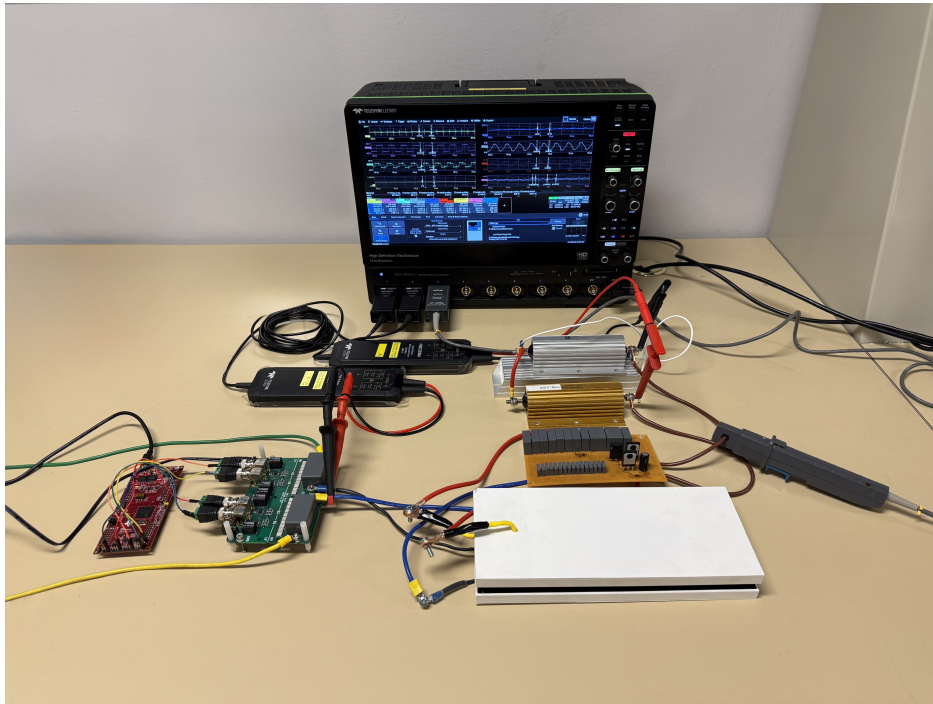




CHALMERS



Utveckling av trådlös kraftöverföring för autonom ytfarkost

Kandidatarbete vid Institutionen för Elektroteknik

LUDVIG AXELSSON
OSCAR NYSTRÖM
RAMSIN SHMAYEL
COLIN THOMSON

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg 2025
www.chalmers.se

KANDIDATARBETE 2025

Utveckling av trådlös kraftöverföring för autonom ytfarkost

LUDVIG AXELSSON

OSCAR NYSTRÖM

RAMSIN SHMAYEL

COLIN THOMSON



CHALMERS

Institutionen för Elektroteknik
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg 2025

Utveckling av trådlös kraftöverföring för autonom ytfarkost
LUDVIG AXELSSON
OSCAR NYSTRÖM
RAMSIN SHMAYEL
COLIN THOMSON

© LUDVIG AXELSSON
OSCAR NYSTRÖM
RAMSIN SHMAYEL
COLIN THOMSON, 2025.

Handledare: Yujing Liu, Institutionen för Elektroteknik
Examinator: Jimmy Ehnberg, Institutionen för Elektroteknik

Kandidatarbete 2025
Institutionen för Elektroteknik
Chalmers Tekniska Högskola
SE-412 96 Göteborg
Telefon +46 31 772 1000

Omslagsbild: Den trådlösa laddaren under experimentell mätning.

Skriven i L^AT_EX
Göteborg 2025

Sammanfattning

Trådlös kraftöverföring är en metod för att överföra elektrisk energi utan fysisk kontakt, genom magnetiska fält. Ett typiskt trådlöst laddningssystem består av en primär- och en sekundärspole. I syfte att öka det trådlösa kraftöverföringssystemets effektivitet används resonanskretsar med kondensatorer, vilket minskar energiförluster och förbättrar verkningsgraden. Syftet med detta projekt är att utveckla ett trådlöst laddningssystem med en uteffekt på 500 W, avsett för att ladda en autonom ytfarkost med ett batteri på 24 V. För att nå det målet utvecklades ett trådlöst kraftöverföringssystem som nyttjade en frekvens på 84,75 kHz. Systemet konstruerades med hjälp av datasimuleringar i `COMSOL Multiphysics` och `Simulink`, samt experimentella mätningar i laboratoriemiljö. Dels genomfördes valideringsundersökningar för att fastställa simuleringens trovärdighet. Utifrån simuleringar kunde även spolarna och systemet realiseras. Det utfördes experimentella mätningar för att bekräfta att simuleringarna fortsatte att överensstämma. Ett flertal undersökningar, både i datasimuleringar och experimentella mätningar, genomfördes i syfte att ta reda på hur kretsens verkningsgrad kunde maximeras. Valideringsundersökningarna visade god överensstämmelse mellan datasimuleringar, teoretiska beräkningar samt experimentella mätningar. Verkningsgraden för ett trådlöst kraftöverföringssystem kan maximeras på ett flertal sätt, bland annat genom användning av ferrit, användning av litztråd och att frekvensen anpassas till kretsens resonansfrekvens. Den uppmätta uteffekten konstaterades till 523 W och det trådlösa kraftöverföringssystemet erhöll en verkningsgrad på 83,3%. Spolarnas placering är särskilt viktig då förskjutning mellan spolarna minskar verkningsgraden och resulterar i stora effekt- och strömökningar vid användning av konstant inspanning, vilket kan leda till att kretsens begränsningar överskrids.

Nyckelord: Trådlös kraftöverföring, Autonom ytfarkost, Resonans, SS kretstopologi

Abstract

Wireless power transfer is a method for transmitting electrical energy without physical contact, using magnetic fields. A typical wireless charging system consists of a primary and a secondary coil. To increase the efficiency of the wireless power transfer system, resonant circuits with capacitors are used, which reduce energy losses and improve overall efficiency. The aim of this project is to develop a wireless charging system with an output power of 500 W, intended to charge an autonomous surface vehicle with a 24 V battery. To achieve this goal, a wireless power transfer system operating at a frequency of 84.75 kHz was developed. The system was designed using computer simulations in **COMSOL Multiphysics** and **Simulink**, as well as experimental measurements in a laboratory environment. Validation studies were conducted to confirm the reliability of the simulation software. Based on the simulations, the coils and the system were realized. Experimental measurements were carried out to confirm that the simulations continued to match real-world results. Several investigations, both in simulations and experimental measurements, were conducted to determine how the efficiency of the circuit could be maximized. The validation studies showed good agreement between computer simulations, theoretical calculations, and experimental measurements. The efficiency of a wireless power transfer system can be maximized in several ways, including the use of ferrite materials, litz wire, and tuning the frequency to match the circuit's resonant frequency. The measured output power was found to be 523 W, and the wireless power transfer system achieved an efficiency of 83.3 %. The placement of the coils is particularly important, as misalignment between them reduces efficiency and results in significant increases in power and current when a constant input voltage is used, which can lead to the circuit's limits being exceeded.

Keywords: Wireless power transfer, Autonomous surface craft, Resonance, SS topology

Förord

Denna rapport är ett kandidatarbete genomfört vid institutionen för Elektroteknik vid Chalmers tekniska högskola. Arbetet har genomförts under vårterminen 2025 av studenter från civilingenjörsprogrammen Elektroteknik samt Automation och Mechatronik.

Vi skulle vilja rikta ett stort tack till vår handledare Yujing Liu och doktoranden Linhua Lai som hjälpt och väglett oss under hela projektets gång.

Ludvig Axelsson, Oscar Nyström, Ramsin Shmayel och Colin Thomson, Göteborg,
Sverige, maj 2025

Akronymer

ASC	Autonom ytfarkost (Autonomous surface craft)
WPT	Trådlös kraftöverföring (Wireless power transfer)
RIC	Resonansinduktiv koppling (Resonant inductive coupling)
IPT	Induktiv kraftöverföring (Inductive power transfer)
DC	Likström (Direct current)
AC	Växelström (Alternating current)
emk	Elektromotorisk kraft (Electromotive force)
rms	Effektivvärde (Root mean square)



Nomenklatur

P	Effekt [W]
E	Energi [J]
\vec{H}	Magnetiskt fält [$\frac{A}{m}$]
\vec{J}	Elektrisk strömtäthet [$\frac{A}{m^2}$]
I	Ström [A]
\vec{E}	Elektriskt fält [$\frac{V}{m}$]
\vec{B}	Magnetisk flödestäthet [T]
Φ	Magnetiskt flöde [Wb]
M	Ömsesidig induktans [H]
N	Varv [-]
L	Självinduktans [H]
k	Kopplingsfaktor
δ	Strömförträngningsdjup [m]
f	Frekvens [Hz]
μ_0	Vakuumpemeabilitet [$\frac{H}{m}$]
μ_r	Relativ permeabilitet [-]
μ	Absolut permeabilitet [$\frac{H}{m}$]
σ	Elektrisk konduktivitet [$\frac{S}{m}$]
ω_0	Resonansvinkelfrekvens [$\frac{Rad}{m}$]
C	Kapacitans [F]
Q	Q-värde [-]
R_L	Lastresistans [Ω]
R_{DC}	DC-resistans [Ω]

R_{AC}	AC-resistans [Ω]
l	Konduktörlängd [m]
A	Tvärsnittsarea [m^2]
A_{eff}	Effektiv tvärsnittsarea [m^2]
x	Rymdavstånd till konduktor [m]
r	Konduktorradi [m]
d	Konduktordiameter [m]
a_c	Slingradi [m]
a_r	Sidlängd [m]
b_r	Sidlängd [m]
b_c	Slingradi [m]
d_c	Rymdavstånd mellan slingor [m]
R_1	Lindningsresistans för primärspole [Ω]
R_2	Lindningsresistans för sekundärspole [Ω]
η	Verkningsgrad [-]
D	Pulskvot [-]

Innehåll

Akronymer	viii
Nomenklatur	x
Figurer	xvii
Tabeller	xix
1 Inledning	1
1.1 Bakgrund	1
1.1.1 Autonoma ytfarkoster	1
1.1.2 Trådlös kraftöverföring	2
1.1.3 Dagens teknik	3
1.2 Syfte och mål	4
1.2.1 Frågeställningar	5
1.3 Grundförutsättningar	5
1.4 Avgränsningar	5
2 Teori	7
2.1 Trådlös kraftöverföring (WPT)	7
2.2 Elektromagnetisk fältteori om induktion	7
2.3 Kretstopologi	10
2.4 Resonans	11
2.5 Q-värde	12
2.6 Strömförträngning	12
2.7 Lindningsresistans	14
2.8 Analytiska uttryck av självinduktanser	14
2.8.1 Rak oändlig konduktor	14
2.8.2 Cirkulär slinga	15
2.8.3 Rektangulär slinga	15
2.9 Analytiskt uttryck av ömsesidig induktans	16
2.10 Analytiskt uttryck för effekt och verkningsgrad	17

2.11	DC/AC Växelriktare	17
2.11.1	Pulskvot	18
2.11.2	Fyrkantsvåg från växelriktare och dess påverkan på WPT-system	18
2.12	AC/DC Likriktning	19
2.12.1	Likriktning och rippelfiltrering med filterkapacitans	20
3	Metod	21
3.1	Simulering och modellering	21
3.1.1	Validering av simulering	21
3.1.2	Simulering av spoldesign	23
3.1.3	Induktans undersökningar	25
3.2	Simulering av WPT-systemet	26
3.2.1	Ingående delar av WPT-systemet	26
3.2.2	Teknisk identifiering av komponentparametrar	28
3.3	Spolkonstruktion	29
3.3.1	Design av spol- och ferrithållare i CAD	29
3.3.2	Montering av spolar och ferritmaterial	30
3.4	Uppkoppling, justering och prestandaanalys	31
3.4.1	Inledande mätningar av spolegenskaper	31
3.4.2	Justering av spolar och dimensionering av resonanskrets	32
3.4.3	Montering av komplett WPT-system	32
3.4.4	Prestandamätning och analys	34
3.4.5	Spolförskjutning	35
4	Resultat	37
4.1	Validering av simuleringsresultat	37
4.2	Simulering, dimensionering, och optimering av spolar	38
4.2.1	Initial dimensionering och jämförelse mellan simulering och mätning	38
4.2.2	Uppmätta elektriska egenskaper efter geometrisk anpassning	39
4.2.3	Ferritens inverkan	40
4.3	Bestämning av systemets resonansfrekvenser och Q-värden	40
4.4	Utvärdering av elektrisk prestanda	42
4.4.1	Simuleringsresultat för spänning, ström och effekt	42
4.4.2	Experimentella mätdata för spänning, ström och effekt	44
4.4.3	Effektprestanda och termisk analys	45
4.5	Effekt av spolförskjutning på kopplingsfaktor och systemprestanda	46
5	Samhälleliga och etiska aspekter	49

6	Diskussion	51
6.1	Simuleringsmodellens tillförlitlighet	51
6.2	Hur WPT-systemet kan optimeras	52
6.3	Utvärdering av WPT-systemets prestanda	53
6.4	Effekter av spolförskjutning	55
6.5	Framtida arbete	56
7	Slutsats	57
	Litteraturförteckning	59
A	Induktans för en oändligt lång rak ledare	I

Figurer

1.1	ASC:en som WPT-systemet anpassas till.	2
1.2	Design av hur en ASC kan laddas underifrån [13]. Återgiven med tillstånd.	3
1.3	Lösning för hur en ASC kan laddas via aktern [14]. Återgiven med tillstånd ©[2023] IEEE.	4
2.1	Simplifierad krets över ett WPT-system.	7
2.2	Två kopplade spolar med ömsesidigt magnetiskt flöde Φ_{12}	9
2.3	SS kretstopologi med dess ingående passiva komponenter.	10
2.4	En simpel LC resonanskrets.	11
2.5	Virvelströmmar I_e uppkomst från högfrekvent växelström I	12
2.6	Strömdensitetens variation inuti en konduktor vid högfrekvent växelström.	13
2.7	Strömförträngningsdjupet som funktion av frekvens. Svart punkt motsvarar $\delta = 0,23$ mm vid 85 kHz.	13
2.8	Rak oändlig konduktor med radie r	15
2.9	En cirkulärformad slinga med radien a_c samt diameter d	15
2.10	En rektangulärformad slinga med sidlängder a_r och b_r samt diameter d	16
2.11	Två cirkulära slingor separerade med avståndet d_c	16
2.12	En växelriktarkrets med fyra ideala brytare, likspänning U_{dc} och utväxelspänning U_{ac}	18
2.13	Växelriktning av DC-spänning.	18
2.14	En helvågslikriktningskrets med fyra ideala dioder, växelspänning U_{ac} och likriktad utspänning U_{dc}	19
2.15	Likriktning av signal.	20
3.1	Den raka ledaren som konstruerades i COMSOL.	22
3.2	Den cirkulära slingan som konstruerades i COMSOL.	22
3.3	Den rektangulära slingan som konstruerades i COMSOL.	22
3.4	De två cirkulära slingor som konstruerades i COMSOL.	23
3.5	Illustration av hur spolens yttre dimensioner avgjordes.	23

3.6	Luftgapet mellan primär- och sekundärspolen med skrovet som genomskärning.	24
3.7	Spolarna som konstruerades i COMSOL.	24
3.8	Spolarna som konstruerades i COMSOL med ferrit.	25
3.9	Spolarna under simulerade förskjutningen.	25
3.10	Växelriktaren som konstruerades i Simulink.	26
3.11	Likriktaren som konstruerades i Simulink.	27
3.12	SS topologi konstruerad i Simulink.	28
3.13	Det fullständiga konstruerade WPT-systemet i Simulink.	28
3.14	CAD-design för spolhållarna.	30
3.15	CAD-design för ferrithållarna.	30
3.16	Spolarna och ferriten sedda inifrån spolhållarna.	31
3.17	Uppmätning av ömsesidig induktans.	32
3.18	Det färdigställda experimentkortet med installerade komponenter. . .	33
3.19	Växelriktaren som användes för WPT-systemet.	34
3.20	En överblick på den kompletta kretsen med utplacerade ström- och differentialprober.	35
3.21	Test av kopplingsfaktor vid förskjutning.	35
4.1	Frekvenssvep på primär- och sekundärsidan.	41
4.2	Frekvenssvep mellan 83 och 86 kHz med markerad ny resonansfrekvens. .	41
4.3	Simulerade värden för lastspänning U_{ut} samt tillhörande rippel.	42
4.4	Simulerade värden för Lastström I_{ut} samt tillhörande rippel.	43
4.5	Simulerade värden för uteffekt P_{ut} samt tillhörande rippel.	43
4.6	Uppmätta värden för lastspänning, lastström och uteffekt.	44
4.7	Uppmätta effekter och verkningsgrader för WPT-kretsen.	45
4.8	Värmeutveckling för kretsens termiskt kritiska komponenter.	46
4.9	Kopplingsfaktorn som funktion av förskjutningen mellan spolarna. . .	47
4.10	Effekt och strömmar som funktion av förskjutningen mellan spolarna. .	47

Tabeller

3.1	Parametrar kända från projektets grundförutsättningar.	29
3.2	Komponenter som installerade på experimenkortet.	33
4.1	Självinduktansen för en rak ledare, beräknad med COMSOL och genom analytisk metod.	37
4.2	Självinduktansen för en cirkulär slinga, beräknad med COMSOL och genom analytisk metod.	37
4.3	Självinduktansen för en rektangulär slinga, beräknad med COMSOL och genom analytisk metod.	38
4.4	Ömsesidig induktans för två cirkulära slingor, beräknad med COMSOL och genom analytisk metod.	38
4.5	Spolarnas och ferritens dimensioner efter genomförda simuleringar. . .	39
4.6	Spolarnas elektriska parametrar, från simuleringarna i COMSOL samt de fysiska mätningarna för spolarna innan justeringen genomförts. . .	39
4.7	Spolarnas och ferritens dimensioner efter justeringen genomförts. . . .	39
4.8	Uppmätta självinduktanser, ömsesidiga induktansen, kopplingsfaktor, kapacitanser och resistanser efter justeringen av spolarna genomförts.	40
4.9	Spolparametrar med och utan ferritplatta och skillnad med ferrit. . .	40
4.10	Beräknade Q-värden för spolarna.	41
4.11	Simulerade värden efter justering gentemot uppmätta värden.	45

1

Inledning

I detta avsnitt redogörs en bakgrund för autonoma ytfarkoster (ASC:er) och trådlös kraftöverföring (WPT) samt behovet av att implementera WPT för ASC:er. Vidare presenteras projektets syfte och mål, samt de grundförutsättningar och avgränsningar som projektet utgått ifrån.

1.1 Bakgrund

I bakgrundsavsnittet ges en teknisk och kontextuell förståelse för det aktuella projektet. Inledningsvis behandlas ASC:er och deras tillämpningsområden samt den specifika ASC:en som ett WPT-system ska designas för. Därefter introduceras WPT och dess historiska utveckling samt de tekniska principerna bakom resonansinduktiv koppling (Resonant inductive coupling), som används i detta projekt. Avsnittet avslutas med en genomgång av existerande WPT-lösningar för marina tillämpningar, där olika tekniska implementationer och deras prestanda presenteras.

1.1.1 Autonoma ytfarkoster

ASC:er är ett koncept som har funnits sedan början av 1900-talet. Realiseringen av en ASC skedde däremot cirka 90 år senare vid Massachusetts Institute of Technology Sea Grant College där forskare utvecklade ASC:er för marina uppdrag [1]. Dessa uppdrag var främst för forskningsrelaterade samt försvarsrelaterade sammanhang. Men i och med framsteg inom maskininlärning samt artificiell intelligens har autonom teknologi blivit mer allsidig samt tillgänglig vilket har öppnat upp nya möjligheter för ASC:er. Uppdrag i tidigare utmanande och komplexa miljöer har nu blivit mer genomförbara. ASC:er utvecklas inom flera områden, såsom tullinspektion av containerfartyg i hamnar, kartläggning av havsbotten och sökinsatser vid båtoluckyor [2]. I takt med att ASC:er blir alltmer användbara inom olika tillämpningar ökar även behovet av att automatisera deras laddningsprocess. Ett effektivt sätt att uppnå detta är att integrera ett WPT-system.

Olika ASC:er skiljer sig åt både i design och effektbehov. På grund av detta baseras implementeringen av WPT-systemet på en specifik ASC som utvecklas på Chalmers tekniska högskola och visas i figur 1.1.



Figur 1.1: ASC:en som WPT-systemet anpassas till.

Denna ASC är cirka 160 cm lång och 64 cm bred och har en tvåskrovsdesign, där avståndet mellan de två skroven är som minst 118 mm. Den har ett 24 V litiumbatteri med en uppskattad kapacitet på cirka 1,5 kWh. För att kunna ladda detta batteri på 3 timmar ansattes därför målet för uteffekten för WPT-systemet till 500 W.

1.1.2 Trådlös kraftöverföring

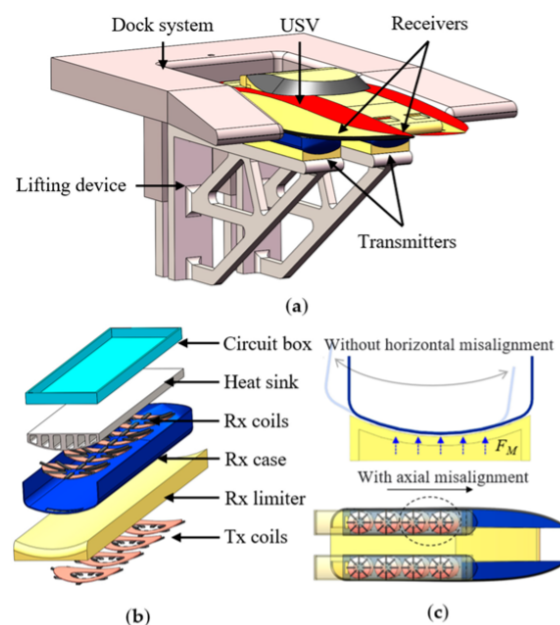
Pionjären inom WPT anses vara Nikola Tesla som under 1890-talet experimenterade intensivt med tekniken och var den första att förverkliga idén [3]. Teslas forskning lade grunden till den vidare utvecklingen av WPT under 1900-talet. 2006 presenterade MIT ett betydande genombrott för WPT [4]. De visade att det gick att tända en glödlampa på 60 W genom WPT där de två spolarna hade placerats med ett avstånd på två meter. Enligt [4] har tekniken sedan MIT:s genombrott vidareutvecklats och optimerats, vilket har lett till en bred kommersiell tillämpning. Dagens mest välkända användningsområden är mindre elektronik som exempelvis mobiltelefoner och smartklockor [5]. WPT har på senare tid utvecklats för större appliceringar som exempelvis fordon [6].

Det konventionella sättet att ladda elektriska fordon, inklusive båtar, är via kabel [7]. I vissa fall kan WPT användas för att förbättra användarvänligheten och förenkla laddningsprocessen [8]. WPT innebär energiöverföring mellan två spolar: en primär- och en sekundärspole [9]. Enligt [10] finns det flera metoder för WPT, och i detta projekt tillämpas resonansinduktiv koppling (RIC), som bygger på induktiv kraftöverföring (Inductive power transfer). Vidare förklaras det att IPT främst är effektiv vid korta avstånd mellan spolarna, medan RIC förbättrar överföringseffektiviteten vid längre avstånd. RIC liknar IPT men utnyttjar elektromagnetisk resonans för att öka räckvidden [9]. Detta uppnås genom att ansluta kondensatorer i serie eller i parallellanslutning till kretsen. När växelström med rätt anpassad frekvens till

RIC-kretsens kapacitans- och induktansvärden, uppstår elektromagnetisk resonans i kretsen. Vid elektromagnetisk resonans lagras elektrisk samt magnetisk energi i kretsen vilket effektiviserar kraftöverföringen mellan spolarna samt minskar de reaktiva förlusterna som uppstår vid vanlig IPT då kondensatorer ej finns i kretsen [11].

1.1.3 Dagens teknik

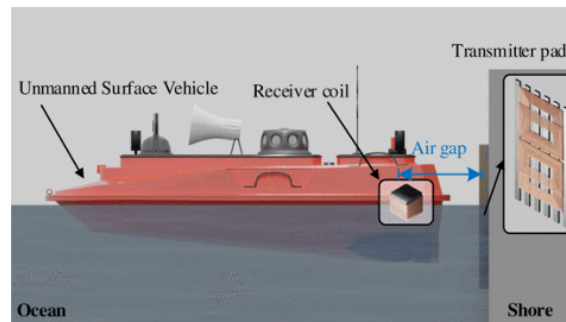
WPT har på senare tid utvecklats och implementerats för olika typer av fordon. Detta gäller även för maringående fordon där WPT exempelvis har börjat användas för eldrivna färjor såsom Byferga som drivs i Norge [12]. När det mer specifikt gäller ASC:er finns det flera designar på hur WPT kan implementeras. En möjlig lösning som undersöks är att ladda ASC:er underifrån, vilket diskuteras i artikel [13], där de använder sig av fyra par platta spolar med ferritstänger som är placerade dels i skrovet av ASC:n och dels direkt under ASC:n i ett dockningsystem enligt figur 1.2.



Figur 1.2: Design av hur en ASC kan laddas underifrån [13]. Återgiven med tillstånd.

Dockningsystemet ska i detta fall innefatta en vertikalt rörlig del som därmed följer ASC:ens rörelse med vattnet och ska på detta sätt bibehålla ett minimalt avstånd från ASC:n. Därmed blir även avståndet mellan primär- och sekundärspolarna minimalt. Vid testning av en prototyp byggd utifrån den här lösningen, i kontrollerade miljöer, kunde en verkningsgrad på 93,2 % mellan spolarna uppnås vid 3400 W.

Det finns däremot andra lösningar för hur WPT kan implementeras, och [14] föreslår en struktur som använder sig av tre olika typer av spolar; en primärspole, en reläspole samt en sekundärspole. Där både relä- och primärspolen är rektangulära platta spolar medan sekundärspolen är en rektangulär solenoid spole med en feritkärna. Dessa spolar är placerade på en vägg, där man önskar att laddningen av ASC:n ska ske, respektive på aktern på båten enligt figur 1.3.



Figur 1.3: Lösning för hur en ASC kan laddas via aktern [14]. Återgiven med tillstånd ©[2023] IEEE.

En verkningsgrad på 85-91,6 % med ett luftgap på 5 cm och en effekt varierande mellan 150 och 500 W. Varav reläspolen ökade verkningsgraden med cirka en procentenhet. Däremot har ingen av de här lösningarna hittills använts för applikationer i verkliga scenarion, utan de har antingen enbart utfört simuleringar eller testat designen i kontrollerade miljöer.

1.2 Syfte och mål

Syftet med detta projekt är att utveckla ett trådlöst laddningssystem med en uteffekt på 500 W, avsett för att ladda en ASC med ett batteri på 24 V. Detta genomförs med hjälp av datasimuleringar i **COMSOL Multiphysics** och **Simulink**, samt experimentella mätningar i laborativ miljö.

1.2.1 Frågeställningar

Följande frågeställningar besvaras för att uppnå projektets syfte:

- Hur väl kan datasimuleringar i **COMSOL** användas för design av kraftöverförande spolar och hur väl stämmer simuleringarna överens med analytiskt beräknade samt experimentellt uppmätta värden?
- Hur kan verkningsgraden optimeras för ett WPT-system?
- Vad har det färdigställda WPT-systemet för prestanda jämfört med simuleringarna i **Simulink**?
- Vad har spolarnas placering för inverkan på WPT-systemet?

1.3 Grundförutsättningar

Utifrån att kapaciteten på batteriet uppskattas till 1,5 kWh, önskas uteffekten till laddaren vara 500 W för att ladda batteriet på tre timmar. Matningsspänningen kommer att vara 207 V likström (DC), vilket motsvarar 230 V växelström (AC) innan likriktning. Utspänningen ska vara 24 V DC. Frekvensen bestämdes till 85 kHz då det anses vara standard inom WPT-system [15].

1.4 Avgränsningar

Projektet fokuserar på utvecklingen och anpassningen av en trådlös laddare för en specifik ASC som utvecklas vid Chalmers tekniska högskola. Andra ASC:er kan ha varierande utformning och effektförbrukning, vilket kan påverka optimal placering och dimensionering av laddaren. Dessa aspekter ligger utanför projektets omfattning. WPT-systemet testades enbart på en arbetsbänk i torr laborativ miljö. Fulländat laddningstest med WPT-systemet på den avsatta ASC:en hade krävt tester i en vattenmiljö, vilket hade kunnat utgöra en säkerhetsrisk. Konstruktion av en växelriktare kommer inte genomföras på grund av att det redan finns en tillgänglig växelriktare för WPT-ändamål. Däremot kan det behöva genomföras små korrigeringar för att den ska vara bättre anpassad till projektets syfte. I projektet kommer inte laddning av ett litiumjonbatteri genomföras utan en ekvivalent last kommer att representera batteriet istället. Detta är på grund av säkerhetsskäl ifall batteriet skulle överbelastas med för hög effekt.

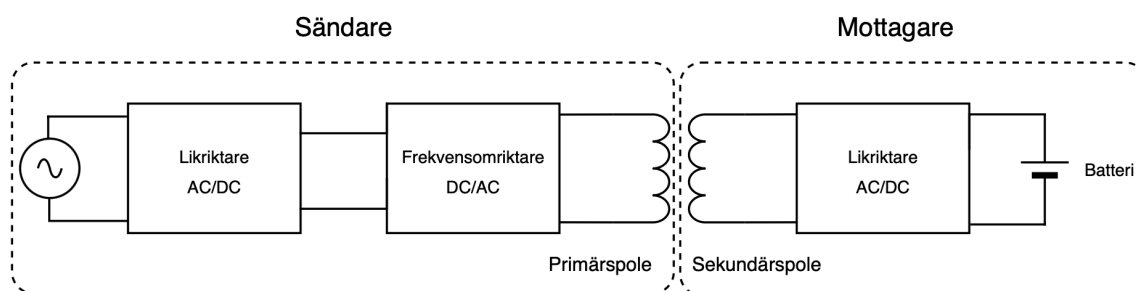
2

Teori

I detta avsnitt beskrivs teori kring WPT. Utöver detta beskrivs också elektromagnetisk fältteori gällande induktion, resonansfenomen, kretsteori och topologier med text, ekvationer samt illustrationer i form av figurer.

2.1 Trådlös kraftöverföring (WPT)

WPT är en energiöverföringsmetod som nyttjar inducerade magnetfält för att överföra elektrisk energi utan fysiska ledare. Det sker genom elektromagnetisk induktion mellan två spolar [16]. Generellt är ett WPT-system som innehåller två kraftöverförande spolar uppbyggt av likriktare, växelriktare samt ett uppladdningsbart batteri eller ekvivalent last [16]. Mer ingående kan ett WPT-system uppdelas i två delar nämligen sändare och mottagare. Sändaren består av en spänningskälla, likriktare, växelriktare och en spole. Mottagaren består av en spole, likriktare och ett batteri eller en ekvivalent last. Sändarsidans spole benämns primärspole och mottagarsidans benämns sekundärspole. Figuren nedan visualiserar ett generellt WPT-system [16].



Figur 2.1: Simplifierad krets över ett WPT-system.

2.2 Elektromagnetisk fältteori om induktion

För att redogöra matematiskt samt fysikaliskt hur WPT använder induktion för kraftöverföring, nyttjas främst Amperes cirkulationslag och Faradays induktionslag. Amperes cirkulationslag beskriver att cirkulationen av magnetfältets intensitet runt

en sluten rand är lika med den fria ström som flyter genom ytan som begränsas av randen [17]. Det kan beskrivas genom följande ekvation

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

där \vec{H} är magnetfältet runt randen $[\frac{A}{m}]$ och \vec{J} är strömdensiteten inuti randen $[\frac{A}{m^2}]$.

Genom att använda Stokes sats och applicera en rand C samt en yta S kan ekvation 2.1 omskrivas till

$$\int_S (\nabla \times \vec{H}) \cdot d\vec{s} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (2.2)$$

vilket är ekvivalent med

$$\int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{inne} \quad [A] \quad (2.3)$$

där I_{inne} är den inneslutna fria strömmen [A] som passerar genom randens yta [17].

Faradays induktionslag beskriver att en tidsvariabel magnetisk flödestäthet genom en sluten elektrisk ledare alstrar en elektromotorisk kraft (emk) i ledaren [17]. Ekvation 2.4 nedan beskriver den generella formen av Faradays lag som lyder

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.4)$$

där \vec{E} är det alstrade elektriska fältet $[\frac{V}{m}]$ och \vec{B} är den magnetiska flödestätheten [T]. Med hjälp av Stokes sats och applicering av en rand C samt en yta S kan ekvation 2.4 skrivas om till följande

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{A} = emk \quad [V] \quad (2.5)$$

Dessutom, genom att integrera \vec{B} , över ytan S kan det magnetiska flödet Φ erhållas

$$\Phi = \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad [Wb] \quad (2.6)$$

vilket leder till att ur ekvationerna 2.5 och 2.6 kan det konstateras att emk :n är negativt proportionell mot tidsderivatan av det magnetiska flödet vilket kongruerar med Lenz lag [17].

$$emk = -\frac{d\Phi}{dt} \quad [V] \quad (2.7)$$

Ifall två spolar är belägna bredvid varandra och en ström I_1 [A] genomlöper en av spolarna, alstras ett ömsesidigt magnetisk flöde Φ_{12} som i sin tur inducerar en emk

i den andra spolen, vilket ger upphov till en ström I_2 . I figur 2.2 visualiseras detta. Det ömsesidiga magnetiska flödet Φ_{12} som skapas mellan spolarna kan uttryckas av

$$\Phi_{12} = \frac{M_{12}I_2}{N_1} \quad [\text{Wb}] \quad (2.8)$$

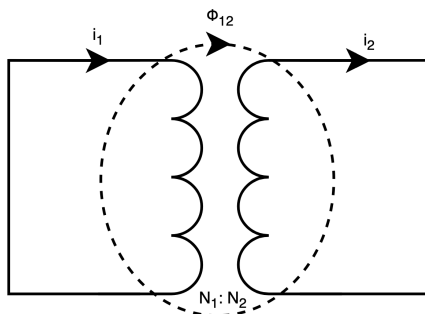
där N_1 [-] är antalet varv på primärspolen, I_2 är strömmen i sekundärspolen [A] och M_{12} är den ömsesidiga induktansen [H]. Notera även att detta samband gäller i omvänd situation vilket resulterar i att $\Phi_{12} = \Phi_{21}$ samt $M_{12} = M_{21}$ [17].

$M_{12} = M_{21}$ kan omskrivas till M och erhållas genom

$$M = \frac{\Phi_{12}N_1}{I_2} \quad [\text{H}] \quad (2.9)$$

eller alternativt

$$M = \frac{U_1}{\omega I_2} = \frac{U_2}{\omega I_1} \quad (2.10)$$



Figur 2.2: Två kopplade spolar med ömsesidigt magnetiskt flöde Φ_{12} .

Ömsesidiga induktansen kan ha olika värden beroende på avståndet mellan spolarna samt geometrin på dom [17]. Ett litet avstånd ger upphov till större magnetisk flöde igenom spolarna som resulterar i mer inducerad emk.

Då strömmen I_1 flyter igenom primärspolen uppstår även ett eget magnetiskt flöde runt spolen, som ger upphov till en egen emk. Uppkomsten av denna *emk* kallas självinduktans. Självinduktans för en primärspole kan beräknas av

$$L_1 = \frac{\Phi_1 N_1}{I_1} \quad [\text{H}] \quad (2.11)$$

där Φ_1 är magnetiska flödet genom den primära spolen. Beräkningen för en sekundärspoles självinduktans L_2 är analogt med ekvation 2.11 där Φ_1 , N_1 och I_1 ersätts med Φ_2 , N_2 respektive I_2 [17].

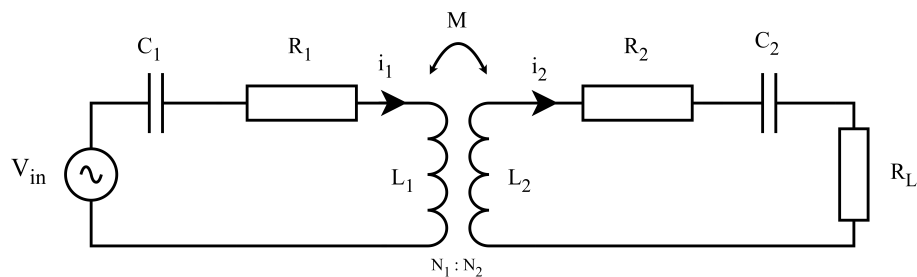
Ömsesidiga induktansen M har ett samband med självinduktanserna som är givet av följande ekvation

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad 0 \leq k < 1 \quad [-] \quad (2.12)$$

där L_1 är självinduktansen för primärspolen, L_2 är självinduktansen för sekundärspolen och k , kopplingsfaktorn, som är ett dimensionslöst tal [17]. Kopplingsfaktorn ger väsentlig information om hur spolarna är kopplade med varandra. Felinriktade spolar, stort avstånd emellan, geometrin på spolarna och kvalitetsfaktorn Q kan påverka k [18]. Perfekt kopplade spolar är när $k = 1$, då sammanlänkar allt magnetiskt flöde Φ_1 och Φ_2 vilket resulterar i att ömsesidiga induktansen är lika med självinduktanserna. När spolarna inte är perfekt kopplade sammanlänkar inte allt magnetiskt flöde och magnetiska läckflöden uppstår. Dessa magnetiska läckflöden lagrar magnetisk energi och reducerar verkningsgraden vilket medför en läckinduktans $L_{läck}$ [17].

2.3 Kretstopologi

I ett WPT-system som är uppbyggt av två kraftöverförande spolar, förekommer det olika kretstopologier på hur spolarna samt kapacitanserna är kopplade. Topologierna är Serie-Serie (SS), Serie-Parallell (SP), Parallell-Serie (PS) och Parallell-Parallell (PP) [19]. Samtliga kretstopologier har olika fördelar samt nackdelar beroende på applikation [19]. SS topologi har två fördelar vid WPT. Den första fördelen är att den impedans som reflekteras från sekundärsidan till primärsidan enbart har en reell komponent, vilket medför att endast aktiv effekt förbrukas. Andra fördelen är att kapacitansernas värde är oberoende av spolarnas ömsesidiga induktans M samt lastens resistans R_L [Ω]. Kapacitanserna C_1 och C_2 är enbart beroende av spolarnas självinduktanser L_1 och L_2 [19]. Primär- och sekundärspolens lindningsresistans är R_1 respektive R_2 [Ω]. I figur 2.3 visualiseras en SS kretstopologi.



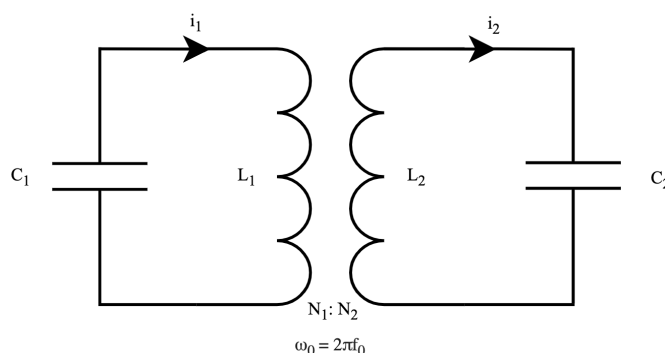
Figur 2.3: SS kretstopologi med dess ingående passiva komponenter.

2.4 Resonans

När avståndet ökar mellan de kraftöverförande spolarna minskar effektiviteten avsevärt och för att öka effektöverföringen krävs högre frekvens. Konsekvensen av ökad frekvens blir delvis att systemets impedans ökar samt att den blir av mer induktiv karaktär. Det resulterar i fasskillnad mellan spänning och ström, oönskat vid WPT [17]. För att motverka den höga induktiva reaktiva effekt som uppstår i WPT-systemet, adderas kapacitanser för effektkompensering vilket medför förhöjd effektöverföring [19]. Tillägg av kapacitanser till både primärspolen och sekundärspolen kan ge upphov till ett fenomen kallat resonans [20]. Vid resonans har det konstaterats att WPT har högre effektivitet [19]. Genom att matcha primärsidans L_1 och C_1 med sekundärsidans L_2 och C_2 kan samma resonansvinkelfrekvens ω_0 erhållas i systemet genom

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad [rad/s] \quad (2.13)$$

som gäller vid ett idealt- eller fjärrfältsförhållande. Vid ett närfältsförhållande, där avståndet mellan primärspole samt sekundärspole är avsevärt mindre än diametern på respektive spole, kan frekvensuppdelning uppstå [21]. Det korta avståndet mellan spolarna leder till att spolarna blir överkopplade vilket innebär att resonansvinkelfrekvensen ω_0 som systemet resonerade vid tidigare har ändrats till en ny ω_n [21]. Direkt påföljd av att låta systemet resonera vid ω_0 leder till minskad effektöverföring. Genom att då justera frekvensen i systemet till den nya resonansvinkelfrekvensen ω_n kan effektöverföringen maximeras [21]. Nedan i figur 2.4 illustreras en LC resonanskrets.



Figur 2.4: En simpel LC resonanskrets.

2.5 Q-värde

Q-värdet är ett dimensionslöst tal som beskriver hur effektivt en elektrisk krets lagrar energi i förhållande till den energiförlust som uppstår per cykel. Ett högt Q-värde indikerar ett elektriskt resonerande system som oscillerar länge. Ett lågt Q-värde visar på ett elektriskt resonerande system där oscillationen dämpas snabbare [22]. För en SS kretstopologi kan Q-värdet för primärsidan samt sekundärsidan beräknas av följande ekvationer

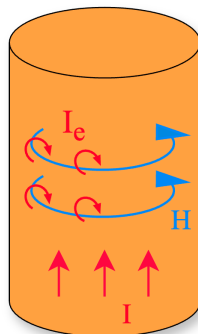
$$Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{R_1} \quad [-] \quad (2.14)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_2} \quad [-] \quad (2.15)$$

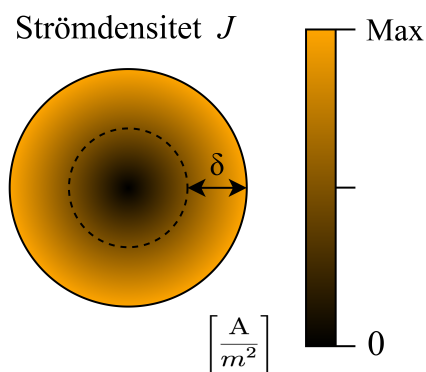
där L_1 , L_2 är självinduktanserna för respektive spole, M är ömsesidiga induktansen mellan spolarna, R_L är lastens resistans och ω_0 är resonansvinkelfrekvensen [rad/s] [21].

2.6 Strömförträngning

Strömförträngning är ett fenomen när växelström genomflyter en konduktor och strömdensiteten förskjuter sig mot ytan av konduktorn. Uppkomsten av strömförträngning uppstår till följd av motriktade virvelströmmar som induceras av det varierande magnetfältet som orsakas av växelströmmen [23]. Vid höga frekvenser blir strömförträngningen påtaglig och påverkar konduktorns elektriska egenskaper. Då strömmen är förskjuten mot ytan har tvärsnittsarean som strömmen genomflyter minimerats vilket resulterar i högre resistans samt lägre induktans [23]. Nedan i figur 2.5 respektive figur 2.6 visas virvelströmmar samt strömdensiteten.



Figur 2.5: Virvelströmmar I_e uppkomst från högfrekvent växelström I .

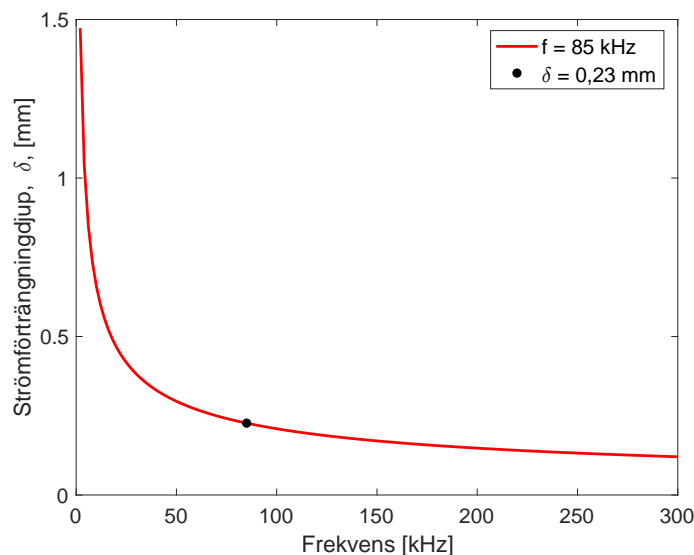


Figur 2.6: Strömdensitetens variation inuti en konduktor vid högfrekvent växelström.

Det djup där strömtätheten sjunker till $\frac{1}{e} \approx 37\%$ av sitt värde vid ytan kallas för strömförträngningsdjupet och det kan beräknas av följande ekvation

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}} \quad [\text{m}] \quad (2.16)$$

där μ är absoluta permeabiliteten $[\frac{\text{H}}{\text{m}}]$, σ är elektriska konduktiviteten $[\frac{\text{S}}{\text{m}}]$ och f är växelströmmens frekvens [Hz] [17]. I figur 2.7 visas strömförträngningsdjupet i en kopparledare gentemot varierande frekvens.



Figur 2.7: Strömförträngningsdjupet som funktion av frekvens. Svart punkt motsvarar $\delta = 0,23$ mm vid 85 kHz.

Den mest konventionella metoden för att förhindra strömförträngning i en elektrisk ledare är att dela upp konduktorn i mindre ledande trådar [23]. Detta resulterar i att alstrandet av virvelströmmar begränsas [23].

2.7 Lindningsresistans

Primär- och sekundärspolen har både DC- eller AC-resistans beroende på frekvensen på växelströmmen. DC-resistansen kan bestämmas genom följande ekvation

$$R_{DC} = \frac{l}{\sigma A} \quad [\Omega] \quad (2.17)$$

där l är längden på konduktorn [m], σ är elektriska konduktiviteten [$\frac{S}{m}$] och A är tvärsnittsarean på konduktorn [m^2] [17]. När frekvensen ökar resulterar det i att resistansen i konduktorn ökar, vilket är en konsekvens av minimerad tvärsnittsarea. Lindningsresistansen får därav följande uttryck

$$R_{AC} = \frac{l}{\sigma A_{eff}} \quad [\Omega] \quad (2.18)$$

$$A_{eff} = A - \pi(r - \delta)^2 \quad [m^2] \quad (2.19)$$

där A_{eff} är den effektiva tvärsnittsarean som uppkommer till följd av strömförträngningsdjupet δ [17].

2.8 Analytiska uttryck av självinduktanser

I följande avsnitt presenteras analytiska uttryck av självinduktanser för olika geometrier på konduktorer. En rak oändlig ledare, cirkulär- och rektangulärformad slinga presenteras.

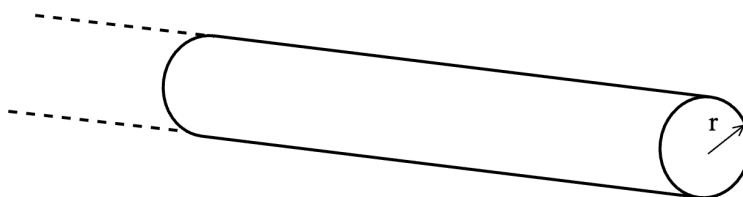
2.8.1 Rak oändlig konduktor

Antagandet för en rak oändlig ledare kan förklaras med att längden på ledaren är mycket större än radien på ledaren $l \gg r$. Påföljden blir att kanteffekter kan negligeras vilket förenklar uträkningen av självinduktansen [17]. Härledning av ett uttryck för induktansen hos en oändligt lång konduktor behandlas i Appendix A

$$L_{rak} = \frac{2W_m}{I^2} = \frac{\mu_0}{8\pi} \quad [H/m] \quad (2.20)$$

där μ_0 är vakuumpermeabiliteten

Nedan i figur 2.8 visualiseras en rak oändlig konduktor.



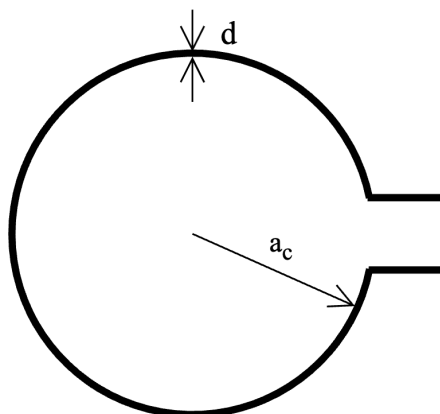
Figur 2.8: Rak oändlig konduktor med radie r .

2.8.2 Cirkulär slinga

Analytiskt uttryck av självinduktans för en cirkulär slinga kan beräknas ur följande ekvation

$$L_{cirk} = \mu a_c \left[\ln \left(\frac{16a_c}{d} \right) - 1.75 \right] \quad [\text{H}] \quad (2.21)$$

där a_c är slingans radie [m], d är diametern på konduktorn [m] samt μ är absoluta permeabiliteten [H/m] [24]. Nedan i figur 2.9 illustreras formen på konduktorn detta.



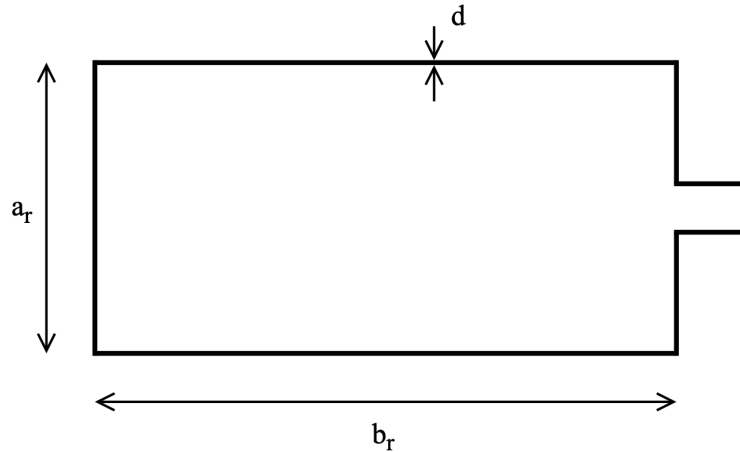
Figur 2.9: En cirkulärformad slinga med radien a_c samt diameter d .

2.8.3 Rektangulär slinga

För en rektangulär slinga med ett varv kan självinduktansen beräknas till

$$L_r = \frac{\mu}{\pi} \left[a_r \ln \frac{4a_r}{d} + b_r \ln \frac{4b_r}{d} + 2\sqrt{a_r^2 + b_r^2} - a_r \sinh^{-1} \frac{a_r}{b_r} - b_r \sinh^{-1} \frac{b_r}{a_r} - 1.75(a_r + b_r) \right] \quad (2.22)$$

där a_r respektive b_r är sidlängderna [m], d är diametern på konduktorn [m] och μ är absoluta permeabiliteten [H/m] [25]. Nedan i figur 2.10 visualiseras en rektangulär konduktor.



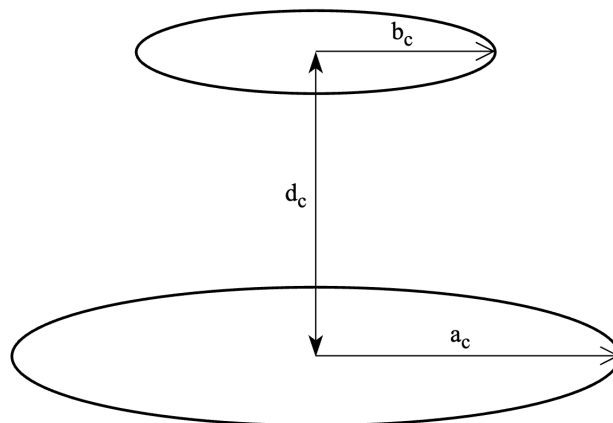
Figur 2.10: En rektangulärformad slinga med sidlängder a_r och b_r samt diameter d .

2.9 Analytiskt uttryck av ömsesidig induktans

Ömsesidiga induktansen mellan två cirkulära slingor kan beräknas med hjälp av elliptiska integraler [18]. Den kan kalkyleras av följande ekvation

$$M_c = \frac{\mu\pi N_1 N_2 a_c^2 b_c^2}{\sqrt{(a_c + b_c)^2 + d_c^2} [(a_c - b_c)^2 + d_c^2]} \quad (2.23)$$

där a_c är primärslingans radie [m], b_c är sekundärslingans radie [m], d_c är avståndet mellan slingorna [m], N_1 samt N_2 [-] är antalet varv på primär respektive sekundärsidan [18]. I figur 2.11 visas två cirkulära slingor.



Figur 2.11: Två cirkulära slingor separerade med avståndet d_c .

2.10 Analytiskt uttryck för effekt och verkningsgrad

Med en SS kretstopologi, kan ineffekten P_{in} samt uteffekten P_{ut} beräknas till

$$P_{in} = \frac{U_{in}^2(R_L + R_2)}{(\omega_0 M)^2 + R_1(R_L + R_2)} \quad [\text{W}] \quad (2.24)$$

$$P_{ut} = \frac{U_{in}^2 R_L (\omega_0 M)^2}{[(\omega_0 M)^2 + R_1(R_L + R_2)]^2} \quad [\text{W}] \quad (2.25)$$

där U_{in} är inväxelspänningen, R_1 respektive R_2 är lindningsresistansen för primär respektive sekundärspolen, R_L är lastens resistans, M är ömsesidiga induktansen och ω_0 är resonansvinkelfrekvensen [19].

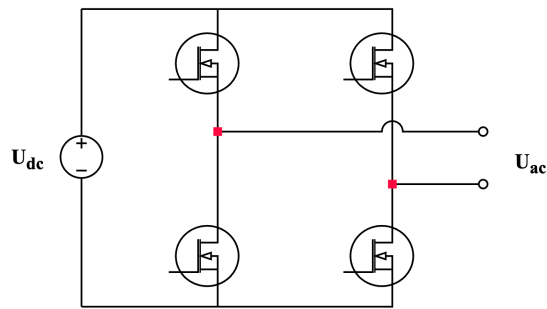
Verkningsgraden η kan följaktligen beskrivas som

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}} = \frac{R_L}{(R_L + R_2) \left(1 + \frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2}\right)} \quad [-] \quad (2.26)$$

2.11 DC/AC Växelriktare

För att omvandla en DC-spänning till en AC-spänning används en växelriktare. Konceptet med växelriktning innebär att omvandla en konstant likspänning till en växelspänning med en önskad frekvens och amplitud. En grundläggande växelriktare är vanligtvis uppbyggd av halvledarkomponenter som transistorer eller tyristorer. Dessa komponenter växlar snabbt spänningens polaritet för att skapa en växelspänning [26].

En vanlig metod för att styra spänning och frekvens i en växelriktare är Pulsbreddmodulation [26]. Genom att snabbt slå av och på spänningen i specifika mönster kan en sinusliknande vågform skapas, vilket ger bättre verkningsgrad och minskar förluster. Växelriktare används ofta inom motorstyrning och kraftöverföring för att optimera prestanda och energieffektivitet [26]. En simpel växelriktarkrets visualiseras i figur 2.12.



Figur 2.12: En växelriktarkrets med fyra ideala brytare, likspänning U_{dc} och utväxelspänning U_{ac} .

2.11.1 Pulskvot

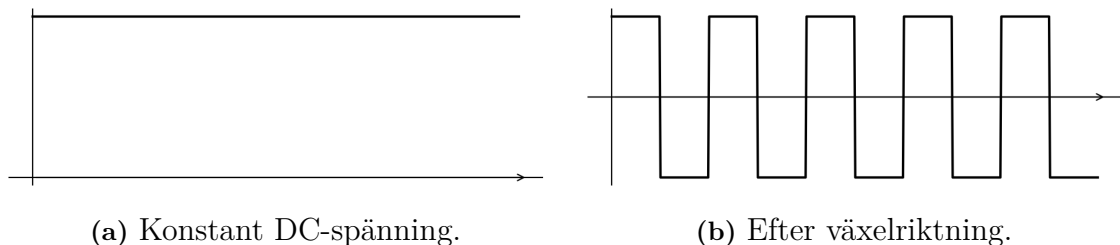
Hur brytarna slår om inuti en växelriktare kännetecknas av vad som kallas för pulskvot, vilket är ett dimensionslöst tal och definieras enligt

$$D = \frac{T_{p\ddot{a}}}{T} \quad [-] \quad (2.27)$$

där $T_{p\ddot{a}}$ och T är tiderna brytaren är på respektive den totala perioden. Värdet kan tolkas som ett procentuellt värde för hur länge brytaren är på relativt hela periodtiden. En pulskvot på 50 % betyder att en signal är på hälften av dess period och av under resten.

2.11.2 Fyrkantsvåg från växelriktare och dess påverkan på WPT-system

Utspänningen från en växelriktare erhåller inte en ren sinusformad vågform. Eftersom brytarna slår om momentant och nästan utan fördröjning, växlar spänningen omedelbart och vilket ger upphov till en fyrkantsvåg som kan ses i figur 2.13.



Figur 2.13: Växelriktning av DC-spänning.

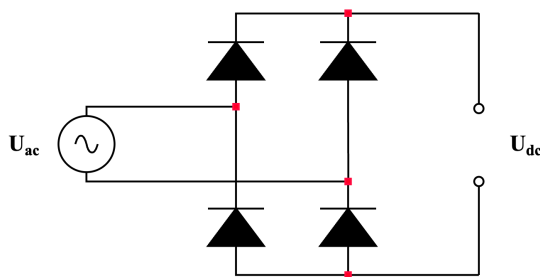
WPT-systemet påverkas inte av att signalen är fyrkantssvåg. Enligt fourieranalysen kan fyrkantssignaler tolkas som en oändlig summa av en sinusformad signal med en viss grundfrekvens och dess övertoner [27]. Om $x(t)$ är en fyrkantssvåg centrerad runt $t = 0$ samt att $D_x = 0,5$ kan den uttryckas som

$$x(t) = \frac{\pi}{4} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{2\pi nt}{T} \quad (2.28)$$

Detta innebär att både primär- och sekundärsidan kan anpassas för resonans och agera som ett bandpassfilter så att endast grundtonen passeras och övertoner dämpas. Detta medför att utspänningen från växelriktaren inte behöver omvandlas till en ideal sinusformad signal och att WPT kan genomföras med en fyrkantssignal [27].

2.12 AC/DC Likriktning

För att omvandla om AC-spänning till DC-spänning behövs en likriktare. Konceptet med likriktning är att omvandla växelspanning till en konstant spänning. Den simplaste formen av likriktare är att ha en diod eller fyra dioder inkopplade för att antingen erhålla halvågslikriktning respektive halvågslikriktning [28]. Dioder leder enbart positiv ström, vilket medför att den likriktade spänningen som uppstår endast består av den positiva delen av växelspanningen [28]. En halvågslikriktningskrets illustreras i figur 2.14.



Figur 2.14: En halvågslikriktningskrets med fyra ideala dioder, växelspanning U_{ac} och likriktad utspänning U_{dc} .

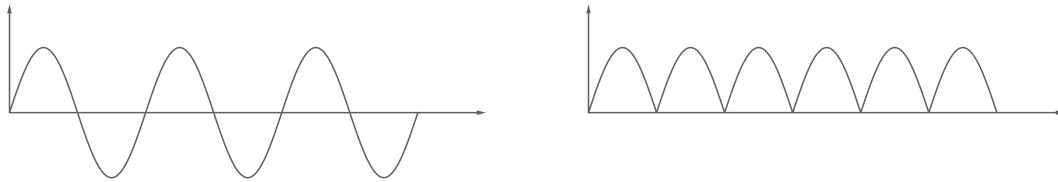
Likspänningen U_{dc} kan beräknas ur följande ekvation

$$U_{dc} = \frac{2\sqrt{2}U_{ac,rms}}{\pi} \approx 0.9U_{ac,rms} \quad [\text{V}] \quad (2.29)$$

där $U_{ac,rms}$ är effektivvärdet av växelspanningen [28].

2.12.1 Likriktning och rippelfiltrering med filterkapacitans

Likriktaren omvandlar en signal så att negativa delar av signalen blir positiva men det medför inte en konstant DC-signal. Detta illustreras i figur 2.15.



(a) Signalen innan likriktaren.

(b) Signalen efter likriktaren.

Figur 2.15: Likriktning av signal.

För att jämna ut spänningen från likriktaren används en kondensator som är parallellkopplad med utgången. Kondensatorn fungerar som ett lågpasfilter och förhindrar därmed att rippelkomponenter passerar, vilket resulterar i jämnare utspänning. Värdet hos kondensatorn kan beräknas enligt

$$C = \frac{I_{\text{last}}}{2f \Delta U} \quad (2.30)$$

där I_{last} är lastströmmen, f är frekvensen och ΔU är tillåten rippelspänning [29]. Ett rimligt värde för ΔU är 5 – 10 % av utspänningen [30].

3

Metod

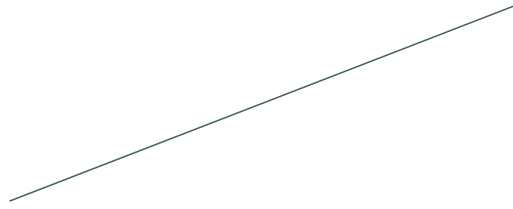
I detta kapitel redovisas metodiken som har använts för att konstruera och testa en trådlös laddare. Arbetet delades in i fyra huvuddelar: simulering och modellering, simulering av WPT-systemet, spolkonstruktion samt uppkoppling, justering och prestandaanalys. Projektet inleddes med en validering av COMSOL för att därefter kunna simulera självinduktans, ömsesidig induktans och resistans för spolarna. Därefter användes dessa parametrar för att simulera WPT-systemet, vilket bestämde vilka strömmar som spolarna leder samt uteffekten. Utifrån detta justerades designen av spolarna i COMSOL tills simuleringarna av WPT-systemet i Simulink visade på ett acceptabelt resultat. Sedan konstruerades spolarna enligt den geometri som bestämdes. Därefter mättes spolarnas parametrar för att kunna justera deras geometri för att uppnå den önskade uteffekten och spänningen på 500 W respektive 24 V över lasten.

3.1 Simulering och modellering

Självinduktanserna, ömsesidig induktansen och DC-resistansen för primär- och sekundärspolen bestämdes med hjälp av simuleringar utförda i COMSOL. Samtliga geometrier konstruerades med programmets inbyggda geometriverktyg. Runt samtliga simulerade ledare konstruerades en omslutande luftsfär. Sfärens storlek anpassades till att vara betydligt större än de olika ledarnas storlek. Alla ledare var av materialet koppar.

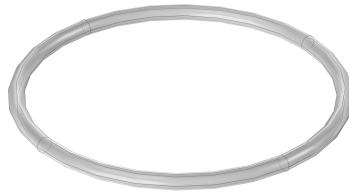
3.1.1 Validering av simulering

I syfte att validera COMSOL:s trovärdighet genomfördes fyra valideringsundersökningar. Den första valideringen utfördes på en oändligt lång rak ledare med längden 10 m och radien 1 cm, se figur 3.1, och dess självinduktans beräknades. Självinduktansen jämfördes med det analytiska värdet som beräknades enligt ekvation 2.20.



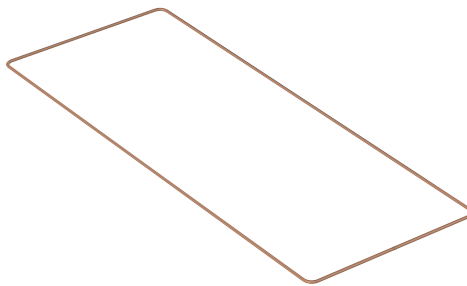
Figur 3.1: Den raka ledaren som konstruerades i COMSOL.

Den andra valideringen utfördes på en cirkulär slinga med en slingradie på 10 cm och en ledarradie på 0,5 cm, se figur 3.2. Den beräknade självinduktansen jämfördes med det analytiska värdet som beräknades enligt ekvation 2.21.



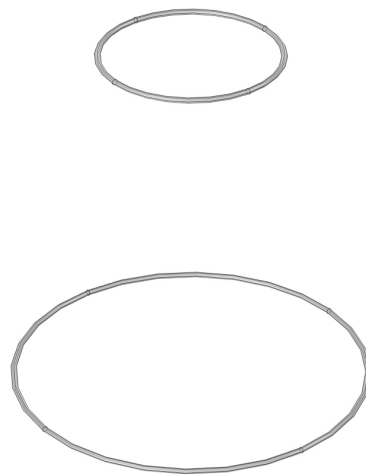
Figur 3.2: Den cirkulära slingan som konstruerades i COMSOL.

Den tredje valideringen utfördes på en rektangulär slinga med längden 28 cm, bredden 11 cm och en ledarradie på 1 mm, se figur 3.3. Den beräknade självinduktansen jämfördes med det analytiska värdet som beräknades enligt ekvation 2.22.



Figur 3.3: Den rektangulära slingan som konstruerades i COMSOL.

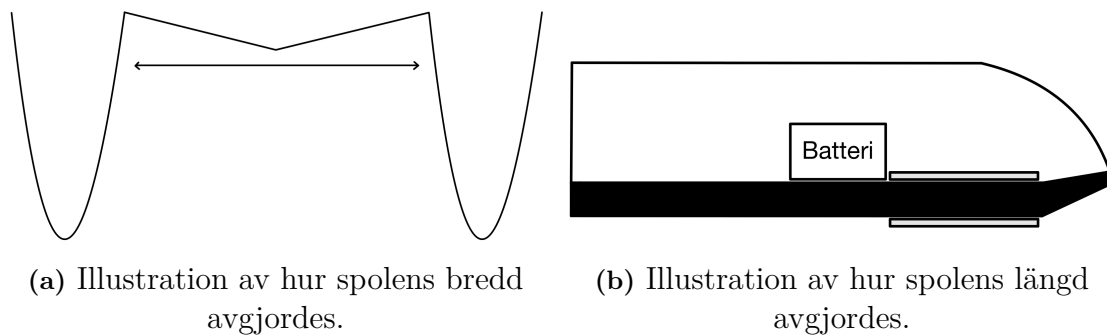
Den sista valideringen genomfördes på två cirkulära slingor, separerade med en meter från varandra, i syfte att validera den ömsesidiga induktansen. Slingornas radier valdes till 25 respektive 50 cm. Båda ledarna konstruerades med en ledarradie på 0,8 cm. De cirkulära spolarna illustreras i figur 3.4. Den ömsesidiga induktansen jämfördes med det analytiska värdet som beräknades enligt ekvation 2.23.



Figur 3.4: De två cirkulära slingor som konstruerades i COMSOL.

3.1.2 Simulering av spoldesign

Spolarnas maximala yttermått bestämdes utifrån designen på den tilldelade ASC:n. Spolarna placerades mellan de två skroven, parallellt med varandra, med skrovets tjocklek som separation. Bredden begränsades således av de två skrovens mellanrum, illustrerat i figur 3.5a. Längden begränsades av designen på ASC:ens insida, bakåt av ett batteri och framåt av det vinklade skrovet i höjddled, vilket illustreras i figur 3.5b.

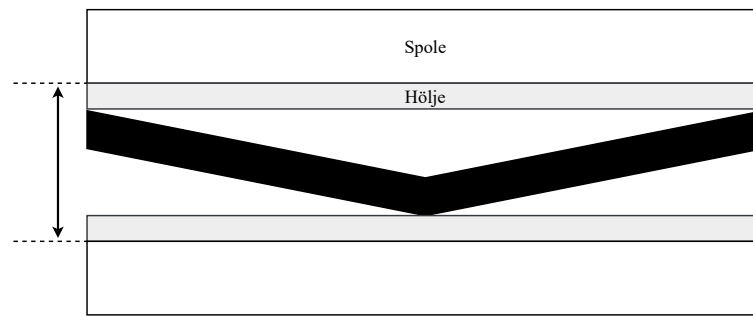


(a) Illustration av hur spolens bredd avgjordes.

(b) Illustration av hur spolens längd avgjordes.

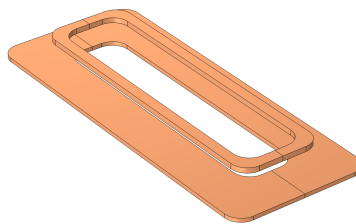
Figur 3.5: Illustration av hur spolens yttre dimensioner avgjordes.

Sedan uppmättes luftgapet mellan spolarna. Eftersom ett plasthölje från spolkårlarna kommer att täcka spolarna, adderades även dess tjocklek till luftgapet, vilket illustreras i figur 3.6.



Figur 3.6: Luftgapet mellan primär- och sekundärspolen med skrovnet som genomskärning.

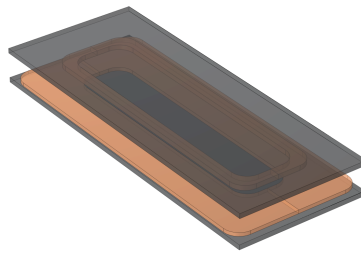
Två rektangulära spolar konstruerades i COMSOL, illustreras i figur 3.7. Då spolarna kommer bestå av litztråd, i syfte att minimera AC-resistansen och således öka verkningsgraden, används fysikmodulen "Homogenized multiturn".



Figur 3.7: Spolarna som konstruerades i COMSOL.

Primärspolens geometri konstruerades i COMSOL med så stor bredd och längd som möjligt. Sekundärspolens bredd och längd bestämdes därefter för att nå önskade självinduktanser och ömsesidig induktans. Lindningsbredden, som motsvarar avståndet mellan yttersta och innersta lindningsvarvet, bestämdes genom att utgå ifrån antalet varv i spolarna samt litztrådens diameter. Tjocklekarna på spolarna bestämdes även med dessa diametrar. Diametrarna bestämdes i sin tur utifrån att anta en maximal strömtäthet på 5 A/mm^2 för begränsning av termiska effektförluster i spolarna. Storleken på strömmarna bestämdes med hjälp av Simulink baserat på de spolparametrar framtagna i COMSOL.

Två ferritplattor med en tjocklek på 4 mm konstruerades sedan med maximal bredd och längd. Plattorna placerades 0,5 mm under och ovanför primär- och sekundärspolen, vilket illustreras i figur 3.8.

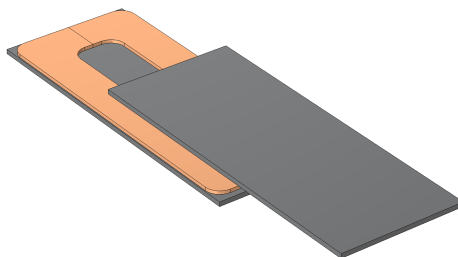


Figur 3.8: Spolarna som konstruerades i COMSOL med ferrit.

3.1.3 Induktans undersökningar

Ferritens påverkan studerades genom att två undersökningar genomfördes, en utan ferritplattorna och en med ferritplattorna. Självinduktanserna för båda spolarna samt den ömsesidiga induktansen mellan dem beräknades i COMSOL. Kopplingsfaktorn beräknades enligt ekvation 2.12. En procentuell skillnad mellan resultaten beräknades sedan.

En ytterligare simulering genomfördes i syfte att analysera hur systemet påverkas av förskjutning mellan spolarna. Då spolarna inte kan förskjutas i sidled genomfördes endast tester i längdled som ses i figur 3.9.



Figur 3.9: Spolarna under simulerade förskjutningen.

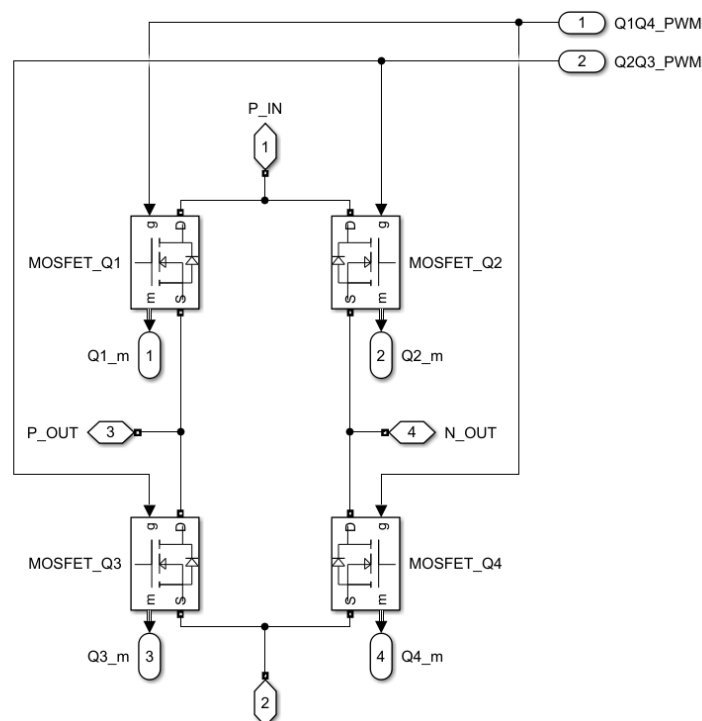
Simuleringarna genomfördes i COMSOL, med start vid det ursprungliga läget (0 mm förskjutning). Därefter utfördes simuleringar med tio millimeters intervall fram till den punkt där spolarna inte längre överlappar, vilket inträffade vid 200 mm. Självinduktanserna, ömsesidig induktans och kopplingsfaktor beräknades och resultaten plottades i MATLAB som funktion av förskjutningen. Vidare användes resultaten för att simulera uteffekten samt strömmarna i primär- och sekundärspolen i Simulink vid varje punkt, vilka också plottades i MATLAB som funktion av förskjutningen.

3.2 Simulering av WPT-systemet

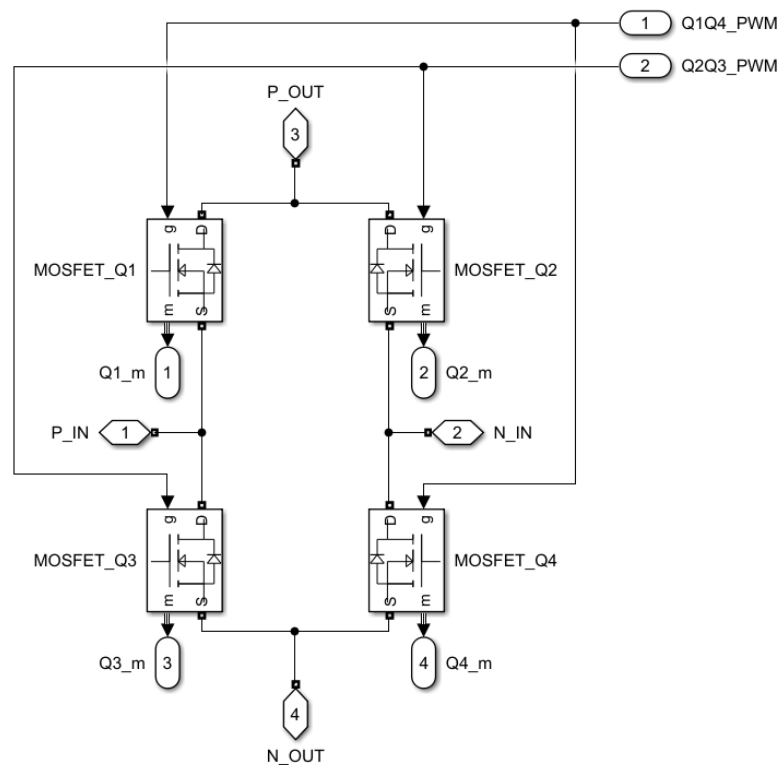
MATLAB:s simuleringsprogram Simulink användes för att simulera WPT-systemet. Systemet initieras med en omvandling av en DC-spänning till AC-signal via växelriktare som sedan överförs trådlöst med två spolar som agerar som en transformator. Den överförda transformerade AC-signalen omvandlas sedan om till DC-spänning med hjälp av likriktare. Slutligen nyttjas DC-spänningen för att ladda ett batteri. Simuleringen gjordes genom att testa flera kombinationer av induktansvärden hämtade från COMSOL som justerades för att få ut en uteffekt på drygt 500 W, för att kompensera för de effektförluster som finns i verkligheten.

3.2.1 Ingående delar av WPT-systemet

Omvandling av signaler sker genom växel- och likriktare. Växel- och likriktaren är realiserade med MOSFET-strömbrytare i en enfas-fullbryggkonfiguration. Dessa delsystem visas i figurerna 3.10 samt 3.11. Växelriktaren styrs av två PWM-signaler, där varje signal är kopplad till ett av de diagonala brytarparen i fullbryggan. Signalerna är fäsförskjutna med 180° , och båda har en pulskvot på 50 %. Likriktaren arbetar passivt och därför är styrsignalen hos brytarna konstant noll. Med passiv likriktning fungerar MOSFET-brytarna endast som dioder.



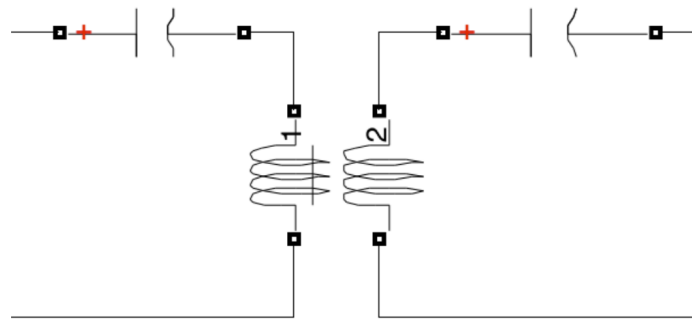
Figur 3.10: Växelriktaren som konstruerades i Simulink.



Figur 3.11: Likriktaren som konstruerades i Simulink.

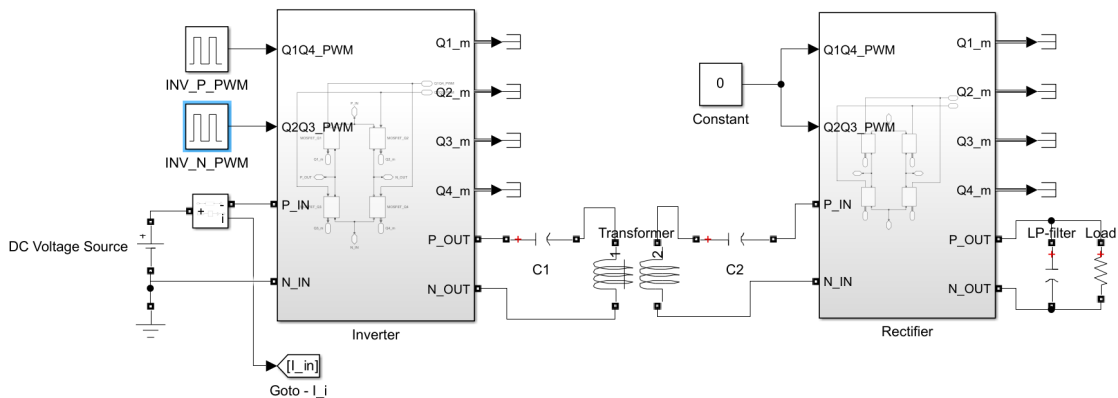
Växel- och likriktaren använder i princip likadan design med omvända utgångar (P_{OUT} och N_{OUT}) och ingångar (P_{IN} och N_{IN}). För att få MOSFET-brytarna att efterlikna verkliga komponenter, sattes framspänningen av dioderna till 0,7 V. Diodresistansen sattes till 1 m Ω och påslagsresistansen 3,32 m Ω . Dessa värden valdes för att spegla typiska kommersiellt tillgängliga diodkomponenter.

Primär- och sekundärsidorna realiserades med två RLC-grenar i SS topologi. Den bestod av självinduktanser samt lindningsresistanser för respektive sida samt kondensatorer kopplade i serie på respektive sida. I figur 3.12 illustreras SS topologin av WPT-systemet.



Figur 3.12: SS topologi konstruerad i Simulink.

Kretsen färdigställdes genom att ansluta växelriktarens utgång till primärsidan och likriktarens ingång till sekundärsidan. Vidare anslöts en DC-spänning till växelriktarens ingång. En ekvivalent last till batteriet parallellkopplades med likriktarens utgång. Ytterligare parallellkopplades en filterkapacitans för att motverka spänningsrippel. I figur 3.13 illustreras det fullständiga WPT-systemet.



Figur 3.13: Det fullständiga konstruerade WPT-systemet i Simulink.

3.2.2 Teknisk identifiering av komponentparametrar

För att dimensionera och simulera WPT-systemet identifierades ett antal tekniska parametrar som är kända från projektets grundförutsättningar. Dessa sammanfattas i tabell 3.1.

Tabell 3.1: Parametrar kända från projektets grundförutsättningar.

Beskrivning	Beteckning	Värde
Inspänning	U_{in}	207 V
Frekvens	f	85 kHz
Lastens spänning	U_{ut}	24 V
Uteffekt	P_{ut}	500 W

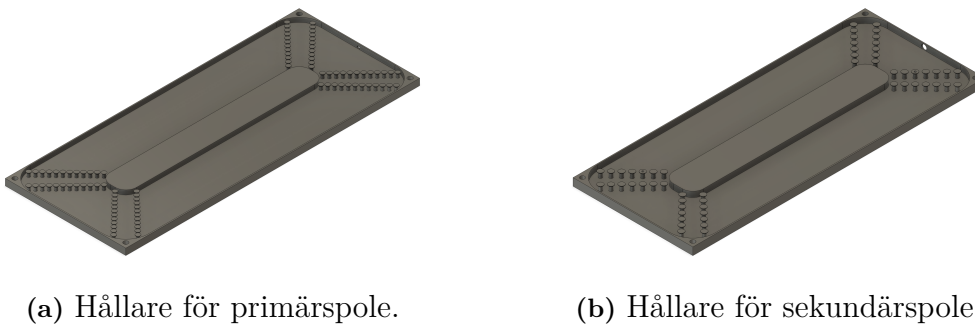
Självinduktanserna L_1 , L_2 samt den ömsesidiga induktansen M för spolarna i transformatorn erhöles från simulationer i COMSOL. För att få WPT-systemet att resonera vid en specifik frekvens behövde kapacitansvärdena i respektive RLC-gren beräknas. Värdet av kapacitansen beräknades enligt 2.13. Lindningsresistanserna R_1 och R_2 i spolarna kan erhålla olika resistansvärden beroende på om det är en DC- alternativt AC-signal. DC-resistansen för R_1 och R_2 beräknades i COMSOL och AC-resistansen beräknades enligt ekvation 2.18. Utspänningen från likriktaren kräver utjämning och detta sker via en filterkapacitans som är parallellkopplad med lasten. Filterkapacitansen agerar som ett lågpasfilter och dess värde kapacitans beräknades enligt ekvation 2.30.

3.3 Spolkonstruktion

Efter simuleringarna bedömdes ge resultat som var tillräckligt nära det önskade resultatet gjordes designer i CAD, vilka sedan skrevs ut med en 3D-skrivare, som därefter användes för att konstruera spolarna.

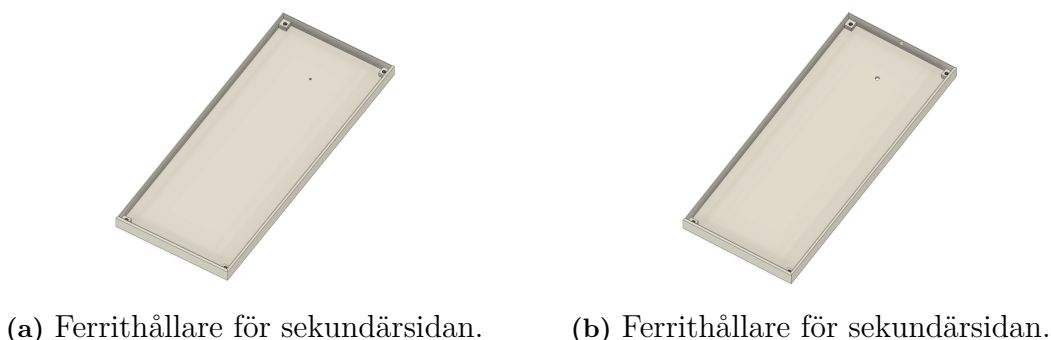
3.3.1 Design av spol- och ferrithållare i CAD

När geometrin fastställdes utifrån simuleringarna skapades designer i CAD-programmet Autodesk Fusion för att möjliggöra montering av spolarna samt ferriten för både primär- och sekundärspolen. För att spolarna skulle hållas på plats gjordes piggar med en bredare topp, som placerades i varje hörn. Hur detta designades syns i figur 3.14.



Figur 3.14: CAD-design för spolhållarna.

Dessutom gjordes det plats för fler varv i hållarna för spolarna för att bibehålla möjligheten att justera antal varv samt bredd av spolarna. Sedan designades även hållare för montering av ett lager 4 mm tjocka ferritplattor för båda spolarna, vilka visas i figur 3.15. Dessa ferrithållarna gjordes även för att fungera som lock för respektive spolhållare.

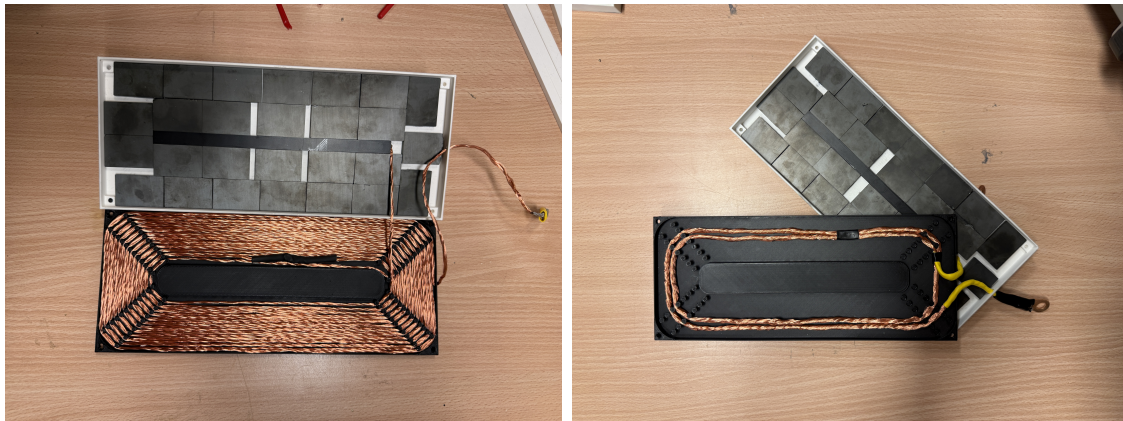


Figur 3.15: CAD-design för ferrithållarna.

Därefter realiserades dessa spol- och ferrithållare genom 3D-skrivning med materialet E-PLA i en 3D-skrivare av modellen Original Prusa XL.

3.3.2 Montering av spolar och ferritmaterial

Primär- och sekundärspolens litztråd från Elektrisola med artikelnummer 11505621 lindades på respektive spolhållare enligt de fastställda dimensionerna. Ferritplattor med 4 mm tjocklek av typen 3F3 limmades fast på ferrithållaren. I ändarna av trådarna monterades kontakter och krympslang. Primär- och sekundärspolen visas i figur 3.16.



(a) Primärspolen sedd inifrån.

(b) Sekundärspolen sedd inifrån.

Figur 3.16: Spolarna och ferriten sedda inifrån spolhållarna.

3.4 Uppkoppling, justering och prestandaanalys

Det experimentella arbetet bestod av flera faser, som fokuserade på att först mäta och analysera spolegenskaper med deras simulerade dimensioner, följt av justeringar av spolarna för att optimera systemet och slutligen testa det slutgiltiga WPT-systemets prestanda. Slutligen gjordes även tester för spolförskjutning där självinduktanser, ömsesidiga induktanser samt kopplingsfaktorn bestämdes för olika förskjutningar.

3.4.1 Inledande mätningar av spolegenskaper

Den första undersökningen som genomfördes testade självinduktanserna för primär- och sekundärspolen. Induktanserna samt resistanserna för spolarna mättes med en LCR-meter av modellen LCR-8110G från GW Instek.

Den andra undersökningen testade den ömsesidiga induktansen mellan spolarna. Spolarna placerades på samma sätt som i den verkliga situationen, inklusive korrekt luftgap. Sedan ställdes en funktionsgenerator av modellen FG1201B från DMI in till 85 kHz med en 5 V sinusspänning med hjälp av en räknare av modellen 53131A från Hewlett Packard. Funktionsgeneratoren kopplades till primärspolen i serie med en ampéremeter av modellen Keysight från U1272A för mätning av strömmen. Sekundärspolen kopplades med en voltmeter av samma modell för uppmätning av spänning. Uppsättningen av denna krets syns i figur 3.17. Utifrån dessa värden kunde den ömsesidiga induktansen beräknas med hjälp av ekvation 2.10. Sedan kunde även kopplingsfaktorn beräknas och de uppmätta värdena jämfördes också med simulerade värden.



Figur 3.17: Uppmätning av ömsesidig induktans.

3.4.2 Justering av spolar och dimensionering av resonanskrets

Uteffekten simulerades för självinduktanserna och den ömsesidiga induktansen i Simulink. Därefter justerades spolarna tills rätt uteffekt uppnåddes. Utifrån de justerade spolarna gjordes nya uppmätningar av självinduktanser, lindningsresistanser samt den ömsesidiga induktansen, vilket gjordes på likvärdigt sätt som i avsnitt 3.4.1. Kapacitansen som behövdes för att uppnå 85 kHz beräknades därefter från induktansen för respektive spole enligt 2.13. Sedan löddes kondensatorer på ett experimentkort för att uppnå dessa kapacitanser för respektive spole. Kapacitanserna för de här kondensatorbankerna uppmättes dessutom med en LCR-meter av modellen LCR-8110G från GW Instek.

Därefter kopplades primärspolen i serie till sin tillhörande kondensatorbank för att genomföra ett frekvenssvop för att avgöra för vilken frekvens impedansen blir som lägst, vilket motsvarar resonansfrekvensen. Sedan genomfördes samma procedur för sekundärspolen.

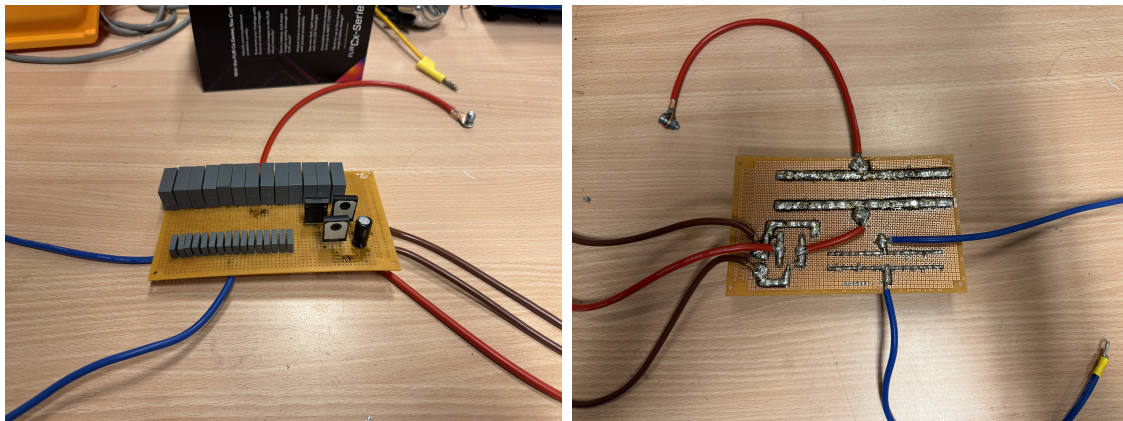
3.4.3 Montering av komplett WPT-system

På samma experimentkort löddes sedan en likriktare som bestod av tre dubbla schottkydioder samt en glättningskondensator vars kapacitans beräknades enligt ekvation 2.30. Schottkydioderna kopplades ihop enligt figur 2.14. I tabell 3.2 visas en lista över de komponenter som användes för dessa lödningar.

Tabell 3.2: Komponenter som installerade på experimentkortet.

Komponent	Märke	Artikelnummer
Resonanskondensatorer primärsidan	KEMET	R76QF110050H0J
Resonanskondensatorer sekundärsidan	KEMET	R76QN310050H3J
Glättningskondensator	Panasonic	EEUFS2A121B
Schottkydioder	STMicroelectronics	STPS80H100C-Y

Lödningarna som genomfördes gjordes extra tjocka utifrån vilken ström de skulle leda för att minimera effektförluster syns i figur 3.18b. Dessutom löddes alla kontakter fast på experimentkortet som behövdes för inkoppling till den resterande delen av WPT-systemet. Detta visas i figur 3.18.

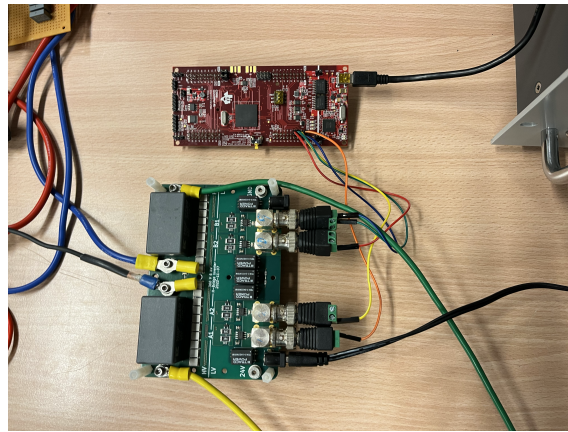


(a) Kretsen sett ovanifrån.

(b) Kretsens sett underifrån.

Figur 3.18: Det färdigställda experimentkortet med installerade komponenter.

Det fullständiga WPT-systemet kopplades sedan upp enligt figur 2.3, med en last som bestod av tre effektmotstånd varav två parallellkopplades i serie med det tredje effektmotståndet. De parallellkopplade effektmotstånden var från TE Connectivity samt RS pro av modellerna 2176508-6 respektive 175-2501 medan det sista effektmotståndet var från ARCOL av modellen HS300 22R J. För att möjliggöra mätning av ström respektive spänning kopplades tre strömprober och tre differentiella prober till ett oscilloskop av modellen MDA 8058HD från Teledyne LeCroy. Alla prober var även tillverkade av Teledyne LeCroy och modellerna som användes var tre stycken HVD3206A, två AP015 samt en CP031A. Kretsen matas med hjälp av DC-spänningsaggregatet SM600-10 från Delta Elektronika som kopplades till en växelriktare. Växelriktaren som användes för denna krets visas i figur 3.19



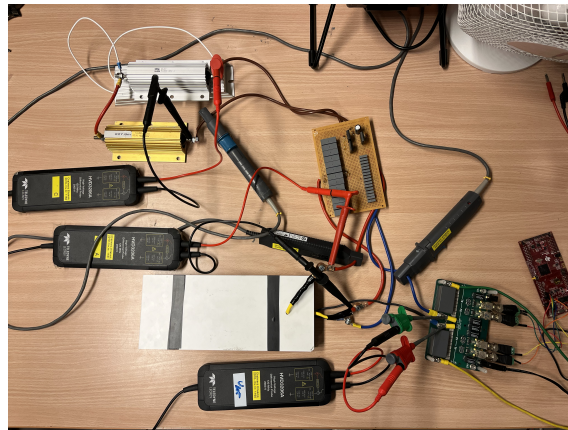
Figur 3.19: Växelriktaren som användes för WPT-systemet.

För att identifiera den nya resonansfrekvensen utfördes mätningar på uteffekten med en inspänning på 100 V för frekvenser mellan 83 och 86 kHz. Denna undersökning var nödvändig eftersom resonansfrekvenser mellan primär- och sekundärsidan skiljer sig åt, vilket medför att en ny, gemensam resonansfrekvens behövdes hittas.

3.4.4 Prestandamätning och analys

Den slutgiltiga resonansfrekvensen programmerades sedan in i växelriktaren. Därefter ställdes inspänningen in på 207 V. Ström- och differentiella proberna placerades för mätning av spänning och ström vid fyra punkter i WPT-kretsen: före växelriktaren, efter växelriktaren, innan likriktaren samt lasten. Utifrån detta kunde effekterna för respektive punkt beräknas. Vilket möjliggjorde beräkningen av verkningsgraden för växelriktaren, likriktaren, överföringen mellan spolarna samt för hela WPT-systemet. Dessutom sparades data i oscilloskopet för att skapa ström-, spänning- och effektgrafer i MATLAB. För att inte överskrida högsta temperaturerna för respektive komponent användes även en värmekamera för att mäta temperaturen för växelriktaren, schottkydioderna, effektmotstånden samt spolarna. Den kompletta uppkopplade kretsen, med godtyckliga placeringar för differential- samt strömproberna, ses i figur 3.20.

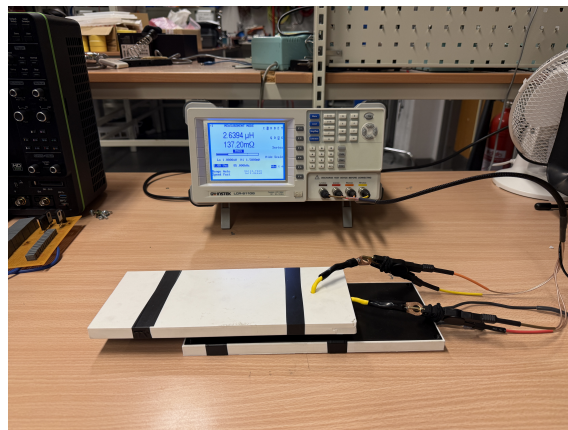
Dessa resultat jämfördes sedan med simulerade värden i **Simulink**, som baserades på de uppmätta självinduktanserna, ömsesidiga induktansen och resistanserna efter justeringen av spolarna. Däremot användes de beräknade kapacitanserna utifrån de uppmätta justerade induktanserna för att bibehålla en gemensam resonansfrekvens på 85 kHz för primär- och sekundärsidan.



Figur 3.20: En överblick på den kompletta kretsen med utplacerade ström- och differentialprober.

3.4.5 Spolförskjutning

Förskjutningsundersökningen som genomfördes simulerat utfördes även experimentellt. Denna gång togs endast kopplingsfaktorn reda på genom ekvation 2.12. Uppmätningen av självinduktanserna samt den ömsesidiga induktansen gjordes på samma sätt som tidigare, för respektive förskjutning, vilket ses i figur 3.21. Kopplingsfaktorn plottades i en graf tillsammans med den simulerade kopplingsfaktorn i förhållande till förskjutningen.



Figur 3.21: Test av kopplingsfaktor vid förskjutning.

4

Resultat

Detta kapitel redovisar resultaten från simuleringar, mätningar och konstruktion kopplade till det trådlösa laddningssystemet. Inledningsvis presenteras en validering av simuleringsprogrammet **COMSOL**, där resultat från simuleringar jämförs med analytiskt beräknade värden för olika ledare. Därefter presenteras spoldimensionerna, inklusive både simulerade och justerade geometriska mått, samt uppmätta och simulerade parametrar före och efter justering. Även kapacitanser beräknade utifrån induktanserna redovisas här. Ferritens inverkan på induktanser, kopplingsfaktor och verkningsgrad redovisas också. Resonansfrekvenser och Q-värden för systemet presenteras också. Slutligen jämförs simulerade resultat från **Simulink** med uppmätta experimentella data för att utvärdera systemets prestanda.

4.1 Validering av simuleringsresultat

Den första valideringen på en rak ledare presenteras i tabell 4.1. Resultaten från **COMSOL** avviker med 0,2 % från den analytiskt beräknade lösningen.

Tabell 4.1: Självinduktansen för en rak ledare, beräknad med **COMSOL** och genom analytisk metod.

Metod	Självinduktans [μH]
COMSOL	0,501
Analytiskt	0,500

Den andra valideringen, av en cirkulär slinga presenteras i tabell 4.2. Resultaten från **COMSOL** avviker med 19,4 % från den analytiskt beräknade lösningen.

Tabell 4.2: Självinduktansen för en cirkulär slinga, beräknad med **COMSOL** och genom analytisk metod.

Metod	Självinduktans [μH]
COMSOL	0,404
Analytiskt	0,501

Den tredje valideringen på en rektangulär slinga presenteras i tabell 4.3. Resultaten från COMSOL avviker med 2,5 % från den analytiskt beräknade lösningen.

Tabell 4.3: Självinduktansen för en rektangulär slinga, beräknad med COMSOL och genom analytisk metod.

Metod	Självinduktans [μH]
COMSOL	0,710
Analytiskt	0,728

Den tredje valideringen på två cirkulära slingor presenteras i tabell 4.4. Resultaten från COMSOL avviker med 18,0 % från den analytiskt beräknade lösningen.

Tabell 4.4: Ömsesidig induktans för två cirkulära slingor, beräknad med COMSOL och genom analytisk metod.

Metod	Ömsesidig induktans [μH]
COMSOL	0,0177
Analytiskt	0,0150

4.2 Simulering, dimensionering, och optimering av spolar

I detta avsnitt redogörs spolarnas dimensioner utifrån de fysiska begränsningar som också presenteras. Vidare redovisas spolarnas simulerade och uppmätta elektriska parametrar, samt en analys av hur implementering av ferritmaterialet påverkar spolarnas induktanser, kopplingsfaktor och den simulerade verkningsgraden för överföringen mellan spolarna.

4.2.1 Initial dimensionering och jämförelse mellan simulering och mätning

Mätningarna av båtens dimensioner visade att den totala bredden och längden för konstruktionen av spolarna maximalt fick vara 118 mm bred och 280 mm lång. Dessutom mättes minsta möjliga luftgapet mellan primär- och sekundärspolen till 13 mm. Utifrån dessa värden samt simuleringar i COMSOL bestämdes spolarnas och ferritens dimensioner till värdena som visas i tabell 4.5.

Tabell 4.5: Spolarnas och ferritens dimensioner efter genomförda simuleringar.

Parameter	Primärspole	Sekundärspole
Ledarens diameter	1,64 mm	4,0 mm
Längd	270 mm	225 mm
Bredd	110 mm	64,5 mm
N	20 st	2 st
Lindningsbredd	34,1 mm	8,30 mm
Ferritplatta (längd/bredd)	270/111 mm	270/111 mm

Baserat på de här dimensionerna simulerades och mättes självinduktanser, den ömsesidiga induktansen, kopplingsfaktorn samt lindningsresistanserna för spolarna som presenteras och jämförs i tabell 4.6. Värdena är framtagna för spolarna innan justeringen av dess dimensioner genomfördes.

Tabell 4.6: Spolarnas elektriska parametrar, från simuleringarna i COMSOL samt de fysiska mätningarna för spolarna innan justeringen genomförts.

Parameter	Simulering	Före justering	Avvikelse [%]
L_1	203 μH	179 μH	-11,8
L_2	2,48 μH	2,53 μH	+2,02
M	14,1 μH	12,6 μH	-10,6
k	0,628	0,592	-5,73
R_1	207 m Ω	326 m Ω	+57,5
R_2	3,10 m Ω	12,0 m Ω	+287

4.2.2 Uppmätta elektriska egenskaper efter geometrisk anpassning

Efter spolarnas dimensioner justerades sekundärspolens bredd samt antalet varv i primärspolen. Efter dessa förändringar korrigerades spolarnas dimensioner till de värden som visas i tabell 4.7.

Tabell 4.7: Spolarnas och ferritens dimensioner efter justeringen genomförts.

Parameter	Primärspole	Sekundärspole
Ledarens diameter	1,80 mm	4,00 mm
Längd	270 mm	245 mm
Bredd	110 mm	84,0 mm
N	23 st	2 st
Lindningsbredd	38,0 mm	8,30 mm
Ferritplatta (längd/bredd)	270/111 mm	270/111 mm

Utifrån dessa dimensioner uppmättes självinduktanserna, ömsesidiga induktansen, kopplingsfaktorn, kapacitanserna och resistanserna efter att justeringen av spolarna genomförts. Resultaten från mätningarna visas i tabell 4.8.

Tabell 4.8: Uppmätta självinduktanser, ömsesidiga induktansen, kopplingsfaktor, kapacitanser och resistanser efter justeringen av spolarna genomförts.

Parameter	Värde
L_1	223 μH
L_2	2,70 μH
M	14,2 μH
k	0,579
C_1	15,8 nF
C_2	1,28 μF
R_1	350 m Ω
R_2	12,0 m Ω

4.2.3 Ferritens inverkan

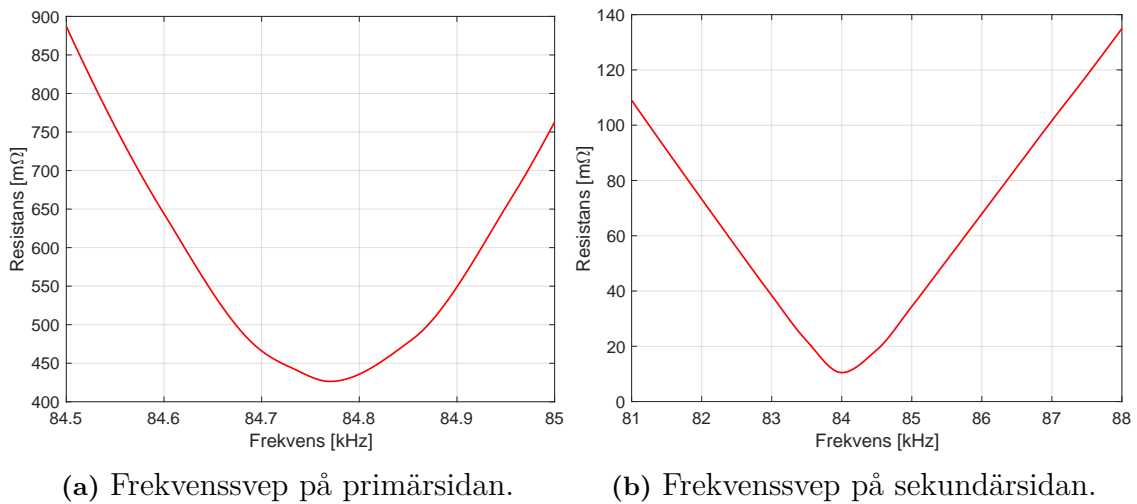
Den simulerade effekten av ferritens inverkan på spolarnas självinduktanser, ömsesidiga induktans, kopplingsfaktor samt den procentuella förändringen vid användning av ferrit presenteras i tabell 4.9.

Tabell 4.9: Spolparametrar med och utan ferritplatta och skillnad med ferrit.

Parameter	Utan ferrit	Med ferrit	Skillnad [%]
L_1	92,5 μH	203 μH	+ 119
L_2	1,16 μH	2,48 μH	+ 114
M	4,49 μH	14,1 μH	+ 214
k	0,433	0,628	+ 45,0

4.3 Bestämning av systemets resonansfrekvenser och Q-värden

Från frekvenssvepen bestämdes resonansfrekvensen på primärsidan till 84,77 kHz och på sekundärsidan till 84,05 kHz. Frekvenssvepen illustreras i två grafer i figur 4.1.



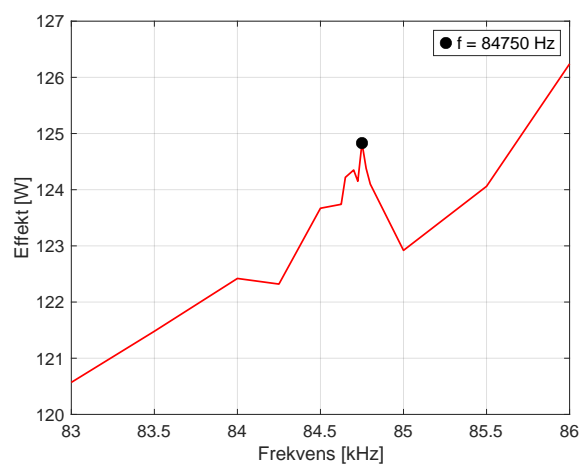
Figur 4.1: Frekvenssväp på primär- och sekundärsidan.

Baserat på primär- och sekundärsidans resonansfrekvenser kan Q -värden beräknas för respektive sida enligt ekvationerna 2.14 och 2.15 och presenteras i tabell 4.10.

Tabell 4.10: Beräknade Q -värden för spolarna.

Parameter	Värde
Q_1	339
Q_2	119

Närfältsförhållandet mellan primärspolen och sekundärspolen ger upphov till frekvensuppdelning som resulterade i en ny resonansfrekvens för systemet. Genom att göra ett frekvenssväp mellan 83 och 86 kHz kunde den nya resonansfrekvensen lokaliserats till 84,75 kHz. I figur 4.2 visas det.



Figur 4.2: Frekvenssväp mellan 83 och 86 kHz med markerad ny resonansfrekvens.

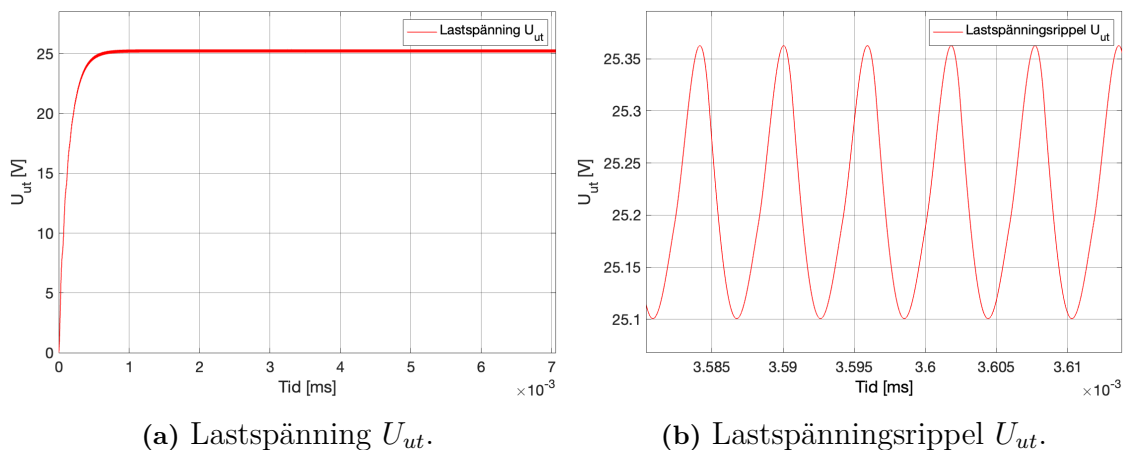
4.4 Utvärdering av elektrisk prestanda

I denna del presenteras både simulerade resultat från MATLAB:s simuleringsprogram Simulink och uppmätta resultat. Gemensamt för de simulerade- och uppmätta resultaten är att inspänningen samt filterkapacitansen C_f är satta till samma värden. De är 207 V DC och $120 \mu\text{F}$. Lastens resistansvärde var $1,152 \Omega$ i Simulink och $1,123 \Omega$ i mätningen. Alltså var lastens resistans för mätningen 2,52 % mindre.

4.4.1 Simuleringsresultat för spänning, ström och effekt

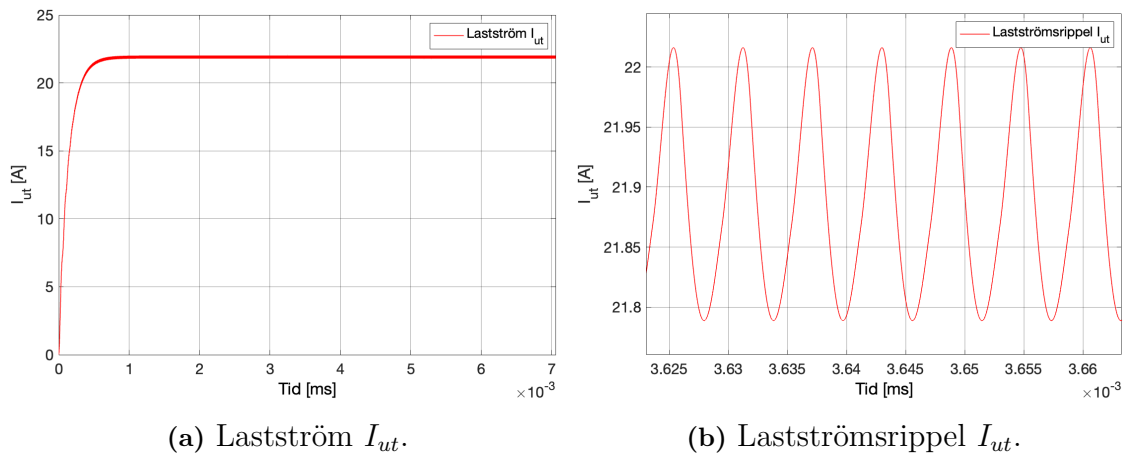
Simulerade resultaten medförde att utspänningen blev 25,25 V DC över lasten. Genom primär- och sekundärspolen flöt en ström på 4,05 respektive 21,9 A. Slutligen blev uteffekten vid lasten 553 W. I tabell 4.11 presenteras de simulerade resultaten.

I figurerna 4.3a och 4.3b visualiseras spänningen över lasten samt dess tillhörande rippel. Lastspänningen steg upp och stabiliserades kring 25,25 V efter 0,7 ms. Spänningsriplet alternerade mellan 25,1 och 25,4 V.



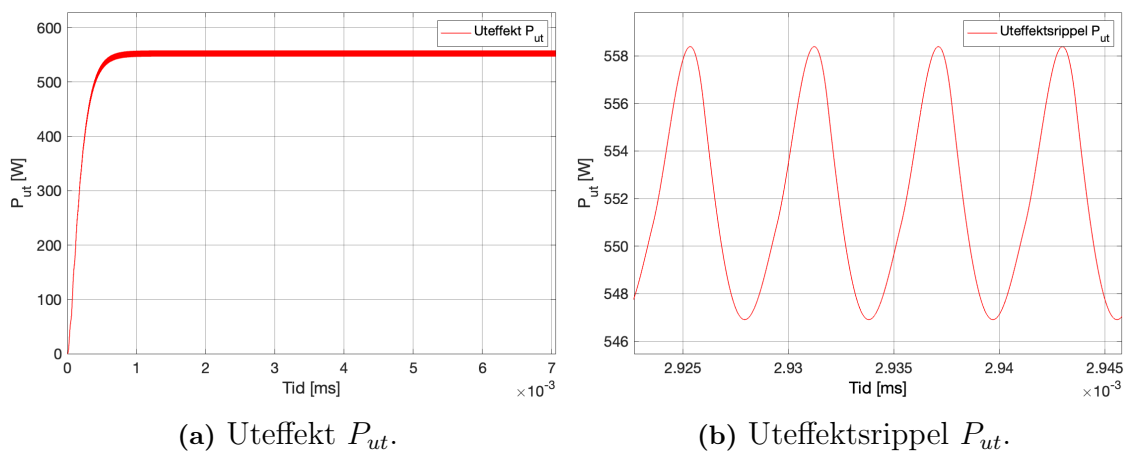
Figur 4.3: Simulerade värden för lastspänning U_{ut} samt tillhörande rippel.

I figurerna 4.4a och 4.4b visas strömmen över lasten samt dess tillhörande rippel. Lastströmmen steg upp och stabiliserades kring 21,9 A efter 0,7 ms. Strömriplet växlade mellan 21,8 och 22,0 A.



Figur 4.4: Simulerade värden för Lastström I_{ut} samt tillhörande rippel.

I figurerna 4.5a och 4.5b visas effekten över lasten samt dess tillhörande rippel. Effekten över lasten steg upp och stabiliserade sig på 553 W efter 0,7 ms. Ripplet alternerade mellan 547 och 558 W.

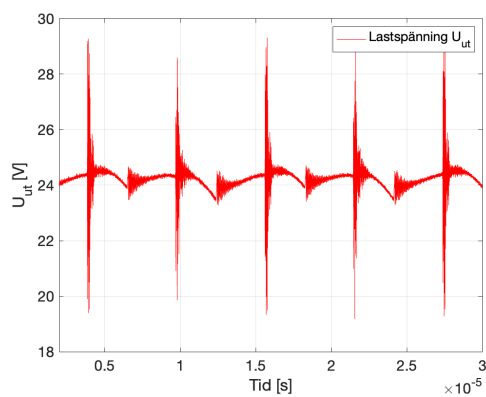


Figur 4.5: Simulerade värden för uteffekt P_{ut} samt tillhörande rippel.

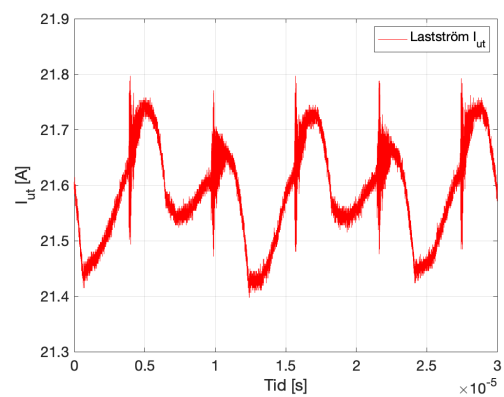
4.4.2 Experimentella mätdata för spänning, ström och effekt

Uppmätta värdena resulterade i att utspänningen blev 24,2 V DC över lasten. Genom primär- och sekundärspolen flöt en ström på 3,36 respektive 21,6 A. Slutligen blev uteffekten vid lasten 523 W. I tabell 4.11 presenteras de uppmätta värdena.

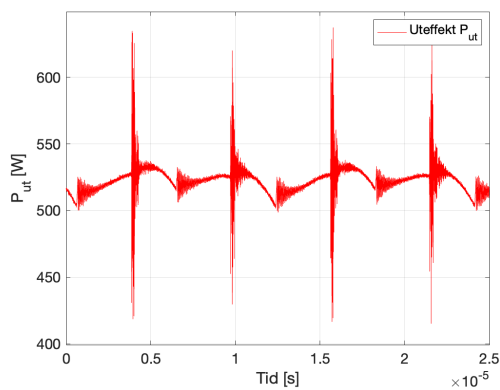
Nedan i figurerna 4.6a, 4.6b och 4.6c visualiseras spänningen, strömmen respektive effekten över lasten. I figurerna visas även rippel och höga rippeltoppar som uppstår till följd av imperfekter i växelriktarens fyrkantsvåg. I figur 4.6d visualiseras både inspänningen samt lastspänningen.



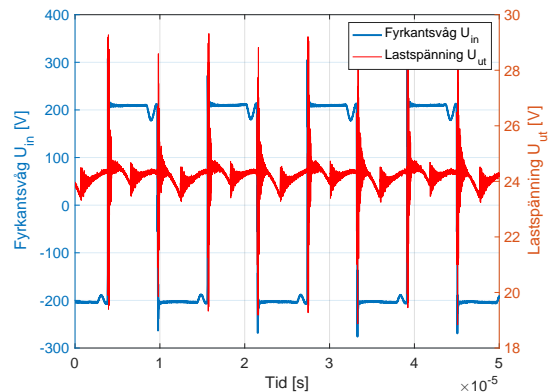
(a) Lastspänning U_{ut} med synligt rippel.



(b) Lastström I_{ut} med synligt rippel.



(c) Uteffekt P_{ut} med synligt rippel.



(d) Inspänningen U_{in} samt lastspänning U_{ut} .

Figur 4.6: Uppmätta värden för lastspänning, lastström och uteffekt.

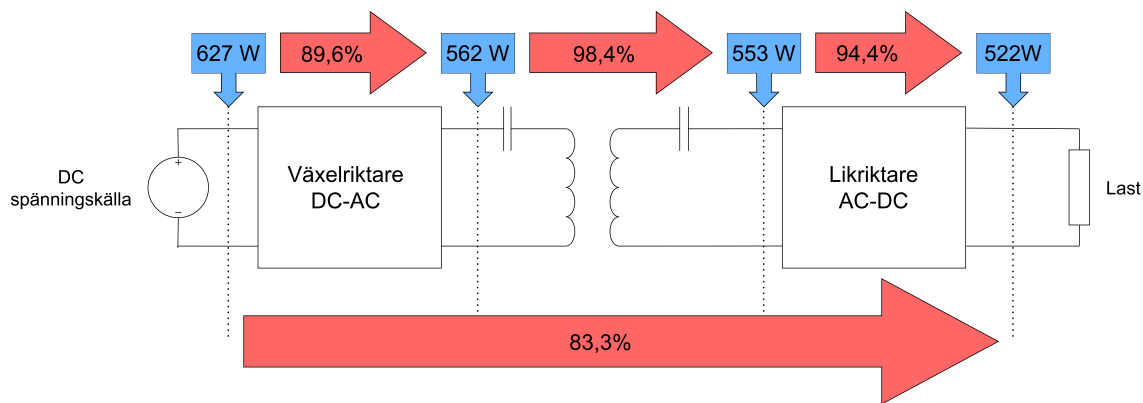
4.4.3 Effektprestanda och termisk analys

Simulerade och uppmätta ineffekter, uteffekter primärström, sekundärström, utspänning samt verkningsgrad för WPT-systemet presenteras i tabell 4.11.

Tabell 4.11: Simulerade värden efter justering gentemot uppmätta värden.

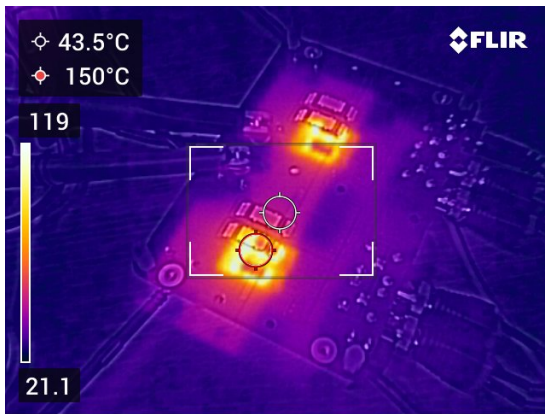
Parameter	Simulerat efter justering	Uppmätt	Avvikelse [%]
U_{ut}	25,25 V	24,2 V	- 4,16
I_1	4,05 A	3,03 A	- 25,2
I_2	21,9 A	21,6 A	- 1,37
P_{in}	591 W	627 W	+ 6,09
P_{ut}	553 W	523 W	- 4,56
η	93,6	83,3	- 11,0

Vid inspänningen 207 V uppmättes effekten före växelriktaren till 627 W. Efter växelriktaren var effekten 562 W, vilket motsvarar en förlust på 65 W och en verkningsgrad på 89,5 % över växelriktaren. Före likriktaren uppmättes effekten till 553 W, en förlust med 9 W jämfört med efter växelriktaren, vilket motsvarar en verkningsgrad på 98,4 % för kraftöverföringen mellan primär- och sekundärsidan. Efter likriktaren uppmättes effekten till 522 W, en förlust på 31 W, vilket motsvarar en verkningsgrad på 94,4 % över likriktaren. Den totala verkningsgraden för systemet uppgick därmed till 83,3 %. Detta illustreras i figuren 4.7.

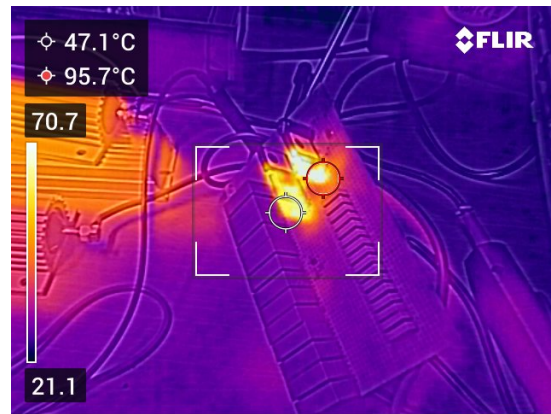


Figur 4.7: Uppmätta effekter och verkningsgrader för WPT-kretsen.

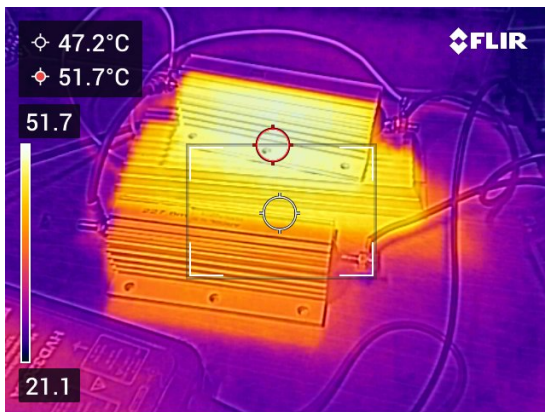
När kretsen matades med 207 V uppstod termiska förluster i flera av dess komponenter. Den högsta värmeutvecklingen observerades över växelriktarens MOSFET:ar, där en temperatur på 150 °C uppmättes. Likriktarens schottkydioder nådde 97,7 °C, effektmotståndet 51,7 °C och spolarna 30,1 °C. Dessa temperaturer kan visualiseras från figur 4.8



(a) Värmeutveckling för växelriktarens MOSFET:er.



(b) Värmeutveckling för schottkydioderna.



(c) Värmeutveckling för effektmotstånden.

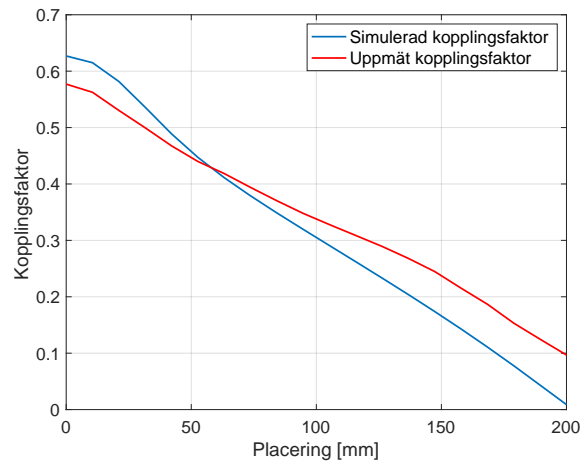


(d) Värmeutveckling för spolarna.

Figur 4.8: Värmeutveckling för kretsens termiskt kritiska komponenter.

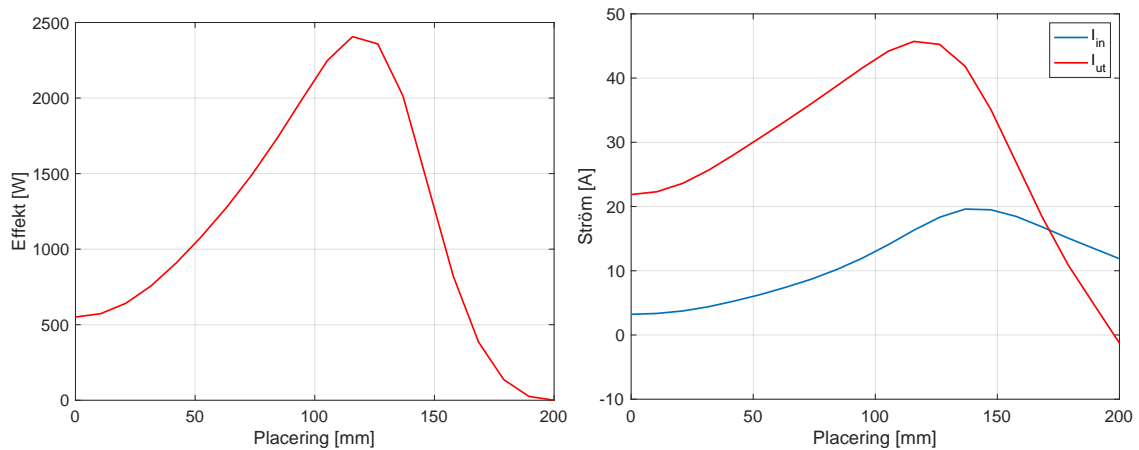
4.5 Effekt av spolförskjutning på kopplingsfaktor och systemprestanda

Undersökningen av spolförskjutningen resulterade i ett flertal observationer. Både simuleringarna utförda i COMSOL och de experimentella mätningarna visade att kopplingsfaktorn avtar vid ökad förskjutning mellan spolarna, vilket framgår av figur 4.9.



Figur 4.9: Kopplingsfaktorn som funktion av förskjutningen mellan spolarna.

Vidare visade datasimuleringarna även hur förskjutningen påverkar uteffekten enligt figur 4.10a samt in- och utströmmen enligt figur 4.10b.



(a) Effekt som funktion av förskjutningen mellan spolarna.

(b) In- och utström som funktion av förskjutningen mellan spolarna.

Figur 4.10: Effekt och strömmar som funktion av förskjutningen mellan spolarna.

5

Samhälleliga och etiska aspekter

Vid konstruktion av en trådlös laddare för en ASC bör de etiska och samhälleliga aspekterna beaktas. En potentiell konsekvens av att använda trådlösa laddare i vatten är genereringen av elektromagnetisk strålning, vilket kan påverka marina organismer som förlitar sig på sådana signaler för att navigera, lokalisera byten eller undvika rovdjur [31].

Implementeringen av WPT kan leda till ökad användbarhet och driftskapacitet hos ASC:er. Detta innebär att de etiska och samhälleliga aspekterna relaterade till den ökande användningen behöver analyseras. ASC:er kan bidra positivt till samhället inom flera tillämpningsområden. De kan nyttjas i syfte att effektivisera övervakning av miljökatastrofer, exempelvis vid detektering av oljeläckage i marina miljöer [32]. ASC:er kan även nyttjas i räddningsinsatser, vilket kan vara ett säkrare och snabbare alternativ än bemannade farkoster [33]. Det finns även negativa aspekter med ökad användning av ASC:er. De kan användas för militära ändamål, vilket är högst aktuellt i dagens världsläge med den militära upptrappningen [34].

6

Diskussion

Diskussionskapitlet sammanfattar och reflekterar över de viktigaste resultaten och observationerna, med fokus på simuleringsmodellens tillförlitlighet, hur WPT-systemet kan optimeras, systemets prestanda samt effekterna av spolförskjutning. Här diskuteras också möjliga förbättringar samt framtida arbete.

6.1 Simuleringsmodellens tillförlitlighet

Från valideringsundersökningarna mellan COMSOL och analytiska beräkningar i avsnitt 4 kan det konstateras att tillräckligt tillförlitliga resultat fås. Den största avvikelserna observerades för självinduktansen hos den cirkulära spolen, med en skillnad på 19,4 %, enligt tabell 4.2. I de övriga undersökningarna var skillnaderna mellan simulerade och beräknade värden ännu mindre. Detta anses vara högst godtagbart, eftersom COMSOL främst används i syfte att ge en god indikation på spolarnas induktanser. Den resterande kretsen har designats för att möjliggöra mindre justeringar vid behov.

Vid jämförelse mellan COMSOL-simuleringarna och de uppmätta värdena före justeringen skiljer sig självinduktanserna med 11,8 % respektive 2,00 %, enligt tabell 4.6. Den ömsesidiga induktansen avviker med 10,6 %, vilket är i samma storleksordning som självinduktansernas avvikelse. Detta anses vara rimligt eftersom spolarna sannolikt inte stämmer helt överens med den geometri som skapades i COMSOL. Därtill används i verkligheten inte en heltäckande ferritplatta, till skillnad från simuleringen. Detta kan förklara varför både primärspolens självinduktans och den ömsesidiga induktansen är lägre i mätningarna. De uppmätta självinduktanserna samt den ömsesidiga induktansen resulterar i en kopplingsfaktor på 0,592 vilket är en minskning med 5,73 % jämfört med det simulerade värdet. Detta visar på att den magnetiska kopplingen är något sämre för de uppmätta spolarna.

Lindningsresistanserna visade betydligt större avvikelser jämfört med simuleringarna då de ökade med 57,5 respektive 287 %. Detta kan förklaras av att litztrådens isolering inte avlägsnades fullständigt från alla trådar vid kontaktmonteringen.

Detta skulle minska den effektiva ledande tvärsnittsarean, vilket i sin tur skulle öka resistansen. Ytterligare en möjlig orsak är att vissa trådar i spolarna har avbrott, vilket också kan bidra till den ökade lindningsresistansen.

6.2 Hur WPT-systemet kan optimeras

Ferriten hade stor inverkan på spolarnas induktansvärden och således på kopplingsfaktorn, vilket framgår av tabell 4.9. De båda självinduktanserna mer än fördubblades när ferrit användes och den ömsesidiga induktansen mer än tredubblades. Även kopplingsfaktorn gick upp med 45 %. Då kopplingsfaktorn är direkt sammanlänkad med verkningsgraden anses en högre kopplingsfaktor vara bra för att minska förluster. Användningen av ferrit anses således vara avgörande för att förbättra WPT-systemet och dess verkningsgrad. Valet av litztråd är också av betydelse, då den motverkar strömförträngning, således minskar AC-resistansen, vilket innebär mindre förluster.

Vidare kan WPT-systemet förbättras ytterligare då den anpassas till resonansfrekvensen. Frekvenssvepningarna som presenterades i 4.1 visade att resonansfrekvensen uppmättes till 84,77 kHz respektive 84,05 kHz för primär- och sekundärsidan. Systemet hade designats för en resonansfrekvens på 85 kHz, vilket är högre än de uppmätta värdena. Detta skulle kunna förklaras av att kondensatorerna som användes hade högre kapacitans jämfört med de kapacitanser som teoretiskt hade gett den önskade resonansfrekvensen. Resonansfrekvensen skiljer sig även åt mellan primär- och sekundärsidan. Detta innebär att WPT-systemet inte kommer kunna konfigureras så att båda resonerar vid samma frekvens, vilket hade varit optimalt. Enligt teoriavsnittet 2.4 leder detta till att en ny resonansfrekvens uppstår. Denna nya resonansfrekvensen uppmättes till 84,75 kHz vilket framgår av grafen i figur 4.2. Detta anses rimligt för att den nya resonansfrekvensen ligger mellan primär- och sekundärsidans respektive resonansfrekvenser och för att den ligger betydligt närmre primärsidans resonansfrekvens. Primärsidans impedanskurva, som kan ses i figur 4.1a, har skarpare lutning än vad sekundärsidans impedanskurva har i figur 4.1b. Detta kan även bekräftas genom att studera primär- och sekundärsidans Q-värden i tabell 4.10. Primärsidan har ett Q-värde på 339 jämfört med sekundärsidans 119. Detta indikerar att primärsidan resonerar bättre än sekundärsidan. Frekvensuppdeleningen som uppstår medför att båda spolarna kommer ha reaktanser större än noll.

6.3 Utvärdering av WPT-systemets prestanda

Den simulerade lastspänningen fick ett effektivvärde (rms) på 25,25 V medan den uppmätta blev 24,2 V i rms. Ripplet över den simulerade lastspänningen erhöll samma periodiska vågform genom simuleringen, som kan ses i figur 4.3a till skillnad från vad den uppmätta lastspänningens rippel var i figur 4.6a. Främsta skillnaden är de periodiska höga rippeltopparna som momentant ger större spänningsnivåer. Den andra skillnaden är att det uppkommer även högre rippelnivåer mellan rippeltopparna.

Den simulerade lastströmmen resulterade i ett rms värde på 21,9 A medan den uppmätta fick ett rms värde på 21,6 A. Likvärdigt för den simulerade lastspänningen så har den simulerade lastströmmen ett rippel med en periodisk vågform som visas i figur 4.4b. Strömriplet skiljer sig däremot markant från det uppmätta resultatet, som visas i figur 4.6b där periodiska momentana strömtoppar uppkommer.

Uteffekten som simulerades fick ett medelvärde på 550 W och den uppmätta effekten fick ett medelvärde på 523 W. Uteffektsriplet som kan ses i figur 4.5b har en jämn och periodisk vågform, till skillnad vad som visualiseras i 4.6c. Tydliga momentana rippeltoppar uppkommer som ger höga momentana uteffekter. Eftersom uteffekten är en produkt av lastspänningen och lastströmmen medför det att uteffektens rippel amplifieras även. Det ses tydligt i figur 4.6c.

Gemensamt för den uppmätta spänningen, strömmen samt effekten över lasten är att de momentana rippeltoppar sker samtidigt vid periodiska tidpunkter. Utifrån figur 4.6a och 4.6b kan det utläsas att lastspänningens samt lastströmmens toppvärde sammanfaller nästan samtidigt tidsmässigt vilket betyder att fasvinkeln mellan ström och spänning är liten. En möjlig anledning till att de höga periodiska rippeltopparna uppstår är att växelriktaren inte konstruerar en perfekt fyrkantsvåg, som illustreras i figur 4.6d.

Ytterligare, genom att öka kapacitansen på den parallellkopplade filterkondensatorn kan ripplet som påverkar spänningen, strömmen och effekten över lasten reduceras. Det leder till att uppladdningen av ett batteri blir mer effektiv. Men om kondensatorns kapacitans är för stor kan det få flera nackdelar. En stor kapacitans har längre stigtid vid uppladdning, vilket innebär att den ämnade lastspänningen uppnås långsammare. Vid avstängning av inspänningen kommer kondensatorn dessutom att urladdas långsamt, vilket gör att spänningen i WPT-systemet hålls uppe längre än väntat. Detta kan vara problematiskt i uppladdningsystem där det är viktigt att snabbt kunna detektera ett bortfall av spänning.

Den slutgiltiga verkningsgraden för hela WPT-systemet blev 83,3 %. Detta kan jämföras med verkningsgraden på 93,6 % från simuleringen i Simulink, baserad på de uppmätta spolparametrarna efter justeringen. Dessutom uppnåddes en uteffekt på 522 W jämfört med simuleringens 553 W. De här skillnaderna för både verkningsgraden och uteffekten kan delvis förklaras av resistiva förluster i ledningar och komponenter, eftersom dessa resistanser inte existerar i simuleringen. En annan förklaring är att en viss reaktans finns i systemet, som förklaras i avsnitt 6.2, vilket resulterar i en reaktiv effektförlust. Utöver detta är växelriktaren och likriktaren som användes inte exakt likadana som de i simuleringen. Exempelvis kan diodernas framspänning skilja sig från simuleringen vilket kan resultera i större effektförluster. Temperaturmätningar, som visas i figur 4.8, visar också att flera komponenter uppnådde höga temperaturer, vilket kan öka deras resistans och därmed orsaka ytterligare förluster. En annan viktig skillnad är lastens resistans som var 2,52 % lägre än i simuleringen, vilket kan ha påverkat resultaten. Slutligen kan även mätosäkerheter i spännings- och strömproberna ha påverkat noggrannheten i verkningsgradsberäkningen.

Ur figur 4.7 syns det tydligt att effektförlusterna huvudsakligen uppstår över växel- och likriktaren. Denna observation stöds av temperaturerna som uppstod i MOSFET:arna och dioderna i växel- respektive likriktaren i figur 4.8a och 4.8b. Där bilderna visar att temperaturerna för dessa komponenter uppmättes till 150 °C, respektive 95,7 °C, vilket indikerar höga termiska effektförluster. Dessa höga temperaturer skulle kunna reduceras genom att installera kylflänsar, framförallt för MOSFET:arna i växelriktaren. I kontrast visar figurerna 4.8d och 4.8b att värmeutvecklingen i spolarna respektive kondensatorerna är betydligt lägre vilket indikerar lägre termiska förluster. Däremot kan de låga temperaturerna för spolarna vara missvisande på grund av att de omsluts av plast som skulle kunna fungera som en termisk isolator. Samtidigt är verkningsgraden över kondensatorerna och överföringen mellan spolarna 98,4 % vilket tyder på att de termiska förlusterna är låga över spolarna och kondensatorerna. Sammantaget visar detta att ledarnas diametrar i spolarna var dimensionerade med tillräcklig ledarförmåga för de strömmar som förekom i spolarna för den effekt systemet är designat för.

Utifrån resultaten kan det konstateras att uteffekten från WPT-systemet ligger tillräckligt nära det specificerade målvärdet på 500 W, vilket innebär att systemet bedöms vara lämpligt för att uppfylla effektbehovet vid laddning av ASC:ens batteri.

6.4 Effekter av spolförskjutning

Eftersom de flesta WPT-system saknar inbyggd positioneringshjälp, vilket är fallet för detta WPT-system, sker ofta en förskjutning mellan spolarna. Inverkan av förskjutning studeras i avsnitt 4.5 och i figur 4.9 presenteras kopplingsfaktorn som funktion av placering. Grafen påvisar tydligt att kopplingsfaktorn sjunker vid större förskjutning. Detta stämmer överens med teorin beskriven i avsnitt 2.2. Då kopplingsfaktorn är i direkt korrelation med verkningsgraden över spolarna, så är en hög kopplingsfaktor önskvärd. Således är det av stor vikt att spolarna placeras så korrekt som möjligt.

Jämförs den simulerade och uppmätta kopplingsfaktorn som funktion av förskjutningen följer de samma mönster men med skillnaden att den uppmätta kopplingsfaktorn inte avtar med samma hastighet. Förklaringen till detta skulle kunna vara miljön som mätningen genomfördes i. Simuleringsmiljön är perfekt medan det i verkligheten finns en mängd faktorer som förändrar och påverkar det magnetiska fältet.

Vidare kan det, genom simuleringar, observeras att effekten förändras enligt grafen i figur 4.10a. Effekten ökar och toppas vid 120 mm motsvarande 60 % förskjutning, för att sedan sjunka kraftigt mot noll när överlappet är fullständigt. In- och utströmmen följer ett liknande mönster som grafen i figur 4.10b visar. Både den förhöjda effekten och strömmen medför problem för det konstruerade WPT-systemet. Spolen och de olika komponenterna i systemet är dimensionerade för en viss mängd effekt, ström och spänning, vilket innebär att systemet riskerar att överhettas. Förklaringen till uteffektens karakteristik i figur 4.10a när spolarna förskjuts mot varandra, är att sändarsidan blir mer kortsluten. WPT-systemets totala impedans minskar då mottagarsidan förflyttas vilket leder till att mer ström kommer genomflöda sändarsidans krets, vilket resulterar i ökad uteffekt. Däremot uppkommer en maximal uteffekt vid 120 mm (60 %) förskjutning för att sedan minska mot noll. Förklaringen är att sändarsidans ingående kretskomponenter inte är ideala vilket leder till att uteffekten toppar för att sedan minska mot noll. Idealt hade uteffekten ökat mot oändligheten i takt med fortsatt förskjutning, vilket inte är möjligt då komponenterna inte är förlustfria. Resultatet för effekt och ström är endast baserat på datasimulationer, däremot har simuleringarna påvisat tillräckliga överensstämmelser, vilket gör att resultatet anses trovärdigt.

6.5 Framtida arbete

Det finns flera potentiella områden för framtida arbete baserat på detta projekt. Ett nästa steg vore att implementera trådlös laddning av ett verkligt batteri, vilket hittills inte har genomförts på grund av säkerhetsrisker. Ett annat utvecklingsområde är att konstruera en dockningsmekanism som möjliggör implementeringen av WPT-systemet till ASC:en.

Vidare hade det varit intressant att undersöka i detalj vad som orsakar skillnaderna mellan de simulerade- och uppmätta resultaten. Resistanser i kablar, växelriktaren, likriktaren och kondensatorer har inte medräknats, vilket hade kunnat påverka de uppmätta resultaten.

Ett ytterligare framtida arbetsområde är att undersöka hur detta WPT-system skulle presteras vid drift med frekvenser över 85 kHz. Högre frekvenser är generellt fördelaktiga i WPT-system eftersom de kan bidra till en förbättrad verkningsgrad. Det hade varit möjligt att genomföra drift vid högre frekvenser genom att anpassa spolarnas geometri för att deras självinduktans samt justera de respektive sidornas seriekopplade kondensatorer för att bibehålla resonans i systemet.

Då förskjutningen mellan spolarna uppvisade stor påverkan på WPT-systemet hade det varit fördelaktigt med positioneringshjälp. Detta skulle exempelvis kunna genomföras med magneter placerade på båda spolarna, vilket hade säkerställt minimal förskjutning. Man hade även kunnat undersöka möjligheten att reglera spänningen i systemet för att exempelvis motverka effektökningen som observerades vid förskjutning av spolarna.

För att möjliggöra tester i verkliga marina miljöer krävs att systemet vattentätas, vilket skulle kunna utvärderas i kombination med den föreslagna dockningslösningen. Vidare skulle det vara av intresse att studera systemets funktionalitet när det är monterat på ASC:en och utsätts för faktiska driftsförhållanden.

7

Slutsats

Målet med detta projekt var att utveckla och utvärdera ett WPT-system i syfte att ladda en ASC. Genom simuleringar i COMSOL och Simulink, följt av fysisk konstruktion och mätning i laboriemiljö, kunde ett fungerande system realiseras. Spolarna dimensionerades för att leverera 500 W vid 24 V, och det färdiga systemet uppnådde en uppmätt uteffekt på 523 W med en verkningsgrad på 83,3 % och 24,2 V.

Valideringen visade god överensstämmelse mellan simuleringar och teoretiska beräkningar, vilket bekräftar modellernas tillförlitlighet för denna typ av tillämpning. Användningen av ferrit var avgörande för att maximera verkningsgraden över spolarna då kopplingsfaktorn påverkas kraftigt av ferriten. Kopplingsfaktorn ökade med 45 % när ferrit användes. Det visade sig även vara betydande att hitta systemets resonansfrekvens, som bestämdes till 84,75 kHz. När systemet ställdes in till resonansfrekvensen minskade förluster och verkningsgraden maximerades. De största effektförlusterna i systemet observerades i växel- och likriktaren, där verkningsgraderna uppmättes till 89,6 % respektive 94,4 %. I jämförelse uppvisade överföringen mellan primär- och sekundärspolen en relativt hög verkningsgrad på 98,4 %. Den totala verkningsgraden för WPT-systemet mättes till 83,3 % vilket kan jämföras med den simulerade verkningsgraden på 93,6 %.

De simulerade värdena gav en någorlunda god approximation av de uppmätta värdena gällande spänning, ström samt effekt över lasten. Största skillnaden var att de uppmätta värdena visade tydliga skarpa momentana rippeltoppar som skapades ifrån växelriktarens icke-ideala fyrkantsvåg. En ökad filterkapacitans över lasten hade minimerat rippelspänningen, men hade behövts dimensioneras för att undvika alltför lång stigtid. Det hade medfört att den ämnade lastspänningen hade uppnåtts långsammare och lastspänningen hade kvarstått längre vid frånkoppling.

Vidare visade analyserna att en ökad förskjutning mellan spolarna medförde en lägre kopplingsfaktor och således en lägre verkningsgrad. Initialt ökade både effekt och ström när förskjutningen blev större. Vid 60 % av den maximala förskjutningen vände trenden och effekt och ström minskade. Dessa variationer konstaterades vara ett problem då kretsen inte var konstruerad för att hantera de ökade effekt- och strömnivåerna.

Avslutningsvis visar detta projekt att trådlös kraftöverföring är en teknisk möjlig lösning för laddning av ett batteri. För att möjliggöra användning i marina miljöer krävs däremot ytterligare arbete med vattentätning för WPT-systemet, dockningslösning för den autonoma ytfarkosten samt spänningsreglering för att säkerställa en konstant spänning över batteriet. WPT-systemets prestanda och effektivitet visar på god potential för vidareutveckling inom detta område.

Litteraturförteckning

- [1] J. E. Manley. "Unmanned surface vehicles, 15 years of development". I: *OCEANS 2008*. 2008, s. 1–4. DOI: 10.1109/OCEANS.2008.5152052.
- [2] B. Beaubouef. *Unmanned surface vehicles being deployed for a range of applications*. 2023. URL: <https://www.offshore-mag.com/special-reports/article/14296473/unmanned-surface-vehicles-being-deployed-for-a-range-of-applications> (hämtad 2025-02-05).
- [3] T. Dewi m. fl. "Wireless electrical source for mobile application". I: *2017 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICECOS)*. IEEE, 2017, s. 338–343. DOI: 10.1109/ICECOS.2017.8167162.
- [4] X. Zhang, S. L. Ho och W. Fu. "Optimal design and analysis of wireless power transfer system coupled with power source". I: *2015 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG)*. 2015, s. 1–1. DOI: 10.1109/INTMAG.2015.7157759.
- [5] H. Chen och Y. Xiao. "Basic Principles of Wireless Power Transfer and Comparisons between Electromagnetic Induction and Microwave Wireless Charging". I: *2022 International Conference on Applied Physics and Computing (ICAPC)*. 2022, s. 104–106. DOI: 10.1109/ICAPC57304.2022.00026.
- [6] D. Jia, T. Yang och W. Zhang. "The Mechanism and Evaluation of Various Wireless Charging Technologies". I: *2022 International Conference on Electronics and Devices, Computational Science (ICEDCS)*. 2022, s. 393–400. DOI: 10.1109/ICEDCS57360.2022.00091.
- [7] V. Berntsson. "Design and analysis of wireless charging combined with conductive charging". Examensarb. Göteborg, Sweden: Chalmers Tekniska Högskola, 2017.
- [8] A. M. Kuzmichev, P. Terentieva och P. Kapitanova. "Review on Basic Solutions for Far-Field Wireless Power Transfer". I: *2024 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC)*. 2024, s. 36–39. DOI: 10.1109/ADMInC63617.2024.10775537.
- [9] R. Vinge. "Wireless Energy Transfer by Resonant Inductive Coupling". Examensarb. Göteborg, Sverige: Chalmers Tekniska Högskola, 2015.

- [10] U. Yoon. "Magnetic Energy Pickup Using Resonance". I: *The On-line Electric Vehicle*. Utg. av N. Suh och D. Cho. Cham: Springer, 2017. DOI: 10.1007/978-3-319-51183-2-7.
- [11] R. Nave. *Resonance*. 2024. URL: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/serres.html> (hämtad 2025-02-06).
- [12] S. Qayyum. "Electrical design of fast wireless charging for electric ferries". Examensarb. Göteborg, Sverige: Chalmers Tekniska Högskola, 2021.
- [13] Q. Zhao m. fl. "Hull-Compatible Underwater IPT System with Enhanced Electromagnetic-Thermal Performance for USVs". I: *Energies* 18.2 (2025), s. 237. DOI: 10.3390/en18020237.
- [14] C.-F. Jeong m. fl. "A High-Performance Three-Coil Wireless Charging System for Empowering Unmanned Surface Vehicle". I: *IECON 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2023, s. 1–5. DOI: 10.1109/IECON51785.2023.10312434.
- [15] I. Masuda och M. Ishitobi. "Electromagnetic Field and Energy Flux in Wireless Power Transfer System". I: *2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022 - ECCE Asia)*. Himeji, Japan, 2022, s. 1796–1800. DOI: 10.23919/IPEC-Himeji2022-ECCE53331.2022.9807221.
- [16] Z. Bi. "A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility". I: *Applied Energy* 179 (2016), s. 413–416. DOI: 10.1016/j.apenergy.2016.07.003.
- [17] D. K. Cheng. *Field and Wave Electromagnetics*. 2. utg. International edition. Harlow, Essex: Pearson, 2014. ISBN: 978-1-292-02656-5.
- [18] R. Duarte och G. Felic. "Analysis of the Coupling Coefficient in Inductive Energy Transfer Systems". I: *Active and Passive Electronic Components* 2014.1 (maj 2016). DOI: 10.1155/2014/951624.
- [19] S. Chopra och P. Bauer. "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system". I: *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. IEEE, 2011, s. 1–6. DOI: 10.1109/INTLEC.2011.6099774.
- [20] B. Karlström. *Kretsanalys*. 2. utg. Lund, Sverige: Studentlitteratur AB, 2018. ISBN: 9789144125725.
- [21] M. Schormans, V. Valente och A. Demosthenous. "Frequency splitting analysis and compensation method for inductive wireless powering of implantable biosensors". I: *Sensors* 16.8 (aug. 2016), s. 1229. DOI: 10.3390/s16081229.
- [22] L. Cai, J. Pan och S. Hu. "Overview of the coupling methods used in whispering gallery mode resonator systems for sensing". I: *Optics and Lasers in Engineering* 127 (2020), s. 105968. DOI: 10.1016/j.optlaseng.2019.105968.
- [23] V. Z. Manusov och V. V. Khripkov. "Comparative Analysis of Mathematical Models for the Coefficient of Conductor Resistance Increase Due to Hig-

- her Harmonics”. I: *2018 14th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*. IEEE, 2018, s. 133–136. DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545749.
- [24] M. Thompson. *Induction Calculation Techniques — Part 2: Approximations and Handbook Methods*. Unpublished technical note or handbook. 1999.
- [25] F. Grover. *Inductance Calculations: Working formulas and tables*. New York, NY: Dover Publications, 1946. ISBN: 9780486495774.
- [26] ABB. *Vad är en frekvensomriktare*. 2025. URL: <https://new.abb.com/drives/sv/vad-ar-en-frekvensomriktare> (hämtad 2025-03-31).
- [27] Kazuya Yamaguchi, Takuya Hirata och Ichijo Hodaka. ”Using Square Wave Input for Wireless Power Transfer”. I: *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* 6 (febr. 2016), s. 431. DOI: 10.11591/ijece.v6n1.9039.
- [28] B. Molin. *Analog elektronik*. 3. utg. Lund, Sverige: Studentlitteratur AB, 2020. ISBN: 9789144141909.
- [29] J. D. Ryder. *Electronic Fundamentals and Applications*. 5. utg. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1970.
- [30] A. S. Sedra och K. C. Smith. *Microelectronic Circuits*. 7. utg. New York: Oxford University Press, 2015.
- [31] U.S Offshore Wind Synthesis of Environmental Effects Research. *Electromagnetic Field Effects on Marine Life*. Tekn. rapport. Accessed: 2025-02-05. Washington D.C., USA: National Renewable Energy Laboratory och Pacific Northwest National Laboratory for the U.S. Department of Energy, Wind Energy Technologies Office, 2022. URL: <https://tethys.pnnl.gov/sites/default/files/summaries/SEER-Educational-Research-Brief-Electromagnetic-Field-Effects-on-Marine-Life.pdf>.
- [32] R. S. Singh m. fl. ”Spilled Oil Autonomous Tracking Using Autonomous Sea Surface Vehicle”. I: *Marine Technology Society Journal* 49.3 (maj 2015), s. 102–116. DOI: 10.4031/MTSJ.49.3.15.
- [33] J. Wang m. fl. ”An Unmanned Surface Vehicle for Multi-mission Applications”. I: *2009 International Conference on Electronic Computer Technology*. 2009, s. 358–361. DOI: 10.1109/ICECT.2009.136.
- [34] A. Cadena. ”Development of a low-cost, unmanned surface vehicle for military applications”. I: *Ocean Sensing and Monitoring IV*. Baltimore, Maryland, USA, 2012. DOI: 10.1117/12.924289.

A

Induktans för en oändligt lång rak ledare

Härledning av ett uttryck för induktansen hos en oändligt lång konduktor utgår från den magnetiska energin enligt

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

där L är självinduktansen och I är strömmen i konduktorn. Magnetfältet i en ledare uttrycks enligt

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

där x är avståndet till konduktorn och r är radien på ledaren. Den magnetiska energin kan även lösas på integralform enligt

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

där w_m är den magnetiska energidensiteten. Kombinerar ekvation A.2 och A.3 ges

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

Ekvation A.1 och A.4 ger således detta uttryck [17].

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

där μ_0 är vakuumpërmeabiliteten. Nedan i figur 2.8 visualiseras en rak oändlig konduktor.

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA

Göteborg, Sverige

www.chalmers.se



CHALMERS