983.
- [29] A. O. MohamedZain, L. W. Hou, H. Chua, K. Yap och L. K. Boon, ”“The design and fabrication of multiple-transmitter coils and single-receiver coils for a wireless power transfer system to charge a 3s LiPo drone’s battery””, *Energies*, årg. 16, nr 9, Art. no. 3629, 2023. DOI: 10.3390/en16093629.

- [30] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, 2nd ed. Reading, MA, USA: Addison-Wesley, 1989.
- [31] B. Nawaz, ”Analytical calculation of the coupling factor for single and multi-layered circular, square, and hexagonal wireless power transfer coils”, i *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf. (WPTC)*, 2020, s. 453–459. DOI: 10.1109/WPTC48563.2020.9295580.
- [32] L. Qian, M. Chen, K. Cui, G. Shi, J. Wang och Y. Xia, ”Modeling of mutual inductance between two misalignment planar coils in wireless power transfer”, i *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, årg. 30, nr 8, s. 814–817, 2020. DOI: 10.1109/LMWC.2020.3006211.
- [33] T. Monnor, K. Kanchiang, R. Yimnirun och Y. Laosiritaworn, ”Modeling and characterization of hysteresis loops with Preisach hysteron weight modification”, i *Integrated Ferroelectrics*, årg. 175, nr 1, s. 33–43, 2016. DOI: 10.1080/10584587.2016.1199929.
- [34] F. Olyslager och D. D. Zutter, ”Skin effect”, i *Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, vol. 5, John Wiley & Sons, 2005, s. 4669–4675.
- [35] G. Gold och K. Helmreich, ”A physical model for skin effect in rough surfaces”, i *Proc. 7th Eur. Microw. Integr. Circuits Conf. (EuMIC), Eur. Microw. Week (EuMW)*, 2012, s. 631–634.
- [36] Nationalencyklopedin. ”Q-värde.” [Hämtad: 2025-02-24]. (2025), URL: <https://www.ne.se/uppslagsverk/encyklopedi/l%C3%A5ng/q-v%C3%A4rde>.
- [37] P. Mattsson och K. Olsson, ”High efficiency inductive charging for electric mini-cars”, Intern rapport eller ej vetenskapligt publicerad källa, 2015.
- [38] Z. Sun, K. Wang, Y. Wang, Y. Yang, S.-C. Tan och S. Y. R. Hui, ”Unveiling the essential output deviation factors of non-ideal inductive power transfer systems with self-oscillating control”, i *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2024, s. 2169–2175. DOI: 10.1109/ECCE55643.2024.10861798.
- [39] D. Barth, B. Klaus och T. Leibfried, ”Litz wire design for wireless power transfer in electric vehicles”, i *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf. (WPTC)*, 2017, s. 1–4. DOI: 10.1109/WPT.2017.7953819.
- [40] 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 *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2017, s. 111–117. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095769.

-
- [41] T. Dharmakeerthi, S. Kim, M. G. S. Pearce, G. A. Covic och D. Thrimawit-hana, ”Development of partial ferrite double-D pad for IPT systems for EV charging”, i *Proc. IEEE PELS Workshop Emerging Technol.: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2020, s. 146–151. DOI: 10.1109/WoW47795.2020.9291309.
- [42] W. Hong, J. Wang, E. G. Lim m. fl., ”Conformal strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer with printed double-D coils”, i *Proc. IEEE 11th Int. Conf. Inf., Commun. Netw. (ICICN)*, 2023, s. 465–469. DOI: 10.1109/ICICN59530.2023.10393740.
- [43] M. McDonough och B. Fahimi, ”Comparison between circular and square coils for use in wireless power transmission”, i *Proc. 9th IET Int. Conf. Comput. Electromagn. (CEM)*, 2014, s. 1–2. DOI: 10.1049/cp.2014.0243.
- [44] R. Bosshard, J. Mühlethaler, J. W. Kolar och I. Stevanović, ”Optimized magnetic design for inductive power transfer coils”, i *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, 2013, s. 1812–1819. DOI: 10.1109/APEC.2013.6520541.
- [45] G. Lee, B. H. Waters, B. J. Mahoney, J. R. Smith och W. S. Park, ”An investigation of cross-coupling for magnetically coupled wireless power transfer”, i *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, 2013, s. 80–82. DOI: 10.1109/APMC.2013.6695197.
- [46] SAE. ”Standardizing EV alignment SAE J2954, the final step for commercializing wireless charging (Part 1)”. [Hämtad: 2025-05-05]. (2024), URL: <https://www.sae.org/blog/J2954-WPT-DIPS-taskforce-gp-1>.
- [47] N. Mohan, T. M. Undeland och W. P. Robbins, *Power Electronics*. John Wiley & Sons, 2003.
- [48] K. Yamaguchi, T. Hirata och I. Hodaka, ”Using square wave input for wireless power transfer”, *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, årg. 6, nr 1, s. 431–437, 2016. DOI: 10.11591/ijece.v6n1.9039.
- [49] A. Safaee och K. Woronowicz, ”Time-domain analysis of voltage-driven series-series compensated inductive power transfer topology”, *IEEE Trans. Power Electron.*, årg. 32, nr 7, s. 4981–5003, 2017.
- [50] 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 Trans. Power Electron.*, årg. 30, nr 11, s. 6329–6337, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2396471.
- [51] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov och N. Strzelecka, ”Compensation topologies in IPT systems: Standards, require-

- ments, classification, analysis, comparison and application”,” *IEEE Access*, årg. 7, s. 120 559–120 580, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2937891.
- [52] R. L. Steigerwald, ”“A comparison of half-bridge resonant converter topologies”,” *IEEE Trans. Power Electron.*, årg. 3, nr 2, s. 174–182, 1988. DOI: 10.1109/63.4347.
- [53] D. Pehrman, ”“Design aspects of inductive power transfer systems for electric vehicle charging”,” [Online]. Hämtad: 2025-05-11, examensarb., Chalmers tekniska högskola, Institutionen för elektroteknik, 2019. URL: <https://research.chalmers.se/publication/510222>.
- [54] J. McLean, H. Sako, A. Medina och R. Sutton, ”“The effects of rectification on RFI in low-frequency inductive power transfer systems”,” i *Proc. Int. Symp. Electromagn. Compat.*, 2013, s. 551–556.
- [55] S. A. Sis och H. Akca, ”“Maximizing the efficiency of wireless power transfer systems with an optimal duty cycle operation”,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, årg. 116, Art. no. 153081, 2020. DOI: 10.1016/j.aeue.2020.153081.
- [56] H. Zhang, Y. Wang, C. Zhu, Y. Mei, T. Xu och F. Lu, ”“The high order harmonic distortion phenomenon in the strongly coupled IPT system and its reduction method”,” i *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2019, s. 4223–4228. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8913182.
- [57] Battery University. ”“BU-402: What is C-rate?”” [Hämtad: 2025-04-16]. (2021), URL: <https://batteryuniversity.com/article/bu-402-what-is-c-rate>.
- [58] L. Lai, ”“Modeling and control of inductive power transfer system with misalignment and load independence”,” [Online]. Hämtad: 2025-04-16, examensarb., Chalmers tekniska högskola, Institutionen för elektroteknik, 2024. URL: <https://odr.chalmers.se/items/b0fb5a12-5303-49b1-b1fb-17853b34361c>.
- [59] M. T. Thompson, ”“Inductance calculation techniques — Part II: Approximations and handbook methods”,” *Power Control and Intelligent Motion*, 1999.
- [60] M. A. Green, S. S. Chouhan och A. F. Zeller, ”“Cost optimization of MSU conventional room temperature magnets as a function of magnet conductor current density”,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, årg. 22, nr 3, 2012. DOI: 10.1109/TASC.2011.2175685.
- [61] E. Plumed, I. Lope, C. Carretero och J. Acero, ”“A recursive methodology for modelling multi-stranded wires with multilevel helix structure”,” *Applied*

-
- Mathematical Modelling*, årg. 83, s. 76–89, 2020. DOI: 10.1016/j.apm.2020.02.020.
- [62] J. Yang, M. Xian, R. Elhassani m. fl., ”“Diodes 1: Vertical geometry Ga₂O₃ rectifiers”,” i *Springer Series in Materials Science*, vol. 293, Springer, Cham, 2020, s. 661–688. DOI: 10.1007/978-3-030-37153-1_36.
- [63] Littelfuse Inc. ”“Littelfuse SMD Varistor AUMOV® Series”.” [Online]. Hämtad: 2025-05-13. (2017), URL: <https://www.farnell.com/datasheets/2211403.pdf>.
- [64] Infineon Technologies AG. ”“600V CoolMOS™ CFD7 Power Transistor – IP-DD60R045CFD7”.” [Online]. Hämtad: 2025-05-13. (2020), URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPDD60R045CFD7-DS-v02_00-EN.pdf.
- [65] C. M. Zierhofer och E. S. Hochmair, ”“Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils”,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, årg. 43, nr 7, s. 708–714, 1996. DOI: 10.1109/10.503178.

A

Drönartyper

Drönaren som valts ut för detta projekt representerar de drönare som skulle utföra uppgifterna som beskrivits i introduktionen. I tabell A.1 nedan beskrivs specifikationerna hos de drönare som kan jämföras i storlek och typ med den drönare som projektet kommer att utnyttja.

Drönare	Batterispänning [V]	Effekt [W]	Kapacitet [mAh]	Typ
DJI Flycart 30	52.22	5 700	38 000	Heavy
DJI AGRAS T25	52.22	5 400	15 500	Medium
DJI Mavic Mini	7.2	24	17.28	Small
Projektets drönare	18.5	92.5	5000	Medium

Tabell A.1: Specifikationer för olika storlekar på drönare.

B

Självinduktans oändligt lång rak ledare

För att beräkna självinduktansen från en oändligt lång rak ledare används följande formel för magnetisk energi B.1[30].

$$W_m = \frac{LI^2}{2} \quad (\text{B.1})$$

W_m är den totala magnetiska energin i en ledare, L är självinduktansen, I är strömmen genom ledaren. Magnetfältet \vec{B} inuti en ledare beskrivs genom ekvation B.2 [30]

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

där r är avståndet till mitten, I är strömmen genom ledaren, R är radien för ledaren. Den totala magnetiska energin W_m inuti ledaren kan sedan beräknas genom volymintegralen över den magnetiska energidensiteten w_m enligt följande ekvation B.3[30]

$$W_m = \int_V w_m = \int_V \frac{B^2}{\mu_0} dV \quad (\text{B.3})$$

Genom sammanslagning av B.2B.3 blir den totala magnetiska energin W_m

$$W_m = \frac{\mu_0 I^2}{16\pi} \quad (\text{B.4})$$

C

Självinduktans cirkulär led

För en installation där $\frac{r}{R} \ll 1$ kan självinduktansen av cirkulär ledare med ett varv approximeras som ekvation C.1[65]

$$L = \mu_r \mu_0 \cdot R \cdot \left(\ln \left(\frac{8R}{r} \right) - 2 \right) [H] \quad (\text{C.1})$$

där R är radien av cirkeln som bildats av ledaren och r är radien av ledaren.

D

Oscilloskop bilder för olika frekvenser

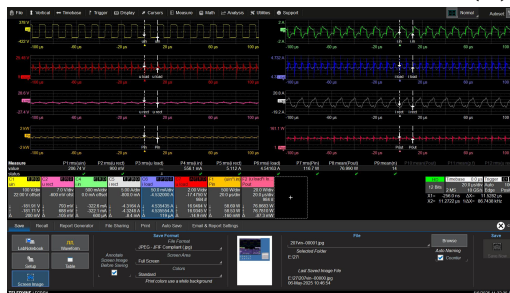
Denna bilaga visar oscilloskopmätningar för olika frekvenser vid test av laddsystemet och värdena ifrån bilderna i figur D.1 är presenterade i tabell 6.4 .



(a) 85 KHz



(b) 85,875 KHz



(c) 86,75 KHz

Figur D.1: Mätningar av uteffekt vid olika frekvenser

E

Tabell med uppmätta effekt värden

I tabell E.1 presenteras resultatet för de fyra tester som gjordes för att bestämma kretsens effektöverföring där testerna är det samma som beskrivs för tabell 6.6 och 6.7

Tabell E.1: Uppmätt effekter från de 4 testerna

Test	Mättning	Aktiv effekt(W)
1	Likriktad	93.01
	Last	79.36
	In	115.2
2	Likriktad	90.28
	Last	75.74
	In	110.29
3	Likriktad	107.8
	Last	90.86
	In	130.22
4	Likriktad	102.37
	Last	86.52
	In	123.99

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA

Göteborg, Sverige

www.chalmers.se



CHALMERS