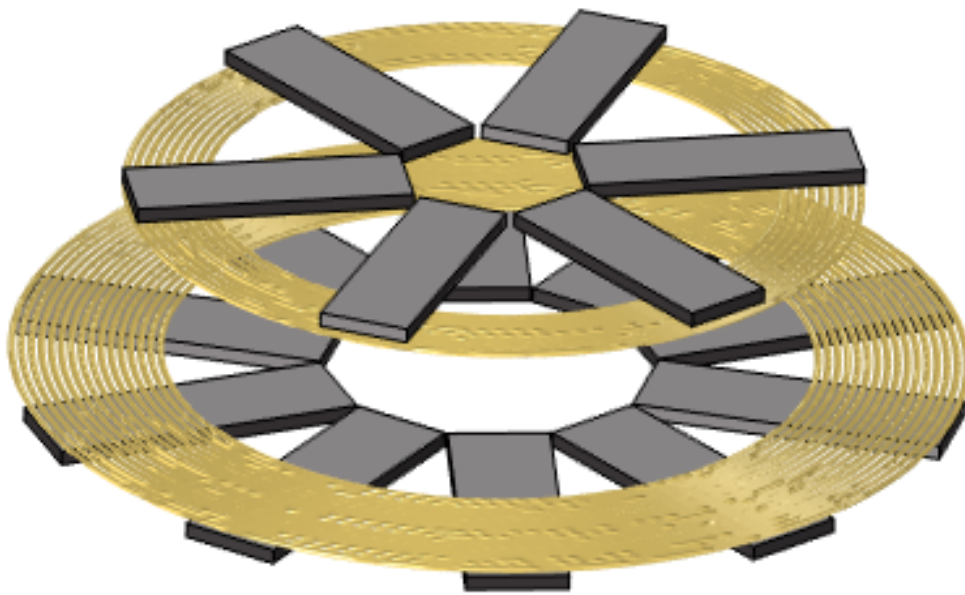




CHALMERS



Induktiv energiöverföring för laddning av batteri i ett mobilt arbetsbord

Kandidatarbete inom Institutionen för Energi och miljö

MARTIN ANDERBERG
ALBIN BÄCKSTRAND
ISAK HELLGREN

KAJSA LENFORS
ALBIN NILSSON
JOHANNA TRILLKOTT

Induktiv energiöverföring för trådlös laddning av batteri i ett mobilt arbetsbord

MARTIN ANDERBERG
ALBIN BÄCKSTRAND
ISAK HELLGREN
KAJSA LENFORS
ALBIN NILSSON
JOHANNA TRILLKOTT

© Martin Anderberg, Albin Bäckstrand, Isak Hellgren, Kajsa Lenfors, Albin Nilsson, Johanna Trillkott, 2016.

Handledare: Daniel Pehrman, Institutionen för Energi och miljö
Examinator: Jimmy Ehnberg, Institutionen för Energi och miljö

Kandidatarbete ENMX02-16-11
Institutionen för Energi och miljö
Avdelningen för Elteknik
Chalmers tekniska högskola
412 96 Göteborg
Telefon +46 31 772 1000

Omslag: Illustration av mottagar- och sändarspole i det induktiva energiöverföringssystemet tillsammans med respektive ferritblock.

Sammanfattning

Detta kandidatarbete har syftat till att konstruera ett system för trådlös laddning av ett batteri med hjälp av induktiv energiöverföring. En prototyp har byggts på förfrågan från företaget ErgoMedical AB, och är tänkt att sitta monterad på ett höj- och sänkbart arbetsbord och avge en uteffekt på 300 W, 48 V för att ladda ett batteri placerat i bordets ben. Denna lösning ska underlätta för personal inom vården som använder sig av arbetsbordet och som i dagens läge ofta glömmer bort att ansluta kabeln till batteriet, som då riskerar att laddas ur.

Systemet består i huvudsak av en mottagar- och en sändarspole, ett kompensationsnät och en likriktare. Spolarnas radier bestämdes utifrån simuleringar i COMSOL Multiphysics, där mottagar- och sändarspolens radier sattes till 10 respektive 13 cm. Antalet varv bestämdes därefter till 9 respektive 16 varv vid användning av ferrit, och spolarna konstruerades med hjälp av litztråd och placerades på avstånd 5 cm från varandra. Kompensationsnätet valdes med hjälp av teori och simuleringar i Pspice till ett serie-serie kompensationsnät, vilket vid test visade på goda resultat med avseende på systemets krav.

Projektet resulterade i en fungerande prototyp som monterad på arbetsbordet hade en verkningsgrad på 91,4 % vid slutligt test. Dessutom har systemet genom simuleringar visat sig vara robust mot malplacering. Med ett passande reglersystem skulle denna prototyp mycket väl kunna utvecklas till en fungerande produkt för framtida användning inom sjukhusvården.

Nyckelord: Trådlös laddning, Induktiv energiöverföring, Cirkulära spolar, Malplacering, Läckfält, Serie-serie kompensationsnät.

Abstract

This bachelor thesis aims to construct a system for wireless charging of a battery by means of inductive energy transfer. At the request of the company ErgoMedical AB, a prototype has been constructed which is supposed to be mounted on a worktable to charge its battery with 300 W at 48 V. The prototype is supposed to ease the work of healthcare workers who use the worktable by removing the cable otherwise needed to charge the battery. The goal is to reduce the risk of battery depletion.

The system consists mainly of a receiver coil, a transmitter coil, a compensation network and a rectifier. The radiuses of the coils were determined on the basis of simulations in COMSOL Multiphysics, where the receiver and transmitter coil radiuses were determined to 10 cm and 13 cm. The number of turns were set to 9 and 16 respectively, given the use of ferrite. The coils were constructed using litz wire and placed a distance of 5 cm apart in a respective frame of plastic. The compensation network was chosen using theory along with simulation in Pspice to a series-series compensation network, which showed satisfying results through tests in regards to the systems requirements.

Finally, the project resulted in an operating prototype with an efficiency of 91.4% while mounted on the worktable. In addition, the system proved through simulations to be robust against misalignment. With a suitable control system, this prototype could very well be developed into a functioning product for future use in healthcare environments.

Keywords: Wireless charging, Inductive energy transfer, Circular coils, Misalignment, Leakage magnetic fields, Series-series compensation networks.

Förord

Kandidatarbetet påbörjades i januari 2016 och kom att avslutas i maj samma år. Arbetet har mynnat ut i denna rapport, *Induktiv energiöverföring för trådlös laddning av batteri i ett mobilt arbetsbord*, som har skrivits vid avdelningen Elteknik på institutionen för Energi och miljö på Chalmers tekniska högskola.

Vi skulle vilja rikta ett stort tack till vår handledare Daniel Pehrman för hans stöd och engagemang genom hela kandidatarbetet, med allt från konstruktion av systemet till feedback på rapporten. Även examinator Jimmy Ehnberg ska ha tack för att ha bidragit med både sin tid och goda råd under arbetets gång.

Martin Anderberg, Albin Bäckstrand, Isak Hellgren,
Kajsa Lenfors, Albin Nilsson, Johanna Trillkott
Göteborg 2016

Innehållsförteckning

Parameterförteckning	i
1 Inledning	1
1.1 Bakgrund	1
1.2 Syfte	3
1.3 Systemet i sin helhet	3
1.3.1 Krav vid utformning av systemet	3
1.3.2 Parametrar av betydelse vid konstruktion	4
1.3.3 Parametrar att undersöka vid test	4
1.4 Avgränsningar	5
2 Teori	6
2.1 Spolar	6
2.1.1 Energiöverföring med induktion	6
2.1.2 Magnetfält runt en ledare	7
2.1.3 Induktans och magnetiskt flöde	7
2.1.4 Kopplingsfaktor	8
2.1.5 Transformator med luftkärna	8
2.1.6 Godhetstalet Q	9
2.1.7 Ferrit och hysteres	10
2.1.8 Litztråd	11
2.1.9 Spolarnas prestanda	11
2.1.10 Ekvivalent kretsschema för spolarna	12
2.2 Kompensationsnät	12
2.2.1 Faskompensering	13
2.2.2 Kompensationsnätet i systemet	13
2.2.3 Olika topologier på kompensationsnät	13
2.3 Övriga komponenter	14
2.3.1 Frekvensomriktare	14
2.3.2 Likriktare	15
2.3.3 Modell för batteriet	16
3 Metod	17
3.1 Simulering av systemet	17
3.1.1 FEM-simulering av spolarna	17
3.1.2 Kretssimulering	18

3.2	Konstruktion av prototyp	19
3.3	Test av prototyp	19
3.3.1	Test av spolarna	20
3.3.2	Test av kompensationsnät och verkningsgrad	21
3.3.3	Test av prototyp monterad på arbetsbordet	21
4	Bestämning av parametrar	22
4.1	Simuleringar i COMSOL Multiphysics	22
4.1.1	Två enkla spolar	22
4.1.2	Spolarnas dimensioner	24
4.1.3	Simuleringar med ferrit	27
4.1.4	Malplacering av spolarna	29
4.1.5	Läckfält och fältstyrka	31
4.2	Kretssimuleringar i Pspice	32
4.2.1	Frekvensval	33
4.2.2	Kompensationsnätets topologi	33
4.2.3	Design av likriktaren	34
4.2.4	Batteriets ekvivalenta resistans	34
4.2.5	Simulerade värden från Pspice	34
5	Praktisk design	36
5.1	Konstruktion av spolarna	36
5.1.1	3D-printning av form	37
5.1.2	Lindning av spolarna	37
5.2	Konstruktion av kompensationsnät och likriktare	38
5.2.1	Kompensationsnät	38
5.2.2	Likriktare	39
6	Test	40
6.1	Mätning av induktanser	40
6.2	Test av komponenternas dimensionering	43
6.3	Test av hela systemet	44
6.3.1	Förluster över olika komponenter	45
6.3.2	Prototypen monterad på arbetsbordet	46
7	Diskussion	47
7.1	Simuleringsresultat	47
7.2	Systemet i praktiken	48
7.3	Förluster och begränsningar hos systemet	48
7.4	Tänkbara alternativa metoder	49
7.5	Förbättringar och framtida arbeten	49
8	Slutsats	51
	Referenslista	52
	Bilagor	I

Parameterförteckning

Parameter	Enhet	Beskrivning
r_1	m	Ytterradie hos sändarspolen
r_2	m	Ytterradie hos mottagarspolen
N_1	-	Antalet varv på sändarspolen
N_2	-	Antalet varv på mottagarspolen
h	m	Avståndet mellan spolarna
L_1	H	Självinduktans hos sändarspolen
L_2	H	Självinduktans hos mottagarspolen
L_σ	H	Induktans som representerar läckfält
M	H	Spolarnas ömsesidiga induktans
k	-	Kopplingsfaktorn för spolarna
Q_1	-	Godhetstalet för sändarspolen
Q_2	-	Godhetstalet för mottagarspolen
C_1	F	Kapacitansen hos sändarsidans kompensationsnät
C_2	F	Kapacitansen hos mottagarsidans kompensationsnät
u_1	V	Spänningen över sändarspolens lindning
u_2	V	Spänningen över mottagarspolens lindning
i_1	A	Strömmen genom sändarspolens lindning
i_2	A	Strömmen genom mottagarspolens lindning
u_{Last}	V	Spänningen över lasten
u_{in}	V	Spänningen över sändarsidans kompensationsnät och sändarspolen
i_{Last}	A	Ström genom lasten
R	Ω	Serieresistansen i en lindning
R_{Last}	Ω	Batteriets ekvivalenta resistans vilket även är systemets last
P	W	Aktiv effekt
ϕ	Wb	Magnetiskt flöde
d	m	Avståndet mellan litztrådarna i spolarnas lindningar
ω	rad/s	Vinkelfrekvensen
ω_0	rad/s	Resonansvinkelfrekvensen samt vinkelfrekvensen för strömkällan
ω_1	rad/s	Vinkelfrekvensen för spänningskällan

1

Inledning

Induktiv energiöverföring är en teknik med rötter ända tillbaka till 1830-talet då Michael Faraday och Joseph Henry, helt oberoende av varandra, upptäckte elektromagnetisk induktion [1]. Elektromagnetisk induktion innebär att ström alstras i en ledare som svar på ett varierande magnetiskt fält i ledarens omgivning. Efter denna upptäckt uppfanns både transformatorn, generatorn och den elektriska motorn [2], men sedan saktade utvecklingen ned och stod relativt stilla under större delen av 1900-talet. Idag är induktiv energiöverföring på stark frammarsch och används alltmer för en rad tillämpningar, så som trådlös laddning av eltandborstar och elektriska implantat samt som induktionshäll på spis. Dessutom finns det redan fungerande exempel på induktiv laddning av elfordon och mobiltelefoner, men här är tekniken fortfarande relativt ny.

Den här rapporten bygger på ett projekt som ämnar konstruera en prototyp för trådlös laddning, med hjälp av induktion, av ett batteri som finns monterat i ett arbetsbord. I detta inledande kapitel presenteras projektets bakgrund och syfte, för att sedan resultera i en noggrannare beskrivning av systemet och dess funktion. Även de parametrar som är av intresse vid slutgiltigt test och analys beskrivs och motiveras. Slutligen redogörs de avgränsningar som har gjorts för.

1.1 Bakgrund

Den prototyp för induktiv energiöverföring som konstrueras görs på förfrågan av företaget ErgoMedical Kåringön AB. ErgoMedical tillverkar arbetsmöbler för personal inom sjukhusvården i syfte att förbättra de anställdas ergonomiska situation. Prototypen konstrueras för att passa arbetsbordet "Rulle", som finns presenterad i Bilaga 1. "Rulle" är ett arbetsbord bestående av en hjulbeklädd fot formad som ett "W", ett brett ben i metall samt en höj- och sänkbar arbetsyta av trä där det vanligtvis placeras en laptop, se Figur 1.1. I metallbenet finns ett batteri som i dagsläget laddas via en kabel. Eftersom vårdinstitutioner är en väldigt stressig och ansvarstynad arbetsmiljö har det blivit ett problem att personalen som använder bordet glömmer bort att ansluta kabeln till batteriet, som då riskerar att laddas ur. Då mycket av dokumentationen inom vården är digital kan detta få svåra konsekvenser.



Figur 1.1: Arbetsbordet “Rulle“ från företaget ErgoMedical Kärnigön AB. Systemets mottagarspole monteras på undersidan av bordets fot

Den lösning på problemet som projektet utreder är att tillverka ett system som laddar batteriet i arbetsbordet med hjälp av en mottagar- respektive en sändarspole. Mottagarspolen monteras på bordets fot, nära golvet, och det är då möjligt att initiera laddningen genom att placera foten över en golvfast laddningsplatta innehållande sändarspolen. Sändarspolen inducerar en spänning i mottagarspolen och batteriet laddas via kraftelektronik. Denna konstruktion medför ett läckande elektromagnetiskt fält som kan komma att behöva begränsas med hänsyn till konsumentens känsliga arbetsmiljö.

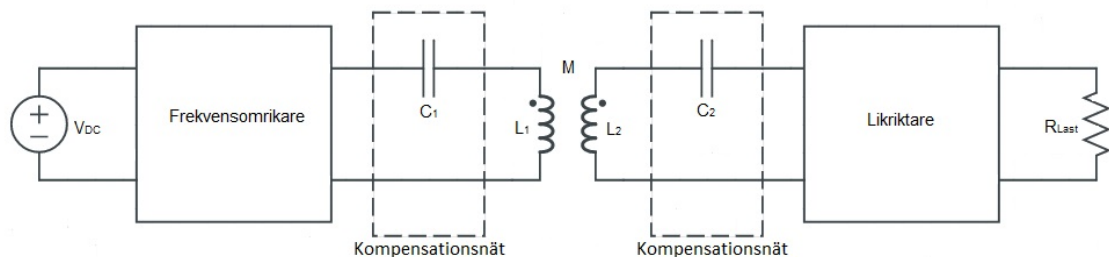
Även om det här projektet primärt behandlar en möjlig förbättring av arbetsmiljön för anställda inom sjukvården kan man tänka sig en rad andra användningsområden för konstruktionen. Om projektet påvisar goda resultat så som hög verkningsgrad, stabilitet och säkerhet kan denna teknik utvecklas vidare i framtiden. Exempelvis skulle man kunna utveckla ett system för trådlös laddning av laptops eller surfplattor med en induktiv platta, som kan placeras direkt på en skrivbordsyta. Även robotdammsugare eller robotgräsklippare skulle kunna laddas trådlöst med denna teknik.

1.2 Syfte

Syftet med projektet är att konstruera ett system för trådlös laddning av ett batteri med hjälp av induktiv energiöverföring.

1.3 Systemet i sin helhet

Systemet för induktiv energiöverföring består av tre större block. Det centrala blocket utgörs av cirkulära spolar, mottagar- och sändarspole, som står för den induktiva energiöverföringen. Mottagarspolen är placerad ovanför sändarspolen med ett luftgap emellan. Detta block är den del av systemet som möjliggör trådlös laddning. Kopplat till spolarna finns nästa block, som består av ett kompensationsnät vars uppgift är att kompensera för den reaktiva effekt som spolarna ger upphov till. Detta block är, tillsammans med spolarna, avgörande för systemets verkningsgrad. Det tredje och sista blocket är likriktaren som omvandlar växelströmmen från kompensationsnätet till likström, som i sin tur laddar batteriet. En övergripande bild av systemet kan ses i Figur 1.2.



Figur 1.2: Uppställning av de komponenter som ingår i det trådlösa energiöverföringssystemet

I figuren representeras det centrala blocket av spolarna L_1 och L_2 . Kompensationsnätet och likriktaren följer sedan, där kompensationsnätet är uppdelat i två delar som omsluter spolarna. Även en frekvensomriktare finns illustrerad i figuren för att påvisa dess placering i förhållande till de andra komponenterna. Frekvensomriktaren används för att driva systemet. Slutligen representeras själva batteriet av en resistiv last, R_{Last} .

1.3.1 Krav vid utformning av systemet

För att prototypen ska vara brukbar för beställaren måste vissa krav på utformning och prestanda uppfyllas. Först och främst måste dimensionerna på spolarna överensstämma med arbetsbordets mått. Avståndet mellan arbetsbordets fot och

golvet uppskattas till 5 cm, vilket blir avståndet mellan spolarna. Mottagarspolens ytterradie r_2 bör inte överstiga 10 cm då den ska kunna monteras på undersidan av arbetsbordets fot. Dessutom bör sändarspolens ytterradie r_1 vara mindre än 15 cm för att få plats mellan hjulen.

För att systemet ska vara funktionsdugligt tillkommer även krav på prestandan. De energimässiga krav som har satts på systemet vid avståndet 5 cm mellan spolarna är följande:

1. En verkningsgrad på minst 90 %
2. En effektkapacitet på 300 W vid 48 V

Kravet på effektkapaciteten är satt för att passa det batteri som finns installerat i arbetsbordet. 90 % verkningsgrad, däremot, är ett krav satt utifrån en uppskattning om att detta borde vara en rimlig siffra med hänsyn till tidigare arbeten gjorda inom samma område [3]. Att systemet påvisar en hög verkningsgrad är dessutom av stor betydelse för eventuell framtida implementering av en färdig produkt.

1.3.2 Parametrar av betydelse vid konstruktion

För att kunna uppfylla kraven på systemets dimensioner och prestanda behövde ett antal parametrar gällande systemets utformning bestämmas innan konstruktion. Inledningsvis i rapportens resultatdel ges svar på de nyckelfrågor som listas nedan.

1. Vilken ytterradie har respektive spole?
2. Vilket är det optimala antalet varv för respektive spole?
3. Hur utformas kompensationsnätet för att klara av önskade krav på systemet?

1.3.3 Parametrar att undersöka vid test

När prototypen är färdigkonstruerad testas den. Vid test finns en rad parametrar som är viktiga att undersöka då de säger mycket om det slutliga resultatet. Dessa parametrar är som följande:

1. Stämmer mätresultaten för spolarnas induktans och kopplingsfaktor överens med resultaten från simuleringarna?
2. Var i systemet finns de största förlusterna?
3. Hur känsligt är systemet för malplacering?
4. Hur stort är det magnetiska läckfältet från spolarna och hur kan det påverka

användningen av en eventuell framtida slutprodukt?

1.4 Avgränsningar

Projektet behandlar endast de delar av systemet som är av vikt för att besvara frågeställningar kring arbetets syfte. Närmare bestämt innebär det att besvara huvurida det går att konstruera ett system för induktiv energiöverföring med en verkningsgrad på 90 % som laddar ett batteri på 300 W, 48 V. Det omfattar därmed inte konstruktion av systemets DC/AC-omriktare och inte heller behandlas aktiva likriktare. Vid undersökningar av spolarnas läckfält utreder inte projektet hur skärmning fungerar i praktiken, utan detta undersöks endast genom simuleringar i COMSOL Multiphysics. Detta beror på att det är svårt att mäta skärmningens påverkan rent praktiskt, och att resultatet från simuleringarna ändå förväntas bli tillräckligt noggranna för att kunna besvara projektets frågeställning kring läckfältet.

Arbetet avgränsas från att analysera olika typer av batterier samt förutsätter att laddning sker vid konstant ström eftersom detta är det enklaste fallet att analysera. Detta innebär att inga närmare undersökningar av systemets funktionalitet görs vid olika laddningsförhållanden, bortsett från malplacering av spolarna. Inte heller undersöks användning av ett kontrollsystem för reglering av effektöverföringen. Detta är av intresse för en färdig produkt, men är inte en funktion som är nödvändig för projektets prototyp.

De olika komponenterna i systemet som monteras på arbetsbordet har inte utseende-relaterade krav, utan konstrueras endast för att uppfylla krav kopplade till prestanda och lämplig dimensionering av systemet. Tanken med projektet är inte att göra en färdig produkt utan att visa på att prototypen går att montera på arbetsbordet samtidigt som den uppfyller de specificerade kraven.

2

Teori

För att kunna besvara projektets initiala frågeställningar samt konstruera en fungerande prototyp med tillfredsställande prestanda krävs en del grundläggande kunskap om systemets olika delar. Detta kapitel börjar med att presentera den teori som behövs för att förstå de två spolarna och den induktiva energiöverföring som dessa gör möjlig, för att sedan fortsätta med teori kring kompensationsnätet och övriga komponenter i systemet.

2.1 Spolar

Detta avsnitt lägger grunden för den teori kring spolarna och deras karakteristik som används under projektets gång. Först görs detta allmänt med hjälp av teori om energiöverföring, induktans och kopplingsfaktor, för att sedan behandla mer specifika delar, så som den litztråd som använts för att linda spolarna.

2.1.1 Energiöverföring med induktion

Induktion är ett fenomen som innebär att spänning induceras i en ledare då denna påverkas av ett tidsvarierande magnetiskt fält [4]. Detta fenomen kan beskrivas med Faradays induktionslag enligt (2.1),

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

där $\vec{B}$ är magnetfältet, t är tiden och $\vec{E}$ är det elektriska fältet som induceras i ledaren [5]. Genom att integrera höger- och vänsterledet genom en yta S som ledaren omsluter kan Faradays induktionslag skrivas på integralform som (2.2),

$$\int_S \nabla \times \vec{E} d\vec{S} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} d\vec{S}. \quad (2.2)$$

Genom att tillämpa Stokes sats på vänsterledet av (2.2) erhålles linjeintegralen $\int_S \nabla \times \vec{E} d\vec{S} = \oint_C \vec{E} d\vec{l}$, där $C = \partial S$ beskriver integrationen längs ledaren. Detta är

ekvivalent med den inducerade spänningen $-u$. I högerledet av (2.2) är ytintegralen av magnetfältet ekvivalent med det magnetiska flödet ϕ . Faradays induktionslag kan därmed skrivas om på förenklad form, som i (2.3)

$$u = \frac{d\phi}{dt}. \quad (2.3)$$

Ju snabbare tidsvariation på B -fältet desto högre spänning induceras. Ett tidsvarierande B -fält genereras genom att låta växelström flyta genom en så kallad sändarspole, och på så sätt kan växelspanning och växelström induceras i en intilliggande mottagarspole. Strömmen i mottagarspolen är orienterad så att dess magnetfält försöker motverka det pålagda magnetfältet från sändarspolen [5].

2.1.2 Magnetfält runt en ledare

När en ström i flyter genom en ledare genereras ett magnetfält vars styrka är proportionell mot strömmen genom ledaren. Om strömmen växlar med en viss frekvens kommer även magnetfältet göra detta, vilket resulterar i ett tidsvarierande magnetfält. Magnetfältets utformning runt en ledare beskrivs av Biot-Savarts lag, som kan skrivas som (2.4),

$$\vec{B} = \frac{\mu \cdot i}{4\pi} \int_C \frac{d\vec{l} \times (\vec{R} - \vec{R}')}{|\vec{R} - \vec{R}'|^3}, \quad (2.4)$$

där $\vec{R}' = (x', y', z')$ är positionen längs ledaren C , $\vec{R} = (x, y, z)$ är godtycklig position i rummet, $d\vec{l}$ är infinitesimal längdenhet längs ledaren och $\mu = \mu_r \mu_0$ är permeabiliteten för det omgivande mediumet [5]. Biot-Savarts lag härleds utifrån Maxwells ekvationer och beskriver magnetfältet utanför ledaren.

2.1.3 Induktans och magnetiskt flöde

Induktansen L är en konstant som definieras som förhållandet mellan flödet ϕ genom en ledare och strömmen i som ger upphov till det växlande B-fältet. Detta samband kan skrivas enligt (2.5),

$$\phi = Li. \quad (2.5)$$

Självinduktans erhålles genom att beräkna kvoten mellan flödet och strömmen för en och samma spole. För mottagar- respektive sändarspolen fås självinduktanserna $L_1 = \phi_1/i_1$ respektive $L_2 = \phi_2/i_2$, där i_1 och i_2 är godtyckliga strömmar genom spolarna. Detta gäller dock bara under antagande att spolarna inte påverkar varandra. Generellt kommer båda spolarnas magnetfält ge bidrag till flödet ϕ_1 och ϕ_2 , vilket ger de generella formlerna i (2.6),

$$\phi_1 = L_1 i_1 + M i_2 \quad (2.6a)$$

$$\phi_2 = M i_1 + L_2 i_2, \quad (2.6b)$$

där M är den ömsesidiga induktansen för de båda spolarna. Genom att sätta strömmarna till noll, det vill säga avbrott på sändar- eller mottagarspolen, reduceras (2.6a) och (2.6b) till (2.7),

$$M = \frac{\phi_1}{i_2} = \frac{\phi_2}{i_1}. \quad (2.7)$$

Flödet kan då beräknas på två olika sätt; genom att integrera magnetfältet $\vec{B}$ över en yta S som ledaren omsluter eller genom att integrera magnetfältets vektorpotential $\vec{A}$ längs ledaren $C = \partial S$ (randen för yta S). Detta kan förklaras genom att använda Stokes sats enligt (2.8),

$$\phi = \int_S \vec{B} d\vec{S} = \int_S \nabla \times \vec{A} d\vec{S} = \oint_C \vec{A} d\vec{l}. \quad (2.8)$$

Ett annat sätt för att beräkna induktansvärden är genom att kombinera ekvation (2.3) med (2.5), vilket ger den välkända formeln (2.9),

$$u = L \frac{di}{dt} \iff L = \frac{u}{di/dt}. \quad (2.9)$$

Genom att mäta upp spänningen och tidsderivatan för strömmen kan man därmed enkelt ta fram självinduktansen enligt (2.9). Självinduktansen för mottagar- och sändarspolen kan då beräknas enligt $L_1 = u_1/(di_1/dt)$ respektive $L_2 = u_2/(di_2/dt)$, där u_1 och u_2 är inducerade spänningar över sändar- respektive mottagarspole.

2.1.4 Kopplingsfaktor

Kopplingsfaktorn, också kallat k-faktorn, är ett värde mellan 0 till 1 som beskriver kopplingen mellan två spolar. En k-faktor nära 1 innebär att kopplingen mellan spolarna är ideal, det vill säga att all den magnetiska flödestätheten genererad av sändarspolen passerar genom mottagarspolen. Vid värdet 0 påverkar inte spolarna varandra alls, inget flöde når mottagarspolen. Allt flöde försvinner då i vad som kallas för läckflöden [6]. Detta går att se då den ömsesidiga induktansen för spolarna är direkt proportionell mot k-faktorn enligt (2.10),

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (2.10)$$

där L_1 och L_2 är sändar- respektive mottagarspolens självinduktans och M är, som tidigare, den ömsesidiga induktansen [7].

2.1.5 Transformator med luftkärna

En transformator består vanligtvis av två eller fler spolar som magnetiskt påverkar varandra. Syftet med en transformator är att överföra eller omvandla strömmar, spänningar eller impedanser till andra värden [5]. De flesta transformatorer använder någon form av metalliskt material för att leda det elektromagnetiska fältet då

det minimerar läckfältet. För två induktivt kopplade spolar kan systemet ses som en transformator med luftkärna. I en sådan transformator används luft istället för metaller, vilket minskar den ömsesidiga induktansen och sänker k -faktorn mellan spolarna enligt ekvation (2.10). Om en transformator med luftkärna kompenseras med SS-topologi (se avsnitt 2.2.3) skapas två distinkta resonansfrekvenser i kretsen, vilka ger olika elektriska karaktistiker. I det första fallet med resonansfrekvensen ω_0 kommer kretsen ta karaktistiken av en strömkälla, där strömmens amplitud bestäms av (2.11),

$$i_{Last} = \frac{u_{in}}{j\omega_0 M}, \quad \text{då } \omega = \omega_0 \quad (2.11)$$

där i_{Last} är strömmen genom lasten och u_{in} är spänningen som sändarspolen matas med. M är den ömsesidiga induktansen och frekvensen ω är vald till resonansfrekvensen ω_0 [8]. Systemet kommer i detta fall alltid leverera konstant ström oberoende av hur lasten ser ut. Vid minskad k -faktor uppstår problem eftersom även M minskar enligt (2.10), vilket ger en ökad ström i_{Last} . Med konstant ström kommer även spänningen över lasten ändras ifall resistansen ändras, vilket kan vara oönskat. Om frekvensen i systemet i stället väljs till den alternativa resonansfrekvensen ω_1 enligt (2.12),

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\omega_0}{1-k}} \quad (2.12)$$

kommer kretsen istället bli likt en spänningskälla, där spänningen bestäms ur (2.13),

$$u_{Last} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} u_{in}, \quad \text{då } \omega = \omega_1. \quad (2.13)$$

Här är u_{Last} spänningen över lasten och u_{in} är inspänningen. L_1 och L_2 är som tidigare spolarnas självinduktanser och ω_1 är den valda frekvens som ger systemet karaktistiken av en spänningskälla [8]. Fördelarna med att ha en spänningskälla är att förändrad last inte innerbär förändrad spänning. Dock ändras ω_1 med k enligt (2.12), vilket gör att frekvensen måste regleras om k ändras för att bibehålla konstant spänningen.

2.1.6 Godhetstalet Q

Godhetstalet Q , oftast kallat Q -värde, är ett mått på den elektriska dämpningen i en resonanskrets. Q -värdet definieras som förhållandet mellan den maximalt upplagrade energin och energiförlusten per cykel i kretsen [9]. Enkelt förklarat motsvarar detta kvoten mellan den induktiva reaktansen ωL och resistansen R enligt (2.14),

$$Q = \frac{\omega L}{R}, \quad (2.14)$$

där ω betecknar vinkelfrekvensen i kretsen.

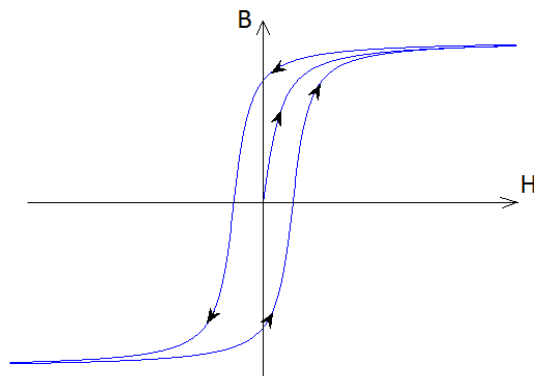
Ett högre värde på Q indikerar en lägre dämpning och en smalare bandvidd, vilket är önskvärt i många applikationer. Teoretiskt sett kan Q -värdet anta alla värden större än 0, men i praktiken är ett värde över 1000 ovanligt för spolar [10].

2.1.7 Ferrit och hysteres

Ferrit är ett material som karaktäriseras av sin höga permeabilitet μ . Detta innebär att materialet skapar ett starkt magnetfält B då det påverkas av en yttre magnetisk fältstyrka H . För linjära material med konstant permeabilitet ges förhållandet mellan B - och H -fältet av $B = \mu H$, men för ferrit kommer B vara olinjärt beroende av H . Genom att plotta B som funktion av H erhålles en så kallad hystereskurva, som kan ses i Figur 2.1. Denna kurva är en icke-matematisk funktion som är beroende av tidigare värden på H . Permeabiliteten definieras av lutningen på hystereskurvan enligt (2.15), det vill säga

$$\mu = \frac{dB}{dH}. \quad (2.15)$$

För tillräckligt höga värden på H -fältet kommer ferritmaterialet att uppnå ett maximalt B -fält och därmed mättas. Detta relaterar dock till minskad permeabilitet, vilket inte är eftertraktat. När H -fältet sedan minskar kommer B -fältet inte att återgå till samma värde, utan tar en ny väg i hystereskurvan. För tillräckligt stor variation på H -fältet kommer materialet att genomgå en så kallad hysteres-loop, vilket ger en stor variation på permeabiliteten. För små variationer på H -fältet kommer materialet ej att mättas, vilket gör att permeabiliteten varierar relativt lite. Det initiala värdet på permeabiliteten betecknas μ_i och är lutningen på hystereskurvan då inget H -fält är pålagt ($H = 0$). För tillräckligt små variationer kan ferrit approximeras till att vara ett linjärt material med den konstanta permeabiliteten $\mu = \mu_i$, något som utnyttjas i FEM-simuleringen med ferrit 3C90 (se 4.1.3).



Figur 2.1: Bilden visar karaktistiken för en typisk hystereskurva. Kurvans orientering är markerad med svarta pilar.

Arean som hystereskurvan omsluter beskriver energiförlusten som uppkommer då det induceras virvelströmmar i materialet på grund av det starka B -fältet. Virvelströmmarna omvandlas i sin tur till värme, vilket ökar temperaturen. För ett H -fält med hög frekvens kommer virvelströmmarna att bli starkare och resultera i större energiförlust och en bredare hystereskurva, något som kommer påverka det trådlösa energiöverföringssystemets verkningsgrad. Ferrits ledningsförmåga är en annan viktig faktor som påverkar energiförlusten. Många ferritmaterial har låg lednings-

förmåga, det vill säga låg konduktivitet eller hög resistivitet. Detta gör det svårare för ström att induceras i materialet, vilket ger relativt låga energiförluster [11].

2.1.8 Litztråd

En litztråd är en ledare som består av många små, enskilt isolerade trådar (så kallade kardeler), vanligtvis av koppar [12]. Denna typ av tråd används till att leda växelström och är speciellt utvecklad för att resultera i låga förluster vid höga frekvenser. Litztrådens kardeler motverkar den så kallade skinneffekten, som innebär att växelström fördelar sig längs ledarens yta istället för homogent i ledaren. Strömmen fördelar sig från ytan och en bit in i ledaren, vilket kallas för inträngningsdjupet, och påverkar resistansen. Eftersom litztrådens kardeler är så tunna blir inträngningsdjupet approximativt lika med kardelernas diameter, så att AC-resistansen blir densamma som DC-resistansen [13].

2.1.9 Spolarnas prestanda

För att undersöka spolarnas prestanda i termer av verkningsgrad och effekt kan en spänningskälla, V_S , anslutas till sändarspolen och en last, Z_L , till mottagarspolen. Om spolarnas serieresistans, R , försummas och spänningskällan antas vara sinusoidal beskrivs den utvecklade aktiva effekten i lasten av (2.16),

$$P_{last} = \frac{k^2 L_2 R_L}{L_1} \frac{1}{[\omega L_2(1 - k^2) + X_L]^2 + R_L^2} |V_S|^2, \quad (2.16)$$

där R_L , X_L är resistansen respektive reaktansen i lasten och ω är vinkelfrekvensen för spänningskällan [14]. Från (2.16) ses det att den aktiva effekten, P_{last} , har ett kvadratiskt beroende av k , vilket indikerar att kopplingsfaktorn är av stor betydelse för spolarnas prestanda.

En optimal last kan fås genom att derivera verkningsgraden $\eta = P_{last}/P_{in}$, där P_{in} är den inmatade aktiva effekten med avseende på R_L och X_L . Med denna last fås en maximal verkningsgrad som ges av (2.17),

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2}, \quad (2.17)$$

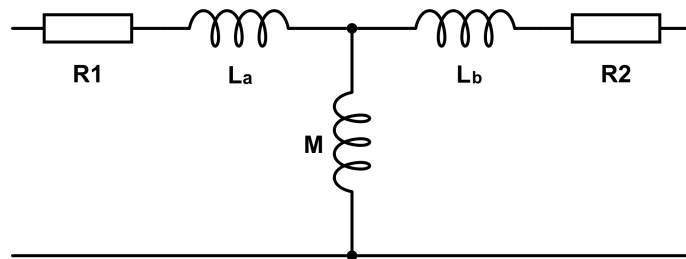
där Q_1 är sändarspolens Q -värde och Q_2 är mottagarspolens Q -värde [14]. Ur ekvationen ses det att höga Q -värden ger en maximal verkningsgrad nära 1. Spolarna bör därför konstrueras så att deras respektive Q -värden blir höga.

Det finns även ett annat beroende att ta hänsyn till gällande η_{max} . Den maximala verkningsgraden beror på avståndet mellan spolarna, h , och spolarnas radie r . Beroendet yttrar sig i att η_{max} minskar då kvoten h/r ökar [14]. Därför är det av intresse att minimera denna kvot, vilket betyder att r ska vara stor.

Den maximala verkningsgraden, η_{max} , är en parameter som är användbar för att förstå hur verkningsgraden påverkas. Den används som en utgångspunkt för spolarnas design i detta projekt, då den visar att k , Q och r alla ska vara stora för att uppnå en hög verkningsgrad.

2.1.10 Ekvivalent kretsschema för spolarna

För att enklare kunna analysera fenomen som verkningsgrad, förluster och spänningar i systemet är en kretsmodell för spolarna användbar vid simuleringar. Spolarna kan ses som en transformator med luftkärna, som beskrivs i avsnitt 2.1.5. I enlighet med transformorteorin kan därför spolarna beskrivas med ett så kallat T-schema, vilket illustreras i Figur 2.2 där R_1 och R_2 är lindningsresistanserna i sändar- respektive mottagarspolen [8].



Figur 2.2: Ekvivalent kretsschemat för två kopplade spolar

Värden på komponenterna beräknas enligt (2.18),

$$L_a = L_1 - M \quad (2.18a)$$

$$L_b = L_2 - M, \quad (2.18b)$$

där L_a och L_b är de ekvivalenta serieinduktanserna i T-schemat.

2.2 Kompensationsnät

Vid induktiv energiöverföring kommer sändar- och mottagarspolen att ge systemet en induktiv karaktär. För att kompensera för detta behövs ett kompensationsnät som tillgodoser behovet av reaktiv effekt i systemet med hjälp av kondensatorer. Teori kring hur detta kan genomföras är vad som kommer att presenteras i denna del.

2.2.1 Faskompensering

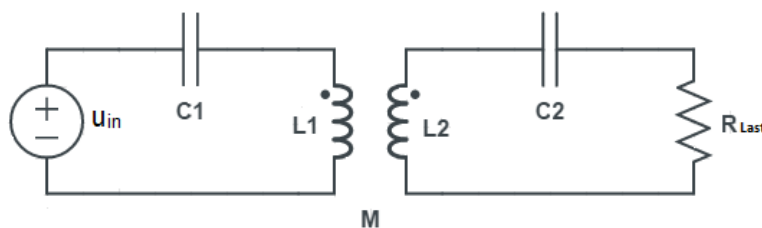
I ett växelströmssystem beter sig anslutna passiva komponenter antingen resistivt, induktivt eller kapacitivt. Ett system innehållande två spolar kommer att få en induktiv karaktär, vilket innebär att spänningen förskjuts gentemot strömmen samt förbrukar reaktiv effekt. På motsvarande sätt kan också ett system vara av kapacitiv karaktär, det vill säga producera reaktiv effekt. För att minska den reaktiva effekten och därmed förlusterna kan systemet faskompenseras. En induktiv last som förbrukar reaktiv effekt kan till exempel faskompenseras med en kondensator. Ideala faskompensering är möjlig vid en viss bestämd resonansfrekvens för systemet [3].

2.2.2 Kompensationsnätet i systemet

Vid induktiv energiöverföring behövs ett kompensationsnät för att faskompensera spolarna och på så vis minska kretsens förluster. När kopplingsfaktorn är låg behöver båda spolarna var sitt kompensationsnät för att ge en maximal energiöverföring, vilket sker då systemet är i resonans [3]. Sändarspolens kompensationsnät ser till att strömmen och spänningen ligger i fas på primärsidan, medan mottagarspolens kompensationsnät endast kompenserar för mottagarspolen för att minimera förluster vid energiöverföring. Högst verkningsgrad vid induktiv energiöverföring uppnås vid resonansfrekvensen då spolarna är helt faskompenserade [3], [8].

2.2.3 Olika topologier på kompensationsnät

Ett kompensationsnät består i praktiken av ett flertal kondensatorer som tillsammans summeras till kapacitanserna C_1 och C_2 för sändar- respektive mottagarsida. Det finns flera metoder för att designa ett kompensationsnät för ett system. Ett enkelt och effektivt alternativ är att använda ett serie-serie (SS) nät, vilket innebär att både primär- och sekundärsida är kompenserade med seriekopplade kondensatorer enligt Figur 2.3.



Figur 2.3: Det ekvivalenta kretsschemat för induktiv energiöverföring mellan två spolar vid SS-kompensering

Det är möjligt att använda andra topologier, så som serie-parallell (SP), då primärsidan är seriekopplad med en kondensator och sekundärsidan parallellkopplad,

parallell-serie (PS) eller parallell-parallell (PP) [8]. Valet av topologi påverkar bland annat hur känsligt kompenseringen är mot förändrad k -faktor och varierande last. Eftersom kompensationsnätet för mottagarspolen endast kompenserar för just mottagarspolen kan kompenseringen alltid, oberoende av topologi, räknas ut på samma vis enligt (2.19),

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}, \quad (2.19)$$

där C_2 är kapacitansen för mottagarsidans kompensationsnät, L_2 är mottagarspolens självinduktans och ω_0 är resonansfrekvensen. [8]. Kapacitansen för sändarsidans kompensationsnät kan däremot beräknas på flera olika sätt beroende på topologi. Vid det enkla alternativet SS-kompensering illustrerat i Figur 2.3 kan C_1 kompenseras likt C_2 enligt (2.20),

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}, \quad (2.20)$$

där C_1 är kapacitansen för sändarspolens kompensationsnät och L_1 är spolens självinduktans.

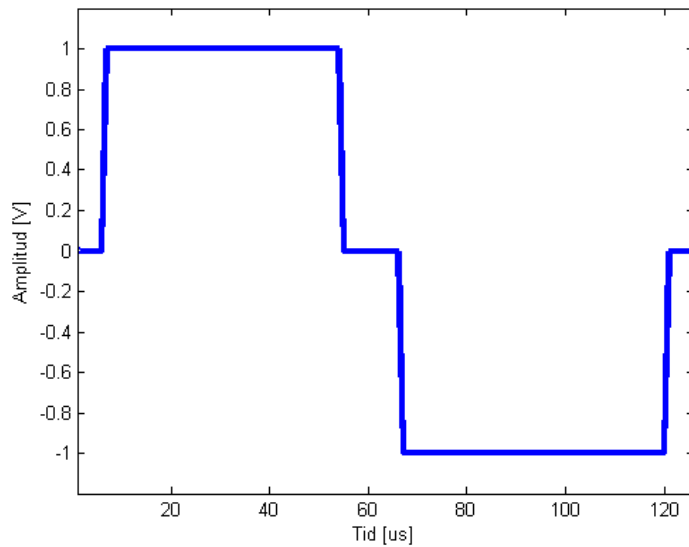
2.3 Övriga komponenter

Med övriga komponenter i systemet menas främst frekvensomriktaren och likriktaren. Deras inverkan på systemet är av stor vikt för verkningsgraden, och därför är teori kring dessa komponenter av värde att analysera.

2.3.1 Frekvensomriktare

Som kan ses i ekvation (2.14) ökar Q -värdet linjärt med frekvensen. För att få ett högt värde på Q är det därför inte önskvärt att använda 50 Hz växelspanning från elnätet direkt in i systemet. Det enklaste sättet är att istället använda en högre frekvens. Detta uppnås genom att först omvandla växelspanningen med frekvensen 50 Hz till en likspänning. Därefter matas likspänningen till en frekvensomriktare som med hjälp av transistorer sätter på och stänger av strömmen ut ur frekvensomriktaren och skapar då fyrkantsvågor med bestämd frekvens. Amplituden för utspänningen (fyrkantsvågorna) är amplituden hos den inmatade likspänningen. Vid trådlös energiöverföring är frekvenser på upptill flera MHz inte ovanliga [15].

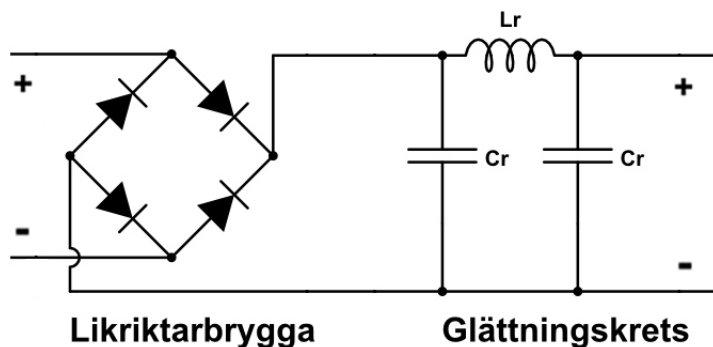
Det som definierar fyrkantsvågen som omriktaren skickar ut är dels amplituden men också pulsbredden. En fyrkantsvåg med 100 % pulsbredd har en positiv amplitud under halva periodtiden och en negativ amplitud under resterande periodtid. Dock kan pulsbredden minskas och procenttalet beskriver då hur stor procent av varje halv periodtid spänningen är påslagen. Den resterande andelen är utspänningen noll volt. Se Figur 2.4 för ett exempel på en fyrkantsvåg med 80 % pulsbredd.



Figur 2.4: Fyrkantsvåg från omriktaren med 80 % pulsbredd över en period

2.3.2 Likriktare

En likriktares syfte är att omvandla växelspanning till likspänning med positiv eller negativ polaritet. Signaler som exempelvis sinusvågor kan då transformeras till enbart positiv spänning med växlande amplitud. För att sedan få en konstant DC-spänning kan en glättningskrets kopplas in efter diodbryggan. En sådan krets består vanligtvis av parallellkopplade kondensatorer som jämnar ut spänningen samt seriekopplade induktanser för att reducera förändringar i ström. De båda komponenterna illustreras i Figur 2.5.

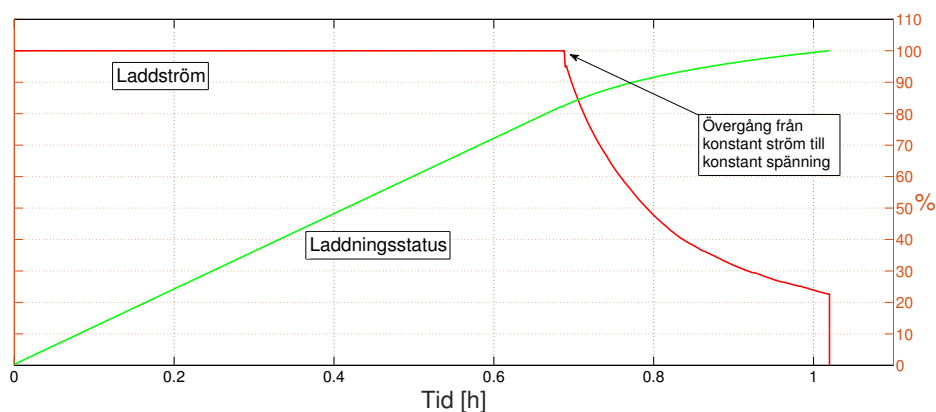


Figur 2.5: En fullvågslikriktare bestående av fyra dioder (även kallad likriktarbrygga) tillsammans med en glättningskrets. Till vänster matas kretsen med en växelspanning för att sedan leverera likspänning till höger

Denna enkla modell av en fullvågsl riktare är byggd av enbart fyra dioder, som riktar strömmen till antingen den negativa eller positiva spänningsskenan, enligt Figur 2.5. Eftersom en diod har en relativt hög resistans kommer diodbryggan att orsaka förluster när strömmar flyter genom två dioder samtidigt. För låga spänningar kommer även diodernas gemensamma spänningsfall att bli signifikant, då cirka 1,4 V (förutsatt kiseldioder) subtraheras från utspänningen. För att minska förlusterna och spänningsfallet kan diodbryggan bytas ut mot en aktiv likriktarkrets. Då kan exempelvis transistorer användas för att växla spänningen, vilket resulterar i lägre förluster samt lägre spänningsfall.

2.3.3 Modell för batteriet

Eftersom litiumjonbatterier är ett av dagens vanligaste laddningsbara batterier användes ett sådant som modell under projektets gång. Vid laddning av ett litiumjonbatteri genomgår två faser, konstant strömladdning och konstant spänningsladdning. Under den första fasen hålls strömmen konstant tills dess att battericellernas nominella spänning har uppnåtts. Därefter inleds konstant spänningsladdning, där konstant spänning bibehålls tills batteriet är fulladdat [16]. En illustration av laddningsfasen för ett litiumjonbatteri kan ses i Figur 2.6.



Figur 2.6: Laddning av ett litiumjonbatteri. I bilden är laddströmmen den röda kurvan och laddningsstatusen hos batteriet ses i grönt. Vid tiden 0,7 timmar ses en klar ändring från konstant laddström till konstant spänning, vilket här visas som en fallande strömstyrka. Från [17], återgiven med tillstånd

Vid en given tidpunkt kan ett batteri simuleras med en ekvivalent resistans. Resistansen ökar under den konstanta strömladdningsfasen eftersom spänningen ökar. Vid slutet av den konstanta strömladdningsfasen når spänningen sitt maximala värde och då levereras som högst effekt till batteriet. I denna tidpunkt är batteriets ekvivalenta resistans maximal.

3

Metod

Det tillvägagångssätt som användes under arbetets gång, med avsikt att besvara inledande frågeställningar, utgick från en inledande studie av grundläggande teorier och fortsatte med simuleringar och konstruktion av en prototyp. När de olika delarna av prototypen hade simulerats och konstruerats testades dessa, först var för sig och sedan som en komplett prototyp.

3.1 Simulering av systemet

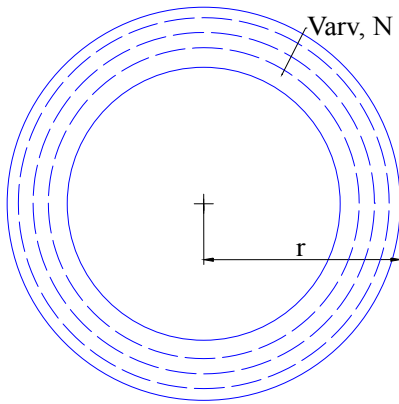
Simuleringen av systemet delades upp i två delar, FEM- respektive kretssimulering. Simuleringarna påbörjades tidigt i projektet för att ge svar på frågor kring dimensioneringen av systemets olika delar. Programmen som användes vid dessa simuleringar var COMSOL Multiphysics och Pspice.

3.1.1 FEM-simulering av spolarna

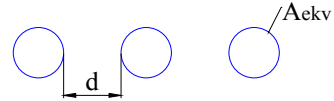
FEM står för finita elementmetoden och är en teknik som används för att analysera de elektriska och magnetiska fält som spolarna ger upphov till. Det huvudsakliga syftet med FEM-simuleringarna var att hitta en hög k -faktor och stora Q -värden för spolarna samtidigt som trådresistanserna var låga, utan att överskrida kraven på prototypens dimensioner. För att göra detta simulerades olika storlekar på sändarspolen i COMSOL Multiphysics, då avståndet mellan spolarna var 5 cm. Även olika antal lindningsvarv hos spolarna simulerades.

De båda spolarna som har använts vid simuleringarna, och under resten av projektet, är av typen platt cirkulär spole. Dessa lindas med litztråd som hålls på plats av en ram i plast. Som utgångspunkt i projektet användes dimensionerna på litztråden som fanns att tillgå i laborationslokalen. Detta för att i största möjliga mån försöka använda disponibelt material istället för att köpa in nytt. Spolens karakteristik bestäms av dess ytterradie r samt antal lindningsvarv N . I Figur 3.1 ses lindningen, utan ram, från ovan med r och N utritade. Varje lindningsvarv utgörs av litztråd som i figuren har illustrerats i form av cirklar. Ett tvärsnitt av lindningen ses i Figur

3.2, där avståndet d mellan kardelerna är utritat tillsammans den ekvivalenta arean för varje tråd, A_{ekv} .



Figur 3.1: Skiss av spolarnas geometri med tillhörande parametrar. Antalet varv, N , är streckade och den yttre radien, r , visas med hjälp av en pil



Figur 3.2: Skiss av tvärsnittet för tre litztrådar i lindningen. Avståndet mellan litztrådarna ges av d och den ekvivalenta arean hos varje tråd ges av A_{ekv}

Den ekvivalenta arean A_{ekv} har använts för att inte behöva modellera kardelerna hos litztråden var för sig. Diametern för litztråden mättes upp till cirka 2 mm, vilket gav en ekvivalent area på $3 \mu\text{m}^2$ genom en vanlig areaberäkning. Avståndet d sattes till 0,7 mm för att representera isoleringen kring varje kardel.

Även malplacering och läckfält undersöktes med FEM-simuleringar. Effekterna av malplacering av spolarna beräknades genom att simulera hur k -faktorn varierar när den ena spolen flyttades ett visst antal centimeter i sidled. Läckfälten uppskattades genom att bestämma det magnetiska fältets styrka på ett flertal bestämda avstånd från spolarna med hjälp av prober. Värdena från proberna jämfördes sedan med de värden som Strålsäkerhetsmyndigheten rekommenderar.

Simuleringarna i COMSOL utfördes i både 2D och 3D för att undersöka skillnaderna mellan dessa två metoder, samt för att erhålla resultat som ligger så nära verkligheten som möjligt.

3.1.2 Kretssimulering

När spolarnas självinduktanser och den ömsesidiga induktansen var bestämda undersöktes systemets kretsegenskaper i Pspice. Detta gjordes för att få underlag till konstruktionen av komponenterna i kompensationsnäten och för att undersöka hur kravet på verkningsgrad kunde uppnås.

Alla komponenter som används i systemet, förutom spolarna och batteriet, har en entydig kretsekvivalent. För att kunna analysera hur spolarna fungerar kretsmässigt

användes en kretsekvivalent i form av ett T-schema, vilket implementerades i Pspice. Komponentvärdena i T-schemat erhöles från mätningarna av spolarnas självinduktanser. Resistansen, som batteriet approximeras med, bestämdes med hjälp av den maximala effekten som batteriet klarar, vilken uppnås då batteriet går från konstant strömladdning till konstant spänningsladdning. Det är batteriets resistans i denna punkt som har använts under simuleringarna eftersom om systemet klarar av denna belastning klarar det även av hela laddningscykeln.

Strategin, när alla kretsekvivalenter är bestämda, var att simulera vilken pulsbredd, på fyrkantsvågorna ifrån omriktaren, som gav högst verkningsgrad. Därefter varierades amplituden på omriktarens spänning så att sökt spänning och effekt fås över lasten (batteriet). När amplitud och pulsbredd hade valts simulerades spänningar och strömmar över komponenterna för att kunna dimensionera dessa korrekt. Ström och spänning under såväl insvängningsförlopp som under kretsens stabila driftläge analyserades för att säkerställa att komponenterna skulle klara båda fallen. Sist simulerades verkningsgraden för hela systemet för att kontrollera att kravet på 90 % var möjligt att uppnå med den valda konstruktionen.

3.2 Konstruktion av prototyp

De komponenter som konstruerades under projektets gång var två spolar, ett kompensationsnät samt en likriktare med glättningskrets. Först byggdes spolarna så att simuleringar kunde utföras på kompensationsnätet med uppmätta induktanser. Spolarna lindades med litztråd och fästes i en ram av plast. Kompensationsnätet byggdes därefter genom att parallellkoppla kondensatorer för att nå sökt kapacitans, och slutligen konstruerades likriktaren genom att löda ihop dess delkomponenter. Glättningsspolen byggdes i laborationslokalen från befintlig koppartråd, eftersom denna var enklast att konstruera för hand genom att linda koppartråd runt en järnkärna. Detta säkerställde att induktansen blev tillräckligt stor. Samtliga komponenter konstruerades utifrån material som fanns tillgängligt i laborationslokalen.

3.3 Test av prototyp

Slutligen testades systemet för att utreda huruvida prototypen uppfyllde kravspecifikationen. Under testerna mättes både spänning och ström. Detta gjordes med spänningsproben Pico differential probe TA043, vars bandbredd är 100 MHz, och strömpröben Lecroy CP150, som har bandbredden 10 MHz. Proberna kopplades till oscilloskopet Lecroy Waverunner 620Zi som har en bandbredd på 2 GHz och en samplingsfrekvens på 20 GS/s. Prototypen var kopplad till frekvensomriktaren vilken matades med ett likspänningsaggregat. För att representera batteriet vid testerna användes en elektronisk last.

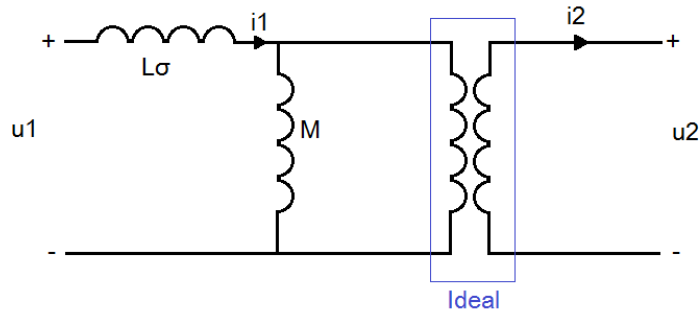
3.3.1 Test av spolarna

I början av testfasen uppmättes spolarnas självinduktanser samt den ömsesidiga induktansen mellan dessa. Självinduktanserna mättes utifrån dess definition som här repeteras genom (3.1)

$$L = \frac{u}{di/dt}. \quad (3.1)$$

Strömmen genom spolen, i , och spänningen över spolen, u , mättes för varje spole. Detta gjordes genom att använda den befintliga frekvensomriktaren som spänningskälla, vilken gav en spänning i form av en fyrkantsvåg. Då mottagarspolen är placerad 5 cm ovanför sändarspolen fås en annan självinduktans på grund av att spolarna och deras ferrit påverkar varandra. Denna påverkan ansågs dock vara liten, och därför mättes självinduktanserna då mottagarspolen inte var placerad ovanför sändarspolen.

Den ömsesidiga induktansen mättes på ett liknande vis, men med en väsentlig skillnad; mottagarspolen placerades med ett avstånd på 5 cm ovanför sändarspolen. Som grund för mätningen användes en ekvivalent krets för spolarna, vilken kan ses i Figur 3.3. I figuren har spolarna modellerats med den ömsesidiga induktansen M , en ideal transformator samt induktansen L_σ som representerar läckfältet.



Figur 3.3: Kretsmodellen för spolarna som användes vid mätning av den ömsesidiga induktansen M . L_σ representerar läckfältet, u_2 spänningen över mottagarspolen och i_2 strömmen genom mottagarspolen. Spänningen över sändarspolen, u_1 , och strömmen genom sändarspolen, i_1 , mättes under detta test

Med induktanserna i den ekvivalenta kretsen kan det enkelt visas att

$$u_1 = (L_\sigma + M) \frac{di_1}{dt}, \quad \text{då } i_2 = 0 \quad (3.2a)$$

$$u_1 \approx L_\sigma \frac{di_1}{dt}, \quad \text{då } u_2 = 0, \quad (3.2b)$$

där u_1 och u_2 är spänningen över sändarspolen respektive mottagarspolen. För att mäta M behövdes två mätningar göras. Vid första mätningen var mottagarspolens

lindning öppen för att uppfylla villkoret $i_2 = 0$. Därefter var mottagarspolens lindning kortsluten för att uppfylla villkoret $u_2 = 0$. Spänningen u_1 och strömmen i_1 mättes under dessa mätningar på samma sätt som innan.

För att ta fram strömmens tidsderivata anpassades en rät linje till strömmen där lutningen gav tidsderivatan. Mätserien för spänningen medelvärdesbildades för att ge ett representativt värde för den varierande spänningsamplituden (insvängsning-förlopp orsakade spänningsvariationer). Mätosäkerheten för strömmen beräknades genom att uppskatta lutningens standardavvikelse och spänningens mätosäkerhet beräknades med den observerade spridningen, dessa beräkningar finns beskrivna i [18].

3.3.2 Test av kompensationsnät och verkningsgrad

För att verifiera kretssimuleringarna mättes spänningarna över komponenterna och strömmarna genom komponenterna. Genom att analysera toppvärdena kunde det avgöras om komponenterna klarade av de spänningar och strömmar som genererades då 300 W utvecklades i lasten samt då spänningen över lasten var 48 V. Även förlusterna i systemet mättes genom att mäta ström och spänning innan frekvensomriktaren, efter frekvensomriktaren och innan likriktaren, fortfarande med 300 W och 48 V över lasten. Oscilloskopet användes för att integrera produkten mellan spänning och ström vilket i slutändan gav effektförlusterna över frekvensomriktaren, spolarna med kompensationsnät och likriktaren. Ur dessa effektförluster kunde även systemets verkningsgrad beräknas.

3.3.3 Test av prototyp monterad på arbetsbordet

Alla tidigare tester på systemet gjordes då prototypen var placerad på en testbänk. När prototypen var monterad på arbetsbordet påverkade metallskivan i bordets fot spolarna, och därför behövde även detta fall analyseras. Med prototypen monterad mättes systemets verkningsgrad, med och utan metallskivan för att avgöra hur stor inverkan metallen hade.

4

Bestämning av parametrar

Enligt avsnitt 1.3.2 behöver ett antal parametrar gällande systemets utformning fastställas innan en prototyp kan konstrueras. I denna del bestäms först spolarnas dimensioner med hjälp av COMSOL Multiphysics, för att fortsätta med en analys av robustheten och läckfältet hos denna del av systemet. Därefter utreds utformningen av kompensationsnätets delar genom kretssimuleringar i Pspice.

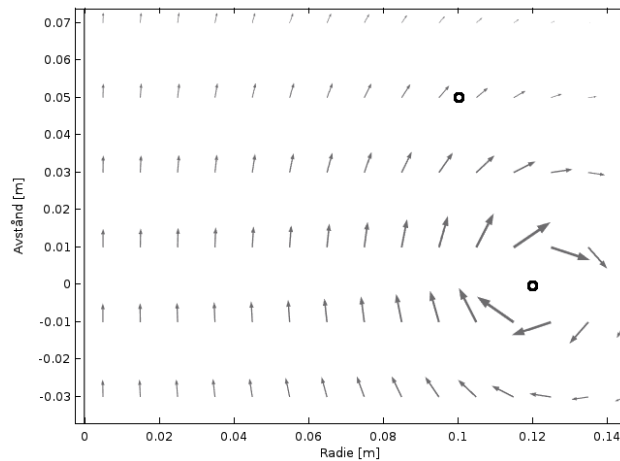
4.1 Simuleringar i COMSOL Multiphysics

I COMSOL Multiphysics inleddes simuleringarna med en enkel modell av två spolar för att undersöka vilket storleksförhållande mellan mottagar- och sändarspole som är att föredra. Simuleringarna fortsatte sedan för att mer exakt utreda vilka dimensioner på spolarna som är mest lämpliga med hänseende på kraven på systemets fysiska storlek samt på dess prestanda. Dessa simuleringar gjordes i 2D-axissymmetrisk. Även användning av ferrit simulerades i syfte att förbättra prestandan hos systemet.

4.1.1 Två enkla spolar

För att ta reda på vilka dimensioner på mottagar- respektive sändarspole som är mest gynnsamma för prototypen inleddes simuleringarna i COMSOL med en enkel modell av två spolar med ett varv vardera och på avståndet 5 cm från varandra, enligt Figur 4.1.

4. Bestämning av parametrar



Figur 4.1: Två spolar med ett lindningsvarv vardera och radier på 10 respektive 12 cm. Det vertikala avståndet mellan spolarna är 5 cm. Pilarna i figuren visar den magnetiska flödestäthetens storlek och riktning

Den övre spolen, det vill säga mottagarspolen, hölls vid en fix radie r_2 på 10 cm, medan den nedre sändarspolens radie r_1 varierades mellan 0 till 30 cm med en steglängd på 1 cm. Strömmen i den nedre spolen sattes till 1 A, och genom simulering undersöktes hur det elektromagnetiska flödet ändras med sändarspolens radie. En tabell över de uppmätta induktansvärdena för sändarspolen respektive den ömsesidiga induktansen mellan de båda spolarna finns att se i Tabell 4.1.

Tabell 4.1: Urval av värden på självinduktansen, L_1 , hos sändarspolen samt den ömsesidiga induktansen, M , mellan mottagar- och sändarspole. Mottagarpolens radie, r_2 , hålls fixt på 10 cm samtidigt som sändarspolens radie, r_1 , varierar med steglängden 1 cm, från 10 cm till 15 cm

R_1 [cm]	M [μ H]	L_1 [μ H]
10	0,115	0,685
11	0,122	0,767
12	0,124	0,850
13	0,123	0,934
14	0,120	1,02
15	0,116	1,11

Ur Tabell 4.1 kan man utläsa att den ömsesidiga induktansen mellan spolarna är som högst då förhållandet mellan mottagar- och sändarspole är ungefär 10:12. Samtidigt ökar induktansen hos sändarspolen med dess ytterradie.

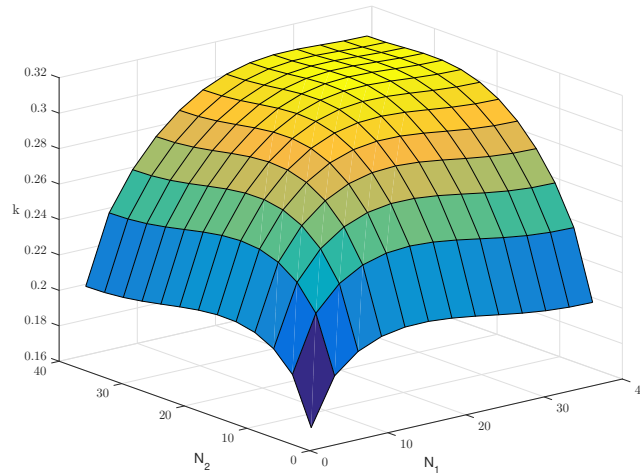
Även den magnetiska flödestäthetens storlek och riktning illustreras med hjälp av pilar i Figur 4.1. I figuren syns det tydligt att det elektromagnetiska fältet är som störst nära den strömförande sändarspolen. Samtidigt kan endast den del av fältet som är vinkelrätt mot mottagarspolen räknas in som ett bidrag till den ömsesidiga

induktansen. Utifrån dessa resultat dras slutsatsen att den mest passande radien för sändarspolen är ungefär 12 cm då mottagarspolens radie hålls på 10 cm.

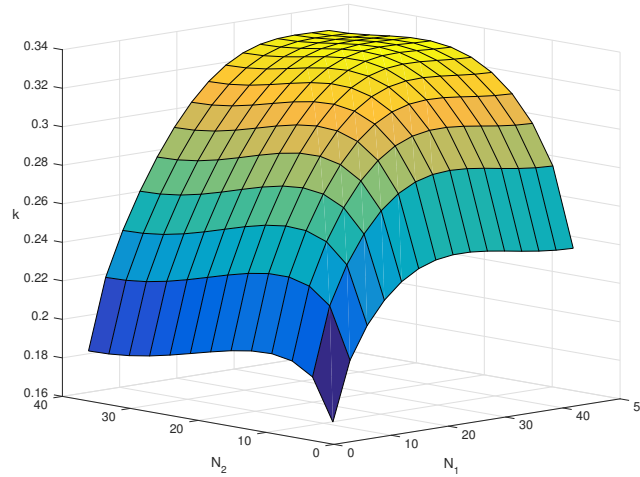
4.1.2 Spolarnas dimensioner

Analysen av två enkla spolar gav ett förhållande mellan radierna på spolarna som användes för fortsatt analys. Den yttre radien för mottagarspolen, r_2 , bestämdes först genom att tillämpa teorin i kapitel 2.1.9, där det visades att den maximala verkningsgraden, η_{max} , ökar med r , radien på de två spolarna. För att maximera η_{max} valdes r_2 till den maximalt tillåtna vilket är 10 cm, detta betydde i sin tur att sändarspolens radie, r_1 , skulle vara cirka 12 cm. Sändarspolens radie behövde dock fastställas eftersom den slutliga spolen förväntades ha mer än ett varv. Även antalet varv på sändarspolen, N_1 , och antalet varv på mottagarspolen, N_2 , behövdes bestämmas.

För att bestämma r_2 och antalet varv fortsatte analysen med att undersöka hur k -faktorn beror på dessa eftersom k inverkar på spolarnas prestanda (se kapitel 2.1.9). Det framkom att en kopplingsfaktor större än 0,3 krävdes för att uppnå ett η_{max} större än 95 % (då $Q \geq 200$) vilket ansågs vara en undre gräns eftersom hela systemet skulle ha en verkningsgrad på minst 90 % [3]. För att undersöka k -faktorns beroende av N_1 och N_2 ritades ytor för k mot N_1 och N_2 . Detta gjordes för $r_2 = 10$ cm och $r_1 = 12$ cm, vilket visas i Figur 4.2. I figuren ses det att för båda fallen fås en näst intill konstant k -faktor då N_1 och N_2 är stora. Det ses också att k -faktorn ökar snabbt i vissa delar av ytorna. I Figur 4.2a fås den största gradienten i området där N_1 och N_2 varierar mellan 0 och 10, medan i Figur 4.2b hittas den största gradienten i området då N_1 varierar mellan 0 och 20, och N_2 varierar mellan 0 och 30. Det finns med andra ord områden då en ökning av antalet varv är mer gynnsamt.



(a) Här är $r_1 = 10$ cm. Den största ökningen av k fås för N_1 och N_2 mellan 0 och 10. Ett maximum finns i punkten $N_1 = N_2 = 25$ och ges av 0,3141



(b) Här är $r_1 = 12$ cm. Den största ökningen av k fås då N_1 är mellan 0 och 20 och N_2 är mellan 0 och 30. Ett maximalt k fås vid $N_1 = 34, N_2 = 22$ och ges av 0,3365

Figur 4.2: Surfplottar för k mot antalet varv på sändarspolen, N_1 , och antalet varv på mottagarspolen, N_2 . Avståndet mellan spolarna är 5 cm. För stora N_1 och N_2 ses det att k är näst intill konstant men det existerar även ett maximum för de båda ytorna

Eftersom en k -faktor nära 0,3 är tillräcklig undersöktes även vilka N_1 och N_2 som krävdes för att uppnå detta. Samma ytor användes för att hitta punkter som ligger nära $k = 0,3$, detta resultat finns i Tabell 4.3. Det ses att N_1 och N_2 generellt är betydligt lägre i Tabell 4.3 jämfört med Tabell 4.2. Detta innebär att serieresistansen i spolarna kan fås lägre samtidigt som spolarna fortfarande uppfyller $k \geq 0,3$.

Tabell 4.2: Den maximala kopplingsfaktorn, k_{max} , för olika yttre radier på sändarspolen och olika antal varv

r_1 [cm]	k_{max}	N_1	N_2
10	0,3141	25	25
12	0,3365	34	22
13	0,3416	40	22
15	0,3430	49	19

Tabell 4.3: Kopplingsfaktorer nära 0,3 för olika yttre radier på sändarspolen och olika antal varv

r_1 [cm]	k	N_1	N_2
10	0,2990	13	19
12	0,3035	16	10
13	0,3013	19	7
15	0,3015	25	7

Enligt teorin i kapitel 2.1.9 ger höga Q -värden hög verkningsgrad. Därför fortsätter analysen med en undersökning av dessa. Frekvensen är inte intressant i detta avseende och därför undersöktes Q indirekt via Q/ω . Resultaten från undersökningen finns i Tabell 4.4 där det ses att det största Q_1 (Q för sändarspolen) hittas i fallet $N_1 = 49, N_2 = 19$ och största Q_2 (Q för mottagarspolen) hittas då $N_1 = N_2 = 25$. Dessa fall finns markerade med fet stil i tabellen.

Resistansen för spolarna orsakar förluster i tråden, det var därför av intresse att beräkna denna vilket gjordes för de ovan nämnda fallen, det vill säga $N_1 = 49, N_2 = 19$ och $N_1 = N_2 = 25$. Beräkningarna gav en total serieresistans på $0,193 \Omega$ för första fallet och $0,116 \Omega$ för andra fallet vilket visar på att låga Q kan ge en mindre serieresistans och därför också mindre förluster i tråden. Detta ger i sin tur att fallet $N_1 = 19, N_2 = 7$ är intressant eftersom Q är lägre samtidigt som k fortfarande är större än 0,3. En resistansberäkning i detta fall ger en total serieresistans på $0,091 \Omega$ vilket är lägre än de tidigare. Detta fall finns också markerat med fet stil i Tabell 4.4.

Tabell 4.4: Q -värden för sändarspolen (Q_1) och mottagarspolen (Q_2) för fallen i Tabell 4.2 och 4.3. De mest intressanta fallen har märkts med fet stil och de visar det högsta Q_1 och Q_2 samt även fallet då Q är lägre och ger en låg serieresistans hos spolarna

N_1	N_2	Q_1/ω [$\mu\text{s}/\text{rad}$]	Q_2/ω [$\mu\text{s}/\text{rad}$]
25	25	1,49	1,49
34	22	2,20	1,44
40	22	1,97	1,44
49	19	2,27	1,38
13	19	1,16	1,38
16	10	1,61	1,00
19	7	1,60	0,80
25	7	1,96	0,80

Resultaten visar på att höga Q -värden och k -faktorer inte nödvändigtvis är att föredra, vilket tidigare antagits, på grund av att förluster i serieresistanserna inte är önskvärt. Det valdes här att prioritera en hög k -faktor, då Q -värden och resistanser ansågs vara av mindre betydelse i och med att η_{max} beror på k i kvadrat enligt (2.17). Fortsatt undersökning av ytorna gav att $r_1 = 13 \text{ cm}, r_2 = 10 \text{ cm}, N_1 = 25$ och

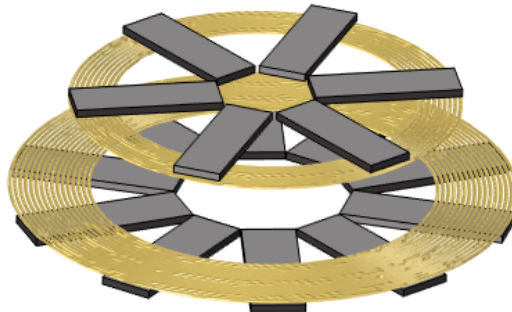
$N_2 = 13$ var ett bra val; de tillhörande induktanserna och den resulterande k -faktorn finns i Tabell 4.5. Det beräknades att resistansen för detta fall var $0,121 \Omega$ samt att $Q_1/\omega = 1,80 \mu\text{s}/\text{rad}$ och $Q_2/\omega = 1,16 \mu\text{s}/\text{rad}$.

Tabell 4.5: Sändarspolens självinduktans L_1 , mottagarspolens självinduktans L_2 , den ömsesidiga induktansen M och den tillhörande k -faktorn utan ferrit från simuleringar i COMSOL i 2D-axisymmetric

L_1 [μH]	L_2 [μH]	M [μH]	k
150,7	43,41	26,42	0,3267

4.1.3 Simuleringar med ferrit

För att öka k -faktorn mellan spolarna är det lämpligt att använda ferrit. Genom att placera ut ferritblock under och över sändar- respektive mottagarspole är det möjligt att stärka magnetflödet mellan spolarna, vilket resulterar i högre k -faktor. Ferritblocken placerades enligt en stjärnliknande struktur, vilket visas i Figur 4.3 och är lämplig för platta spolar. Tjockleken såväl som bredden på ferritblocken påverkar inte k -faktorn särskilt mycket, men längden har visats sig ha en större påverkan [19].

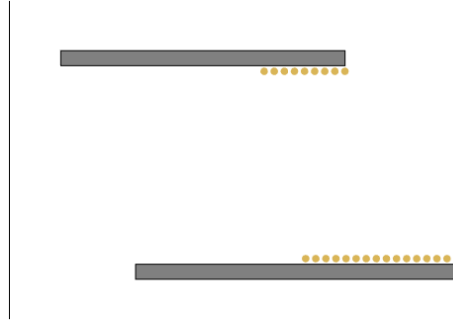


Figur 4.3: Bilden visar mottagar- och sändarspole tillsammans med respektive ferritkärna. 10 stycken ferritblock används för sändarspolen och 6 för mottagarspolen

Ferritblocken som används till sändar- och mottagarspolen har dimensionerna $86 \text{ mm} \times 28 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ respektive $76 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$. Ferritmaterialet som har använts är 3C90 och har en initial permeabilitet på $\mu_i = 2300$ [20]. För tillräckligt svaga H-fält kan ferritmaterialet approximeras till att vara ett linjärt medium med konstant relativ permeabilitet $\mu_r = \mu_i$, något som utnyttjades i simuleringarna i COMSOL.

Genom att simulera ferrit i 2D-axisymmetric, som är ett dimensionsval i COMSOL där geometrin måste vara symmetrisk runt en axel, kan man få en uppskattning

av hur k-faktorn påverkas då man använder ferrit. Det är dock enbart möjligt att konstruera "ferritskivor", istället för flera separata ferritblock, på grund av kravet på geometrin enligt Figur 4.4. Detta innebär att en större mängd ferrit används, vilket ger en högre k-faktor än vad som uppnås i praktiken. Bredden på ferritblocken påverkar dock inte k-faktorn särskilt mycket, och därför är en skivformad ferrit en bra approximation av flera närliggande ferritblock.



Figur 4.4: Mottagar- och sändarspole tillsammans med ferritskivorna i 2D-axisymmetric. Den svarta linjen markerar symmetriaxeln

Tack vare ferrit är det möjligt att ta bort flera varv på sändar- och mottagarspolarna, samtidigt som en hög k-faktor bibehålls. På så sätt reduceras resistansförlusten i spolarna. Det visade sig att $N_1 = 16$ och $N_2 = 9$ med ferrit ger liknande induktansvärden som $N_1 = 25$ och $N_2 = 13$ utan ferrit (se Tabell 4.6).

För att få fram en bättre uppskattning av induktansvärdena och k-faktorn användes en 3D-simulering som gjorde det möjligt att simulera med separata ferritblock istället för en ferrit-skiva. Resultatet för induktansvärdena och kopplingsfaktorn vid simulering med ferrit i 2D-axisymmetric respektive 3D redovisas i Tabell 4.6.

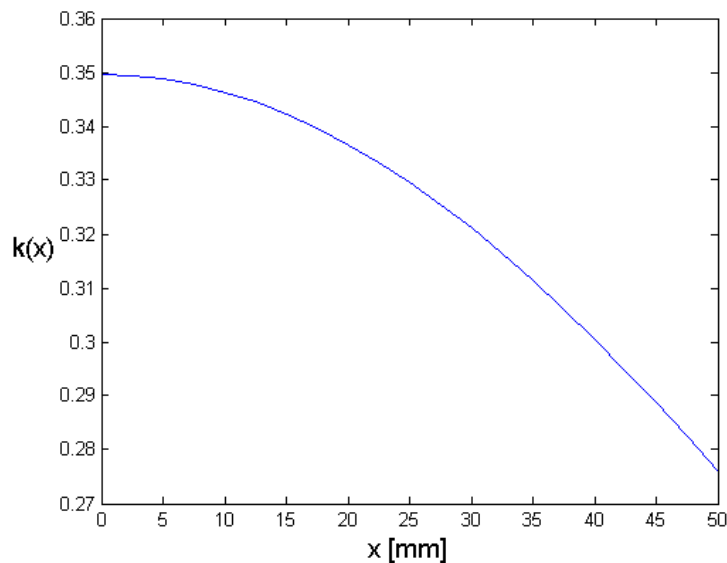
Tabell 4.6: Induktansvärden och kopplingsfaktor från simulering med ferrit i 2D-axisymmetric respektive i 3D för spolar med dimensionerna $r_1 = 13$ cm, $r_2 = 10$ cm, $N_1 = 16$ och $N_2 = 9$

	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	M [μ H]	k
2D-axisymmetric	142,42	41,351	27,981	0,3646
3D	124,34	33,246	22,481	0,3497

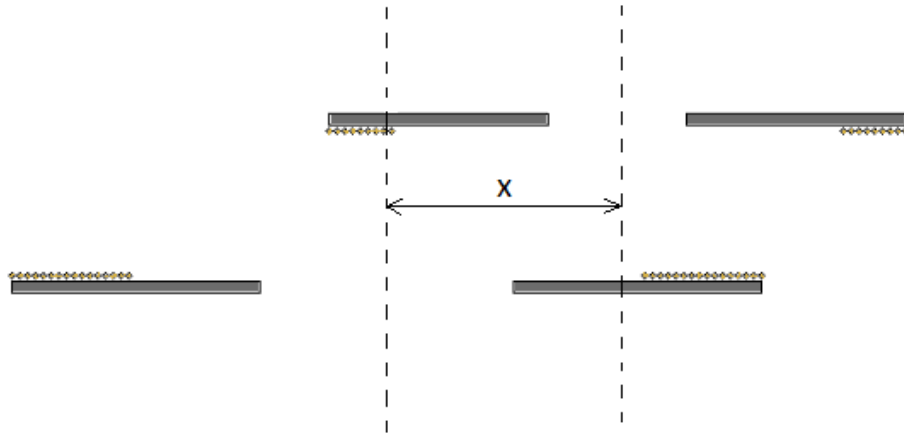
4.1.4 Malplacering av spolarna

För att energiöverföringen ska fungera så optimalt som möjligt är det viktigt att spolarna är positionerade med rätt avstånd från varandra samt att deras symmetriaxlar sammanfaller (mottagarspolen ska vara rakt ovanför sändarspolen). En alltför grov felplacering av spolarna skulle innebära att kopplingsfaktorn minskar, vilket i sin tur försämrar kopplingen mellan spolarna.

Med hänsyn till att mottagarspolen ska vara monterad på ett arbetsbord kommer höjden mellan spolarna i princip att vara oförändrad. Deras positioner i horisontalplanet kan dock variera beroende på hur väl man placerar arbetsbordet över sändarspolen. Om man antar att avståndet mellan spolarnas symmetriaxlar är x , se Figur 4.6, kommer k -faktorn att variera enligt grafen i Figur 4.5. När x antar värdet 0 kommer symmetriaxlarna sammanfalla, vilket ger optimal malplacering (största möjliga k -faktor). För exempelvis en felplacering på $x = 2\text{ cm}$ förändras k -faktor och induktansvärden enligt $\Delta k = 0,0134$, $\Delta L_1 = 0,1\text{ }\mu\text{H}$, $\Delta L_2 = 0,1\text{ }\mu\text{H}$ och $\Delta M = 0,87\text{ }\mu\text{H}$. Ferritblocken från sändarspolen påverkar det magnetiska flödet genom mottagarspolen och tvärtom. Denna påverkan är dock relativt liten och därför kommer inte självinduktanserna att förändras särskilt mycket, till skillnad från den ömsesidiga induktansen som minskar snabbt med x på grund av ökat läckflöde.

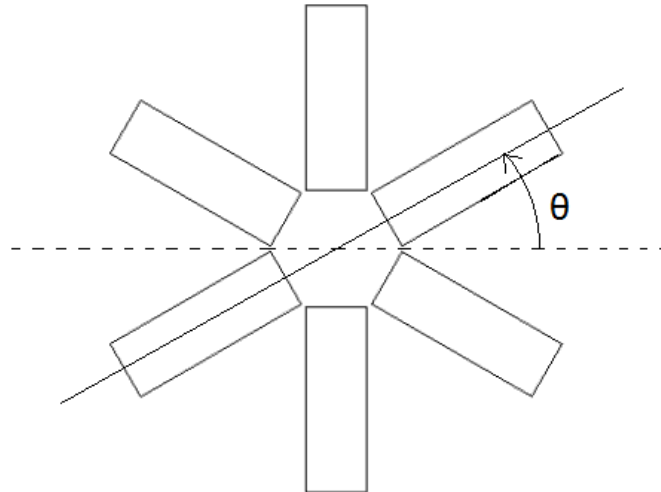


Figur 4.5: Grafen visar k -faktorn som funktion av felplaceringen x i mm mellan spolarnas symmetriaxlar. Känsligheten är liten för små x , men växer i takt med att x ökar

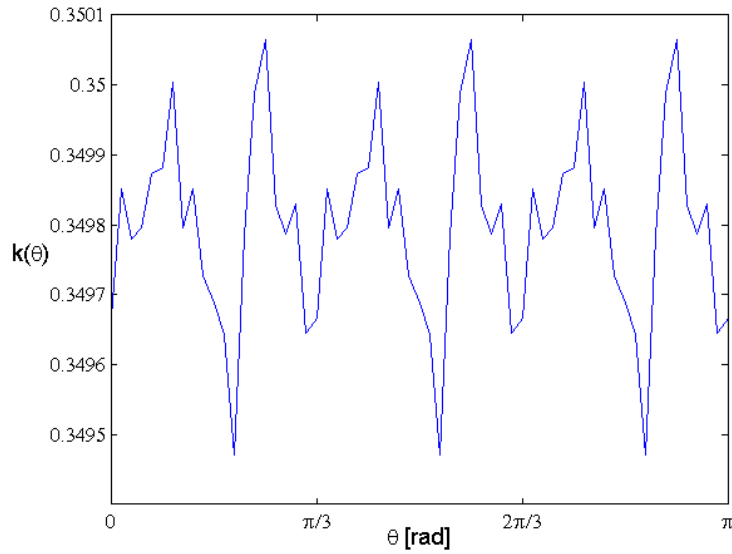


Figur 4.6: Bilden visar mottagar- och sändarspole med ferritskivor i genomskärning, med en malplacering på avståndet x . Spolarnas båda symmetriaxlar är markerade med streckade linjer

Ferritblockens positioner är inte rotationssymmetriska, vilket innebär att kopplingsfaktor och induktansvärden kommer att ändras då spolarna roterar relativt varandra. Om mottagarspolen orienteras med en vinkel θ enligt Figur 4.7, samt att $x = 0$, kommer k -faktorn variera enligt Figur 4.8. Notera att $k(\theta)$ är periodisk med perioden $\pi/3$ på grund av att vinkeln mellan mottagarspolens ferritblock är just $2\pi/6 = \pi/3$. K -faktorns variation är mycket liten. Genom att mäta topp-till-toppvärde fås en total variation på $\Delta k = 0,0006$, vilket är försumbart litet i jämförelse med då spolarnas symmetriaxlar förskjuts. Likaså är induktansvärdena i princip oförändrade.



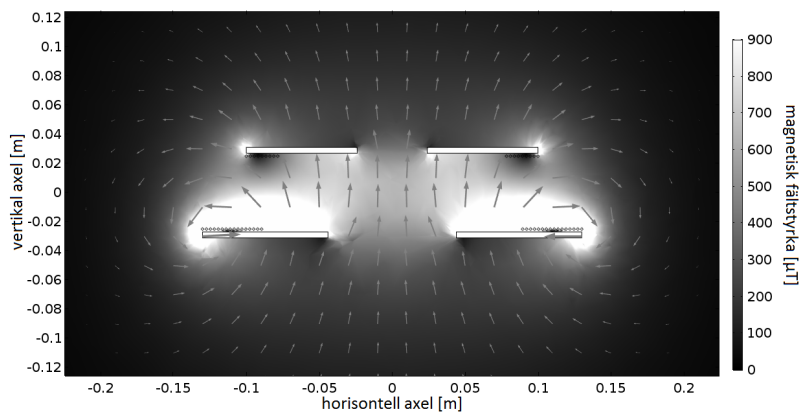
Figur 4.7: Illustration av mottagarspolens ferritblock, samt hur dessa orienteras med rotationsvinkeln θ . Under tiden som mottagarspolen roterar hålls sändarspolens placering fixt



Figur 4.8: Kopplingsfaktorn som funktion av rotationsvinkeln θ då $x = 0$. Funktionen är periodisk med perioden $\pi/3$. Störningen topp-till-topp är 0,0006

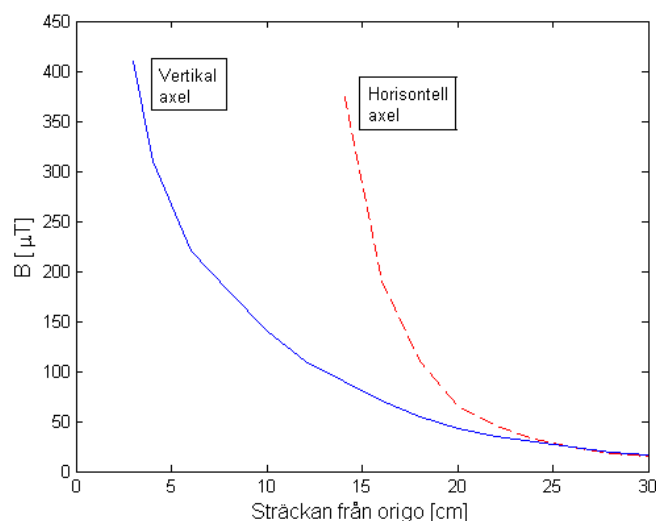
4.1.5 Läckfält och fältstyrka

Magnetfältet från sändarspolen som flödar genom mottagarspolens yta och är parallell med ytnormalen (B-fält i z-led) kommer att ge upphov till induktion. Resterande magnetfält kallas läckfält och ger inget bidrag till induktionen. Som Figur 4.9 visar förekommer mest läckflöde på sidorna av spolarna. Ett stort läckflöde resulterar i liten kopplingsfaktor. Ferritblocken hjälper till att styra magnetfältet genom mottagarspolen vilket resulterar i förhöjd k-faktor och mindre läckflöde.



Figur 4.9: Magnetfältets styrka och riktning för en genomskärning parallell med symmetriaxeln. Strömstyrkan i sändarspolen är 5 A. Magnetfältets styrka avläses med gråskalan och har enheten μT . Fältstyrkan inuti ferritblocken är mycket högre än i omgivningen (runt 20 mT för ferritblocken under sändarspolen) vilket är svårt att se i figuren

Som Figur 4.9 visar avtar fältstyrkan fortare med den vertikala axeln i jämförelse med den horisontella. Anledningen till detta är att magnetfältet avböjs i större utsträckning på sidorna. Grafen i Figur 4.10 visar hur fältstyrkan på magnetfältet varierar längs den vertikala axeln (z-axeln) respektive den horisontella (x-axeln) för en ström med toppvärde 5 A genom sändarspolen. För ett avstånd över 25 cm längs den vertikala respektive horisontella axeln kommer magnetfältets styrka att undergå $30 \mu\text{T}$ (se Figur 4.10).



Figur 4.10: Graferna visar hur den magnetiska fältstyrkan förändras längs de vertikala och horisontella axlarna. Origo är medelpunkten mellan spolarna

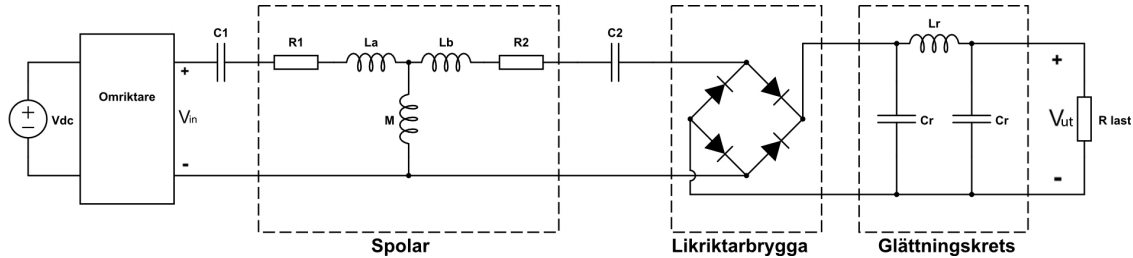
Enligt strålsäkerhetsmyndigheten ligger referensvärdet för magnetiska fält med frekvensen 50 Hz på $100 \mu\text{T}$, men för yrkesmässig exponering kan detta överstigas [21]. Magnetfältet runt spolarna oscillerar med resonansfrekvens 100 kHz, vilket är relativt högt. Det finns ingen tydlig referensnivå för denna frekvens, men rekommendationen är att man ska minska exponeringen så mycket som möjligt. Detta kan göras genom så kallad avskärmning som kommer att påverka induktansvärden och k-faktor. Detta är dock inget som undersöks i det här projektet.

4.2 Kretssimuleringar i Pspice

Syftet med kretssimuleringarna i Pspice är att analysera storleken på strömmar och spänningar i kretsen för att kunna dimensionera komponenterna inför konstruktion. Även kretsens verkningsgrad och uteffekt undersöks i simuleringarna.

För att beskriva spolarna i kretssimuleringarna används ett så kallat T-schema som kretsekvivalent för att modellera sändar- och mottagarspole. Inspänningen till sändarspolen kommer ifrån en pulsgenerator som skapar fyrkantsvågor med en frekvens som är kretsens valda resonansfrekvens. Efter mottagarspolens kompensations-

nät kopplas en likriktare, innehållande en likriktarbrygga och en glättningskrets, in för att ge en likspänning och likström över lasten. Lasten, i vårt fall batteriet, modelleras som rent resistiv. Uppställningen som simulerades kan ses i Figur 4.11.



Figur 4.11: Kretsupställningen som användes för att simulera systemet i Pspice

4.2.1 Frekvensval

Kompensationsnätets kapacitanser bestämdes så att resonansfrekvensen blir den önskade. Valet av resonsansfrekvens blev 100 kHz för kretsen, och därmed också frekvensen på spänningen till sändarspolaren, beror på de begränsningar som finns hos den redan existerande omriktaren. Denna är begränsad i sin konstruktion till 100 kHz. Frekvensen är vald så hög som möjligt, omriktarens maxfrekvens, för att Q ökar med ökande frekvens. I alla kommande simuleringar används därför 100 kHz som frekvens på inspänningen.

4.2.2 Kompensationsnätets topologi

Det enklaste sättet att kompensera för spolarnas reaktans, för att få resonans i kretsen, är att seriekoppla en kondensator till varje spole. Det brukar kallas serie-serie kompensering eller SS-kompensering. Den första av tre stora fördelarna med SS-kompensering är att sändarsidans kondensator kompenserar endast för den primära spolens självinduktans. Samma princip appliceras på sekundärsidans kompensationsnät. Detta resulterar i att endast aktiv effekt dras ifrån sändarspolen, och i förlängningen också ifrån omriktaren [8].

Den andra anledningen är att kapacitansen som kompensationskondensatorerna behöver ha, för att behålla 100 kHz i resonansfrekvens, är oberoende av k -faktorn och lasten. Detta medför att resonansfrekvensen också blir oberoende av k -faktorn och lasten [8]. Båda dessa parametrar förväntas variera, speciellt den k -faktorn som varierar vid malplacering. Det blir därför en stor fördel att använda SS-kompensering för då undviks ett kontrollsystem som annars behövs för att variera frekvensen eftersom resonansfrekvensen varierar.

Ett litiumjonbatteris laddningcykel består av två faser. Vid första fasen av laddning-
en används konstant ström som sedan byts mot konstant spänning under andra fasen,

nära slutet av laddningscyklen [16]. Den tredje fördelen med SS-kompensationsnät är att valet mellan ström- och spänningskälla kan göras med en växling av frekvensen från ω_0 till ω_1 , enligt teori i avsnitt 2.1.5. SS-topologins flexibilitet är ett bra argument för att användas.

4.2.3 Design av likriktaren

För att omvandla växelspänningen från kompensationsnätet till likspänning användes en helvågslikriktare bestående av fyra dioder. För att batteriet skulle förses med en likspänning utan större spänningsrippel användes en enkel glättningskrets bestående av två stora kondensatorer och en spole, vilket illustreras i Figur 2.5. Detta enkla val berodde på att storleken på likriktaren inte är hårt begränsad samt att förlusterna över likriktaren domineras av dioderna. Enligt simuleringar påverkades inte resten av kretsen märkbart av värdena på glättningsnätet.

4.2.4 Batteriets ekvivalenta resistans

Ett litiumjonbatteris laddning delas upp i två faser, konstant strömladdning och konstant spänningsladdning [16]. I brytpunkten mellan konstant strömladdning och konstant spänningsladdning är effekten som högst, eftersom spänningen och strömmen båda är maximala. Om systemet klarar av att leverera den högsta effekten, som konsumeras i brytpunkten mellan laddningsfaserna, klarar systemet även de övriga delarna under laddningen av batteriet. Därför blir batteriets ekvivalenta resistans bestämd utifrån effekten och spänningen som levereras i brytpunkten. Den ekvivalenta resistansen kan beräknas enligt (4.1),

$$R_{Last} = \frac{u_{Last}^2}{P}, \quad (4.1)$$

där R_{Last} är batteriets ekvivalenta resistans (det vill säga systemets last), u_{Last} är spänningen över batteriet och P är effekten över batteriet. I vårt fall är effekten 300 W och spänningen 48 V, vilket enligt (4.1) ger en ekvivalenta resistans på 7,68 Ω .

4.2.5 Simulerade värden från Pspice

De sista värdena som måste bestämmas innan simuleringen kan påbörjas är kapacitansen hos kompensationsnätet. Med SS-kompensering beräknas C_1 och C_2 enligt ekvationerna (2.19) och (2.20) och utifrån de uppmätta självinduktanserna för sändar- och mottagarpolen. Detta gav $C_1 = 19,3 \mu\text{F}$ och $C_2 = 76,1 \mu\text{F}$ för kompensationsnätet.

Efter att alla komponenters design har valts kan amplituden och pulsbredden för fyrkantsvågorna på omriktarens utspänning bestämmas. Omriktarens utspänning

väljs först då dess val påverkar hela kretsens strömmar och spänningar. Pulsbredden valdes till 80 %, eftersom tester har visat att detta ger högst verkningsgrad. Den valda amplituden som gav den sökta utspänningen på 48 V och uteffekten på 300 W presenteras i Tabell 4.7 tillsammans med motsvarande utström.

Tabell 4.7: Simulerad inspänning ifrån omriktaren, som definieras av spänningens pulsbredd och amplitud, med resulterande utvärden

Storhet	Värde
Pulsbredd	80 %
Amplitud	80 V
Utspanning (DC)	48,7 V
Utström (DC)	6,3 A
Uteffekt	306,8 W

Med pulsbredd och amplitud för inspänningen till sändarspolen bestämd simulerades spänningar och strömmar över kompensationsnäten och diodbryggan för att undersöka vilka krav som ställs på dessa inför konstruktionen. Resultatet presenteras i Tabell 4.8. Kraven på glättningskretsens komponenter och spolarna undersöks inte eftersom de komponenter som har använts för att konstruera dem var överdimensionerade.

Tabell 4.8: Spänningar och strömmar över kompensationsnät och en av dioderna förutsatt att inspänningen har pulsbredden 80 % och amplituden 80 V

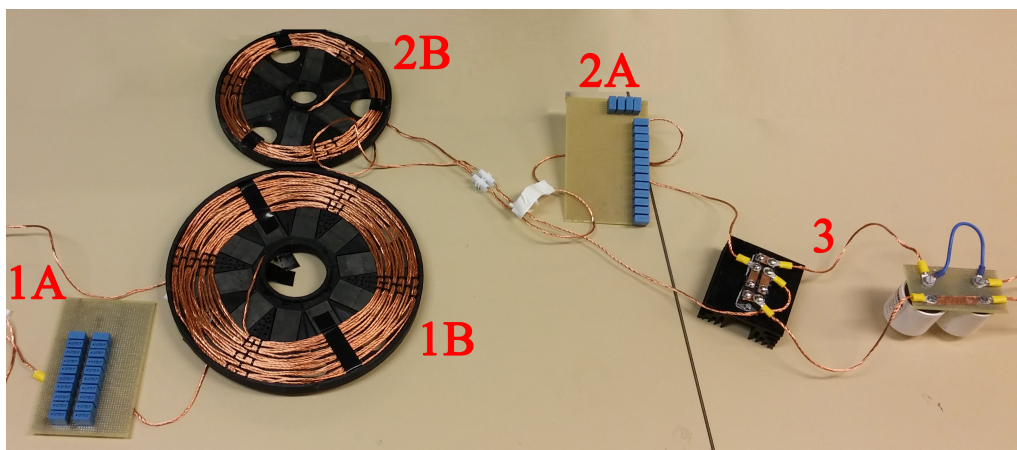
	Toppvärde för spänning [V]	Toppvärde för ström [A]
C ₁	556,8	6,8
C ₂	210,1	10,3
Diod	49,6	10,0

Verkningsgraden för hela systemet, med tidigare använd amplitud och pulsbredd för omriktarens spänning, blev 98,7 % vid simuleringarna. Vid denna simulering har dock har inte likriktarens förluster tagits hänsyn till, vilket medför att verkningsgraden kommer minska för den färdiga prototypen.

5

Praktisk design

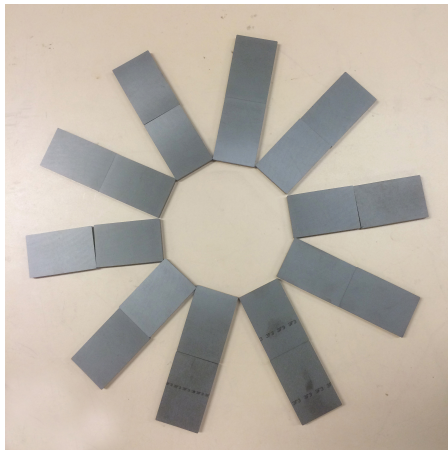
När systemets parametrar hade bestämts genom simulering var det dags att konstruera systemet rent praktiskt. Varje del av systemet byggdes separat, först mottagar- och sändarspole och sedan likriktare och kompensationsnät som behövdes modifieras något utifrån induktansmätningar. Dessa delar sattes sedan ihop till det färdiga systemet som kan ses i Figur 5.1.



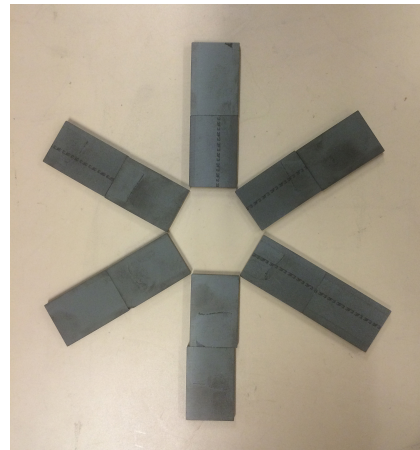
Figur 5.1: Här ses hela systemet med sändarspole (1B) och tillhörande kompensationsnät (1A), den mindre mottagarspolen (2B) med kompensationsnät (2A), samt likriktare och glättningskrets (3). Kompensationsnätet består av kondensatorer (blå) och likriktaren är monterad på en svart kylfläns

5.1 Konstruktion av spolarna

Konstruktionen av spolarna bestod primärt av att linda litztråd till en cirkulär form. Sändarspolen konstruerades med 16 varv varav yttervarvet har en radie på 13 cm, medan mottagarspolen har 9 varv med en ytterradie på 10 cm. Ferrit placerades under tråden med samma utförande som använts i 3D-simuleringen, se Figur 5.2. För att kunna montera detta konstruerades två ramar av plast i vilka tråden kunde fästas med buntband.



(a) Ferritstavarna för sändarspolen

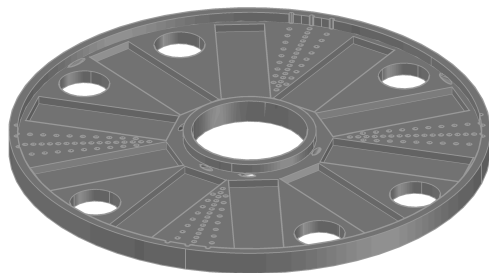


(b) Ferritstavarna för mottagarspolen

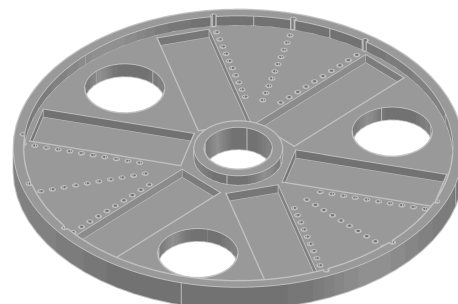
Figur 5.2: Ferritstavarnas placering utefter den design som valdes under FEM-simuleringen

5.1.1 3D-printning av form

Spolarnas plastramar ritades först i AutoCad för att kunna skrivas ut med en 3D-skrivare. Ramarna ger en bra grund för litztråden och bidrar till att ge en presentabel prototyp som kan monteras på arbetsbordet. Den slutliga designen för ramen till sändarspolen visas i Figur 5.3. I figuren visas rektangulära fördjupningar för ferritblocken samt stora hål som gjorts för att ge bättre luftcirkulation kring lindningarna.



(a) Designen för sändarspolen



(b) Designen för mottagarspolen

Figur 5.3: Ramarna till spolarna i AutoCad. Fördjupningar har gjorts i ramarna för att få plats med ferriten. Vidare har små hål gjorts för att kunna fästa tråden med buntband och stora hål för att förbättra luftcirkulationen kring lindningarna

5.1.2 Lindning av spolarna

Lindningen av spolarna gjordes med hjälp av buntband som sattes fast i de små hålen i den 3D-printade formen. Lindandet av litztråden påbörjades utifrån för att

få den önskade ytterradien på spolen, och gjordes sedan så noggrannt som möjligt med hänsyn till de simulerade dimensionerna för respektive spole. Dessutom limmades ferritblocken fast på deras avsedda plats i plastramen. Resultatet för den färdiglindade mottagarspolen finns att se i Figur 5.4.



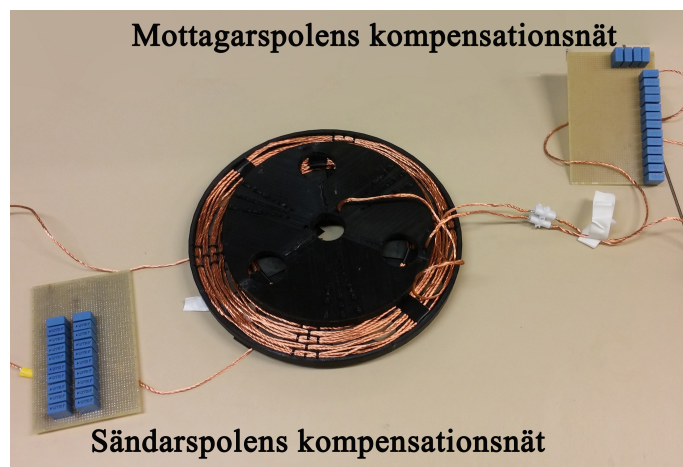
Figur 5.4: Mottagarspolen lindad med litztråd i ram skapad med hjälp av 3D-printer

5.2 Konstruktion av kompensationsnät och likriktare

Efter att spolarna hade byggts inleddes konstruktionen av kompensationsnätet och likriktaren. Kompensationsnätet konstruerades med hänsyn till de uppmätta självinduktanserna och den uppmätta ömsesidiga induktansen, denna slutliga design presenteras i detta kapitel tillsammans med likriktarens design.

5.2.1 Kompensationsnät

De kondensatorer som fanns tillgängliga i laborationslokalen hade en maxström på 1 A samt en maxspänning på 700 V och en märkt kapacitans på 4,7 nF. För att realisera kompensationsnätet i praktiken krävdes att flera kondensatorer parallellkopplades. Detta behövdes göras för att uppnå de önskade totala kapacitanserna $C_1 = 19,3 \mu\text{F}$ och $C_2 = 76,1 \mu\text{F}$ från simuleringarna i 4.2.5. Vid konstruktion av kompensationsnäten behövde de simulerade värdena på C_1 och C_2 justeras till en multipel av 4,7 nF, så att ett jämt antal kondensatorer kunde användas. Komponenterna löddes tillslut fast på en lödplatta med hjälp av en ledande kopparskena. Kompensationsnäten fästes sedan till respektive spole med litztråd som kan ses i Figur 5.5.



Figur 5.5: Bild av sändar- och mottagarspole med respektive kompensationsnät. Kompensationsnäten är kopplade till tillhörande spole med hjälp av litztråd

Ytterligare en anledning till varför flera kondensatorer användes var för att komponenterna skulle klara av simulerade strömmar och spänningar från Tabell 4.8 utan att överbelastas. Vid kretssimuleringarna framgick det att strömmen genom C_1 riskerade att bli för hög. Vid konstruktion krävdes det därför att primärsidans kompensationsnät överdimensionerades för att klara denna ström. I stället för att använda 5 stycken parallellkopplade kondensatorer behövdes därför två rader av 10 parallellkopplade kondensatorer seriekopplas. Detta för att strömmen genom varje kondensator skulle minska men att den önskade kapacitansen C_1 skulle förbli konstant. Det totala antalet kondensatorer som användes vid konstruktion samt den resulterade kapacitansen jämfört med den simulerade kapacitansen visas i Tabell 5.1.

Tabell 5.1: Kapacitanserna på de konstruerade och simulerade kompensationsnäten

	Antal kondensatorer	Realiserad kapacitans [nF]	Simulerad kapacitans [nF]
C_1	20	23,5	19,3
C_2	16	75,2	76,1

5.2.2 Likriktare

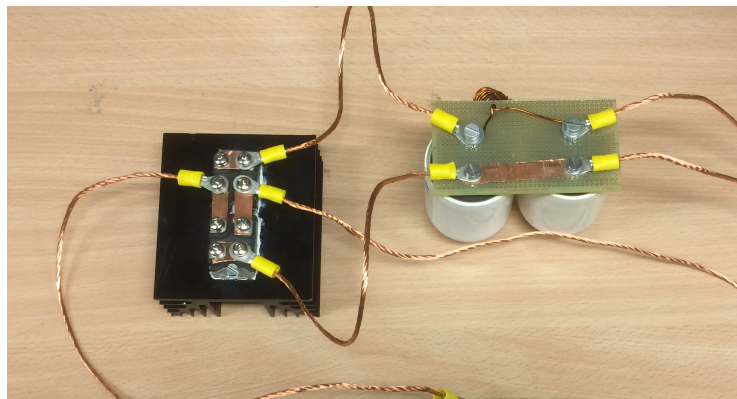
En helvågsbrygga som redan från projektets start fanns tillgänglig i laborationslokalen användes tillsammans med en egengjord glättningskrets för att se till att ripplet hos batteriets spänning blev så lågt som möjligt. Som kan ses i Figur 2.5 användes två kondensatorer samt en spole för att tillverka glättningskretsen. Kondensatorerna hade en märkt kapacitans på $390\ \mu\text{F}$ och spolen var egengjord genom att koppartråd lindades runt en järnkärna. Glättningskretsens värden var inte av stor vikt vid konstruktion, då de bara skulle vara höga nog för att jämna ut ripplet till batteriet. Filtrets komponenter fästes tätt ihop på en lödplatta och kopplades till likriktarbryggan med litztråd.

6

Test

Syftet med testningen av prototypen var att verifiera simuleringarnas resultat samt att mäta prestandan hos systemet. Inledningsvis mättes spolarnas självinduktanser och jämfördes med FEM-simuleringarna. Ström- och spänningsnivåer mättes upp för kompensationsnätet, glättningskretsen och likriktarbryggan och jämfördes med de simulerade värdena. Därefter testades hela systemet så att förluster i olika komponenter och verkningsgrad kunde bestämmas.

Tidigt i testningsfasen blev det tydligt att glättningsspolen gav upphov till oväntade resonanser med likriktardiodernas inre kapacitans. Detta resulterade i höga spänningar över likriktarens dioder som inte hade kunnat upptäckas i simuleringsfasen. Glättningsspolen fick därför kopplas bort innan fortsatta mätningar kunde genomföras. Den omkopplade glättningskretsen, likriktarbryggan samt kompensationsnätet ihopkopplade som vid testfasen illustreras i Figur 6.1.

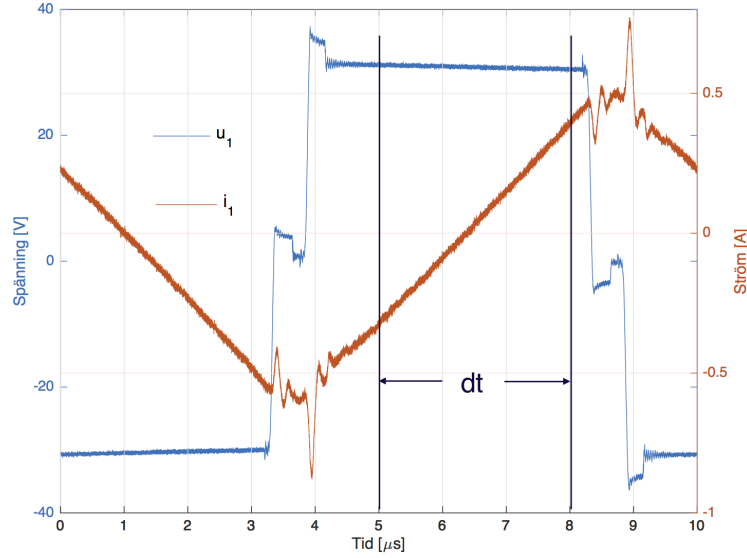


Figur 6.1: Till vänster syns likriktarbryggan och till höger dess omkonstruerade glättningskrets under testfasen. Spolen i glättningskretsen är bortkopplad under alla tester på grund av uppkomst av oväntade resonanser i systemet

6.1 Mätning av induktanser

En viktig del av verifikationen är att mäta spolarnas självinduktanser samt den ömsidiga induktansen för jämföra med simuleringvärdena. Både ström och spänning

mättes för att kunna beräkna dessa induktanser. I Figur 6.2 visas en av mätningarna som gjordes för att mäta L_1 . Liknande resultat erhöles då ström och spänning mättes för att bestämma L_2 och M . I figuren är u_1 spänningen över sändarspolen och i_1 är strömmen genom samma spole.



Figur 6.2: Här ses den uppmätta spänningen u_1 och strömmen i_1 för sändarspolen. Tidsderivatan för strömmen, di/dt , fås genom att anpassa en rät linje till mätdata i tidsintervallet dt , där lutningen på linjen ger derivatan. Bara mätdata för spänningen inom dt användes och tillsammans med di/dt fås spolens självinduktans

För att mäta upp en konstant tidsderivata för strömmen användes mätdata i tidsintervallet 5 till $8\mu s$, vilket illustreras i Figur 6.2 med dt . En rät linje anpassades till strömmen vars lutning gav strömmens tidsderivata. Dessa resultat, tillsammans med de uppmätta spänningarna och självinduktanserna, finns i Tabell 6.1 för sändarspolen och i Tabell 6.2 för mottagarspolen. Matningsspänningen var 30 V till frekvensomriktaren vid samtliga mätningar.

Tabell 6.1: Uppmätt spänning och tidsderivata för strömmen för sändarspolen vid en matande spänning på 30 V. Spolens självinduktans, L_1 , har beräknats utifrån u_1 och di_1/dt

u_1 [V]	di_1/dt [kA/s]	L_1 [μH]
$30,95 \pm 0,20$	$236,38 \pm 0,09$	$131,0 \pm 0,9$

Tabell 6.2: Uppmätt spänning och tidsderivata för strömmen för mottagarspolen vid en matande spänning på 30 V. Spolens självinduktans, L_2 , har beräknats utifrån u_2 och di_2/dt .

u_2 [V]	di_2/dt [kA/s]	L_2 [μH]
$-31,04 \pm 0,47$	$-931,40 \pm 0,12$	$33,3 \pm 0,5$

Genom att jämföra de uppmätta självinduktanserna från Tabell 6.1 och Tabell 6.2 med de 3D-simulerade självinduktanserna i Tabell 4.6 ses det att skillnaden mellan

dessa är liten. Det är positivt eftersom kompensationsnätet har designats utifrån de simulerade värden.

För att beräkna den ömsesidiga induktansen M gjordes två olika mätningar. Vid den första mätningen mättes u_1 och i_1 då mottagarspolens lindning var öppen. Samma storheter mättes sedan igen men med skillnaden att mottagarspolens lindning var kortsluten, vilket gav liknande resultat som i Figur 6.2. I Tabell 6.3 finns resultaten från den första mätningen där u_{11} är den uppmätta spänningen u_1 . Resultaten från den andra mätning finns i Tabell 6.4, där den uppmätta u_1 ges av u_{12} . Strömmen i_1 betecknas på liknande sätt som u_1 i tabellerna.

Tabell 6.3: Uppmätt u_1 , di/dt och $L_\sigma + M$ vid mätning av M med mottagarspolens lindning öppen (mätning 1).

u_{11} [V]	di_{11}/dt [kA/s]	$L_\sigma + M$ [μ H]
$-30,55 \pm 0,24$	$-250,53 \pm 0,04$	$121,9 \pm 1,0$

Tabell 6.4: Uppmätt u_1 , di/dt och M vid mätning av M med mottagarspolens lindning kortsluten (mätning 2).

u_{12} [V]	di_{12}/dt [kA/s]	L_σ [μ H]
$-30,56 \pm 0,26$	$-286,52 \pm 0,03$	$106,6 \pm 2,9$

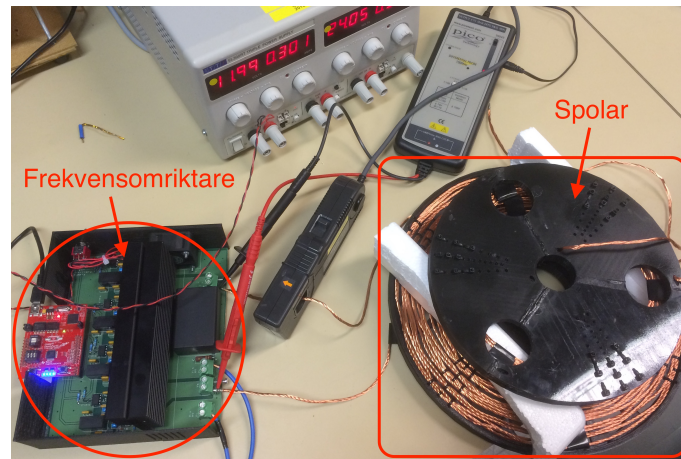
Den ömsesidiga induktansen fås genom att ta differensen mellan de två uppmätta induktanserna. Med de uppmätta L_1 och L_2 kan även k -faktorn beräknas. Dessa resultat finns i Tabell 6.5.

Tabell 6.5: Beräknat M och k utifrån uppmätt L_1 , L_2 , $L_\sigma + M$ och L_σ .

M [μ H]	k
$15,3 \pm 1,9$	$0,23 \pm 0,03$

I Tabell 6.5 ses det att både M och k är lägre än de simulerade värdena i Tabell 4.6, vilket har en negativ inverkan på verkningsgraden för systemet.

I Figur 6.3 ses den mätuppställning som användes då M uppmättes. Spolarna syns här i den röda kvadraten där mottagarspolen placerats ovanför sändarspolen, och frekvensomriktaren, som matar spolarna med spänning, ringas in av den röda cirkeln.



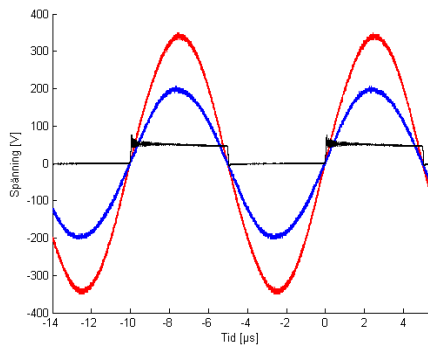
Figur 6.3: Mätupställningen då den ömsesidiga induktansen M mättes. I cirkeln ses frekvensomriktaren och i kvadraten ses spolarna där mottagarspolen placerats ovanför sändarspolen på avståndet 5 cm med hjälp av frigolit. Mellan dessa syns mätproberna

6.2 Test av komponenternas dimensionering

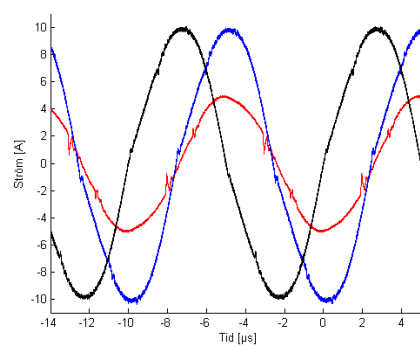
Mätningar av strömmar och spänningar som utförs på kompensationsnäten och dioderna gjordes för att verifiera att de är tillräckligt dimensionerade. De är dimensionerade för att klara de simulerade värdena, som presenterades i Tabell 4.8, men det behöver undersökas om kretsen beter sig likt simuleringen i verkligheten. Om strömmarna eller spänningarna i kretsen överskrider de som komponenterna är dimensionerade för behöver komponenterna rekonstrueras innan tester för hela systemet kan genomföras.

I Figur 6.4 visas spänningarna över båda kompensationsnäten och en diod vid 300 W uteffekt. Det syns att spänningens toppvärde över kompensationsnäten, den röda och blåa kurvan, är långt under 700 V, vilket var deras maximala gräns. Diodens spänning, den svarta kurvan, är också inom acceptabla nivåer. Jämfört med simuleringarna är spänningen över C_1 lägre medans spänningen över C_2 och diodens är som simuleringarna.

Strömmarna över kompensationsnäten och diodbryggan, också vid 300 W uteffekt, presenteras i Figur 6.5. C_1 blev dimensionerat för 10 A och det uppmätta toppvärdet, se den röda kurvan, är strax under 5 A, vilket är lägre än i simuleringen där den var 6,8 A. Strömmen genom diodbryggan, den svarta kurvan, och strömmen genom C_2 , den blåa kurvan, är båda som i simuleringarna. Då både spänningar och strömmar är lika med eller mindre än de nivåer som simulerades är alltså kompensationsnätet och diodbryggan korrekt dimensionerade.



Figur 6.4: Uppmätta spänningarna över sändarsidans kompensationsnät, mottagarsidans kompensationsnät och en diod visas med den röda, blå respektive svarta kurvan



Figur 6.5: De uppmätta strömmarna över diodbryggan, sändarsidan kompensationsnät och mottagarsidan kompensationsnät representeras av den svarta, röda respektive blå kurvan

6.3 Test av hela systemet

För att avgöra vid vilken pulsbredd systemet har högst verkningsgrad varierades pulsbredden från 50 % till 90 % med steg om 10 %. För att samma effekt ska kunna överföras vid alla pulsbredderna, sänktes spänningen när pulsbredden ökade. En sammanställning av mätdata taget under test kan ses i Tabell 6.6. Den största verkningsgraden genererades vid 80 % pulsbredd från omriktaren. Denna pulsbredd användes sedan under resterande tester.

Tabell 6.6: Verkningsgrad för olika pulsbredder på inspänningen

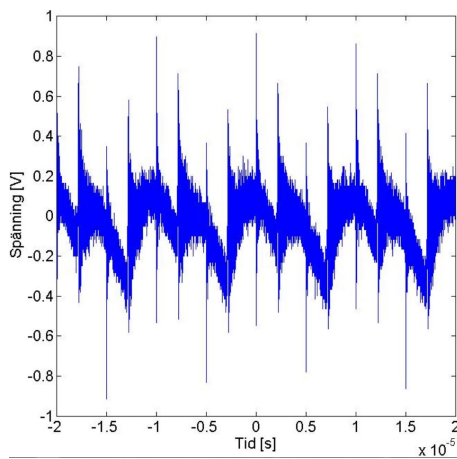
Pulsbredd [%]	Spänning In [V]	Ström In [A]	Effekt Ut [W]	Verkningsgrad [%]
50	164	1,5	221	90,0
60	137	1,98	221	90,7
70	120	2,03	222	91,3
80	109	2,21	221	91,7
90	105	2,37	224	91,4

För att mäta verkningsgraden kopplades en last in på $7,74 \Omega$ och spänningen till omriktaren ökades tills dess att cirka 300 W levererades till lasten. Tabell 6.7 presenterar värden på de spänningar, strömmar och effekter som levererades till omriktaren och lasten. Det krävdes 117 V in i omriktaren för att få 48 V över lasten, och då erhöles en verkningsgrad på 92,6 %.

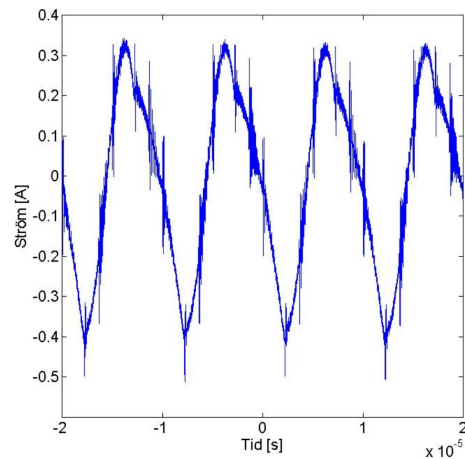
Tabell 6.7: Ineffekt, uteffekt samt spänning och ström till omriktaren och lasten. Kolumnen invärde visar spänning, ström och effekt som levereras till systemet. Lika så är värdena i kolumnen under utvärde det som levereras från systemet till lasten. Pulsbredden var 80% under dessa mätningar

	Invärde	Utvärde
Spänning [V]	117	48,40
Ström [A]	2,78	6,22
Effekt [W]	325	301

Utan glättningsspolen blev spänningsvariationen hos likspänningen över lasten 1,88 V topp till topp, och strömvariation på likströmmen till lasten blev 0,857 A topp till topp. Figur 6.6 visar spänningsvariationen levererad till lasten och Figur 6.7 visar strömvariationen genom den samma.



Figur 6.6: Spänningsvariationen över lasten vid 301 W uteffekt och 80 % pulsbredd. Topp till toppspänningen är 1,88 V



Figur 6.7: Strömvariationen genom lasten vid 301 W uteffekt och 80 % pulsbredd. Topp till toppströmmen är 0,857 A

6.3.1 Förluster över olika komponenter

För att närmare analysera förlusterna i systemet mättes effektförlusterna upp över kretsens olika delar. Spänningen samt strömmen studerades före och efter kompensationsnäten och likriktaren, och på så sätt kunde effektförlusten beräknas. Effektförlusterna över omriktaren, likriktaren samt spolarna med sina respektive kompensationsnät är presenterade i Tabell 6.8.

Tabell 6.8: Effektförlustens fördelning över de olika komponenterna i systemet vid 301 W uteffekt

Komponent	Effektförlust [W]
Omriktare	4,5
Spolar och kompnät.	3,5
Likriktare	16
Totalt	24

Mätningarna utfördes med en ineffekt på 325 W samt en pulsbredd på 80 % enligt resultat från Tabell 6.6. Resultatet visar att likriktaren står för den största enskilda effektförlusten på 16 W, medan förlusten över spolarna med kompensationsnät är relativt låg.

6.3.2 Prototypen monterad på arbetsbordet

De slutliga mätningarna på systemet gjordes då mottagarspolen var monterad på arbetsbordet, närmare bestämt på undersidan av bordets fot med lindningarna riktade mot golvet. Ovanpå denna fot placerades kompensationsnät och likriktare, och foten placerades rakt ovanför sändarspolen. Avståndet mellan mottagar- och sändarspole var då cirka 5 cm, som projektet även tidigare har utgått ifrån.

Vid detta test uppmättes en verkningsgrad på systemet på endast 66,5 % vid 300 W uteffekt. Samtidigt blev den metallplatta som mottagarspolen monterades på väldigt varm på grund av det fält som genererades av spolarna. För att närmare kunna analysera betydelsen av de förluster som själva metallplattan orsakade byttes denna ut mot en skiva i papp. Den här gången visade mätningarna på en betydligt högre verkningsgrad på 91,4 % vid en uteffekt på 300 W. Att ge det magnetiska fältet plats att utbreda sig i luft kring spolen visade sig därmed vara av stor betydelse för verkningsgraden hos systemet.

7

Diskussion

Under arbetets gång har många resultat tagits fram, både utifrån simuleringar och mätningar. Vissa av dessa resultat har varit av sådan karaktär att vi inte hade förväntat oss dem i början på arbetet. Dessa resultat lyfts fram och belyses i denna del, tillsammans med en diskussion kring avvikelser mellan simulerade värden och uppmätta resultat. Även alternativa metoder diskuteras kortfattat. Slutligen presenteras och motiveras idéer och tankar kring framtida utmaningar och tänkbara förbättringar inom området för projektet.

7.1 Simuleringsresultat

De simulerade värdena som har erhållits under projektet har inte alltid överensstämmt med de uppmätta värdena vid test. Det tydligaste exemplet på detta är k -faktorn. Vid en jämförelse av FEM-simuleringarna i 3D i 4.1.3 och den uppmätta k -faktorn i 6.1, Tabell 6.5, kan man utläsa att k -faktorn är betydligt lägre i praktiken än i simuleringsfallet; cirka 0,23 istället för närmare 0,35. Denna skillnad kan ha flera orsaker, där den mest betydande förmodligen är att vid simuleringarna i COMSOL erhöles ideala förhållanden för spolarna. De faktiska spolarna kan också vara lindade på ett sätt som avviker från det simulerade fallet, eftersom det är svårt att få till exakt rätt avstånd mellan varje varv hos spolen rent praktiskt. Även ferriten kan vara mer ideal i simuleringsfallet. En annan tänkbar förklaring är att förluster kan ha uppkommit vid mätning av den ömsesidiga induktansen. Mätosäkerhet kan här ha en betydande inverkan, eftersom det är mycket små värden som uppmätts. Mycket små avvikelser kan därmed få stora konsekvenser i dessa sammanhang.

Ett annat simuleringsresultat av intresse är att enligt FEM-simuleringarna i 4.1.1 är det mest lämpliga storleksförhållandet mellan mottagar- och sändarspole ungefär 10:12 på avståndet 5 cm. Det är vid detta förhållande som högst ömsesidig induktans erhålls. Detta är ett resultat som vi inte har sett i andra studier, då spolar av samma storlek är vanligast i vetenskapliga artiklar inom ämnet. Att mottagarspolen ska vara något mindre än sändarspolen är dock ett fullt rimligt antagande med hänsyn till fältbilden kring spolarna i Figur 4.9. Det ses där att flödet som är vinkelrätt mot mottagarspolen, och bidrar till induktion, kommer först ungefär 2 cm innanför

sändarspolens yttre varv. Den del av mottagarspolen som ligger utanför detta bidrar därmed inte till den ömsesidiga induktansen. För maximalt utnyttjande ska därför mottagarspolen vara mindre än sändarspolen, och i detta fall blir förhållandet mellan de båda spolarna approximativt 10:12.

7.2 Systemet i praktiken

Systemet har designats utifrån att avståndet mellan arbetsbordets bottenplatta och golvet är 5 cm, vilket beror på hjulens storlek och utformningen av arbetsbordets fot. Om hjulen byts ut av någon anledning, och därmed ändrar avståndet mellan spolarna, kommer k -faktorn ändras. k -faktorn minskar med ökat avstånd, och dessutom minskar även verkningsgraden med k -faktorn. Dock påverkas inte kompensationsnätet av att den ömsesidiga induktansen varierar, vilket innebär att kompenseringen fortfarande är korrekt oavsett höjd. Det går därför att använda systemet även vid ett större avstånd än 5 cm mellan spolarna. Vid stora avstånd kommer dock strömmen genom sändarspolen att öka kraftigt, och därför bör sändarsidans kompensationsnät dimensioneras för högre strömmar.

Generellt sett har ett batteri en viss tolerans för variationer i den likspänning och likström som det matas med. I detta system finns relativt stora variationer i både spänning och ström över lasten, se Figur 6.6 och 6.7. Detta har i vårt fall inte varit ett problem eftersom inget riktigt batteri har laddats, och därför blev storleken på likspännings- och likströmsvariationerna inte en central fråga. Inför laddning av ett riktigt batteri bör dock detta undersökas mer noggrant. Problem med för stora variationer i spänning och ström kan lösas genom att glättningsnätets komponenter väljs mer noggrant.

Den slutliga prototypen visade en verkningsgrad på 91,4 % då metallplattan som mottagarspolen monteras på byttes ut mot en skiva i papp. Denna verkningsgrad är hög i jämförelse med resultat från studier inom samma område. Ett system på 7 kW innehållande cirkulära spolar har uppnått en verkningsgrad på 90 %, avståndet mellan spolarna vid mätningen framgår dock inte [22]. Genom att använda en annan typ av spolar (flödestunnlar) har ett annat system med uteffekt på 8 kW uppnått en verkningsgrad på 95,7 % vid ett avstånd på 20 cm mellan spolarna [23]. Spolarna i det senare systemet är dock mer avancerade, vilket kan förklara den högre verkningsgraden.

7.3 Förluster och begränsningar hos systemet

Vid test av den färdiga prototypen kunde vi i 6.3.1 konstatera att de huvudsakliga förlusterna i systemet finns över likriktaren. Likriktaren står enligt mätningarna för cirka 67 % av förlusterna, 16 W av totalt 24 W vid en uteffekt på 301 W. Detta är ett

mycket intressant resultat, eftersom projektet har utgått från att kompensationsnätet och spolarna skulle vara de begränsande faktorerna och den främsta orsaken till förluster i systemet. Att det inte blev så kan förklaras med att avsevärd tid och arbete har lagts ner på att dimensionera och förfina just dessa delar för att uppnå kraven på prestanda. Likvärdigt arbete lades inte på likriktaren.

Den begränsning som finns på systemet sätts dock annars av kompensationsnätet. Spolarna klarar betydligt högre strömmar och spänningar än vad de har utsatt för i detta projekt. För att klara upp till flera gånger högre effekt än 300 W behöver kompensationsnäten klara betydligt högre strömmar och spänningar. En lösning på detta skulle kunna vara att bygga ut kompensationsnäten med fler seriella och parallella kondensatorer samt att implementera kylning för likriktaren. Vid höga effekter kan även topologier som parallell-serie kompensationsnät undersökas för att minska förlusten i kompensationsnätet. I det fallet förloras dock robustheten mot malplacering.

7.4 Tänkbara alternativa metoder

Det finns tänkbara alternativ till metoden som har använts under projektet. Exempelvis hade mindre vikt kunnat läggas på simuleringarna, och istället hade man kunnat tänka sig en mer iterativ process. Då hade olika delar kunnat byggas och testas för att sedan modifieras tills dess att de uppfyllde projektets krav. En annan möjlighet är att vi hade kunnat undersöka vilka patent som finns inom området eller vad tidigare projekt har kommit fram till, och mer efterliknat en tidigare testad lösning. Båda dessa metoder hade dock krävt mer tid för test och modifikation av systemet så att det passat just detta projekt. Man skulle också kunna påstå att vi som har skapat prototypen skulle kunna ha fått en sämre förståelse för systemet, då mindre förstudier och simuleringar hade gjorts innan konstruktion. Eftersom den metod som har använts i projektet har fungerat väl och resulterat i en verkningsgrad på 91,4 %, vilket är betydligt över målet på 90 %, kan man dock konstatera att det metodval som gjorts var lämpligt för projektet.

7.5 Förbättringar och framtida arbeten

Inför framtiden finns det flera faktorer som skulle kunna utvecklas för att förbättra systemet ytterligare. En tänkbar förbättring är att uppdatera likriktaren, som tidigare nämnt har varit den huvudsakliga källan till förluster i systemet. Om denna passiva komponent bytts ut mot exempelvis en aktiv likriktare hade det kunnat resulterat i lägre effektförluster och en ännu högre verkningsgrad.

En annan möjlighet till förbättring av systemet är att byta ut metallplattan i arbetsbordets fot mot en platta av ett isolerande material, exempelvis plast. När

mottagarspolen monterades på arbetsbordet uppkom som bekant stora förluster i metallplattan som spolen fästes på, och verkningsgraden blev endast 66,5 %. Fältet som finns ovanför mottagarspolen får alltså inte tvingas genom ett ledande material om en hög verkningsgrad ska kunna erhållas. Detta går att lösa genom att byta ut metallplattan, eller skapa ett litet avstånd mellan mottagarspolen och plattan så att en mindre del av fältet tvingas passera genom metallen. Detta fungerar eftersom det magnetiska flödets styrka avtar relativt fort på ett kort avstånd från spolen (se Figur 4.10). En fördel med just denna lösning, att montera mottagarspolen med ett litet avstånd från metallplattan, är att elektroniken som placeras ovanpå plattan skärmas något från det magnetiska fältet. Dessutom minskar avståndet mellan mottagar- och sändarspole, vilket resulterar i en högre k -faktor. En plastplatta kan dock tänkas ge högre verkningsgrad eftersom förlusterna i metallplattan förmodligen inte kommer bli noll utan bara minska.

För framtida bruk av en färdig produkt är det dessutom av högsta vikt att konstruera ett passande reglersystem till systemet. I nuläget har systemet konstruerats för att endast hantera konstanta laddningsförhållanden. För att kunna nyttja en framtida produkt effektivt, med detta system som grund, måste denna utrustas med ett styrsystem. Det mobila arbetsbord som produkten är tänkt för kommer att flyttas runt i olika rum och därmed stå i sin laddningsposition under varierande tid. Styrsystemet måste därför kunna känna av när laddningen bör initieras eller stängas av beroende på batteriets laddningsstatus. Med hänsyn till att arbetsbordet kanske inte alltid kommer att placeras helt i linje med sändarspolen måste malplacering också tas hänsyn till. I 4.1.4 har det visats att malplacering inte ger en alltför stor påverkan på systemet, men en större ström kommer att dras om bordet placeras snett i förhållande till sändarspolen för att kunna leverera samma uteffekt. Reglersystemet måste då kunna variera pulsbredden på den fyrkantsvåg som omriktaren skapar så att pulsbredden genererar korrekt uteffekt för just den position som bordet har relativt sändarspolen.

8

Slutsats

Detta projekt har resulterat i ett system för induktiv energiöverföring med en uteffekt på 300 W och en utspänning på 48 V för att ladda ett batteri. En fungerande prototyp har konstruerats och visat en verkningsgrad på 92,6 % vid test. Monterat på ett arbetsbord blev denna siffra 91,4 % för den färdiga prototypen, under förutsättning att mottagarspolen inte placeras i direktkontakt med metallplattan under bordets fot.

Projektet har visat att det här är ett fullgott sätt att ladda ett batteri på, trådlöst. Det induktiva systemet har en hög verkningsgrad, och ändå är läckfältet långt under Strålsäkerhetsmyndighetens gränsvärden för exponering av allmänheten. Dessutom är systemet robust mot malplacering och fungerar även vid förändringar i höjdled. Om ett system för reglering av laddningsprocessen implementeras i prototypen bedöms denna vara fullt möjlig att använda som grund för en färdig produkt för bruk inom sjukhusvården.

Referenslista

- [1] T. Eriksson, "Induktion", i *Nationalencyklopedin*. URL: [http://www.ne.se/uppslagsverk/encyklopedi/l%C3%A5ng/induktion-\(i-fysiken\)](http://www.ne.se/uppslagsverk/encyklopedi/l%C3%A5ng/induktion-(i-fysiken)) (hämtad 2016-05-10).
- [2] K. Sempler, *Den förste elektroteknikern*, 2012. URL: http://www.nyteknik.se/popular_teknik/kaianders/article3489307.ece (hämtad 2016-01-29).
- [3] S. Li och C. C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, nr 1, s. 4–17, mars 2015, issn: 2168-6777.
- [4] S. Aldhaher, "Design and optimization of switched-mode circuits for inductive links", PhD Thesis, Energy och power engineering, Cranfield University, 2014, s. 1, 41, 52, 145–151.
- [5] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, 2. utg. England: Pearson Education Limited, 2014, kap. 7, s. 234–235, 309–310.
- [6] E. Waffenschmidt, *Qi coupling factor*, 21 mars 2016. URL: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/coupling-factor.html>.
- [7] D. V. och J.P.K. Sampath, "Wireless power transfer for electric vehicles - present and future trends", i *Plug In Electric Vehicles in Smart Grids*, A. Soroudi och A. Keane, utg., Singapore: Springer, 2015, kap. 2.5.1, 2.5.2, 2.8, ISBN: 978-981-287-301-9. DOI: 10.1007/978-981-287-302-6.
- [8] S. Chopra och P. Bauer, "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system", i *Telecommunications Energy Conference , 2011 IEEE 33rd International*, Amsterdam, okt. 2011, s. 1–6, ISBN: 978-1-4577-1250-0. DOI: 10.1109/INTLEC.2011.6099774.
- [9] J. S. Nilsson, "Q-värde", i *Nationalencyklopedin*. URL: <http://www.ne.se/uppslagsverk/encyklopedi/l%C3%A5ng/q-v%C4rde> (hämtad 2016-03-21).
- [10] E. Waffenschmidt, *Qi quality factor*, 22 mars 2016. URL: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/quality-factor.html>.
- [11] A. Goldman, "Modern ferrite technology", i *Modern Ferrite Technology*, 2. utg. Pittsburgh, PA, USA: Springer, 2006, kap. 3, s. 35–37.
- [12] J. Lesurf, *Skin effect and cable impedance*, 2 maj 2016. URL: https://www.st-andrews.ac.uk/~www_pa/Scots_Guide/audio/skineffect/page1.html.
- [13] X. Nan och C. R. Sullivan, "An equivalent complex permeability model for litz-wire windings", i *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, vol. 3, Amsterdam, okt. 2005, s. 1–6.

- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1518758>.
- [14] C.-J. Chen, T.-H. Chu, C.-L. Lin och Z.-C. Jou, "A study of loosely coupled coils for wireless power transfer", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, nr 7, s. 536–540, 2010, ISSN: 1549-7747. DOI: 10.1109/TCSII.2010.2048403.
 - [15] S. H. Lee och R. D. Lorenz, "A design methodology for multi-kw, large airgap, mhz frequency, wireless power transfer systems", i *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, Amsterdam, 2011, s. 3503–3510, ISBN: 9781457705427. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064242.
 - [16] S. S. Zhang, K. Xu och T. R. Jow, "Study of the charging process of a licoo2-based li-ion battery", *Journal of Power Sources*, vol. 160, s. 1349–1354, 2006, ISSN: 03787753. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2006.02.087.
 - [17] S. Skoog, stefan.skoog@chalmers.se, Inst. för Energi och Miljö, Chalmers Tekniska Högskola, Göteborg, maj 2016.
 - [18] G. Elgered, "Kvalitetsmått för mätvärden", i *Mätteknik*. Göteborg, 2014, kap. 11, s. 12–33.
 - [19] M. Budhia, G. Covic och J. Boys, "Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nr 11, s. 3101–3104, nov. 2011, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2143730.
 - [20] *3c90 material specification*, FERROXCUBE, sept. 2008.
 - [21] *Magnetfält och hälsorisker*, Strålsäkerhetsmyndigheten, juli 2009.
 - [22] P. Ning, J. M. Miller, O. C. Onar, C. P. White och L. D. Marlin, "A compact wireless charging system development", i *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, mars 2013, s. 3045–3050. DOI: 10.1109/APEC.2013.6520733.
 - [23] T. D. Nguyen, S. Li, W. Li och C. C. Mi, "Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers", i *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, mars 2014, s. 1676–1682. DOI: 10.1109/APEC.2014.6803531.

Bilagor

Bilaga 1

Datorbordet Rulle och Sadelstolen Sally



Det lilla smidiga el/datorbordet Rulle är framtagen till tand och sjuk- vård. Syftet är att förebygga belastningsskador hos användaren. Varje användare ska kunna arbeta i en ergonomisk ställning trots många gånger små utrymmen. Rullebordet kompletteras med Sadelstolen Sally som förbättrar cirkulationen när vi sitter. Detta är en förutsättning för att undvika onda ryggar och underben som svulnar.

Höjdinställningen på Rullebordet är steglöst justerbar mellan 66-134 cm.

Bordet är utrustat med en tystgående likströmsmotor från Linak. Denna sitter inne i pelarbenet.

Linak erbjuder också en batteridrivnen styrenhet till motordriften, man är då helt oberoende av kabelanslutning.

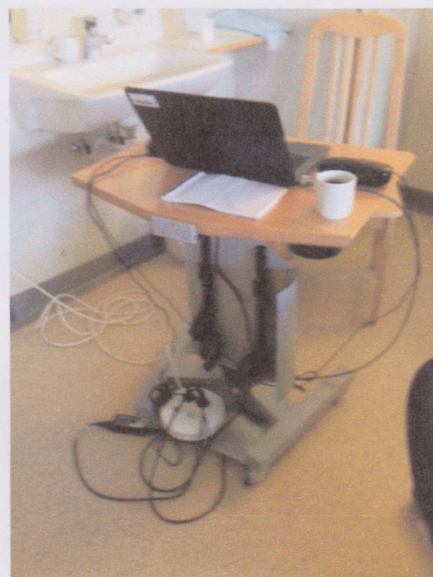
Detta motorben fungerar dessvärre inte för vår målgrupp, de vill ha det trådlöst men GLÖMMER och ladda batteriet, sticka in sladden i väggen när de är klara med användning av bordet. Nästa person kommer och behöver bordet snabbt, ofta är batteriet då urladdat och den tänkta funktionen fungerar ej. I värsta fall är bordet i sitt högsta eller lägsta läge.

Behovet hos våra kunder att få ett trådlöst datorbord kvarstår.

Se bilden bredvid tagen 16.02.26

Målgruppen har behov av ett mobilt elbord som enkelt kan laddas.

På uppdrag av MTA, sjukhusets medicintekniska avdelning har vi tagit fram en hylla för montage av en anpassningstransformator för eliminering av läckströmmar vid patientnära användning.



Ergo Medical
ERGOMEDICAL

ADRESS

ErgoMedical
Box 4030
474 04 Kärnön

TELEFON

+46 (0)304 -561 54
+46 (0)70- 919 09 18

INTERNET

inger.wiede@gmail.com
www.ergomedical.vitamera.se

Bilaga 2

Komponentförteckning

Kondensatorer

Användningsområde	Produktnamn	Maxspänning [V]	Maxström [A]	Kapacitans [F]
Kompensationsnät	Epcos B32 652	850	1	4,7n
Glättningskrets	RIFA peh200	450	-	390 μ

Ferrit

Användningsområde	Produktnamn	Permeabilitet	Geometri [mm]
Mottagarspolen	3C90 Ferroxcube	2300	76 $\times$ 25 $\times$ 4
Sändarspolen	3C90 Ferroxcube	2300	86 $\times$ 28 $\times$ 4

Dioder

	Produktnamn	Max medelström [A]	Maxspänning (backspänt) [V]
Diod	DSEI 2x 101-06A	96	600