

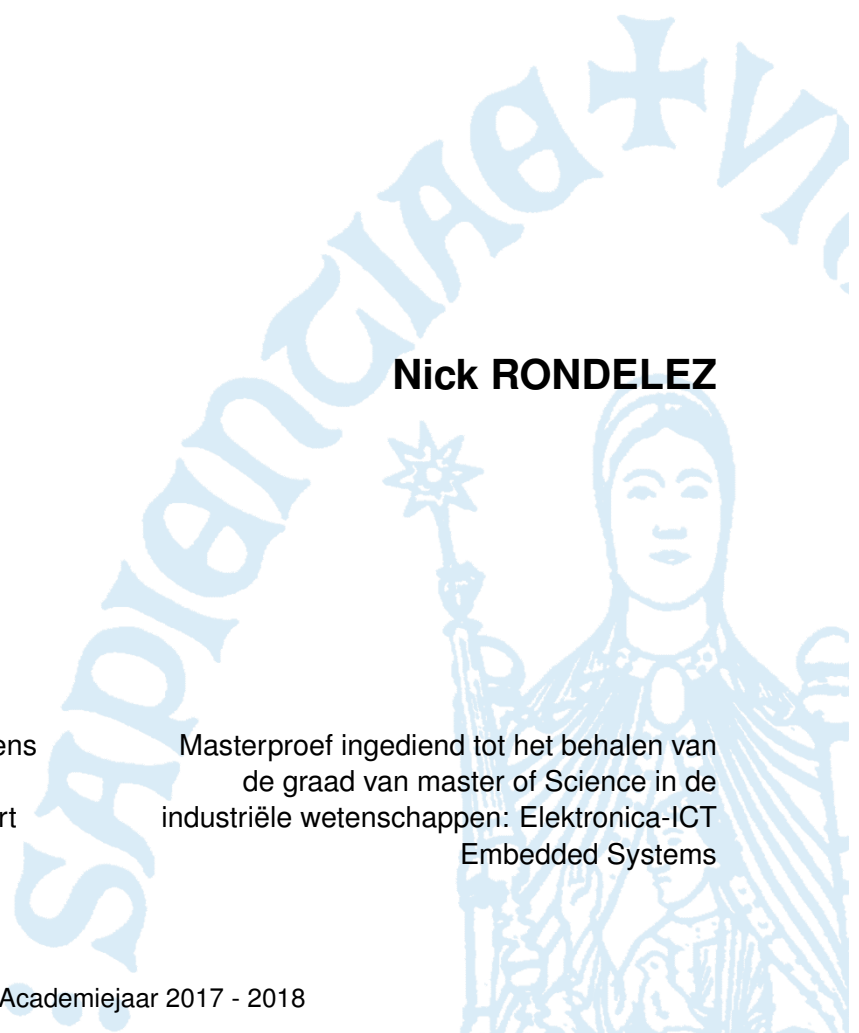
Inductieve resonante draadloze energieverdracht over middellange afstanden

Nick RONDELEZ

Promotor: Dr. ir. Nobby Stevens

Co-promotor: Dr. ir. Ben Minnaert

Masterproef ingediend tot het behalen van
de graad van master of Science in de
industriële wetenschappen: Elektronica-ICT
Embedded Systems



©Copyright KU Leuven

Zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van zowel de promotor(en) als de auteur(s) is overnemen, kopiëren, gebruiken of realiseren van deze uitgave of gedeelten ervan verboden. Voor aanvragen i.v.m. het overnemen en/of gebruik en/of realisatie van gedeelten uit deze publicatie, kan u zich richten tot KU Leuven Technologicampus Gent, Gebroeders De Smetstraat 1, B-9000 Gent, +32 92 65 86 10 of via e-mail iiw.gent@kuleuven.be.

Voorafgaande schriftelijke toestemming van de promotor(en) is eveneens vereist voor het aanwenden van de in deze masterproef beschreven (originele) methoden, producten, schakelingen en programma's voor industrieel of commercieel nut en voor de inzending van deze publicatie ter deelname aan wetenschappelijke prijzen of wedstrijden.

Dankwoord

Om te beginnen wil ik mijn promotor Dr. ir. Nobby Stevens en co-promotor Dr. ir. Ben Minnaert bedanken voor het begeleiden van deze masterproef. Zij stonden beiden meteen klaar om te helpen wanneer er een bepaalde tijd wat minder vooruitgang was of wanneer ik andere vragen had.

Vervolgens wil ik de medewerkers van DraMCo bedanken voor het delen van hun kennis om deze masterproef tot een goed einde te brengen.

Tot slot bedank ik K. Rondelez, S. Onderbeke, A. Van Hemelryck en M. Van Nimmen voor het uitvoerig nakijken van deze scriptie en het geven van feedback.

Abstract

Vandaag de dag pakken de grootste merken van smartphones uit met draadloos opladen. Naast de voordelen van draadloosheid op zich, biedt het ook de mogelijkheid toestellen meer waterdicht te maken. De draad mag dan wel verdwenen zijn, opladen kan nog steeds niet mobiel gebeuren. De toestellen moeten namelijk perfect gealigneerd zijn met de charger alvorens ze opladen. Het wordt wenselijk om echt draadloos te gaan opladen over grotere afstanden. Hieronder verstaan we enkele tientallen centimeter. Op die manier kan het toestel nog steeds “vrij” gebruikt worden tijdens het laden. Deze masterthesis focust zich op het ontwerp van een systeem voor draadloze energieoverdracht met vier spoelen, gebruikmakend van resonante inductieve koppeling. Door het opbouwen van vier fysisch gescheiden circuits kan vermogen overgedragen worden over middel-lange afstand. Elk resonant circuit bestaat uit een spoel en een capaciteit, afgestemd op een specifieke resonantiefrequentie, wat leidt tot een sterke koppeling tussen transmitter en receiver. We onderzoeken hierbij hoe we de vermogensoverdracht van het globale systeem kunnen optimaliseren voor middellange afstanden.

Trefwoorden: draadloze energieoverdracht - resonante inductieve koppeling - vier spoelen

Nowadays, the largest smartphone companies promote their wireless charging phones. On top of the advantages of needing no more cables, it also offers the possibility to make these devices waterproof. Although the wire disappeared, wireless charging still isn't fully mobile. The devices need to be perfectly aligned with the charging pad. It becomes desirable to charge wirelessly over larger distances, e.g., tens of centimeter. In this way the device can still be used while charging. This master thesis focusses on the design of a wireless power transfer system with four coils, using resonant inductive coupling. By designing four physically separated circuits, power can be transferred over medium distance. Each resonant circuit consists of a coil and a capacitance, tuned to a specific resonant frequency, which leads to a strong coupling between transmitter and receiver. We investigate how the power transfer of the global system can be optimized for mid-range distance.

Keywords: Wireless power transfer - resonant inductive coupling - four coils

Inhoudsopgave

1	Inleiding	1
1.1	Draadloze energieoverdracht	1
1.2	Methoden voor draadloze energieoverdracht	2
1.2.1	Near-field vs. far-field technieken	2
1.2.2	Near-field techniques	2
1.2.3	Far-field techniques	4
1.3	Charging standards	4
1.3.1	Qi	5
1.3.2	Airfuel Alliance	5
1.4	Overzicht	6
2	Literatuurstudie	8
2.1	Inleiding	8
2.2	Resonante inductieve koppeling	8
2.3	Soorten spoelen	9
2.3.1	Solenoïde	9
2.3.2	Pancake coil	10
2.3.3	Printed spiral coils	10
2.4	Verliezen	10
2.4.1	Skin-effect	10
2.4.2	Wervelstromen	11
2.5	Q-factor	11
2.6	Mutuele inductantie	11
2.7	Linkefficiëntie	13
2.8	Conclusie	15
3	Spoelontwerp	16
3.1	Inleiding	16
3.2	Verschillende coils	16
3.3	Dimensionering van de spoelen - deel 1	17
3.3.1	Dimensionering Tx en Rx Coil	17

3.3.2	Dimensionering driving coil en load coil	19
3.4	Dimensionering van de spoelen - deel 2	22
3.5	Meting mutuele koppeling	23
4	Transmitter	25
4.1	Inleiding	25
4.2	Klasse D versterker	25
4.3	DC-DC converter	27
4.4	Dode tijd generator	27
4.5	Laagdoorlaatfilter	28
4.6	Resonantiecondensatoren	29
4.7	Heat sink	30
4.8	Conclusie	32
5	Receiver	33
5.1	Inleiding	33
5.2	Serie/parallel resonantie	33
5.3	Resonantiecondensatoren	34
5.4	Gelijkrichting	34
5.5	Buck converter	34
5.6	Conclusie	37
6	Meetmethodologie en meetopstellingen	38
6.1	Inleiding	38
6.2	Methodologie	38
6.3	Belangrijke beschouwingen	40
6.3.1	Gevoeligheid aan vervorming	40
6.3.2	Parasitaire capaciteit spanningsprobe	40
6.4	Meetopstellingen	42
6.5	Maximale linkefficiëntie	43
7	Metingen	45
7.1	Inleiding	45
7.2	Meetopstelling 1: magnetische resonantie met vier spoelen	45
7.2.1	Voedingsspanning 16V	45
7.2.2	Voedingsspanning 25V	46
7.2.3	Conclusie	48
7.3	Meetopstelling 2: inductieve koppeling met twee spoelen	49
7.3.1	Voedingsspanning 16V	49
7.3.2	Voedingsspanning 25V	50
7.3.3	Conclusie	51

7.4	Meetopstelling 3: relay coils	51
7.4.1	Voedingsspanning 16V	51
7.4.2	Voedingsspanning 25V	52
7.4.3	Conclusie	54
7.5	Vergelijking meetopstellingen	54
7.5.1	Meetopstelling 1 vs meetopstelling 2	54
7.5.2	Meetopstelling 1 vs meetopstelling 3	55
7.5.3	Meetopstelling 2 vs meetopstelling 3	55
7.6	Conclusie	56
8	Uitgebreide analyse van de relay-opstelling	59
8.1	Inleiding	59
8.2	Twee relay coils met variabele afstand	59
8.2.1	Inleiding	59
8.2.2	Meting	59
8.2.3	Conclusie	60
8.3	Eén relay coil met variabele load	61
8.3.1	Inleiding	61
8.3.2	Theorie	61
8.3.3	Metingen	63
8.3.4	Conclusie	64
9	Besluit	65
A	Schema's en layouts	71
B	Tabel en verwerking meetresultaten	78
C	Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel	86
D	Poster	92

Lijst van figuren

1.1	Verschillende WPT technieken	2
1.2	Principe inductieve koppeling	3
1.3	Principe resonante inductieve koppeling	3
1.4	Principe capacitieve koppeling	4
1.5	Qi logo	5
1.6	Airfuel Alliance logo	5
1.7	Overzicht ontwerphoofdstukken	7
2.1	Voorstelling resonante inductieve koppeling	9
2.2	Pancake coil	10
2.3	Printed spiral coil	10
2.4	Lineair equivalent schema met verwaarlozing van weerstand	12
2.5	Spoelen in serie geschakeld	12
2.6	Spoelen in antiserie geschakeld	13
2.7	Twee poorten voorstelling van vier spoelen IRWPT	14
3.1	Foto eerste spoelontwerp	17
3.2	Foto tweede spoelontwerp	17
3.3	Online tool ter bepaling zelfinductantie L_{S_2} en L_{S_3}	18
3.4	Verloop Q-factor L_{S_2} en L_{S_3}	19
3.5	Online tool ter bepaling zelfinductantie L_{S_1} en L_{S_4}	20
3.6	Verloop Q-factor L_{S_1} en L_{S_4}	21
4.1	Vereenvoudigd blokschema van de transmitter	25
4.2	Vereenvoudigd blokschema van de <i>LMG5200</i>	26
4.3	Stapsgewijze werking dead time generator	29
4.4	Thermisch equivalente schema van <i>LMG5200</i>	30
4.5	Bovenaanzicht uiteindelijke dode tijd generator	32
4.6	Bovenaanzicht uiteindelijke klasse D versterker	32
5.1	Vereenvoudigd blokschema van de receiver	33
5.2	Typische dimensionering van de <i>LM5010A</i>	35

5.3	Bovenaanzicht uiteindelijke receiver	37
6.1	Voorstelling resonante inductieve koppeling	38
6.2	Situatieschets meting met spanningsprobe	41
6.3	Meetopstelling 1: magnetische resonantie met vier spoelen	42
6.4	Meetopstelling 2: inductieve koppeling met twee spoelen	43
6.5	Meetopstelling 3: relay coils	43
7.1	Algemene meetopstelling transmitter + link efficiëntie voor vier spoelen	46
7.2	Foto gebruikte meetopstelling	47
7.3	Foto gebruikte meetopstelling	47
7.4	Verloop efficiëntie bij voedingsspanning van 16 V en 25 V voor meetopstelling 1	48
7.5	Algemene meetopstelling transmitter + link efficiëntie voor twee spoelen	49
7.6	Foto gebruikte meetopstelling	49
7.7	Foto gebruikte meetopstelling	50
7.8	Verloop efficiëntie bij voedingsspanning van 16 V en 25 V voor meetopstelling 2	52
7.9	Foto gebruikte meetopstelling	52
7.10	Foto gebruikte meetopstelling	53
7.11	Verloop efficiëntie bij voedingsspanning van 16 V en 25 V voor meetopstelling 3	53
7.12	Vergelijking efficiëntie bij voedingsspanning van 25 V meetopstellingen 1 en 2	55
7.13	Vergelijking efficiëntie bij voedingsspanning van 25 V meetopstellingen 1 en 3	56
7.14	Vergelijking efficiëntie bij voedingsspanning van 25 V meetopstellingen 2 en 3	57
7.15	Vergelijking alle efficiënties bij voedingsspanning van 25 V	57
7.16	Vergelijking alle vermogens bij voedingsspanning van 25 V	58
8.1	Vergelijking efficiëntie bij verschillende afstanden en verschillende loads	61
8.2	Verloop ontvangen vermogen voor weerstand van 117Ω	62
8.3	Schema van de WPT link met een relay coil	62
8.4	Grafische weergave van theoretisch berekende en gemeten power gain	64
A.1	Schema klasse D versterker	72
A.2	Layout bovenzijde klasse D versterker	73
A.3	Layout onderzijde klasse D versterker	73
A.4	Schema dode tijd generator	74
A.5	Layout bovenzijde dode tijd generator	75
A.6	Layout onderzijde dode tijd generator	75
A.7	Schema receiver	76
A.8	Layout bovenzijde receiver	77
A.9	Layout onderzijde receiver	77
B.1	Berekeningen bij meetopstelling 1 en 16 V	79

B.2	Berekeningen bij meetopstelling 1 en 25 V	80
B.3	Berekeningen bij meetopstelling 2 en 16 V	81
B.4	Berekeningen bij meetopstelling 2 en 25 V	82
B.5	Berekeningen bij meetopstelling 3 en 16 V	83
B.6	Berekeningen bij meetopstelling 3 en 25 V	84
B.7	Berekeningen bij verschillende afstanden meetopstelling 3 en 16 V	85

Lijst van tabellen

3.1	Dimensies van de spoelen	18
3.2	Dimensies van de spoelen	19
3.3	Gemeten zelfinductantie bij 1.7 MHz	20
3.4	Berekende capaciteiten	21
3.5	Samenvatting spoelen	22
3.6	Dimensies van de spoelen	22
3.7	Gemeten zelfinductantie bij 1.7 MHz	23
3.8	Samenvatting spoelen	23
3.9	Berekening koppelfactor	24
4.1	Voornaamste eigenschappen <i>LMG5200</i>	26
4.2	Bespreking pinnen <i>LMG5200</i>	27
4.3	Pincombinaties HI en LI	28
5.1	Belangrijkste vereisten buck	34
5.2	Voornaamste eigenschappen <i>LM5010A</i>	34
5.3	Geselecteerde componenten	36
6.1	Zelf-inductantie en ESR van de spoelen bij 1.594 MHz	43
7.1	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V opstelling 1	46
7.2	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 25 V opstelling 1	47
7.3	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V opstelling 2	50
7.4	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 25 V opstelling 2	51
7.5	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V opstelling 3	53
7.6	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 25 V opstelling 3	54
8.1	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V met $D_{14} = 60.0\text{cm}$	60
8.2	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V met $D_{14} = 80.0\text{cm}$	60
8.3	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V met $D_{14} = 100.0\text{cm}$	60
8.4	Gemeten waarden bij 1.290 MHz	63
8.5	Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V voor de opstelling met 3 spoelen	63

Hoofdstuk 1

Inleiding

1.1 Draadloze energieoverdracht

In de hedendaagse samenleving is er een grote variëteit van elektronische mobiele toestellen. Die toestellen dienen voorzien te worden van energie en dit wordt vaak gedaan door een batterij dat opgeladen dient te worden. Door veel mensen wordt het manueel inpluggen van dergelijke toestellen als een beperking aan de mobiliteit ervan gezien. Dit is waar inductief draadloos opladen interessant wordt.

Het idee van inductieve draadloze energieoverdracht is vrij oud. Tesla was de eerste die dit idee voorstelde, ondertussen al meer dan een eeuw geleden. Een power source stuurt energie uit naar een receiver die zich op een bepaalde afstand bevindt. Op deze manier kunnen bepaalde toestellen opgeladen worden, of voorzien worden van energie. De laatste jaren zijn er grote inspanningen geleverd om dit te implementeren in alledaagse toepassingen. Draadloze energieoverdracht wordt reeds toegepast in elektrische tandenborstels, medische implantaten en zelfs in sommige elektrische wagens. De vermogenoverdracht in dergelijke toepassingen wordt vaak bekomen door resonante inductieve koppeling tussen twee spoelen. Deze spoelen worden dan enkele millimeter tot centimeter van elkaar geplaatst. In de gegeven samenvatting [1] is zichtbaar dat in de meeste gevallen de afstand tussen transmitter en receiver vrij klein is. Daarnaast is de afstand waarbij de grootste efficiëntie behaald wordt sterk afhankelijk van de afmetingen van de spoelen.

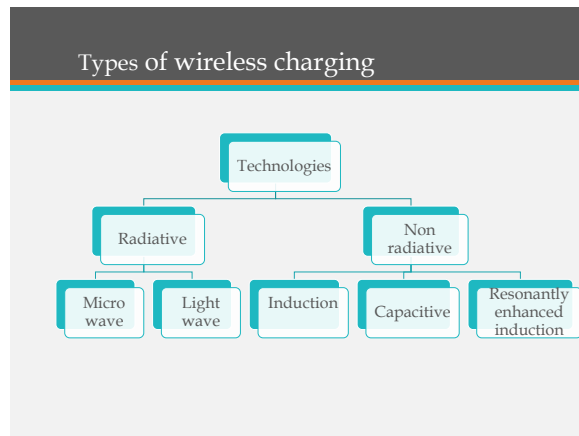
Sinds het werk van Kurs [2] is er veel onderzoek gedaan naar inductieve resonante draadloze energieoverdracht over middellange afstanden omdat zijn analyse aangetoond heeft dat draadloze energieoverdracht over dergelijke afstanden vrij efficiënt kan gebeuren. Op deze manier kunnen mensen hun mobiele toestellen vrij blijven gebruiken, zelfs wanneer deze op dienen te laden.

Deze masterproef focust op draadloze energieoverdracht over deze middellange afstanden: de bedoeling is dat energie overgedragen kan worden over enkele tientallen centimeter. Het doel is om dit te realiseren door gebruik te maken van resonante inductieve draadloze energieoverdracht met vier spoelen.

1.2 Methoden voor draadloze energieoverdracht

1.2.1 Near-field vs. far-field technieken

Alvorens de verschillende manieren van Wireless Power Transfer (vanaf nu kortweg WPT) besproken worden, dient eerst het onderscheid gemaakt te worden tussen near-field (of non-radiative) technieken en far-field (of radiative) technieken. Een kort overzicht is te zien in figuur 1.1 [3].



Figuur 1.1: Verschillende WPT technieken

Bij de near-field techniques zal energie worden overgedragen via magnetische velden of via elektrische velden. Tussen verschillende spoelen zal een inductieve koppeling voor de energieoverdracht zorgen. Hier gaat het om de magnetische velden. Er kan ook energieoverdracht bekomen worden door een capacitieve koppeling tussen elektroden. Daarbij gebeurt de energieoverdracht door middel van elektrische velden. Deze methode wordt ook de non-radiative methode genoemd, omdat de energie in de omgeving van de transmitter blijft. Daarbovenop wordt er een beperkte hoeveelheid energie uitgestuurd naar de omgeving wanneer er geen receiving antenna, in de beperkte range waarnaar de transmitter energie kan uitsenden, aanwezig is.

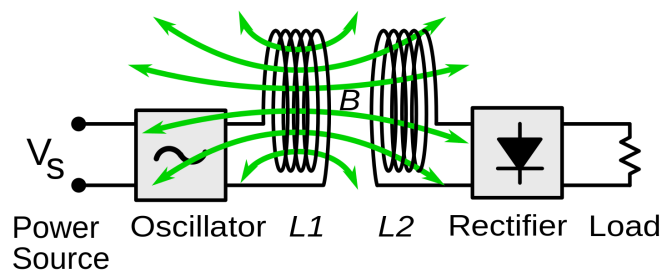
Far-field technieken krijgen ook de naam “radiative techniques” of “power beaming”. Dit komt doordat vermogen wordt overgedragen via “beams” elektromagnetische straling. Omdat het hier echt om beams gaat is het essentieel dat er bij deze methode “gericht” gestraald wordt. De beam moet de receiver bereiken. Er is dus een zeer sterke afhankelijkheid van de oriëntatie van de transmitter ten opzichte van de receiver. Het gebruik van antennes is ook “radiative”, maar daar wordt er niet gericht gestraald. Daar gaat het nu dus niet over. Bij far-field technieken is het wel mogelijk om energie over een langere afstand te sturen. De energie wordt uitgestuurd, of er nu een receiver klaar staat om het op te vangen of niet. Vandaar de naam “radiative”.

1.2.2 Near-field techniques

Hier toe behoren inductieve koppeling, resonante inductieve koppeling en capacitieve koppeling. In wat volgt wordt een korte beschrijving van de verscheidene technologieën gegeven.

Inductieve koppeling

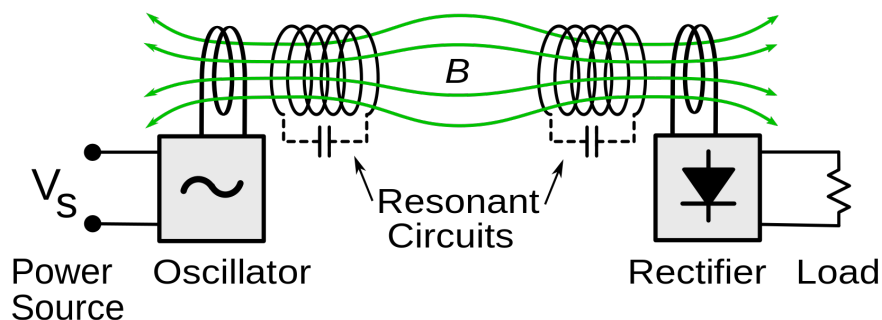
De inductieve koppeling is vooral nuttig om over korte afstanden WPT te volbrengen. De werking steunt op twee gekoppelde spoelen. Door de transmitter coil (primaire spoel) zal een AC stroom vloeien, wat een wisselend magnetisch veld tot stand brengt. Dit zal op zijn beurt een spanning induceren, wat een AC stroom tot stand brengt in de secundaire spoel, de receiver. Dit wordt vandaag de dag al gebruikt om bijvoorbeeld een elektrische tandenborstel, smartphones of een draadloze muis op te laden. Het principe van de inductieve koppeling wordt weergegeven in figuur 1.2 [4].



Figuur 1.2: Principe inductieve koppeling

Resonante inductieve koppeling

De energie wordt ook hier via een inductieve koppeling overgedragen van de transmitter naar de receiver. Beiden bevatten nu een extra resonantiekring, namelijk een spoel met een condensator. Dit is te zien in figuur 1.3 [5]. Van links naar rechts is er een oscillator met de primaire driving coil gevolgd door de primaire resonator te zien. Aan de rechterzijde bevinden zich eerst de secundaire resonator, gevolgd door de load coil. De primaire resonator gaat ervoor zorgen dat de stroom toeneemt waardoor ook de magnetische flux toeneemt. Zo kan er meer magnetische flux de receiver coil bereiken, zelfs op grotere afstand.



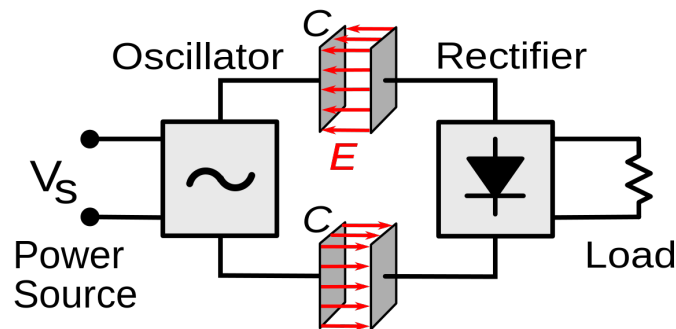
Figuur 1.3: Principe resonante inductieve koppeling

In september 2017 kondigde het bedrijf Pi aan dat zij een toestel ontwikkeld hadden dat smartphones en tablets draadloos kan opladen zonder dat ze perfect ge-positioneerd moeten zijn met de charging pad. Vanaf dan werd het mogelijk om op te laden door het toestel gewoon naast de Pi-charger te leggen op enkele centimeter afstand.

De thesis steunt op deze techniek en zal meer in detail besproken worden in hoofdstuk 2.

Capacitieve koppeling

In plaats van energieoverdracht met magnetische velden gebeurt de energieoverdracht hier met elektrische velden. In figuur 1.4 [6] wordt getoond hoe dit werkt. Aan de linkerzijde is een oscillator verbonden met twee elektroden. Dit is de transmitter. Wanneer nu een receiver in de buurt komt, zal door het oscillerende elektrische veld een AC potentiaal geïnduceerd worden aan de elektroden van de receiver.



Figuur 1.4: Principe capacitieve koppeling

1.2.3 Far-field techniques

Bij de far-field technieken wordt energie overgedragen d.m.v. zichtbaar licht (lasers) of door microgolven. Zoals eerder vermeld is er een sterke afhankelijkheid van de oriëntatie waardoor er hier verder niet op ingegaan wordt.

1.3 Charging standards

Vandaag de dag kan niemand nog zonder zijn draagbaar toestel. Tablets, laptops, smartphones, ... worden door iedereen gebruikt. Zo kan iedereen met iedereen in contact blijven zonder dat men moet thuisblijven om te bellen of naar de winkel moet om een krant te halen. Draagbare toestellen maken het leven gemakkelijk. Er is wel één probleem: er blijft een kabel nodig om de "mobiele" toestellen op te laden.

Het zou veel makkelijker zijn mochten deze toestellen niet telkens uren in de muur geplugd moeten zijn alvorens deze een dag gebruikt kunnen worden. Daarom is er een grote commerciële druk om al deze toestellen draadloos te kunnen opladen.

Net zoals wifi kan deze grote doorbraak enkel mogelijk gemaakt worden wanneer de industrie een bepaalde standaard gaat volgen en toestellen onderling elkaars oplader kunnen gebruiken. Zo bestaan er vandaag de dag enkele standaarden waarvan de grootste standaard *Qi* is. In wat volgt wordt een korte bespreking gemaakt van de grootste standaarden.

1.3.1 Qi

De Qi (uitgesproken als “chee”) standaard werd ontwikkeld voor draadloze energieoverdracht over korte afstanden tot ongeveer 40 mm, door het WPC (Wireless Power Consortium). Dit systeem vraagt om een toestel dat Qi ondersteunt (voorzien van het logo in figuur 1.5 [7]), en een charging pad. In het toestel bevindt zich een receiver, in de charging pad de transmitter. De transmitter zal een magnetisch veld opwekken en in de receiver zal dit zorgen voor een geïnduceerde spanning, wat een stroom tot gevolg heeft. Op deze manier kan bijvoorbeeld een batterij opgeladen worden.



Figuur 1.5: Qi logo

Wanneer de batterij opgeladen is, is het natuurlijk gewenst dat het opladen stopt. Daarom zal er communicatie nodig zijn tussen de charging pad en het toestel dat opgeladen dient te worden. Deze communicatie dient te gebeuren via het Qi-protocol. Dit gaat via “backscatter modulation”, waarbij het uitgestraalde vermogen ook wordt gebruikt om te communiceren [8]. Hierdoor is het minder geschikt om meerdere toestellen tegelijk op te laden dan met chargers volgens Airfuel Alliance (zie sectie 1.3.2).

In het Qi-document [9] bevinden zich enkele van de main features:

- Een vermogenoverdracht rond de 5 W.
- Magnetische velden opgewekt door een spanning met frequenties tussen de 110 kHz en 205 kHz.
- Een eenvoudig communicatieprotocol waardoor het mobiele toestel de controle krijgt over de vermogenoverdracht.

1.3.2 Airfuel Alliance

Airfuel Alliance is ontstaan uit een fusie van twee standaarden: Alliance for Wireless Power en Power Matters Alliance. Er wordt gebruik gemaakt van resonante inductieve koppeling. Airfuel Alliance ondersteunt het opladen van meerdere toestellen op hetzelfde moment, maar heeft ook een verhoogde flexibiliteit naar de positie dat het toestel kan aannemen ten opzichte van de charger. Via bluetooth kunnen de lader en het toestel communiceren. Zo worden de hardware-requirements geminimaliseerd omdat gebruik gemaakt wordt van iets dat reeds bestaat [10]. Hun logo is weergegeven in figuur 1.6 [11].



Figuur 1.6: Airfuel Alliance logo

Alliance for Wireless Power (A4WP)

De A4WP standard gebruikt een frequentie van 6.78 MHz en resonance inductive charging, waardoor er meer vrijheid is in de plaatsing van het toestel aangezien grotere afstanden zo mogelijk worden. Toestel en charger communiceren via een bluetooth low energy link. Zo kunnen toestellen die niet samenwerken met een A4WP charger gedetecteerd worden zodat ze geen vermogen gaan ontvangen dat ze niet aankunnen. Door deze communicatie kan vermogen uitgestuurd worden naar toestellen die het nodig hebben boven toestellen die volledig opgeladen zijn [10].

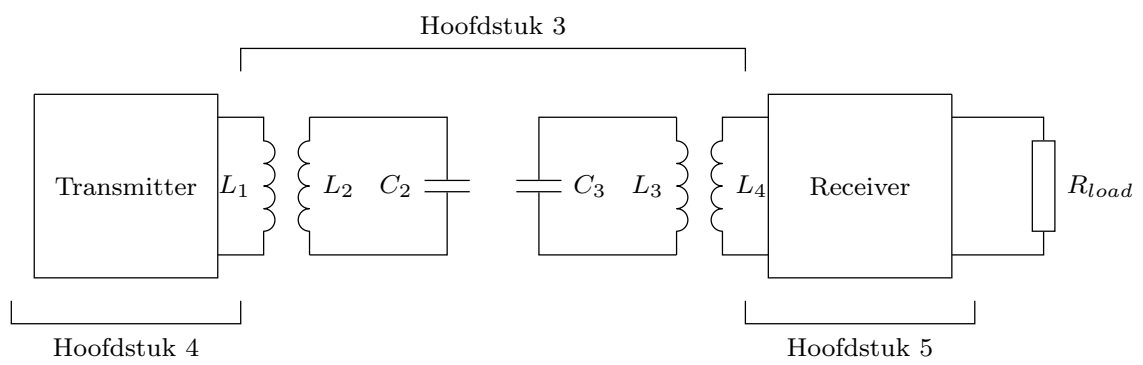
Power Matters Alliance (PMA)

PMA maakt gebruik van inductive charging. Dit is gelijkaardig aan de methode van Qi. Door de beperkte range die mogelijk is met inductive charging wordt het toestel vaak op de juiste plaats gehouden door middel van magneten [8].

1.4 Overzicht

Om deze masterproef tot een goed einde te brengen dient het ontwerp ervan opgedeeld te worden in drie hoofdstukken, grafisch weergegeven in figuur 1.7 op de volgende pagina.

- In hoofdstuk 2 zullen nog een aantal theoretische technische zaken uitgelegd worden. Daarnaast worden er ook enkele theoretische afleidingen gedaan.
- Het eerste belangrijke deel aan deze masterproef is het spoelontwerp. Hoe hierbij tewerk gegaan wordt, wordt in hoofdstuk 3 uitgelegd. Om draadloze energieoverdracht te kunnen volbrengen, dient een geschikte schakeling ontworpen te worden die een geschikte AC spanning aan de spoelen kan leggen. Dit wordt de transmitter genoemd en kan teruggevonden worden in hoofdstuk 4. Het is niet enkel belangrijk om een geschikte spanning aan te leggen aan de schakeling. Ook moet vermogen ontvangen worden en omgezet worden naar een bruikbare spanning. Hier zal de receiver, beschreven in hoofdstuk 5, voor zorgen.
- Om te weten te komen of het ontworpen geheel, weergegeven in figuur 1.7 op de pagina hierna goed functioneert, dienen metingen van de efficiëntie te gebeuren. In hoofdstuk 6 worden mogelijke manieren van meten besproken alsook problemen die hierbij kunnen optreden. De resultaten van de metingen bij verschillende meetopstellingen worden genoteerd in hoofdstuk 7. Als uitbreiding wordt dieper ingegaan op meetopstellingen met relay coils in hoofdstuk 8.
- Een algemeen besluit wordt geformuleerd in hoofdstuk 9.



Figuur 1.7: Overzicht ontwerphoofdstukken

Hoofdstuk 2

Literatuurstudie

2.1 Inleiding

In dit hoofdstuk worden de meer technische zaken uitgelegd. Hierbij wordt de gebruikte techniek voor draadloze energieoverdracht in detail besproken. Omdat er verschillende soorten coils zijn, worden deze ook kort besproken. Daarop volgt een bespreking van de Q-factor. De mogelijke verliezen die kunnen optreden bij draadloze energieoverdracht worden aangehaald en daarna volgt een verduidelijking bij het begrip “mutuele inductantie” en “mutuele koppeling”. Dit hoofdstuk wordt afgesloten door de theoretische bepaling van de linkefficiëntie.

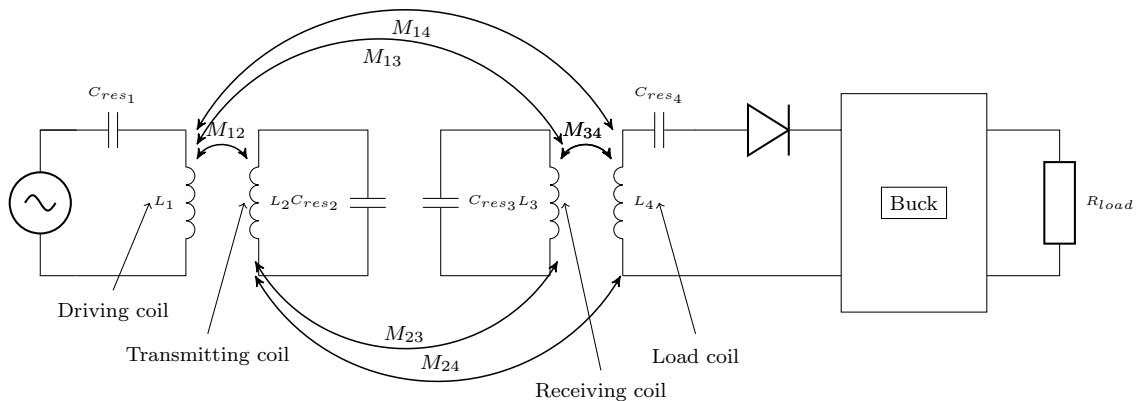
2.2 Resonante inductieve koppeling

In deze masterproef zal resonante inductieve energieoverdracht gebruikt worden met vier spoelen. Dit wordt weergegeven in figuur 1.3 op pagina 3 [5] en figuur 2.1 op de pagina hierna. Aan de linkerkant is een spanningsbron afgebeeld. Deze bestaat uit een klasse D versterker en een laagdoorlaatfilter. Op die manier kunnen AC spanningen bekomen worden met een hoge frequentie. Dergelijke versterkers kunnen hoge stromen leveren wat gunstig is voor het magnetische veld dat opgewekt zal worden in spoel L_1 . Dit is de driving coil. Samen met C_{res_1} vormt dit een resonantie-circuit bij een bepaalde frequentie. Door aan deze resonantiefrequentie te werken zal het bereikte spanningsniveau tussen de spoel en de condensator maximaal zijn.

Dan bevinden zich er twee schakelingen in het midden, bestaande uit een spoel en een condensator. De eerste is de primaire resonator, de tweede de secundaire resonator. Dit zijn twee schakelingen die zodanig afgeregeld worden dat ze in resonantie gaan bij eenzelfde frequentie als de driving coil. L_2 wordt de transmitting coil genoemd, L_3 de receiving coil.

Rechts is de volledige receiver weergegeven. Spoel L_4 wordt de load coil genoemd. Deze zal ook voorzien worden van een resonantiecapaciteit C_{res_4} . De receiver zelf bestaat uit een gelijkrichter en een schakeling dat een constante spanning levert aan de uitgang. Daarop kan dan een load aangesloten worden.

In de schakeling van L_1 en C_{res_1} zal, omdat aan de resonantiefrequentie gewerkt wordt, alle energie die in de spoel gestoken wordt, relatief traag uitsterven. Deze energie gaat dus verloren in verloop van de tijd. Wanneer er echter een andere spoel in de buurt gebracht wordt zal deze de uitgestraalde energie opnemen voor ze verloren gaat. In een resonantie-circuit wordt de energie uitgewisseld tussen de spoel en de condensator. In de spoel zit energie opgeslagen als een



Figuur 2.1: Voorstelling resonante inductieve koppeling

magnetisch veld, in de condensator als een elektrisch veld.

De primaire resonator zal ervoor zorgen dat aan de driving coil een grotere stroom zal vloeien, waardoor er ook een groter AC magnetisch veld zal ontstaan. Dit stemt overeen met het aansturen van de driving coil met een hogere spanning. De primaire resonator kan dus als een versterker gezien worden doordat deze zich in de nabijheid van de driving coil bevindt. De secundaire resonator bevindt zich op een relatief grote afstand van de primaire resonator. Hier zullen de magnetische veldlijnen voorbijkomen alvorens ze de load coil bereiken. Doordat de secundaire resonator dit opvangt zal er hier een spanning geïnduceerd worden, wat ervoor zorgt dat een stroom gaat vloeien. Dit veroorzaakt op zijn beurt opnieuw een oscillerend magnetisch veld. Op deze manier wordt energie overgedragen naar de load coil.

Alle eerder besproken spoelen gaan met elkaar gekoppeld zijn doordat dezelfde veldlijnen door deze spoelen gaan. De ene koppeling is sterker dan de andere en wordt gegeven door de koppelfactor. Deze koppelfactoren worden later in dit hoofdstuk nog besproken. Doordat hoge Q-factoren mogelijk zijn voor spoelen met een luchtkern, zal zelfs voor een zwakke koppeling tussen spoelen een behoorlijk vermogen overgedragen kunnen worden. Dit wordt later in dit hoofdstuk aangetoond.

2.3 Soorten spoelen

2.3.1 Solenoïde

Dit zijn draadgewonden spoelen waarbij de geleider een helix beschrijft. Vaak zijn deze spoelen gewikkeld rondom een cilindervormige kern maar ze komen ook voor met een gewone luchtkern. De zelfinductantie van dergelijke spoelen is vrij eenvoudig te berekenen aan de hand van vergelijking (2.1) [12].

$$L = \mu_0 \frac{N^2 \cdot A}{l} \quad (2.1)$$

Met μ_0 de permeabiliteit van de vrij ruimte, N het aantal windingen, A de doorsnede van de kern en l de lengte van de solenoïde. Nadeel hiervan is dat wanneer een grote zelfinductantie gewenst is, A en N groot wordt. Daardoor zou het moeilijk zijn om dergelijke spoelen te integreren in een toestel.

2.3.2 Pancake coil

Pancake coils zijn spoelen die in een vlak gewikkeld zijn. Ze zijn dus plat, vandaar hun naam. Een pancake coil is weergegeven in figuur 2.2 [13]. Om de zelfinductantie van dergelijke spoelen te



Figuur 2.2: Pancake coil

berekenen, is er geen eenvoudige uitdrukking als vergelijking (2.1) gegeven. Er bestaan wel online calculatoren die een indicatie kunnen geven hoe groot deze zelfinductantie ongeveer zal zijn. Deze berekening is echter niet heel accuraat met de werkelijkheid.

Het is duidelijk dat dergelijke spoelen handiger zijn indien het gewenst is dat ze geïntegreerd worden in een mobiel toestel. Daarom zal in dit werk gebruikgemaakt worden van pancake coils.

2.3.3 Printed spiral coils

Deze spoelen zijn zoals de pancake coils vlak, maar deze bestaat nu niet uit een draad, wel uit printbanen op een substraat. Deze hebben als voordeel dat ze dus nog compacter zijn dan pancake coils. Een voorbeeld hiervan is weergegeven in figuur 2.3 [14].



Figuur 2.3: Printed spiral coil

2.4 Verliezen

2.4.1 Skin-effect

Het skin-effect treedt op bij hogere frequenties. Hierbij wordt de stroom doorheen een geleider verdrongen naar de rand van de geleider. De stroom vloeit voornamelijk onder de "skin" van de

geleider. Dit wil dus zeggen dat de doorsnede waardoor de stroom vloeit doorheen de geleider afneemt. Met behulp van de wet van Pouillet, gegeven door vergelijking (2.2), kan aangetoond worden dat de weerstand toeneemt wanneer de dwarsdoorsnede A afneemt.

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad (2.2)$$

Hierin zijn ρ de soortelijke weerstand van de geleider, l de lengte van de gebruikte geleider en A de dwarsdoorsnede van die geleider. Doordat R groter is, zal door het Joule-effect ongewenst meer vermogen gedissipeerd worden.

Het skin-effect kan gereduceerd worden wanneer niet één dikke koperen geleider gebruikt wordt maar wel vele dunne geleiders die van elkaar geïsoleerd zijn. Dit heet litze draad.

2.4.2 Wervelstromen

Wervelstromen of Eddy currents komen voor wanneer platte geleiders zich in een veranderend magnetisch veld bevinden. Er gaat dan een stroom vloeien in de geleider. Deze stroom is ongewenst omdat dit een verlies met zich meebrengt. Door de weerstand van de geleider wordt vermogen gedissipeerd.

2.5 Q-factor

De Q-factor of kwaliteitsfactor van een spoel is een maat voor de kwaliteit van de spoel. Het is de verhouding tussen de reactieve impedantie en de weerstand van de spoel. Er is dus geen eenheid voor de Q-factor. De Q-factor is frequentieafhankelijk en wordt gegeven in vergelijking (2.3). ω is de hoekfrequentie, L de zelfinductantie van de spoel en R de equivalente serieweerstand van de spoel.

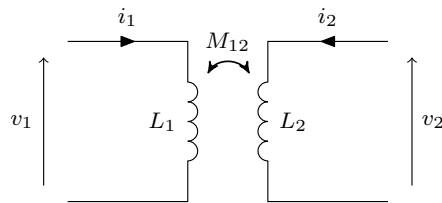
$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (2.3)$$

De Q-factor is frequentieafhankelijk omwille van verschillende redenen. De eerste reden is omdat de frequentie in de teller staat. Daarnaast is de zelfinductantie van een spoel afhankelijk van de frequentie. Deze kan voor een bepaalde frequentie bijvoorbeeld een zelfinductantie van $45\mu\text{H}$ hebben en voor een hogere frequentie kan dit dan bijvoorbeeld $50\mu\text{H}$ zijn. Ook R zal frequentie afhankelijk zijn door het skineffect.

Hoe groter de Q-factor, hoe hoger de spanning maximaal kan opslingeren bij een bepaalde frequentie. Een hogere spanning wil zeggen dat de stroom ook groter wordt voor die frequentie. Door de spoelen te gebruiken aan de frequentie waarvoor de Q-factor maximaal is, kan de magnetische veldsterkte ook gemaximaliseerd worden.

2.6 Mutuele inductantie

Hier wordt uitgewerkt hoe de mutuele inductantie en mutuele koppeling tussen twee spoelen experimenteel bepaald kan worden. Beschouw figuur 2.4 op de volgende pagina. Beide spoelen beïnvloeden elkaar doordat ze zich bij elkaar in de buurt bevinden. Hierbij horen vergelijkingen (2.4).

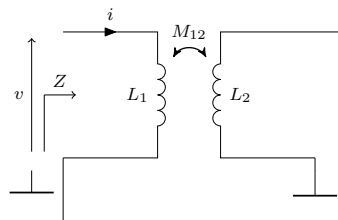


Figuur 2.4: Lineair equivalent schema met verwaarlozing van weerstand

$$\begin{cases} v_1 = j\omega \cdot L_1 \cdot i_1 + j\omega \cdot M \cdot i_2 \\ v_2 = j\omega \cdot M \cdot i_1 + j\omega \cdot L_2 \cdot i_2 \\ M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2} \end{cases} \quad (2.4)$$

Hierin zijn v_1 en v_2 de spanningen over spoel 1 respectievelijk spoel 2. i_1 en i_2 zijn de stromen doorheen spoel 1 en spoel 2. k is de koppelfactor tussen de twee beschouwde spoelen. Merk op dat dit niet per se over de driving en transmitting coil gaat, het kan hier evengoed om de transmitting en receiving coil gaan. M stelt de mutuele inductantie voor.

Om de mutuele inductantie experimenteel te bepalen worden eerst beide spoelen in serie geschakeld. De zelfinductantie die dan gemeten wordt met de RLC-meter is de serie zelfinductantie L_s . Dit is weergegeven in figuur 2.5. Nu kan $Z = \frac{v}{i}$ bepaald worden.



Figuur 2.5: Spoelen in serie geschakeld

Uit de vergelijkingen in (2.4) en figuur 2.5 volgen de onderstaande vergelijkingen.

$$v = v_1 + v_2 \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} v_1 = j\omega \cdot L_1 \cdot i + j\omega \cdot M \cdot i \\ v_2 = j\omega \cdot M \cdot i + j\omega \cdot L_2 \cdot i \end{cases} \quad (2.6)$$

Vergelijkingen (2.6) kunnen ingevuld worden in vergelijking (2.5). Dit resulteert in vergelijking (2.7).

$$v = j\omega \cdot L_1 \cdot i + j\omega \cdot M \cdot i + j\omega \cdot M \cdot i + j\omega \cdot L_2 \cdot i \quad (2.7)$$

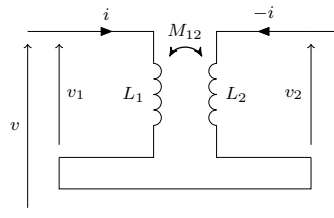
$$v = j\omega \cdot (L_1 + L_2 + 2 \cdot M) \cdot i \quad (2.8)$$

Nu kan vergelijking (2.8) ingevuld worden in $Z = \frac{v}{i}$.

$$Z = j\omega \cdot (L_1 + L_2 + 2 \cdot M) \quad (2.9)$$

Hieruit volgt dat de serieinductantie, $L_s = L_1 + L_2 + 2 \cdot M$. Dit is iets wat gemeten kan worden door de spoelen zodanig te schakelen als in figuur 2.5 op de pagina hiervoor.

In de volgende stap worden de spoelen in antiserie geschakeld, zoals weergegeven in figuur 2.6. Hieruit volgt vergelijking (2.10)



Figuur 2.6: Spoelen in antiserie geschakeld

$$v = v_1 - v_2 \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} v_1 = j\omega \cdot L_1 \cdot i - j\omega \cdot M \cdot i \\ v_2 = j\omega \cdot M \cdot i - j\omega \cdot L_2 \cdot i \end{cases} \quad (2.11)$$

Vergelijking (2.11) kan nu ingevuld worden in vergelijking (2.10).

$$v = j\omega \cdot (L_1 + L_2 - 2 \cdot M) \cdot i \quad (2.12)$$

$$Z = j\omega \cdot (L_1 + L_2 - 2 \cdot M) \quad (2.13)$$

Uit vergelijking (2.13) volgt dat $L_{as} = L_1 + L_2 - 2 \cdot M$. Dit is opnieuw een zelfinductantie die gemeten kan worden met de RLC meter.

Door L_{as} van L_s af te trekken wordt nu de mutuele inductantie bepaald.

$$L_s - L_{as} = 4 \cdot M \quad (2.14)$$

$$M = \frac{L_s - L_{as}}{4} \quad (2.15)$$

Aangezien $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$, kan tot slot vergelijking (2.16) gevonden worden.

$$k = \frac{L_s - L_{as}}{4\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.16)$$

2.7 Linkefficiëntie

De linkefficiëntie is een maat voor de nuttige energie aan de load coil ten opzichte van de hoeveelheid energie die aan de driving coil aangelegd wordt. Bij draadloze energieoverdracht zal de invloed van de linkefficiëntie op de totale efficiëntie significant zijn. Onderstaande afleiding is gebaseerd op artikel [15].

De maximale linkefficiëntie wordt bepaald door vergelijking (2.17).

$$\eta_{link,max} = \frac{\xi^2 + \chi^2}{(\theta_r + 1)^2 + \theta_x^2} \quad (2.17)$$

Hierin zijn:

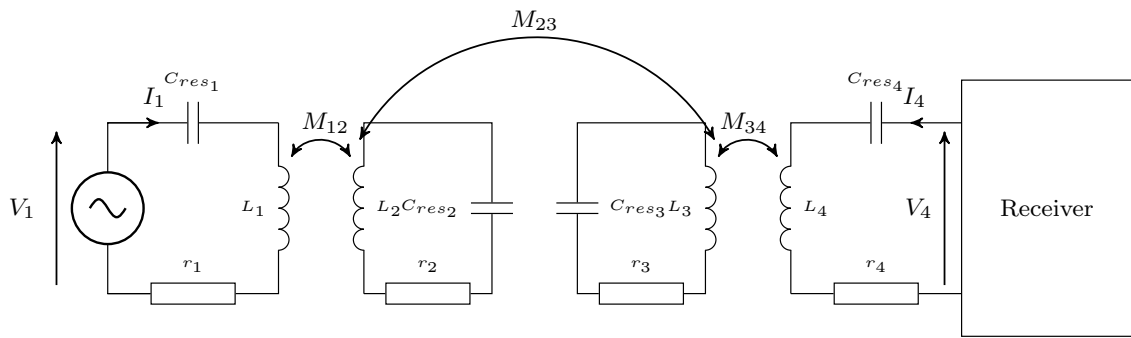
$$\xi^2 = \frac{r_{12}^2}{r_{11} \cdot r_{22}}, \quad (2.18)$$

$$\chi^2 = \frac{x_{12}^2}{r_{11} \cdot r_{22}}, \quad (2.19)$$

$$\theta_r = \sqrt{1 + \chi^2} \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \quad (2.20)$$

$$\theta_x = \chi \cdot \xi \quad (2.21)$$

Met r_{11} , r_{12} en r_{22} de reële delen van z_{11} , z_{12} en z_{22} respectievelijk. x_{ij} is het imaginaire deel van de impedantie z_{ij} . Alvorens de maximale theoretische linkefficiëntie bepaald kan worden, dient de impedantiematrix bepaald te worden volgens figuur 2.7.



Figuur 2.7: Twee poorten voorstelling van vier spoelen IRWPT

M_{13} , M_{14} en M_{24} worden nul verondersteld door een zwakke koppeling tussen deze spoelen. Nu kunnen volgens de spanningswet van Kirchoff voor een hoekfrequentie ω de vergelijkingen in (2.22) genoteerd worden.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 & j\omega \cdot M_{12} & 0 & 0 \\ j\omega \cdot M_{12} & z_2 & j\omega \cdot M_{23} & 0 \\ 0 & j\omega \cdot M_{23} & z_3 & j\omega \cdot M_{34} \\ 0 & 0 & j\omega \cdot M_{34} & z_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Hierin geldt voor $i, j = 1, 2, 3$ en 4 :

$$z_i = j\omega \cdot L_i + \frac{1}{j\omega \cdot C_i} + r_i \quad (2.23)$$

en ook:

$$M_{ij} = k_{ij} \sqrt{L_i \cdot L_j} \quad (2.24)$$

Met k_{ij} de koppelfactor tussen spoelen i en j en M_{ij} de mutuele inductantie. r_i is de resistieve component van de impedantie veroorzaakt door de gebruikte geleider.

De tweede en derde vergelijking uit (2.22) kunnen opgelost worden voor I_2 en I_3 . De oplossing hiervan wordt gesubstitueerd in de eerste en laatste vergelijking, waardoor de twee poorten karakterisatie wordt gevonden, gegeven in (2.25).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{12} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Er wordt een nieuwe parameter β gedefinieerd als:

$$\beta = \omega_0^2 \cdot M_{23}^2 + z_2 \cdot z_3 \quad (2.26)$$

Door dit te definiëren kunnen de onderstaande impedantietermen bepaald worden.

$$\begin{cases} z_{11} = r_{11} + j \cdot x_{11} = z_1 + \frac{\omega_0^2 \cdot M_{12}^2 \cdot z_3}{\beta} \\ z_{22} = r_{22} + j \cdot x_{22} = z_4 + \frac{\omega_0^2 \cdot M_{34}^2 \cdot z_2}{\beta} \\ z_{12} = r_{12} + j \cdot x_{12} = -j \frac{\omega_0^3 \cdot M_{12} \cdot M_{23} \cdot M_{34}}{\beta} \end{cases} \quad (2.27)$$

Door vergelijking (2.24) kan de mutuele inductantie bepaald worden wanneer de koppelfactor en de zelfinductantie van de spoelen gekend zijn. Ook kunnen alle impedanties van de circuits bepaald worden aangezien L_i , C_i en r_i ook gemeten of berekend kunnen worden. Wanneer al deze zaken bepaald zijn, zijn z_{11} , z_{12} en z_{22} gekend. Daarbij geldt voor $i, j = 1$ en 2 : $z_{ij} = r_{ij} + j \cdot x_{ij}$

Wanneer vergelijkingen (2.18), (2.19), (2.20) en (2.21) nu ingevuld worden is iedere onbekende nu gekend. Zo wordt de theoretische maximale linkefficiëntie bepaald.

2.8 Conclusie

In dit hoofdstuk werden een aantal technische theoretische concepten uitgelegd. Zo is het nu duidelijk hoe de draadloze energieoverdracht zal gebeuren. In het systeem zullen bepaalde verliezen optreden waarvan de oorsprong vermeld wordt. Ook werd er een theoretische afleiding gedaan om de mutuele koppeling tussen de spoelen op te meten. Tot slot werd theoretisch bepaald hoeveel de maximale linkefficiëntie kan bedragen.

Hoofdstuk 3

Spoelontwerp

3.1 Inleiding

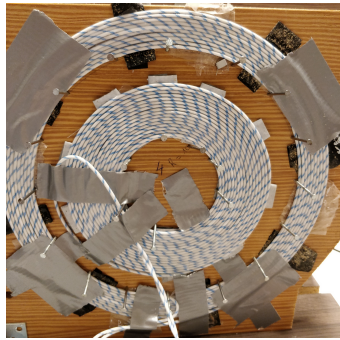
Het ontwerp van de spoelen is zeer belangrijk. De afmetingen ervan, het aantal windingen, het type draad, . . . zullen bepalen wat de zelfinductantie van deze spoel is. Het winden van de spoelen zal zo ook de frequentie bepalen waaraan gewerkt wordt. Afhankelijk van bij welke frequentie de spoel de hoogste kwaliteitsfactor heeft, zal ook de werkfrequentie bepaald worden. Deze frequentie is moeilijk mathematisch te bepalen zonder dat de spoel reeds gerealiseerd is.

Een gewenste zelfinductantie wordt vooropgesteld die zo goed mogelijk benaderd dient te worden. Er zal gebruik gemaakt worden van een pancake coil omdat dit een vlakke spoel is en zo minder ruimte inneemt. Met een online calculator kan deze richtwaarde benaderd worden door de diameter en aantal windingen te wijzigen. Dan kan een eerste spoelontwerp gebeuren gebruikmakend van litze wire (zie hoofdstuk 2). Met een RLC-meter kan de zelfinductantie en Q-factor bepaald worden bij verschillende frequenties. Afhankelijk van wat uit deze meting volgt wordt de werkfrequentie gekozen. Dit is de frequentie waarbij de spoelen in resonantie moeten gaan. Door gebruik te maken van resonantie (d.w.z een gepaste capaciteit bijplaatsen) kan de stroom doorheen de spoelen gemaximaliseerd worden en op die manier wordt ook het uitgestuurde magnetische veld gemaximaliseerd.

Wat voor coils gebruikt zullen worden ligt al vast, nu moeten er nog een aantal bepalingen gebeuren alvorens het volledige systeem in gebruik genomen kan worden. Er zullen twee verschillende spoelontwerpen gebeuren. Dit komt doordat na het eerste spoelontwerp, weergegeven in figuur 3.1 op de volgende pagina, bleek dat ongunstige resultaten bekomen werden. Een nieuw spoelontwerp was dus vereist om betere resultaten te bekomen. Dit wordt weergegeven in figuur 3.2 op de pagina hierna met D_{12} en $D_{34} \neq 0$.

3.2 Verschillende coils

In de literatuurstudie zijn de verschillende spoelen van het wireless power transfer systeem reeds bekeken. In deze master thesis wordt gebruik gemaakt van resonante inductieve koppeling zoals weergegeven in figuur 1.3 op pagina 3 en in figuur 1.7 op pagina 7. De driving coil L_1 zal net als de load coil L_4 het grootste aantal windingen hebben. De transmitting coil L_2 (Tx) en de receiving coil L_3 (Rx) hebben beiden de grootste diameter en het kleinste aantal windingen. Dit is algemeen de opbouw die gebruikt wordt in verscheidene artikels [16], [17], [18], al werken ze daar vaak met een



Figuur 3.1: Foto eerste spoelontwerp



Figuur 3.2: Foto tweede spoelontwerp

driving coil die minder windingen heeft en ook een lagere zelfinductantie heeft. Dit omdat bij een kleinere diameter een groter aantal windingen nodig is om eenzelfde zelfinductantie te bekomen. Dit wordt weergegeven in figuur 1.3 op pagina 3. De diode stelt een bruggelijkrichter voor. Voor de eenvoud worden hier gelijke zelfinductanties gekozen.

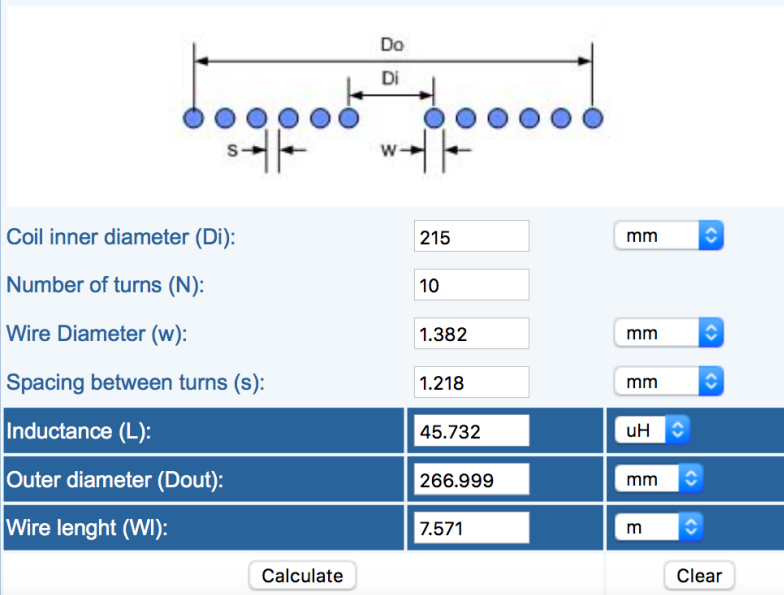
3.3 Dimensionering van de spoelen - deel 1

In wat volgt wordt het eerste spoelontwerp beschreven. Omdat de mathematische bepaling van de zelfinductantie van een spiraalvormige spoel zeer complex is [19] zullen eerst de spoelen gemaakt worden om een idee te krijgen van de grootte-orde van de zelfinductantie. De gewenste waarde hiervoor is $50\mu\text{H}$, corresponderend met gelijkaardige configuraties uit de literatuur.

3.3.1 Dimensionering Tx en Rx Coil

Hier wordt het ontwerp van de transmitting en receiving coil gedaan, L_2 en L_3 respectievelijk. Aan de hand van een tool [20] kan de diameter van de draad en de afstand tussen de draden ingeven worden en zo richting de $50\mu\text{H}$ gegaan worden door het aantal windingen aan te passen. Hiervoor wordt gebruik gemaakt van vergelijking (3.1). De betekenis van iedere parameter wordt gegeven in figuur 3.3 op de pagina hierna.

$$L [\mu\text{H}] = \frac{r^2 \cdot \frac{D_i + N \cdot (w + s)^2}{2}}{30 \cdot \frac{D_i + N \cdot (w + s)}{2} - 11 \cdot D_i} \quad (3.1)$$



The diagram shows a solenoid coil with 10 turns. The inner diameter is labeled D_i , the outer diameter is D_o , the wire diameter is w , and the spacing between turns is s . Below the diagram is an online calculation tool interface with the following input and output values:

Coil inner diameter (Di):	215	mm
Number of turns (N):	10	
Wire Diameter (w):	1.382	mm
Spacing between turns (s):	1.218	mm
Inductance (L):	45.732	μH
Outer diameter (Dout):	266.999	mm
Wire lenght (Wl):	7.571	m

Buttons: Calculate, Clear

Figuur 3.3: Online tool ter bepaling zelfinductantie L_{S_2} en L_{S_3}

De tool zegt dat voor 10 windingen een zelfinductantie van $45.732 \mu\text{H}$ bekomen wordt. Dit wordt weergegeven in figuur 3.3. De tool berekent echter de zelfinductantie bij lage frequenties. De zelfinductantie zal dus nog meer toenemen bij hogere frequenties doordat er meer en meer naar de eigen resonantiefrequentie van de spoel gegaan wordt. Daarom wordt genoeg genomen met deze waarde, wetende dat de werkelijke waarde groter zal zijn bij de frequenties die hier gebruikt gaan worden. De gebruikte dimensionering wordt weergegeven in tabel 3.1.

	Buitendiameter [mm]	Binnendiameter [mm]	Windingen
Tx coil L_2	267	215	10
Rx coil L_3	267	215	10

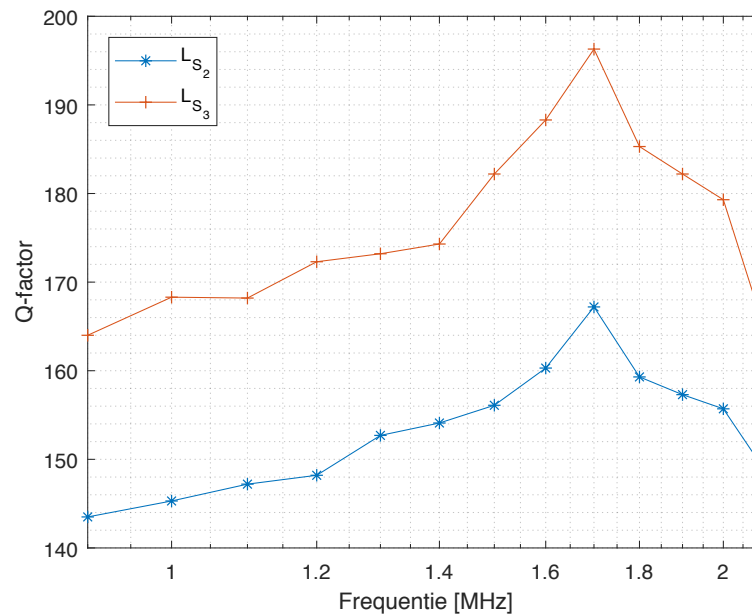
Tabel 3.1: Dimensies van de spoelen

Vervolgens kan met een RLC meter bepaald worden wat de zelfinductantie en Q-factor van de spoelen is.

Het eenvoudigste is dat er eerst een meting gedaan wordt waarbij de verschillende frequenties afgelopen worden en daarbij de Q-factor opgemeten wordt. De frequentie waarbij de Q-factor maximaal is, die frequentie zal gebruikt worden als resonantiefrequentie. Dit omdat de hoogste efficiëntie bekomen wordt bij een grote Q-factor en deze frequentie-afhankelijk is.

De grafische voorstelling van dit verloop is weergegeven in figuur 3.4 op de volgende pagina.

Hieruit kan afgeleid worden dat een maximale Q-factor bereikt wordt voor spoel 2 bij $f = 1.7 \text{ MHz}$,



Figuur 3.4: Verloop Q-factor L_{S_2} en L_{S_3}

namelijk $Q_{S_2} = 167.2$ en voor spoel 3 bij $f = 1.7\text{ MHz}$, namelijk $Q_{S_3} = 196.3$. Deze waarden zijn genoteerd in tabel 3.3 op de pagina hierna.

3.3.2 Dimensionering driving coil en load coil

Nu wordt opnieuw hetzelfde gedaan als voor de Tx en Rx coil gedaan werd. Er worden echter minder windingen en een kleinere diameter gebruikt. Dit omdat op deze manier alle veldlijnen van de driving coil, ook door de transmitting coil gaan. Ook hier is een zelfinductantie van ongeveer $50\mu\text{H}$ gewenst. Deze keuze werd gemaakt zodanig dat spoel 1, 2, 3 en 4 ieder ongeveer eenzelfde waarde hebben en dus ook ongeveer eenzelfde capaciteit nodig heeft om een resonantiecircuit te vormen.

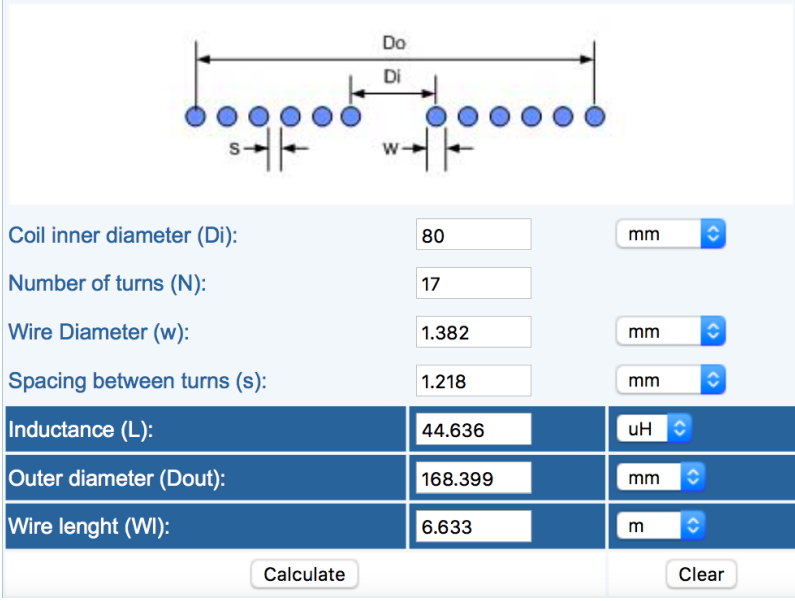
De parameters van spoel 1 en spoel 4 zijn te vinden in tabel 3.2.

	Buitendiameter [mm]	Binnendiameter [mm]	Windingen
Spoel 1	168	80	17
Spoel 4	168	80	17

Tabel 3.2: Dimensies van de spoelen

Opnieuw is dit de zelfinductantie voor lage frequenties. De zelfinductantie zal toenemen naarmate er hogere frequenties aangelegd worden.

In figuur 3.6 op pagina 21 is het verloop van de Q-factor in functie van de frequentie weergegeven. Hier is te zien dat de Q-factor maximaal wordt bij 1.7 MHz . Vanaf dan zal de Q-factor (tijdelijk) afnemen. Wanneer de hogere frequenties bekeken worden is te zien dat de Q-factor opnieuw gaat toenemen. Voor spoel 1 wordt deze maximaal bij 5 MHz . De Q-factor bedraagt dan ongeveer 500.



Coil inner diameter (Di): mm

Number of turns (N):

Wire Diameter (w): mm

Spacing between turns (s): mm

Inductance (L): uH

Outer diameter (Dout): mm

Wire lenght (WI): m

Figuur 3.5: Online tool ter bepaling zelfinductantie L_{S_1} en L_{S_4}

Spoel 4 bereikt echter een maximum bij 3.4 MHz en heeft hierbij een Q-factor van rond de 1000. Deze spoelen zouden dus best gebruikt worden bij één van deze frequenties. Het probleem is dat spoel 2 en 3 een maximale Q-factor bereiken bij 1.7 MHz en daarna blijft de Q-factor afnemen. De Q-factor ervan bij 3.4 MHz en 5 MHz is echter zo klein dat het geen positieve bijdrage zou leveren aan die hoge frequentie te werken. Daarom wordt de werkfrequentie vastgelegd op 1.7 MHz. Hier zijn alle Q-factoren rond en boven de 170 gelegen.

De gemeten zelfinductantie bij een frequentie van 1.7 MHz van spoel 1 en 4 worden samen met deze van spoel 2 en 3 genoteerd in tabel 3.3.

L_{S_1} [μH]	L_{S_2} [μH]	L_{S_3} [μH]	L_{S_4} [μH]
48.11	51.18	50.96	49.50

Tabel 3.3: Gemeten zelfinductantie bij 1.7 MHz

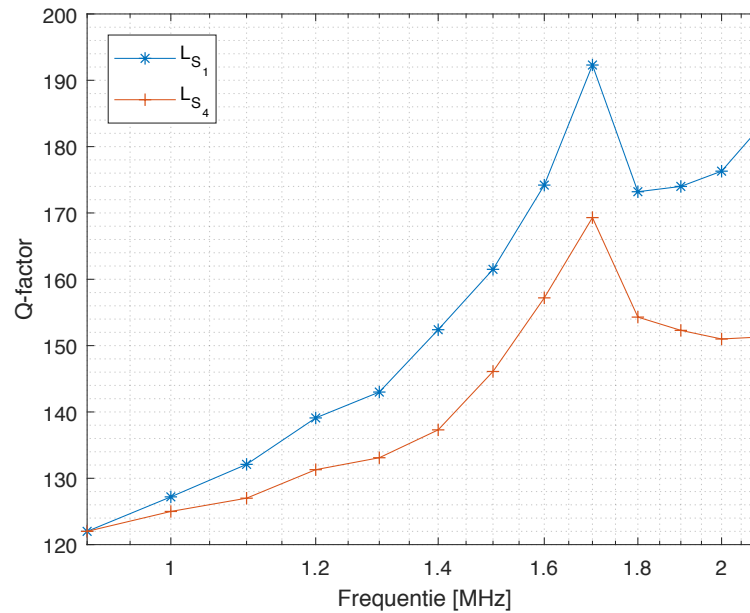
De resonantiefrequentie van een LC-circuit wordt bepaald door vergelijking (3.2).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.2)$$

Om de capaciteit te bepalen die nodig is om een resonantiecircuit te hebben, wordt deze vergelijking omgevormd tot onderstaande vergelijking.

$$C = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot L \cdot f_{res}^2} \quad (3.3)$$

Zo kan de capaciteit die iedere spoel nodig heeft bepaald worden. De waarden voor de condensatoren zijn genoteerd in tabel 3.4 op de pagina hierna.



Figuur 3.6: Verloop Q-factor L_{S_1} en L_{S_4}

C_{res_1} [pF]	C_{res_2} [pF]	C_{res_3} [pF]	C_{res_4} [pF]
182.2	171.3	172.0	177.1

Tabel 3.4: Berekende capaciteiten

Iedere berekende waarde ligt hier het dichtste bij 180 pF van de E12-reeks. Dit is echter een zeer kleine waarde. De meeste condensatoren met een capaciteit van 180 pF zijn zeer klein (SMD) en zijn niet geschikt voor hogere spanningen. Dit kan een probleem zijn omdat door de resonantie de spanning over de condensatoren hoog kunnen oplopen. Daarom zal er een serieschakeling van keramische- en film condensatoren gebruikt worden. Op die manier kunnen de kleine capaciteitswaarden bereikt worden met condensatoren die geschikt zijn voor hogere spanningen. Daarenboven hebben deze condensatoren een kleine serieweerstand, waardoor er minder jouleverliezen geïntroduceerd worden. Bij de filmcondensatoren is een waarde van 1 nF eenvoudig te vinden. Deze kunnen ook meteen een spanning van 500 V aan. Door vier van deze filmcondensatoren bekomen we een equivalente capaciteit die bepaald wordt in onderstaande berekening.

$$C_1 = \left(\frac{1}{1 \cdot 10^{-9}} + \frac{1}{1 \cdot 10^{-9}} + \frac{1}{1 \cdot 10^{-9}} + \frac{1}{1 \cdot 10^{-9}} \right)^{-1} = 250 \text{ pF}$$

Dit komt in de buurt van de benodigde 180 pF maar dit is toch nog niet ideaal. De spoelen zelf hebben ook een parallelle parasitaire capaciteit. Deze worden geschat op 10 pF à 15 pF. Daarom zal nog een andere capaciteit in serie geplaatst moeten worden die ervoor zorgt dat een equivalente capaciteit van $(180 - 15) \text{ pF} = 165 \text{ pF}$ bekomen wordt.

$$C_{res} = \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} \right) \quad (3.4)$$

In vergelijking (3.4) zijn de gewenste condensator C_{res} en C_1 gekend. Deze worden nu zodanig omgevormd dat C_2 gevonden wordt, de laatste benodigde seriec capaciteit.

$$C_2 = \left(\frac{1}{165 \cdot 10^{-12}} - \frac{1}{250 \cdot 10^{-12}} \right)^{-1} \text{ F} = 485.2 \text{ pF}$$

De dichtstbijzijnde waarde uit de E12-reeks bedraagt 470 pF. Als laatste seriec capaciteit wordt gekozen voor een kleine keramische condensator van 470 pF. De equivalente waarde van C_{res} bedraagt nu 163 pF.

Nog een belangrijke parameter waar rekening mee dient gehouden te worden is de equivalente serieweerstand. Dit komt doordat de geleiders niet ideaal zijn en bij de gebruikte frequentie het skin-effect een rol gaat spelen. Deze kunnen ook opgemeten worden met de RLC meter. In tabel 3.8 op de volgende pagina worden de zelfinductantie van iedere spoel vermeld, samen met de benodigde resonantiec capaciteit en de equivalente serieweerstand. De waarden in deze tabel zullen later nog gebruikt worden voor bepaalde berekeningen of om bepaalde zaken te illustreren.

Spoel	L [μH]	C_{res} [pF]	ESR [Ω]
1	48.11	182.2	8.2
2	51.18	171.3	7.2
3	50.96	172.0	7.3
4	49.50	177.1	10.2

Tabel 3.5: Samenvatting spoelen

3.4 Dimensionering van de spoelen - deel 2

In het eerste spoelontwerp werden spoelen L_1 en L_2 op een afstand van 0 cm van elkaar geplaatst, net als spoel L_3 en L_4 . Toen bleek echter dat lage rendementen behaald werden. Het maximale rendement was 6% op een afstand van 20.0 cm bij een load van 10Ω . In het nieuwe spoelontwerp wordt nu iedere spoel op een houten plank apart geplaatst. Ook wordt ervoor gezorgd dat ze nu allemaal dezelfde diameter hebben. Dit wordt gedaan omdat zo met identieke spoelen gewerkt kan worden. Dit vereenvoudigt het proces van afregelen op de resonantiefrequentie. De zelfinductantie zal evenveel bedragen als eerder berekend werd in figuur 3.5 op pagina 20. De dimensies zijn weergegeven in tabel 3.6.

	Buitendiameter [mm]	Binnendiameter [mm]	Windingen
Spoel 1	267	215	10
Spoel 2	267	215	10
Spoel 3	267	215	10
Spoel 4	267	215	10

Tabel 3.6: Dimensies van de spoelen

De uiteindelijke opgemeten zelfinductanties bij een frequentie van 1.7 MHz worden weergegeven in tabel 3.7 op de pagina hierna.

L_{S_1} [μH]	L_{S_2} [μH]	L_{S_3} [μH]	L_{S_4} [μH]
51.18	51.66	53.14	50.96

Tabel 3.7: Gemeten zelfinductantie bij 1.7 MHz

Aan de hand van vergelijking (3.3) kunnen alle overeenkomstige resonantiecapaciteiten bepaald worden. Doordat de spoelen in elkaars buurt komen te liggen zullen ze elkaar echter beïnvloeden. Er zal zo een andere zelfinductantie gezien worden. De resonantiecapaciteiten zullen bepaald worden om een geschatte waarde te hebben. Daarnaast worden er trimcondensatoren voorzien waardoor de kring zo goed mogelijk naar de resonantiefrequentie afgeregeld kan worden.

Spoel	L [μH]	C_{res} [pF]	ESR [Ω]
1	51.18	171.3	7.2
2	51.66	169.7	4.3
3	52.51	164.9	4.5
4	50.96	172.0	7.3

Tabel 3.8: Samenvatting spoelen

Met deze spoelen zal er verder gewerkt worden.

3.5 Meting mutuele koppeling

De mutuele koppeling van de spoelen kan bepaald worden door middel van metingen. De theoretische afleiding hiervoor is reeds gebeurd in paragraaf 2.6 op pagina 11.

Zoals eerder vermeld zullen de spoelen, doordat ze zich in elkaars nabijheid bevinden, elkaar beïnvloeden. Dit wil zeggen dat er vele verschillende mutuele koppelingen berekend kunnen worden. Spoel L_1 zal L_2 beïnvloeden, maar ook L_3 en L_4 . Er zullen dus enkel ten opzichte van spoel 1 al drie verschillende koppelcoëfficiënten bepaald kunnen worden, namelijk k_{12} , k_{13} en k_{14} . Daarnaast zal spoel L_2 ook de aanwezigheid van spoelen L_1 , L_3 en L_4 “voelen”, wat k_{21} , k_{23} en k_{24} oplevert. Hetzelfde geldt opnieuw voor spoelen L_3 en L_4 voor alle andere aanwezige spoelen.

In tabel 3.9 op de pagina hierna wordt eerst beschreven welke spoelen van het systeem, spoel 1 en 2 zullen zijn in de berekening. Vervolgens wordt onder “Inductantie . . .” genoteerd wat de nieuwe opgemeten zelfinductanties zijn bij een frequentie van 1.594 MHz. Deze frequentie wordt gekozen omdat dit bij de efficiëntiemetingen het beste resultaat opleverde. De reden dat de zelfinductantie opnieuw opgemeten moet worden is omdat de spoelen een kleine vervorming hebben doorgemaakt. Deze kan de zelfinductantie licht gewijzigd hebben en op deze manier zijn nauwkeurigere metingen mogelijk. Daarnaast zal de resonantiespoel die is aangebracht ook een invloed hebben op de zelfinductantie van de eerste spoel. In de kolommen van L_s en L_{as} worden de meetresultaten genoteerd op basis van de eerder beschreven meetmethode. Er wordt voor gezorgd dat de situatie volledig hetzelfde is als bij de normale werking. De afstand tussen spoel 1 en 2 bedraagt 9.0 cm, tussen spoel 2 en 3 22.0 cm en tussen spoel 3 en 4 9.0 cm. De totale afstand tussen spoel 1 en 4 bedraagt zo 40.0 cm. In hoofdstuk 6 zal dit meetopstelling 1 genoemd worden. Op spoel 4 is een load van 18.2Ω aangesloten. De koppelcoëfficiënt zelf wordt berekend aan de hand van vergelijking (2.16) en genoteerd.

Spoel 1	Spoel 2	Inductantie 1 [μH]	Inductantie 2 [μH]	L_s [μH]	L_{as} [μH]	k_{xy}
L_1	L_2	41.16	4.11	120.27	82.96	$k_{12} = 0.717$
L_1	L_3	41.16	41.84	76.88	83.13	$k_{13} = 0.038$
L_1	L_4	41.16	35.97	69.80	77.91	$k_{14} = 0.053$
L_2	L_3	4.11	41.84	62.73	43.06	$k_{23} = 0.404$
L_2	L_4	4.11	35.97	53.41	60.18	$k_{24} = 0.139$
L_3	L_4	41.84	35.97	80.77	125.30	$k_{34} = 0.287$

Tabel 3.9: Berekening koppelfactor

Er wordt geconcludeerd dat de koppeling tussen transmitterszijde en receiverszijde vrij beperkt is. De koppeling tussen spoel 1 en 2 is relatief sterk, omdat deze spoelen ook dicht bij elkaar staan. De afstand ertussen bedraagt 9.0cm. Aan de receiver zijde is hetzelfde merkbaar tussen spoel 3 en 4. De koppelfactor ligt hier echter lager dan aan de transmitterszijde. Deze is mede afhankelijk van de load die aangesloten is op spoel 4. De koppeling tussen de receiver- en de transmitterszijde wordt gegeven door koppelfactoren k_{13} , k_{14} , k_{23} en k_{24} . k_{13} en k_{14} zijn eerder klein, wat aantoont dat door de zwakke koppeling het moeilijk is om efficiënt grote hoeveelheden vermogen over te dragen. Deze zullen dus verwaarloosd worden.

Hoofdstuk 4

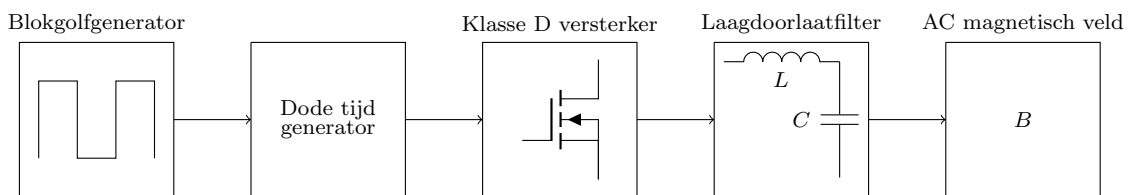
Transmitter

4.1 Inleiding

Om draadloze energieoverdracht te kunnen realiseren, is er naast de spoelen nog een circuit nodig dat een AC spanning genereert aan een bepaalde frequentie (bij voorkeur regelbaar). De transmitter zal zorgen voor deze AC spanning aan de driving coil. Om een voldoende grote stroom te kunnen leveren en daarbij gebruik te maken van enkel een DC voeding en een blokgolfgenerator, zal er een klasse D versterker gebruikt worden. Deze kunnen zonder problemen grote stromen leveren (vaak tot 10 A, zie verder) indien een goed design gerealiseerd is en voldoende koeling voorzien wordt. Hierbij moet er rekening mee gehouden worden dat deze versterker aan een voldoende hoge frequentie geschakeld kan worden zodat de resonantiefrequentie, die uit het spoelontwerp volgt, makkelijk bereikt kan worden.

De uitgang van zo een klasse D versterker is een blokgolf met een DC-offset. Eerst en vooral moet ervoor gezorgd worden dat een sinusoïdaal AC-signaal bekomen wordt aan de uitgang. Dit kan door middel van een laagdoorlaatfilter in combinatie met een resonantiecapaciteit. De hogere orde harmonischen worden zo weggefilterd en de DC-spanning die aanwezig was in het signaal komt over de resonantiecapaciteit te staan.

Een vereenvoudigd blokschema is weergegeven in figuur 4.1.



Figuur 4.1: Vereenvoudigd blokschema van de transmitter

4.2 Klasse D versterker

In hoofdstuk 3 werd beschreven hoe de resonantiefrequentie waarbij gewerkt wordt, bepaald werd. Deze frequentie bedraagt 1.7 MHz en is dus een vrij hoge waarde.

Een klasse D versterker die aan "hoge" frequenties kan werken is dus gewenst. Hier zijn niet veel

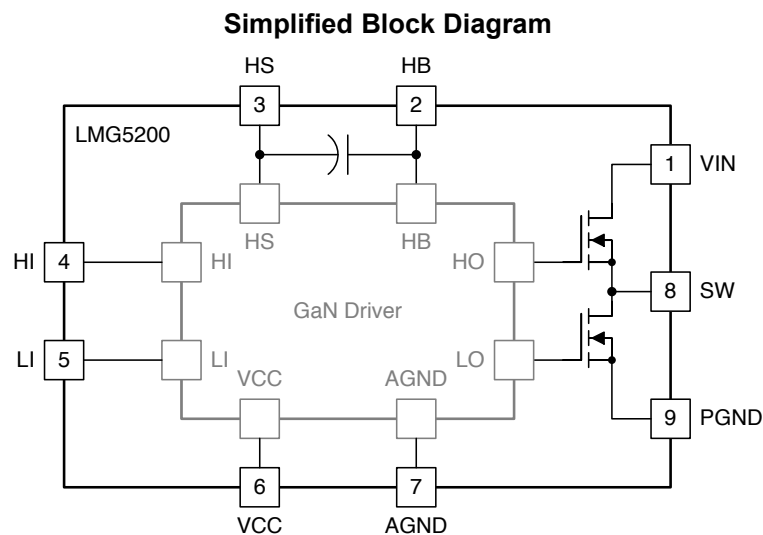
opties in. De *LMG5200* bleek een geschikte driver. Het belangrijkste voor deze toepassing is dat er een versterker is die aan voldoende hoge frequenties kan werken en ook een voldoende grote stroom kan leveren. Bij de *LMG5200* zijn spanningen tot 80 V toegelaten. Hij kan stromen leveren tot maximaal 10 A en hij heeft ook een zeer goede propagation delay van typisch 29.5 ns. De gate driver kan tot een frequentie van 10 MHz schakelen. Dit is ruim voldoende om aan de frequentie die nodig is, te kunnen schakelen.

De belangrijkste kenmerken van de klasse D versterker worden genoteerd in tabel 4.1.

$V_{IN,MAX}$	$I_{OUT,MAX}$	$t_{prop,typ}$	f_{MAX}
80 V	10 A	29.5 ns	10 MHz

Tabel 4.1: Voornaamste eigenschappen *LMG5200*

In figuur 4.2 is het vereenvoudigd blokschema weergegeven. Hierop zijn de verschillende pinnen te zien. Een korte beschrijving van deze pinnen volgt in tabel 4.2 op de pagina hierna.



Figuur 4.2: Vereenvoudigd blokschema van de *LMG5200*

Pinnummer	Pinnaam	Beschrijving
1	VIN	Hier wordt de voedingsspanning aangesloten. Dit is de amplitude van de blok golf die aan de uitgang (SW pin) bekomen wordt. Deze is verbonden met de high-side GaN FET drain.
2	HB	High-side gate driver bootstrap rail.
3	HS	High-side GaN FET source connection.
4	HI	Deze ingang zal de HO wijzigen en die zal de high-side GaN FET aansturen.
5	LI	Deze ingang zal de LO wijzigen en die zal de low-side GaN FET aansturen.
6	VCC	Hiermee wordt het IC gevoed. Hier hoort een spanning van 5 V te staan.
7	AGND	Dit is de analog ground. Het is de ground van de GaN driver.
8	SW	Dit is de switching node. Dit is de uitgang van de klasse D versterker. Hier komt een blok golf te staan die varieert tussen VIN en 0.
9	PGND	Power ground: deze is verbonden met de low-side GaN FET source.

Tabel 4.2: Bespreking pinnen *LMG5200*

In de datasheet [21] is ook terug te vinden dat door bepaalde combinaties van HI en LI de switching node gestuurd zal worden. Hier moet rekening mee gehouden worden. Wanneer HI en LI foutief aangestuurd worden, kunnen beide MOSFETs in geleiding gaan, waardoor een kortsluiting ontstaat. Dit zou ervoor zorgen dat al meteen verliezen geïntroduceerd worden. Daarom moet er gebruik gemaakt worden van een schakeling die een bepaalde dode tijd gaat introduceren tussen HI en LI zodanig dat dit probleem verdwijnt. Dit wordt verder in dit hoofdstuk behandeld.

Aan de VCC en VIN worden ontkoppelcondensatoren voorzien. Tussen HS en HB wordt een bootstrap condensator toegevoegd. Deze zal hoofdzakelijk voor de gate lading zorgen van de high-side gate drive.

4.3 DC-DC converter

De *LMG5200* moet ook gevoed worden alvorens deze kan werken. Hiervoor is een spanning tussen de 4.75 V en 5.25 V nodig. Om deze spanning te bekomen wordt gebruik gemaakt van een DC-DC omvormer die spanningen van 0 V tot 35 V kan omzetten naar 5 V.

De component die hiervoor gekozen wordt is de *TS78L05*. In de datasheet is te zien dat deze een uitgangsspanning zal hebben gelegen tussen 4.75 V en 5.25 V, wat dus ideaal is voor de *LMG5200*.

Aan zowel de ingang als aan de uitgang worden ontkoppelcondensatoren bijgeplaatst. Hier wordt gebruik gemaakt van tantalium elco's zoals voorgeschreven in de datasheet.

4.4 Dode tijd generator

Afhankelijk van de signalen aan de HI en LI pinnen, zal SW schakelen tussen een hoog niveau (VIN) en een laag niveau. In tabel 4.3 op de volgende pagina wordt weergegeven welke combina-

ties van HI en LI, welke uitgang genereren.

HI	LI	SW
L	L	Hoogimpedant
L	H	PGND
H	L	VIN
H	H	Kortsluiting

Tabel 4.3: Pincombinaties HI en LI

Wanneer aan de SW pin een blokgolf gewenst is met een duty-cycle van ongeveer 50%, dan moet er afwisselend VIN en PGND bekomen worden aan de SW pin. Dat wil zeggen dat aan HI en LI afwisselend HI: H, LI: L en HI:L, LI:H aangelegd moet worden. Dit zou gedaan kunnen worden door een bloksignaal te genereren, aan de HI klem aan te leggen, dit signaal te inverteren en aan te sluiten aan de LI klem. Een probleem dat hierbij kan optreden is dat door de propagation delay van de NAND poort het LI signaal vertraagd zijn overgang maakt. Wanneer signaal HI de overgang maakt van L naar H, dan zal signaal LI de overgang maken van H naar L, maar dan vertraagd. Dit komt door de propagation delay van de inverter.

Dit wil zeggen dat dat LI en HI op hetzelfde moment hoog zijn, wat net ten allen tijde vermeden dient te worden. Om ervoor te zorgen dat HI en LI nooit tegelijk hoog worden, wordt een dode tijd geïntroduceerd. Dit wil zeggen dat tussen de overgang van HI van H naar L, LI pas van L naar H zal veranderen wanneer het signaal HI wel degelijk laag is.

Van de *LMG5200* bestaat een evaluation board, nl. de *LMG5200EVM-02*. Bij dit evaluation board is het volledige schema gegeven ervan. Dit schema van de dead-time generator wordt exact nageemaakt. In figuur 4.3 op de pagina hierna [22] wordt duidelijk weergegeven wat er gebeurt met de signalen LI en HI. In deze figuur wordt wel de benaming LO gebruikt in plaats van LI.

Door de frequentie te kiezen aan de ingang van de dode tijd generator, ligt meteen ook de frequentie van het signaal aan de SW pin vast. De uitgang SW zal nu switchen tussen VIN en PGND aan dezelfde frequentie als het oorspronkelijk aangelegde signaal aan de dode tijd generator.

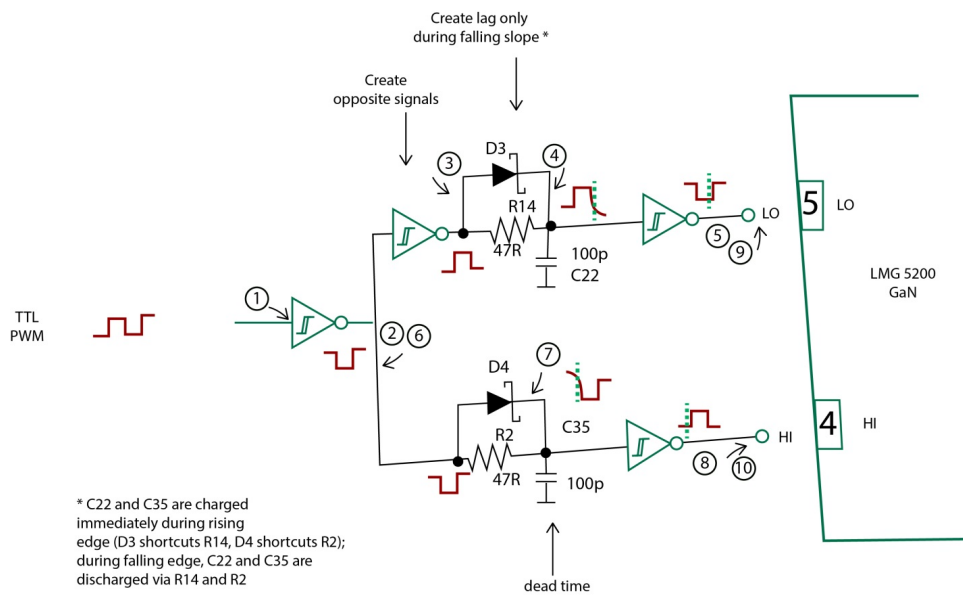
4.5 Laagdoorlaatfilter

Zoals eerder besproken komt er aan de uitgang van de klasse D versterker een blokgolf met een peak-to-peak waarde van VIN te staan. Een sinus is echter de gewenste signaalvorm.

Een blokgolf is een som van vele oneven harmonischen. Het is van de vorm:

$$V(x) = \frac{4}{\pi} \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \cdot \sin(3 \cdot \omega t) + \frac{1}{5} \cdot \sin(5 \cdot \omega t) + \dots \right) \quad (4.1)$$

De grondharmonische heeft een frequentie $f_s = \frac{\omega}{2 \cdot \pi}$, met $f_s =$ de frequentie van de grondcomponente van het aangelegde blokgolfsignaal aan de dode tijd generator = 1.7 MHz. De eerstvolgende frequentiecomponent die aanwezig is, is de derde harmonische. Deze heeft een frequentie $f_3 = 3 \cdot f_s$. Als enkel de frequentiecomponent f_s aanwezig mag blijven, dan volstaat het om een laagdoorlaatfilter of LDF te dimensioneren met een cut-off frequency van 3.4 MHz. De formule om



Figuur 4.3: Stapsgewijze werking dead time generator

de cut-off frequency te bepalen wordt gegeven in vergelijking (4.2).

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (4.2)$$

Met L_f en C_f respectievelijk de zelfinductantie en capaciteit van het laagdoorlaatfilter. Deze vergelijking kan worden omgevormd tot onderstaande vergelijking.

$$C_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot L_f} \quad (4.3)$$

De keuze $L_f = 10 \mu\text{H}$ wordt gemaakt omdat dit een spoel is die eenvoudig te verkrijgen is bij Würth Electronics. Hier kan een maximale stroom door van 2.2 A. Wanneer dit ingevuld wordt in vergelijking (4.3), wordt het volgende bekomen.

$$C_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 3.4 \cdot 10^6)^2 \cdot 10^{-5}} = 220 \text{ pF}$$

Het filter wordt gedimensioneerd met een spoel $L_f = 10 \mu\text{H}$ en $C_f = 220 \text{ pF}$.

Later, wanneer het volledige systeem operationeel werd, bleek dat dit laagdoorlaatfilter zorgde voor heel wat warmteontwikkeling. Daarom werd beslist dit LDF te verwijderen. Dit heeft als gevolg dat er aan het resonantiecircuit nu geen mooie sinus aangelegd wordt maar ook dat er geen verlies is in dit laag doorlaatfilter. Uit berekeningen bleek dat in het laagdoorlaatfilter alleen al een vermogen van 4.8 W gedissipeerd werd.

4.6 Resonantiecondensatoren

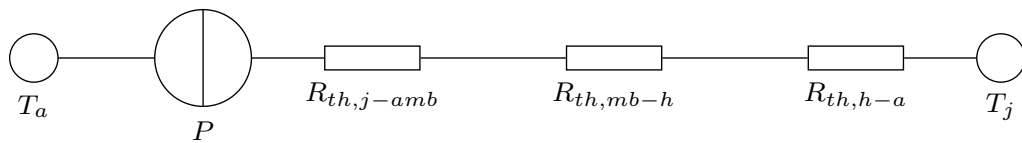
Zoals vermeld in hoofdstuk 3 dient de schakeling in resonantie gestuurd te worden en hiervoor worden condensatoren bijgeplaatst. Ze worden op de PCB zelf voorzien. Er zal gebruik gemaakt

worden van serieresonantie.

4.7 Heat sink

De klasse D versterker wordt door de grote stromen warm. Dit is een probleem. In de datasheet is te vinden dat de absolute maximale temperatuur die de junctie mag hebben, 125°C bedraagt gedurende de werking. Er moet dus voor gezorgd worden dat deze component voldoen kan afkoelen. Daarom gaat er gebruik gemaakt worden van een heat sink of koelplaat.

De *LMG5200* kan beschouwd worden als een thermische stroombron. De case waarin de component zich bevindt, de koelplaat en de verbinding tussen beiden, kunnen ieder gezien worden als thermische weerstanden. Dit is weergegeven in figuur 4.4.



Figuur 4.4: Thermisch equivalente schema van *LMG5200*

Voor deze serieschakeling geldt de volgende betrekking:

$$T_{j,max} - T_{ambient} = P_{TOT} \cdot (R_{th,j-mb} + R_{th,mb-h} + R_{th,h-a}) \quad (4.4)$$

Hierin zijn:

1. $T_{j,max}$ de maximale temperatuur van de junctie
2. $T_{ambient}$ de omgevingstemperatuur
3. $R_{th,j-mb}$ de thermische weerstand van de junctie tot de behuizing. De producent geeft dit op in de datasheet. $R_{th,j-mb} = 18^{\circ}\text{C}/\text{W}$
4. $R_{th,mb-h}$ de thermische weerstand tussen de behuizing van de component en de bevestiging ervan op de heat sink. Deze wordt bepaald door de bevestiging. Omdat er geen mounting base voorzien is wordt gebruik gemaakt van thermal adhesive tape. Deze heeft een $R_{th,mb-h} = 0.00125^{\circ}\text{C}/\text{W}$
5. $R_{th,h-a}$ de thermische weerstand van de koelplaat. Dit is wat berekend dient te worden.

Nu kan vergelijking (4.4) omgevormd worden naar $R_{th,h-a}$.

$$R_{th,h-a} = \frac{T_{j,max} - T_{ambient}}{P_{TOT}} - R_{th,j-mb} - R_{th,mb-h} \quad (4.5)$$

Eerst dient het vermogen dat theoretisch maximaal gedissipeerd gaat worden (P_{TOT}) bepaald te worden door de datasheet te bekijken. Vervolgens wordt bepaald hoeveel de temperatuur van de component mag variëren. Op basis van deze twee zaken kan de thermische weerstand berekend worden van de benodigde koelplaat.

- Het eerste vermogenverlies dat optreedt is deze door het op- en ontladen van de capacitieve load. Deze zal voldoen aan vergelijking (4.6)

$$P_1 = (2 \cdot Q_g) \cdot V_{DD} \cdot f_{SW} \quad (4.6)$$

Hierbij is Q_g de gate lading en V_{DD} de supply voltage. Q_g wordt gegeven in de datasheet en bedraagt 3.8 nC. V_{DD} is de voedingsspanning en bedraagt 5 V. Om eenvoudig te rekenen wordt gesteld dat $f_{SW} = 2$ MHz. Na invullen wordt bekomen:

$$P_1 = (2 \cdot 3.8 \cdot 10^{-9}) \cdot 5 \cdot 2 \cdot 10^6 \text{ W} = 0.076 \text{ W}$$

Het tweede vermogenverlies is er door conductieverliezen. Dit zijn ohmse verliezen die veroorzaakt worden door de ohmse weerstand van de GaN FETs hun on-resistance. Dit verlies wordt gegeven door onderstaande formule.

$$P_{COND} = [(I_{RMS(HS)})^2 \cdot RDS_{(on)HS}] + [(I_{RMS(LS)})^2 \cdot RDS_{(on)LS}] \quad (4.7)$$

Hierbij bedragen $RDS_{(on)HS}$ en $RDS_{(on)LS}$ maximaal 20 mΩ. Er wordt verondersteld dat hierbij de stroom $I_{RMS(HS)}$ en $I_{RMS(LS)}$ maximaal 3 A bedraagt. Dit is een zeer grote waarde die wellicht niet bereikt zal worden, maar op die manier wordt de worst-case situatie berekend.

$$P_{COND} = 3^2 \cdot 0.02 \text{ W} + 3^2 \cdot 0.02 \text{ W} = 0.36 \text{ W}$$

Er zijn ook nog switching losses die veroorzaakt worden door de GaN FETs die geschakeld worden. Deze zijn gelijk aan:

$$P_{SW} = V_{IN} \cdot I_{OUT} \cdot f_{SW} \cdot t_{TR} \quad (4.8)$$

In de schakeling wordt gebruik gemaakt van een maximale $V_{IN} = 30$ V. t_{TR} is de switch transition time van aan naar uit of omgekeerd. Deze werd opgemeten met een digitale oscilloscoop en bedraagt 7 ns bij 1.7 MHz. Voor de zekerheid wordt een marge geïntroduceerd en wordt de maximale t_{TR} gelijkgesteld aan 10 ns.

$$P_{SW} = 30 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \text{ W} = 1.8 \text{ W}$$

De totale vermogendissipatie is gelijk aan de som van deze drie verliezen.

$$P_{TOT} = 0.076 + 0.360 + 1.800 = 2.236 \text{ W}$$

Voor de zekerheid wordt gezegd dat de totale vermogendissipatie ongeveer 2.5 W zal zijn.

- Nu de totale vermogendissipatie gekend is, wordt de variatie van de temperatuur vastgelegd. De junctietemperatuur mag oplopen tot 125 °C. Dit is echter de temperatuur waarbij de component stuk gaat. Dit dient natuurlijk ten allen tijde vermeden te worden. Daarom wordt hier gesteld dat $T_{max} = 100$ °C. Stel dat het een warme zomerdag is, dan is $T_{ambient} = 35$ °C. Dan is de maximale temperatuuroename van de junctie: $\Delta T = T_{j,max} - T_{ambient} = 65$ °C.

Nu alle parameters gekend zijn kan vergelijking (4.5) ingevuld worden.

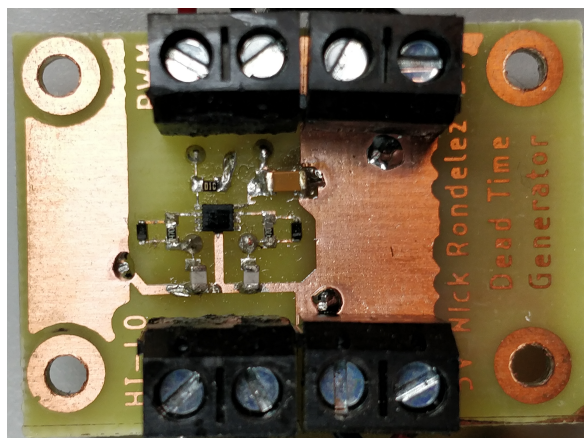
$$R_{th,h-a} = \frac{65}{2.5} - 18 - 0.00125 = 8 \text{ °C/W}$$

Er is nood aan een heat sink die een thermische weerstand heeft die kleiner of gelijk aan 8 °C/W is. Daarbovenop is er slechts een beperkte ruimte op de printplaat van 20 mm x 30 mm. Er is geen beperking in de hoogte. Een geschikte heat sink van 19 mm x 19 mm x 25 mm met een thermische weerstand van 4.9 °C wordt gevonden.

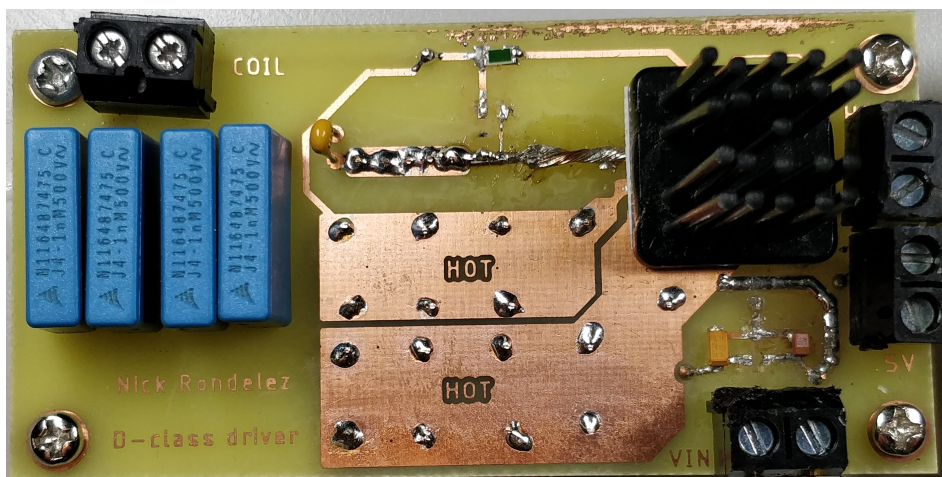
4.8 Conclusie

Een degelijk werkende transmitter werd gerealiseerd waarvan de werkfrequentie eenvoudig ingesteld kan worden door middel van een blokgolf met een 50% duty cycle. Zoals eerder vermeld wordt het LDF wel weggelaten, omdat hierin te veel verliezen optreden.

De elektronische schakeling van de klasse D versterker is weergegeven in figuur A.1 op pagina 72 en de volledige schakeling van de dode tijd generator is weergegeven in figuur A.4 op pagina 74. De printlayout van de boven- en onderzijde van de klasse D versterker zijn weer gegeven in respectievelijk figuur A.2 op pagina 73 en figuur A.3 op pagina 73. In figuur A.5 op pagina 75 en A.6 op pagina 75 is de layout van de dode tijd generator te vinden. Het uiteindelijke resultaat van beide schakelingen is weergegeven in figuur 4.5 en figuur 4.6.



Figuur 4.5: Bovenaanzicht uiteindelijke dode tijd generator



Figuur 4.6: Bovenaanzicht uiteindelijke klasse D versterker

Hoofdstuk 5

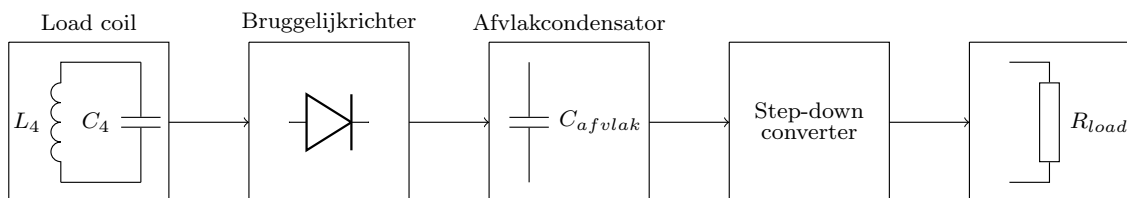
Receiver

5.1 Inleiding

Nu zijn er reeds een aantal spoelen en een transmitter die voor een AC-spanning aan de spoelen zorgt. Er kan dus al draadloze energieoverdracht gebeuren. Er is echter nog een schakeling nodig die dit kan opvangen en omzetten naar een bruikbare DC-spanning.

Om tot een constante DC-spanning te komen dient er eerst gelijkrichting en afvlakking te gebeuren. Zo wordt een DC spanning met een kleine rimpel bekomen. Door gebruik te maken van een step-down converter kan een stabiele DC-spanning bekomen worden die lager ligt dan de gelijkgerichte spanning voor de step-down converter. Door de componenten rondom deze buck goed te dimensioneren wordt de uitgangsspanning bepaald die aan de uitgang gewenst is (hier 5 V). Wanneer hieraan dan een load van $5\ \Omega$ (bijvoorbeeld een smartphone) bevestigd wordt, wordt een vermogen van 5 W bekomen aan de uitgang, namelijk 5 V, 1 A.

In figuur 5.1 is de vereenvoudigde opbouw van de receiver weergegeven.



Figuur 5.1: Vereenvoudigd blokschema van de receiver

5.2 Serie/parallel resonantie

Een belangrijke beslissing die gemaakt moet worden is of er gebruik gemaakt gaat worden van serie- of parallelresonantie. Als gebruik gemaakt wordt van serieresonantie zal het gedrag van de spoel met de condensator zijn zoals een stroombron en bij parallelresonantie zal het zich gedragen als een spanningsbron. Welke van beide nu het beste is voor deze toepassing is momenteel onbekend. Daarom wordt er op de PCB voor gezorgd dat door middel van jumpers gekozen kan worden voor serie- of parallelresonantie. Op die manier kan experimenteel bepaald worden welke resonantie voor een maximaal uitgangsvermogen zorgt aan de receiver.

5.3 Resonantiecondensatoren

Zoals reeds vermeld in hoofdstuk 3 dienen er resonantiecondensatoren bijgeplaatst te worden bij iedere spoel. Bij de receiver worden deze ook voorzien op de PCB zelf samen met een trimcondensator. Op deze manier kan de capaciteit zodanig afgeregeld worden dat de resonantiefrequentie perfect samen valt met de resonantiefrequentie van de transmitter.

5.4 Gelijkrichting

In deze paragraaf wordt de gebruikte bruggelijkrichter besproken. Om een AC-spanning om te zetten in een DC-spanning dient gelijkrichting gedaan te worden. Er is dan de keuze uit enkelzijdig gelijkrichten en dubbelzijdig gelijkrichten. Hier wordt gekozen voor dubbelzijdige gelijkrichting.

Om zo weinig mogelijk verliezen te hebben bij de gelijkrichting moeten de juiste diodes geselecteerd te worden. Er zal gekozen worden voor Schottkydiodes omdat deze een kleinere voorwaartse spanningsval hebben dan gewone diodes (slechts 0.2 V tot 0.3 V) en er is ook minder warmteontwikkeling [23]. Daarnaast hebben Schottkydiodes een “fast recovery”, wat ze beter geschikt maakt voor hoge frequenties. De gebruikte diode is *B2100-13-F*. Hierbij is er een grotere forward voltage drop van 0.69 V maar ze zijn bestand tegen grotere inverse spanningen [24].

Na de gelijkrichting zal een veranderende gelijkspanning bekomen worden die vervolgens afgevlakt wordt door een afvlakcondensator. Zo wordt een gelijkspanning bekomen met een kleine rimpel. Om ook hier zo weinig mogelijk verlies te hebben wordt gekozen voor condensatoren met een zo laag mogelijke ESR.

5.5 Buck converter

Om de gelijkgerichte spanning met kleine rimpel om te zetten in een uitgangsspanning van 5 V wordt zoals eerder gezegd gebruik gemaakt van een buck converter. De belangrijkste vereisten worden genoteerd in tabel 5.1.

$V_{IN,MAX}$	V_{OUT}	I_{OUT}
70 V	5 V	1 A

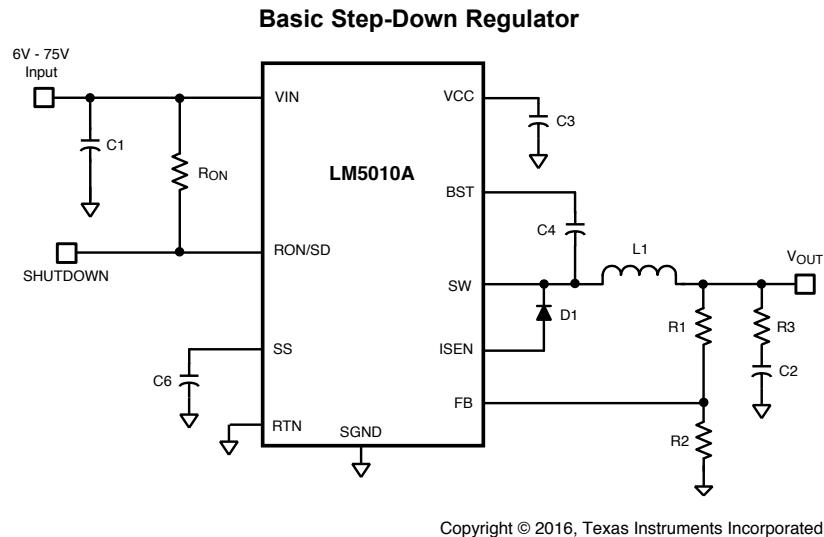
Tabel 5.1: Belangrijkste vereisten buck

$V_{IN,MAX}$ wordt bepaald door de maximaal toegelaten spanning over de dioden en de afvlakcondensatoren. V_{OUT} en I_{OUT} worden bepaald door het gewenste uitgangsvermogen dat 5 W bedraagt. Een buck dat hieraan voldoet is de *LM5010A* [25]. De voornaamste eigenschappen van dit IC is genoteerd in tabel 5.2

$V_{IN,MIN}$	$V_{IN,MAX}$	I_{OUT}
6 V	75 V	1 A

Tabel 5.2: Voornaamste eigenschappen *LM5010A*

De uitgangsspanning van de buck is instelbaar door middel van de juiste weerstanden te selecteren. Verder dienen er nog een aantal componenten geselecteerd worden om de gewenste werking te bekomen. In figuur 5.2 is de typische opbouw weergegeven met randcomponenten. De datasheet [25] wordt gevolgd voor de dimensionering van al deze randcomponenten.



Figuur 5.2: Typische dimensionering van de *LM5010A*

Om te beginnen worden de ontwerpparameters opgesomd.

- $V_{OUT} = 5\text{ V}$
- $V_{IN} = 6\text{ V tot } 75\text{ V}$
- $I_{MIN} = 0.9\text{ A}$
- $I_{MAX} = 1.1\text{ A}$
- $f_s = 175\text{ kHz}$ in overeenstemming met de datasheet.

Een lage f_s zorgt ervoor dat er weinig switching losses zijn maar dat de condensatoren en spoelen groot moeten worden in waarde en omvang. Een hoge f_s resulteert in grote verliezen maar kleine componenten. Omdat zo weinig mogelijk verliezen gewenst zijn maar de PCB niet te groot mag worden wordt voor een frequentie van 175 kHz gekozen.

1. R_1 en R_2

Deze worden bepaald aan de hand van vergelijking (5.1).

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{out}}{2.5\text{ V}} - 1 \quad (5.1)$$

Door dit in te vullen wordt een verhouding gevonden $\frac{R_2}{R_1} = 1$. Voor R_1 en R_2 wordt de weerstandswaarde van $1\text{ k}\Omega$ gekozen.

2. R_{ON}

Deze waarde kan worden bepaald aan de hand van vergelijking (5.2)

$$R_{ON} = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{NOM} - 1.4 \text{ V})}{V_{NOM} \cdot f_s \cdot 1.18 \cdot 10^{-10}} \quad (5.2)$$

V_{NOM} is de nominaleingangsspanning en deze wordt gelijkgesteld aan 12 V.

$$R_{ON} = \frac{5 \text{ V} \cdot (12 \text{ V} - 1.4 \text{ V})}{12 \text{ V} \cdot 175 \text{ kHz} \cdot 1.18 \cdot 10^{-10}} = 214 \text{ k}\Omega$$

De E12 waarde die het dichtst bij deze waarde ligt is 220 k Ω .

3. L_1

Om de buck in continuous conduction mode te houden dient de maximaal toegelaten rimpelstroom I_{OR} twee keer de minimale load current te zijn [25] [26]. Hier bedraagt deze dus 1.8 A. L_1 kan bepaald worden aan de hand van vergelijking (5.3).

$$L_1 = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN,MAX} - V_{OUT})}{I_{OR} \cdot f_{s,min} \cdot V_{IN,MAX}} \quad (5.3)$$

Hierin geldt:

$$f_{s,min} = \frac{5 \text{ V} \cdot (6 \text{ V} - 1.4 \text{ V})}{6 \text{ V} \cdot 220 \text{ k}\Omega \cdot 75 \text{ V}} = 177 \text{ kHz}$$

Nu wordt vergelijking (5.3) ingevuld en wordt als minimale waarde van L_1 een waarde 14.65 μH gevonden. Een spoel van 18 μH wordt geselecteerd met een current rating van 3.4 A.

4. Andere componenten

Er zijn ook nog een aantal andere componenten die gedimensioneerd dienen te worden, de berekening ervan is echter minder belangrijk. Deze worden samen met de andere componenten verzameld in samenvattende tabel 5.3 De gebruikte condensatoren zijn allemaal keramische condensatoren omdat deze een lage ESR hebben en er op deze manier zo weinig mogelijk Joule verliezen geïntroduceerd worden.

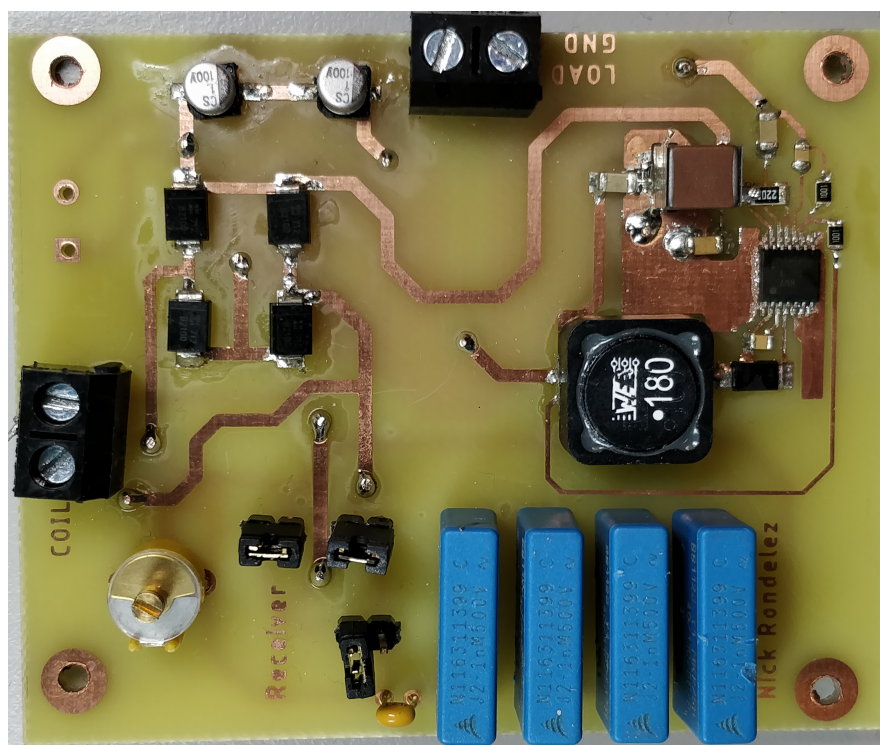
Component	Waarde	Rating
R_1	1 k Ω	
R_2	1 k Ω	
R_3	0 k Ω	
R_{ON}	220 k Ω	
L_1	18 μH	3.4 A
C_1	12 μF	75 V
C_2	12 μF	16 V
C_3	1 μF	16 V
C_4	22 nF	16 V
C_5	0.1 μF	75 V
C_6	22 nF	16 V
D_1		100 V, 2 A

Tabel 5.3: Geselecteerde componenten

5.6 Conclusie

Door de keuze van de componenten kan de receiver bij het ontvangen van een signaal dit signaal omvormen tot een DC spanning met een bepaalde rimpel. Dit wordt door de buck dan omgezet in een DC uitgangsspanning van 5 V. Wanneer hierop een load aangesloten is van 5Ω , dan kan bij een voldoende hoog ingangsvormogen aan de uitgang een vermogen van 5 W geleverd worden, op voorwaarde dat er aan de ingang van de buck converter een voldoende vermogen geleverd wordt.

Het elektronische schema van de receiver is te vinden in figuur A.7 op pagina 76. De printlayouts zijn weergegeven in figuur A.8 op pagina 77 en A.9 op pagina 77. Het werkelijke bovenaanzicht van de werkende receiver is weergegeven in figuur 5.3.



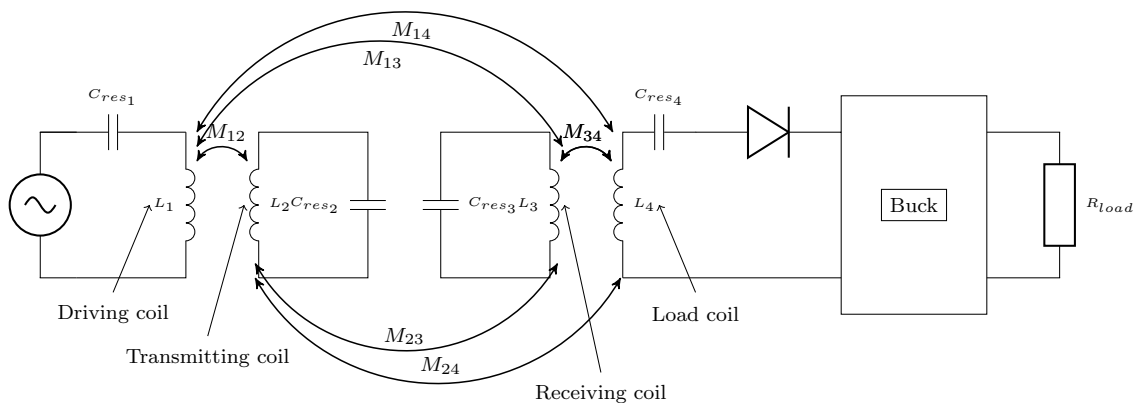
Figuur 5.3: Bovenaanzicht uiteindelijke receiver

Meetmethodologie en meetopstellingen

6.1 Inleiding

Het is de bedoeling dat de efficiëntie van het volledige systeem opgemeten wordt. Dit wil zeggen dat eerst de efficiëntie van de transmitter bepaald zal worden, waarna de linkefficiëntie en tot slot de efficiëntie van de receiver bepaald wordt. Deze metingen zullen bij twee verschillende voedingsspanningen gedaan worden, zodanig dat een vergelijking gemaakt kan worden van de efficiëntie. Alsook kan zo gekeken worden naar het vermogen dat overgedragen kan worden van de transmitter naar de receiver. Daarbij zal bij de meetmethodologie de ondervonden moeilijkheden bij het meten vermeld worden en de manier waarop dit opgelost of omzeild wordt. Er wordt ook duidelijk aangegeven hoe de meetopstelling er uit zal zien. Tot slot wordt de maximaal mogelijke linkefficiëntie bepaald.

Het volledige systeem wordt opnieuw weergegeven in figuur 6.1.



Figuur 6.1: Voorstelling resonante inductieve koppeling

6.2 Methodologie

In deze sectie wordt beschreven wat de werkwijze is om het vermogen te meten van niet-sinusoïdale signalen. Wat de afstanden zijn tussen de spoelen bij deze metingen, wordt besproken in para-

graaf 6.4 op pagina 42. Deze afstanden zijn relevant omdat bv. de receiving coil van de receiver (L_3) ook een invloed heeft op de transmitting en driving coil van de transmitter (respectievelijk L_2 en L_1). Dit zal voor iedere spoel gelden.

Er zijn drie verschillende meetmethodes toegepast om te kijken hoeveel de efficiëntie bedraagt.

1. Om het vermogen te kunnen bepalen zullen de stromen en spanningen op verschillende tijdstippen worden opgemeten met een digitale oscilloscoop. Er wordt voor gezorgd dat er minstens één periode zichtbaar is op het scherm en vervolgens wordt er met de “save” knop een .csv file (comma-separated value) opgeslaan op een USB-stick.

Met Excel is het mogelijk om deze files te openen. Het resultaat is een bestand waarin voor ieder tijdstip (per nanoseconde) een stroom en een spanning gegeven is. Door deze op ieder moment te vermenigvuldigen kunnen de ogenblikkelijke vermogens gevonden worden. Als nu één periode opgezocht wordt van de spanning en alle ogenblikkelijke vermogens binnen dit interval opgeteld worden, wordt de energie bekomen gedurende één periode. Om nu het tijdsgemiddelde vermogen te bekomen dient gedeeld te worden door het aantal meetwaarden. Het aantal meetwaarden stemt overeen met een periode in nanoseconden.

Op basis van de bekomen tijdsgemiddelde vermogens kunnen door middel van de verhoudingen ertussen de rendementen bepaald worden.

Voor de metingen wordt gebruik gemaakt van een frequentie van 1.615 MHz. Deze frequentie wordt zodanig gekozen dat het uitgestuurde vermogen van de transmitter maximaal is. In hoofdstuk 3 werd bepaald dat de Q-factor maximaal zou zijn bij 1.7MHz maar doordat de verschillende spoelen in elkaars nabijheid elkaar beïnvloeden, blijkt dat bij 1.615MHz een maximaal vermogen uitgestuurd wordt. Op de oscilloscoop zijn dan spanningen en stromen te zien met een maximale amplitude. De gebruikte voedingsspanningen bedragen 16V en 25V. De schakeling is ontworpen om tot spanningen van 30V te gaan. De eerste spanning van 16V werd gekozen om een niet al te hoge spanning aan te leggen bij de eerste tests van de schakeling en deze spanning werd dan aangehouden voor verdere metingen. Een voedingsspanning van 25V werd gekozen omdat er tot deze spanning zekerheid is dat er niets stuk kan gaan. Op deze manier wordt toch nog een marge behouden tot de maximale spanning van 30V.

Het nadeel van deze manier van opmeten wordt uitgelegd in sectie 6.3.2 op de volgende pagina.

2. De tweede manier om het vermogen op te meten is door gebruik te maken van de equivalente serieweerstand van de spoelen en condensatoren. Door de RMS waarde van de stroom door de circuits dan te meten, kan volgens $P = ESR \cdot I^2$ het vermogen in iedere coil berekend worden, met ESR de opgemeten ESR waarde in het hoofdstuk over het spoelontwerp en I de RMS waarde van de stroom doorheen ieder circuit.

Nu is geweten dat het totale vermogen aanwezig in alle spoelen, m.a.w. het uitgestraalde vermogen P_{in} , zal bestaan uit de som van alle vermogens in ieder circuit. P_{in} is dus het vermogen na de transmitter. Dit vermogen wordt weergegeven in onderstaande vergelijking.

$$P_{in} = I_1^2 \cdot RMS_1 + I_2^2 \cdot RMS_2 + I_3^2 \cdot RMS_3 + I_4^2 \cdot (RMS_4 + R_{load}) \quad (6.1)$$

Hierin is R_{load} de weerstand van de receiver. Het uitgangsvermogen wordt enkel bepaald door deze R_{load} en de stroom die erdoor vloeit.

$$P_{out} = I_4^2 \cdot R_{load} \quad (6.2)$$

Wanneer deze meetmethode toegepast wordt, blijkt echter dat de resultaten die dan bekomen worden niet reproduceerbaar zijn en bijgevolg is het dus ook niet interessant deze meetmethode toe te passen.

3. De laatste meetmethode is als volgt: Er wordt een load aangesloten op de receiving coil. De stroom door deze weerstand wordt dan gemeten, waaruit het uitgangsvermogen berekend kan worden met vergelijking (6.2) zoals in de vorige meetmethode. Als ingangsvermogen zullen de DC spanning en stroom gebruikt worden. Dit wordt weergegeven in vergelijking (6.3).

$$P_{in} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (6.3)$$

Het rendement dat hieruit berekend kan worden is de transmitter + linkefficiëntie.

De metingen gebeuren aan een bepaalde frequentie waarvoor de efficiëntie het grootste is. Deze frequentie wordt bepaald door eerst de stroom door coil L_1 op te meten en dan de frequentie zodanig af te regelen dat de stroom hierdoor maximaal is. Vervolgens wordt de stroom door spoel L_4 opgemeten. De resterende schakelingen hun trimcondensator wordt zodanig afgeregeld dat er een maximale stroom doorheen de receiving coil L_4 gaat voor een bepaalde weerstand. Per weerstand worden drie verschillende metingen gedaan. Tussen iedere meting wordt een halve minuut gewacht. Daarna wordt de gemiddelde waarde van de efficiëntie η bij iedere load berekend.

6.3 Belangrijke beschouwingen

6.3.1 Gevoeligheid aan vervorming

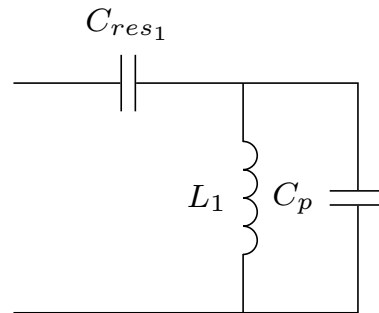
Wanneer het volledige systeem met de draadgewonden pancake coils verplaatst wordt en de uiteinden van de geleiders dus wat verplaatst worden, is er een lichte verandering in de zelfinductantie en parasitaire capaciteit van de spoelen zelf. Dit zorgt ervoor dat de resonantiefrequentie al kan veranderen doordat de geleiders een beetje anders gelegd worden. Hoe sterk een kleine verandering van capaciteit een invloed kan hebben op de resonantiefrequentie wordt in de volgende paragraaf uitgewerkt met een voorbeeld. Dit zijn zaken die de metingen moeilijker maken, omdat er telkens opnieuw de afregeling gedaan moet worden tot de resonantiefrequentie bereikt wordt. Dit effect kan geminimaliseerd worden door de uiteinden te twisten. Toch kan dit niet volledig weggewerkt worden.

6.3.2 Parasitaire capaciteit spanningsprobe

Omdat bij het resonantiecircuit, tussen de condensatoren en de coil, spanningen zijn die hoog kunnen oplopen (afhankelijk van de voedingsspanning tot $400 V_{\text{rms}}$) wordt er gebruik gemaakt van differentiële hoogspanningsprobes. Hiermee kunnen spanningen tot $600 V_{\text{rms}}$ gemeten worden [27]. De klassieke probes uit het labo konden niet gebruikt worden voor de metingen omdat deze bij DC slechts kunnen meten tot een spanning van $300 V_{\text{rms}}$. Uit de karakteristiek in de datasheet blijkt dat deze probes bij een frequentie van 1.6 MHz slechts een maximale spanning mogen meten die veel kleiner is [28].

De hoogspanningsprobe heeft als voordeel dat deze “slechts” een parasitaire capaciteit heeft van 7 pF, in tegenstelling tot de klassieke probe die een parasitaire capaciteit heeft van 12 pF.

Deze parasitaire capaciteit zal echter een relatief grote invloed hebben. Dit wordt aangetoond in het geval van de driving coil, maar hetzelfde probleem treedt op in de transmitting coil, receiving coil en load coil. De meetsituatie wordt weergegeven in figuur 6.2. Hierin is L de zelfinductantie van de driving coil, C_{res} de bijgeplaatste resonantiecapaciteit en C_p de parasitaire capaciteit afkomstig van de spanningsprobe.



Figuur 6.2: Situatieschets meting met spanningsprobe

In hoofdstuk 3 werden de capaciteiten berekend die nodig waren om een resonantiekring te vormen met de driving coil. Het gaat hier om het eerste spoelontwerp. De berekende waarde van 180 pF was echter een benadering. In werkelijkheid wordt gevonden dat voor een frequentie van 1.615 MHz de schakeling volledig in resonantie is, tenminste wanneer de spanningsprobes hierop aangesloten zijn. De capaciteit C_{res} die hiermee overeenstemt bedraagt 202 pF, afgeleid uit metingen. Dit kan ook aangetoond worden aan de hand van vergelijking (3.2) door gebruik te maken van de in hoofdstuk 3 gemeten zelfinductantie van de driving coil.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{48.11 \cdot 10^{-6} \cdot 202 \cdot 10^{-12}}} = 1.614 \text{ MHz}$$

Wanneer de transmitterskring ideaal afgeregeld is met de spanningsprobes aangesloten, zal de parasitaire capaciteit van de spanningsprobe die parallel geplaatst wordt met de spoel (en dus in serie met de resonantiecondensatoren aangezien gewerkt wordt met serieresonantie), ervoor zorgen dat de werkelijke capaciteit, afkomstig van de berekende resonantiecondensatoren, 7 pF kleiner is en dus 195 pF bedraagt.

Nu kan de resonantiefrequentie opnieuw berekend worden door middel van onderstaande vergelijking die bekomen wordt door het afleiden van de resonantiefrequentie van de schakeling in figuur 6.2.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot (C_p + C_{res})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{48.11 \cdot 10^{-6} \cdot 195 \cdot 10^{-12}}} = 1.643 \text{ MHz}$$

Gewoon door de spanningsprobes los te koppelen is de resonantiefrequentie met 30 kHz verschoven, waardoor veel minder energie wordt uitgestuurd aangezien de stroom door de driving coil kleiner is en op die manier ook het magnetisch veld kleiner is. Dit wil dus zeggen dat de metingen van vermogens beïnvloed worden door de meting zelf.

Hoe dit probleem opgelost of geminimaliseerd werd, wordt kort geïllustreerd aan de hand van een voorbeeld. Wanneer de spanningsprobes aangesloten werden op de transmitter, vloeide er uit de

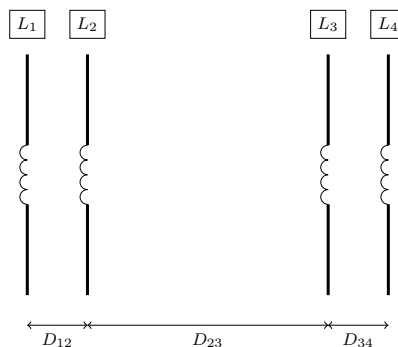
DC-voeding een stroom van 345 mA bij een spanning van 16 V. Wanneer de spanningsprobes verwijderd worden wordt de spanning van 16 V behouden, maar daalt de stroom tot 77 mA. Nu wordt er een trimcondensator parallel geplaatst met de driving coil. De trimcondensator staat zo op exact dezelfde plaats als waar de spanningsprobes aangesloten werden. Nu wordt de trimcondensator zodanig afgeregeld dat aan de DC voeding opnieuw een stroom vloeit van 345 mA.

Deze oplossing is nog vrij gemakkelijk voor de driving coil en de transmitting coil, maar voor de receiving coil en load coil is dit moeilijker om te meten. Daar wordt ook een trimcondensator bijgeplaatst, maar wordt door middel van een stroomprobe en een oscilloscoop gekeken wanneer de amplitude van de stroom ongeveer maximaal is.

In de vorige paragraaf werd ook uitgelegd dat door verplaatsing van de draden ook de resonantiefrequentie beïnvloed wordt. Als het gewenst is dat er altijd aan eenzelfde frequentie gewerkt wordt, dan zal de afregeling met de potentiometer telkens opnieuw moeten gebeuren. Dit is alles behalve handig, maar het is wel de eenvoudigste beschikbare oplossing.

6.4 Meetopstellingen

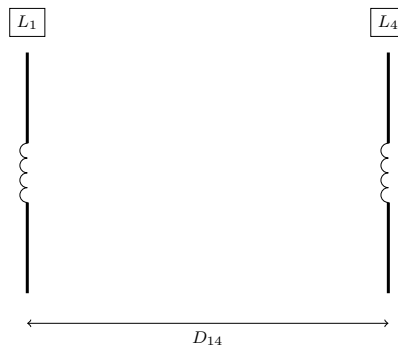
Er worden drie meetopstellingen beschouwd. Voor iedere meetopstelling zullen verschillende weerstandswaarden aangesloten worden om zo te bepalen wat de efficiëntie is. De eerste is weergegeven in figuur 6.3. Dit is de normale meetopstelling die beoogd werd bij de start van deze masterproef. Afstand D_{12} en D_{34} zijn hetzelfde. Hiervoor wordt een afstand van 9.0 cm gekozen. $D_{23} = 22.0$ cm zodanig dat een totale afstand van 40.0 cm overbrugd kan worden.



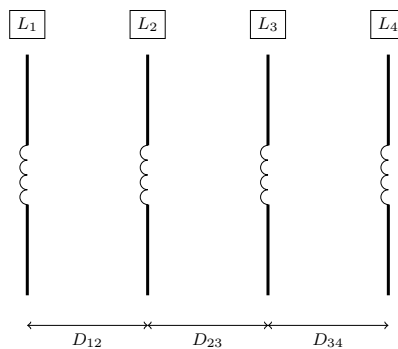
Figuur 6.3: Meetopstelling 1: magnetische resonantie met vier spoelen

De tweede meetopstelling staat in figuur 6.4 op de volgende pagina. Deze meetopstelling werd gemaakt zonder spoelen 2 en 3 zodanig dat de vergelijking gemaakt kan worden tussen de meetopstelling met 2 spoelen en de meetopstelling met 4 spoelen. Om beide meetopstellingen te kunnen vergelijken wordt afstand D_{14} even groot genomen als bij de eerste meetopstelling. Dit bedraagt dus 40.0 cm.

De derde en laatste meetopstelling is terug een meetopstelling met vier spoelen, maar hier zullen spoel 2 en 3 fungeren als "relay coils". Deze relay coils zullen werken als versterkers of repeaters. Op deze manier zou het mogelijk zijn om grotere afstanden te overbruggen met een grotere efficiëntie. De afstanden tussen alle coils zijn nu even groot gekozen. $D_{12} = D_{23} = D_{34} = 13.3$ cm. Dit is te zien in figuur 6.5 op de pagina hierna. Door deze afstanden te kiezen is $D_{14} = 40.0$ cm. Nu de afstand tussen de receiving en transmitting coil hetzelfde is als in meetopstelling 1 en 2 kunnen de bekomen resultaten met elkaar vergeleken worden.



Figuur 6.4: Meetopstelling 2: inductieve koppeling met twee spoelen



Figuur 6.5: Meetopstelling 3: relay coils

6.5 Maximale linkefficiëntie

In paragraaf 2.7 werd reeds een theoretische vergelijking afgeleid om de maximale linkefficiëntie te bepalen. Deze werd gegeven door vergelijking (2.17). Hiervoor dienen eerst de vergelijkingen in (2.27) ingevuld te worden. Alvorens dit gedaan kan worden, worden z_1 , z_2 , z_3 en z_4 berekend. Aangezien de werkingsfrequentie zo gekozen wordt dat er resonantie optreedt voor de waarden van L_i en C_i , geldt:

$$z_i = j\omega \cdot L_i + \frac{1}{j\omega \cdot C_i} + r_i = r_i$$

Hierbij is r_i de equivalente serieweerstand van schakeling i . Dit is genoteerd in tabel 6.1.

Spoel	L [μH]	ESR [Ω]
1	51.18	7.2
2	51.66	4.3
3	52.51	4.5
4	50.96	7.3

Tabel 6.1: Zelf-inductantie en ESR van de spoelen bij 1.594 MHz

Op basis van de koppelfactoren die bepaald werden in paragraaf 3.5 kan de mutuele inductantie bepaald worden.

$$\begin{cases} M_{12} = k_{12}\sqrt{L_1 \cdot L_2} = 0.717\sqrt{51.18 \cdot 51.66 \cdot 10^{-12}} = 36.87 \mu\text{H} \\ M_{23} = k_{23}\sqrt{L_2 \cdot L_3} = 0.404\sqrt{51.66 \cdot 52.51 \cdot 10^{-12}} = 21.04 \mu\text{H} \\ M_{34} = k_{34}\sqrt{L_3 \cdot L_4} = 0.287\sqrt{51.18 \cdot 50.96 \cdot 10^{-12}} = 14.66 \mu\text{H} \end{cases}$$

Nu deze gekend zijn kunnen de vergelijkingen in (2.27) ingevuld worden. De frequentie waarvoor deze berekeningen gebeuren is voor de resonantiefrequentie. Dit wil zeggen dat $\omega_0 = \omega_{res} = 2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$.

$$\begin{cases} z_{11} = 7.2 + j \frac{(2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6)^2 \cdot (36.87 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 4.5}{(2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6)^2 \cdot (21.04 \cdot 10^{-6})^2 + 4.3 \cdot 4.5} = (7.2 + j3.07) \Omega \\ z_{22} = 7.3 + j \frac{(2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6)^2 \cdot (14.66 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 4.3}{(2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6)^2 \cdot (21.04 \cdot 10^{-6})^2 + 4.3 \cdot 4.5} = (7.3 + j2.09) \Omega \\ z_{12} = -j \frac{(2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6)^3 \cdot 36.87 \cdot 10^{-6} \cdot 21.04 \cdot 10^{-6} \cdot 14.66 \cdot 10^{-6}}{(2\pi \cdot 1.594 \cdot 10^6)^2 \cdot 21.04^2 + 4.3 \cdot 4.5} = -j257.2 \Omega \end{cases}$$

Hieruit volgt dat $r_{11} = 7.2 \Omega$, $x_{11} = 3.07 \Omega$, $r_{22} = 7.3 \Omega$, $x_{22} = 3.07 \Omega$, $r_{12} = 0 \Omega$ en $x_{12} = -257.2 \Omega$. Door het invullen van vergelijkingen (2.18), (2.19), (2.20) en (2.21) worden onderstaande waarden gevonden.

$$\xi^2 = \frac{0^2}{7.2 \cdot 7.3} = 0$$

$$\chi^2 = \frac{257.2^2}{7.2 \cdot 7.3} = 1258.6$$

$$\theta_r = \sqrt{1 + 1258.6} \cdot \sqrt{1} = 35.5$$

$$\theta_x = \sqrt{1258.5} \cdot 0 = 0$$

Op basis van al deze waarden kan door invullen van (2.17) het volgende gevonden worden:

$$\eta_{link,max} = \frac{0 + 1258.6}{(35.5 + 1)^2} = 0.944$$

Theoretisch bedraagt de maximale linkefficiëntie 94.4% voor een afstand van 40.0 cm bij de eerste meetopstelling.

Hoofdstuk 7

Metingen

7.1 Inleiding

In hoofdstuk 6 werd reeds nagegaan hoe de transmitter+link efficiëntie en overgedragen vermogens gemeten kunnen worden. De berekende efficiënties zijn nuttig om een idee te krijgen van hoe goed de overdracht is. Toch zegt dit op zich niet veel. Wanneer het vergeleken wordt met een opstelling die gebruik maakt van twee spoelen, pas dan zal gezegd kunnen worden of de opstelling met vier spoelen weldegelijk beter is dan met twee spoelen. Daarom zal de vergelijking gemaakt worden in wat volgt. Alsook wordt er een derde meetopstelling bij betrokken om te kijken hoe goed deze presteert.

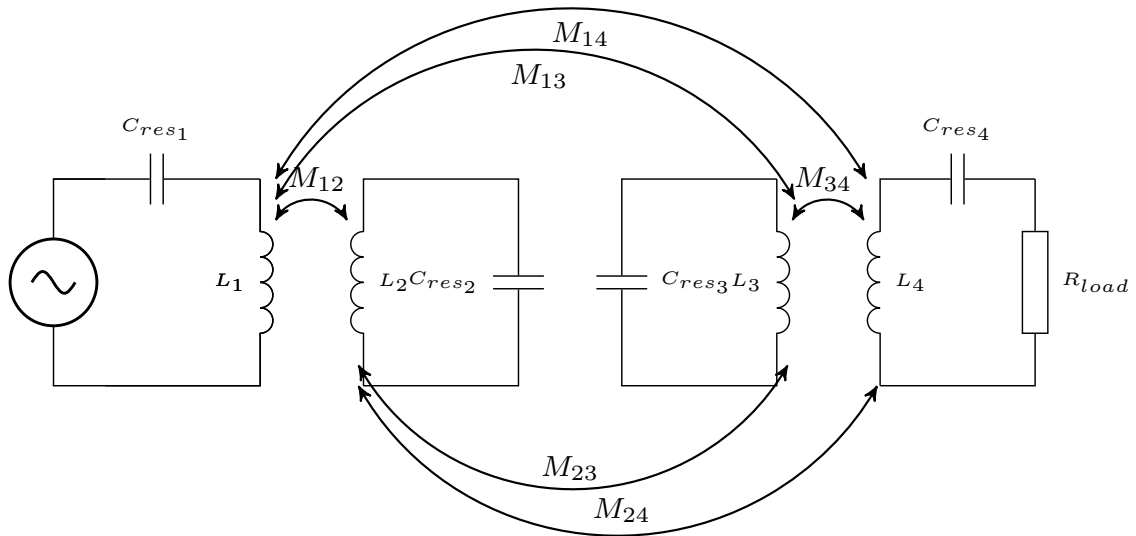
Uit metingen blijkt dat het niet eenvoudig is om de transmitter efficiëntie correct te bepalen. De resultaten waren niet reproduceerbaar. Door de moeilijkheid dat aangekaart werd in paragraaf 6.3.2 op pagina 40, zal voor de derde meetmethodologie gekozen worden uit paragraaf 6.2 op pagina 38. Voor iedere meetopstelling zullen aan coil 4 rechtstreeks een aantal verschillende weerstanden aangesloten worden. Op deze manier kan bepaald worden voor welke load een maximale efficiëntie bereikt wordt. De DC spanning en stroom wordt genoteerd, samen met de stroom door de load in de vierde spoel. Aan de hand van een Excel-bestand worden dan het aangelegde DC vermogen en het vermogen door de load berekend.

7.2 Meetopstelling 1: magnetische resonantie met vier spoelen

Het equivalente schema van de meetopstelling is weergegeven in figuur 7.1 op de pagina hierna. De meetopstelling zelf komt overeen met deze in figuur 6.3 op pagina 42. Voor deze meetopstelling bedraagt de werkfrequentie 1.594 MHz omdat aan deze frequentie de grootste efficiëntie behaald kan worden. Foto's van de werkelijke meetopstelling zijn bijgevoegd in figuren 7.2 op pagina 47 en 7.3 op pagina 47

7.2.1 Voedingsspanning 16 V

De in de Excel-file berekende vermogens worden genoteerd in tabel 7.1 op de pagina hierna wanneer gebruik gemaakt wordt van een voedingsspanning van 16 V. Om exacte waarden te bekomen wordt R_{load} telkens gemeten. De gebruikte Excel-file met alle berekeningen is terug te vinden in figuur 7.4 op pagina 48.



Figuur 7.1: Algemene meetopstelling transmitter + link efficiëntie voor vier spoelen

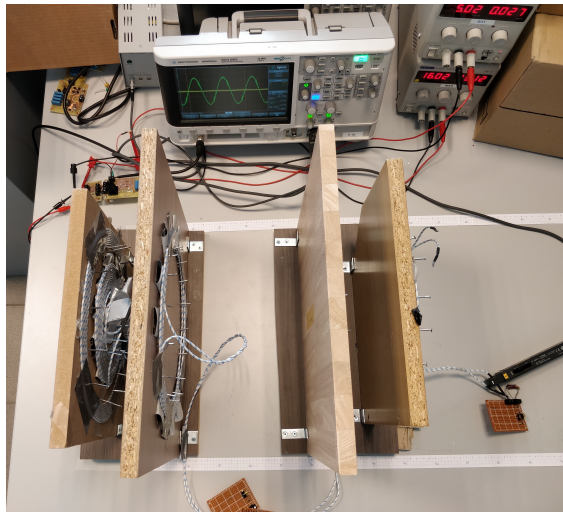
Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
6.0	2.256	0.401	17.76
7.2	2.320	0.442	19.03
8.2	2.389	0.468	19.60
10.1	3.387	0.661	19.52
10.2	2.448	0.513	20.94
11.8	2.507	0.736	21.91
15.2	2.688	0.736	20.71
18.3	2.715	0.787	20.33
25.0	2.928	0.813	19.64
33.2	3.045	0.691	17.98
49.9	3.253	0.668	15.08
99.9	3.541	0.512	9.64

Tabel 7.1: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V opstelling 1

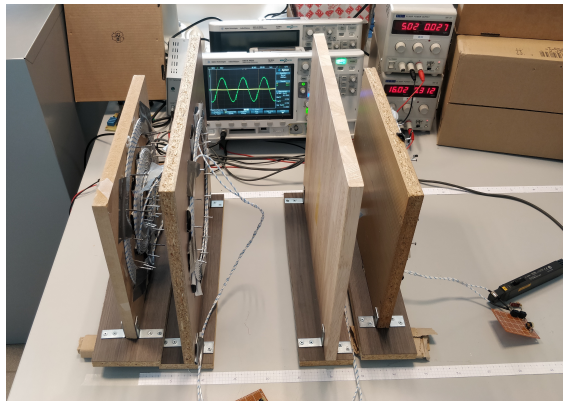
De maximale efficiëntie die opgemeten werd bedraagt 21.91% en wordt gevonden bij een weerstand van 11.8 Ω . Het maximale ontvangen vermogen wordt niet bereikt bij 11.8 Ω , maar wel bij 25 Ω . Deze bedraagt dan 0.813 W. Het verloop van de efficiëntie wordt weergegeven in figuur 7.4 op pagina 48.

7.2.2 Voedingsspanning 25 V

Er wordt opnieuw tewerk gegaan zoals voor een voedingsspanning van 16 V. De waarden worden genoteerd in tabel 7.2 op de volgende pagina. In figuur B.2 op pagina 80 zijn alle berekeningen en tussenresultaten genoteerd.



Figuur 7.2: Foto gebruikte meetopstelling



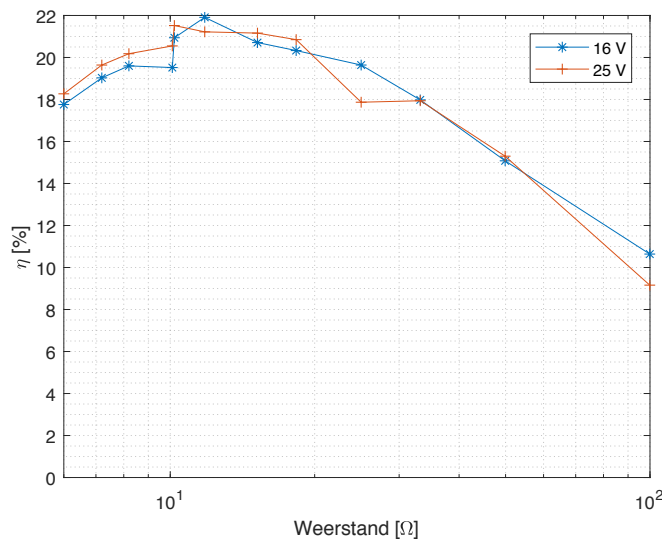
Figuur 7.3: Foto gebruikte meetopstelling

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
6.0	5.342	0.976	18.27
7.2	5.492	1.078	19.64
8.2	5.650	1.140	20.18
10.1	7.983	1.640	20.55
10.2	5.817	1.252	21.52
11.8	5.950	1.262	21.22
15.2	6.342	1.342	21.16
18.3	6.400	1.334	20.85
25.0	6.983	1.248	17.87
33.2	7.664	1.374	17.94
49.9	7.550	1.155	15.30
99.9	8.658	0.791	9.16

Tabel 7.2: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 25 V opstelling 1

De maximale transmitter + link efficiëntie die opgemeten werd voor een spanning van 25 V bedraagt 21.52% en wordt gevonden bij een weerstand van $10.2\ \Omega$. Net zoals bij de voedingsspanning van 16 V wordt het grootste vermogen niet ontvangen daar waar de efficiëntie het hoogste is. Dit is bij een weerstand van $10.1\ \Omega$ en hier bedraagt het ontvangen vermogen 1.640 W.

Een grafische voorstelling van deze resultaten is weergegeven in figuur 7.4. Hierin kunnen de outliers verklaard worden doordat deze weerstanden draadgewonden vermogenweerstand zijn. Deze draadgewonden weerstanden hebben een grotere parasitaire capaciteit door de windingen, wat ervoor zorgt dat de resonantiefrequentie van de receiving coil licht verschuift zoals beschreven in sectie 6.3.2 op pagina 40.



Figuur 7.4: Verloop efficiëntie bij voedingsspanning van 16 V en 25 V voor meetopstelling 1

7.2.3 Conclusie

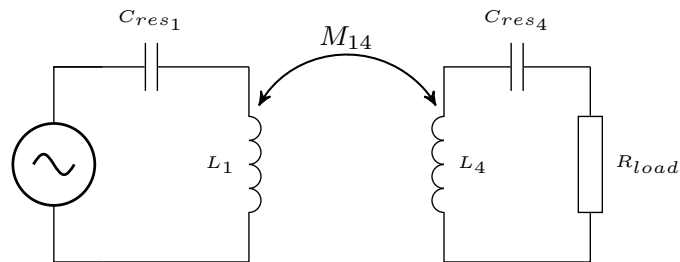
Uit deze metingen kan geconcludeerd worden dat de efficiëntie licht afhankelijk is van de aangelegde voedingsspanning en in meerdere mate van de belasting die wordt aangesloten. De efficiëntie neemt toe tot 21.91% bij een weerstand van $11.8\ \Omega$ wanneer een voedingsspanning van 16 V gebruikt wordt. Voor een voedingsspanning van 25 V ligt dit anders. Daar bedraagt de maximale efficiëntie 21.52% wanneer een load van $15.2\ \Omega$ gebruikt wordt.

De aangelegde en overgedragen vermogens zijn aan de lage kant. Aangezien de aangelegde vermogens bij 16 V slechts rond de 3 W liggen is het sowieso al onmogelijk om heel grote vermogens over te dragen. Bij een voedingsspanning van 25 V zijn de uitgestuurde vermogens al groter, maar de efficiëntie is onvoldoende hoog om meer dan 2 W te ontvangen.

Rendementen van 20% zijn niet heel hoog, maar als er rekening mee gehouden wordt dat het gaat over een afstand van 40.0 cm tussen transmitter en receiver is dit toch een mooi resultaat.

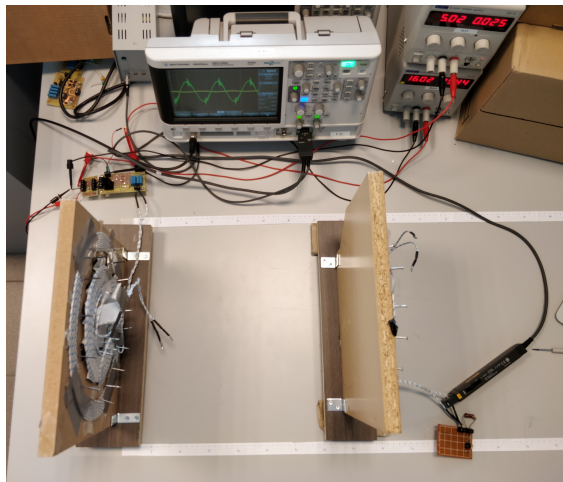
7.3 Meetopstelling 2: inductieve koppeling met twee spoelen

Voor deze meting wordt de meetopstelling uit figuur 6.4 op pagina 43 gebruikt. Dezelfde meetmethode wordt toegepast als voor vier spoelen. De resonantieschakelingen worden nu echter weggelaten. Op die manier zullen enkel spoel L_1 en L_4 energie uitwisselen zoals weergegeven in figuur 7.5 en figuur 6.4 op pagina 43. Er is slechts één koppeling en dit is deze tussen spoel L_1 en L_4 . De receiver en transmitter bevinden zich ook hier op een afstand van 40.0cm van elkaar.



Figuur 7.5: Algemene meetopstelling transmitter + link efficiëntie voor twee spoelen

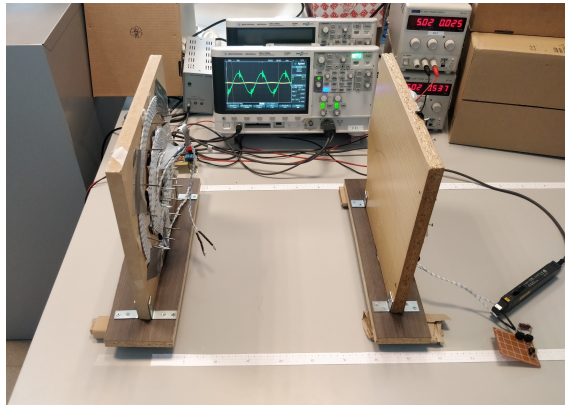
Voor de meting zullen exact dezelfde weerstanden gebruikt worden als deze die gebruikt zijn voor de metingen met vier spoelen. Eerder werd vermeld dat de spoelen elkaar beïnvloeden doordat ze in de buurt van elkaar gebracht worden. Voor deze opstelling is het zo dat spoel L_2 en L_3 er niet zijn, wat de zelfinductantie van spoel L_1 en L_4 verandert ten opzichte van de metingen met vier spoelen. Hierdoor zal de resonantiefrequentie verschuiven. De nieuwe resonantiefrequentie ligt bij 1.400MHz.



Figuur 7.6: Foto gebruikte meetopstelling

7.3.1 Voedingsspanning 16V

De klasse D versterker krijgt een ingangssignaal aan een frequentie van 1.400MHz. De belangrijkste resultaten uit de Excel-file in figuur B.3 op pagina 81 zijn genoteerd in tabel 7.3 op de volgende pagina.



Figuur 7.7: Foto gebruikte meetopstelling

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
6.0	5.056	0.502	9.92
7.2	5.232	0.581	11.10
8.2	5.360	0.610	11.38
10.1	5.189	0.641	12.36
10.2	5.867	0.642	10.94
11.8	5.307	0.679	12.80
15.2	5.408	0.694	12.83
18.3	5.488	0.712	12.97
25.0	5.568	0.669	12.02
33.2	5.771	0.627	10.87
49.9	6.219	0.547	8.79
99.9	6.096	0.337	5.53

Tabel 7.3: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V opstelling 2

Uit deze meting blijkt dat een maximale efficiëntie behaald wordt van 12.97% bij een weerstand van 18.3 Ω . Hierbij wordt ook het maximale vermogen ontvangen, namelijk 0.712 W. Het verloop is terug te vinden in figuur 7.8 op pagina 52.

7.3.2 Voedingsspanning 25 V

De metingen worden hernomen, deze keer voor een voedingsspanning van 25 V. De resultaten worden genoteerd in figuur 7.4 op de volgende pagina. De berekeningen die gedaan zijn in Excel zijn toegevoegd aan de bijlagen in figuur B.4 op pagina 82.

Een maximale efficiëntie van 12.99% wordt bereikt voor een load van 11.8 Ω . Het vermogen dat ontvangen wordt is maximaal bij een weerstand van 18.3 Ω . In figuur 7.8 op pagina 52 is het verloop van de efficiëntie weergegeven.

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
6.0	11.433	1.106	9.67
7.2	11.833	1.282	10.84
8.2	12.108	1.354	11.18
10.1	11.675	1.421	12.17
10.2	13.575	1.440	10.61
11.8	11.783	1.531	12.99
15.2	12.150	1.526	12.56
18.3	12.533	1.581	12.62
25.0	12.492	1.494	11.96
33.2	12.950	1.394	10.77
49.9	12.908	1.123	8.70
99.9	13.850	0.756	5.46

Tabel 7.4: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 25 V opstelling 2

7.3.3 Conclusie

De overgedragen vermogens zijn ook hier aan de lage kant.

In het algemeen ligt de efficiëntie bij de hogere voedingsspanning ook lager. Dit was te verwachten. Dit komt door vergelijking (4.8) dat gebruikt werd bij het bepalen van de heat sink. De switching losses zouden toenemen naarmate V_{IN} toeneemt. Uit de meetresultaten blijkt dat dit ook hier het geval is.

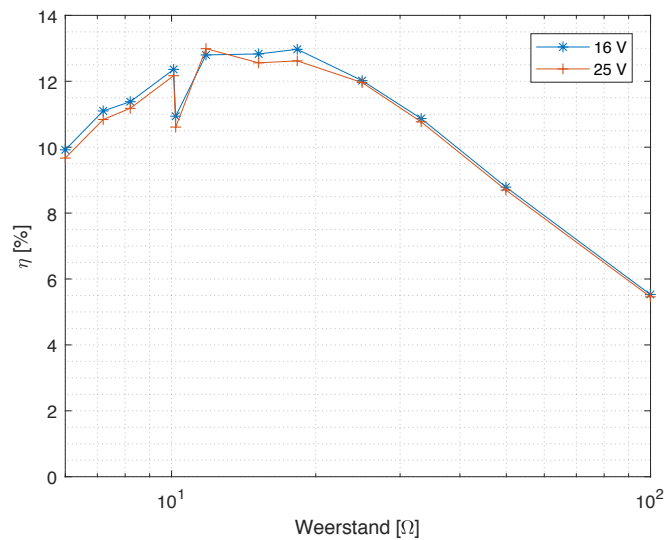
7.4 Meetopstelling 3: relay coils

Tot slot wordt de meetopstelling in figuur 6.5 op pagina 43 gemaakt. Dezelfde meetmethode zal opnieuw worden toegepast. Hoe dit er in werkelijkheid uit ziet is te zien in figuur 7.9 op de volgende pagina en figuur 7.10 op pagina 53. De gebruikte werkfrequentie voor deze opstelling bedraagt 1.402 MHz.

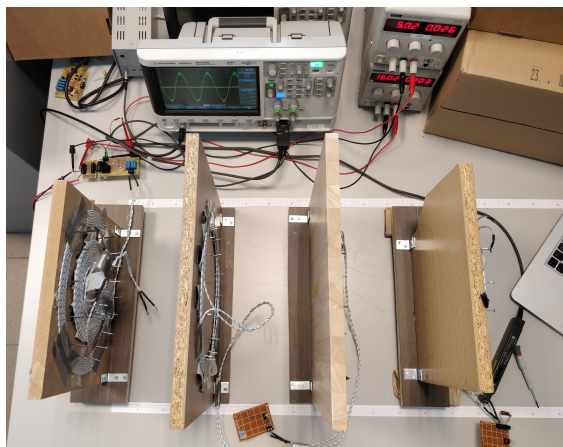
7.4.1 Voedingsspanning 16 V

Er worden verschillende loads geplaatst, zodanig dat de meest efficiënte situatie afgelezen kan worden. De resultaten worden genoteerd in tabel 7.5 op pagina 53. Deze werden bepaald aan de hand van berekeningen in Excel, bijgevoegd in figuur B.5 op pagina 83.

In de tabel is te zien dat een maximale efficiëntie bekomen wordt van 53.51 % bij een weerstand van 149 Ω . Hierbij wordt een vermogen overgedragen van 1.507 W. Een maximale hoeveelheid vermogen wordt overgedragen bij een load van 55.3 Ω en bedraagt 1.980 W. De efficiëntie wordt grafisch weergegeven in figuur 7.11 op pagina 53.



Figuur 7.8: Verloop efficiëntie bij voedingsspanning van 16 V en 25 V voor meetopstelling 2

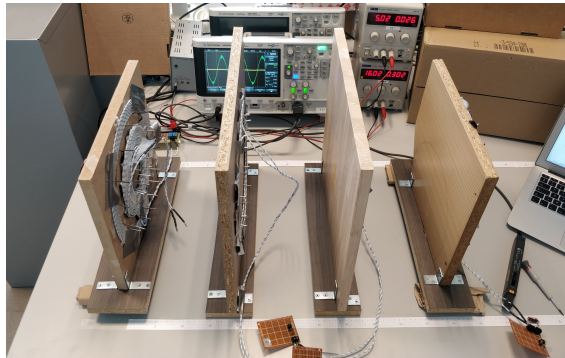


Figuur 7.9: Foto gebruikte meetopstelling

7.4.2 Voedingsspanning 25 V

De belangrijkste resultaten die volgen uit Excel berekeningen in figuur B.6 op pagina 84, worden genoteerd in tabel 7.6 op pagina 54.

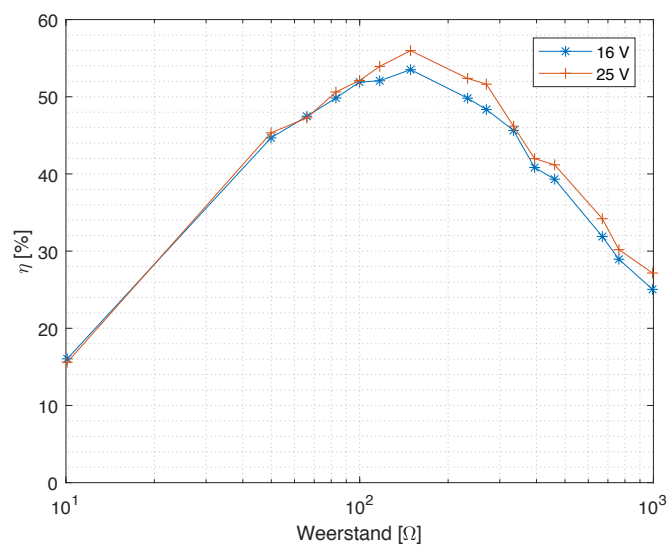
De maximale efficiëntie van 55.98% wordt bekomen bij een weerstand van 149 Ω . Het vermogen dat hierbij wordt overgedragen bedraagt 3.821 W. Een maximale hoeveelheid vermogen wordt opnieuw overgedragen bij een load van 55.3 Ω en bedraagt 4.758 W. De grafische voorstelling van de efficiëntie bevindt zich in figuur 7.11 op de pagina hierna.



Figuur 7.10: Foto gebruikte meetopstelling

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
10.1	6.960	1.117	16.05
55.3	4.432	1.980	44.67
66.1	4.107	1.949	47.47
83.0	3.685	1.837	49.84
97.6	3.424	1.777	51.90
117	3.168	1.649	52.07
149	2.816	1.507	53.51
233	2.251	1.121	49.82
270	2.096	1.013	48.35
334	1.904	0.869	45.63
394	1.776	0.725	40.83
461	1.669	0.657	39.32
670	1.472	0.469	31.89
763	1.419	0.411	28.95
993	1.328	0.333	25.04
9910	1.040	0.143	13.76

Tabel 7.5: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V opstelling 3



Figuur 7.11: Verloop efficiëntie bij voedingsspanning van 16 V en 25 V voor meetopstelling 3

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
10.1	15.417	2.405	15.60
55.3	10.500	4.758	45.32
66.1	9.675	4.572	47.26
83	8.775	4.442	50.62
97.6	8.125	4.234	52.10
117	7.600	4.099	53.93
149	6.825	3.821	55.98
233	5.350	2.802	52.38
270	5.008	2.586	51.63
334	4.475	2.067	46.19
394	4.158	1.746	41.98
461	3.950	1.627	41.18
670	3.467	1.186	34.20
763	3.288	0.993	30.19
993	3.075	0.835	27.16
9910	2.400	0.248	10.32

Tabel 7.6: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 25 V opstelling 3

7.4.3 Conclusie

Bij een hogere voedingsspanning wordt de maximale efficiëntie groter dan voor een lagere voedingsspanning. Dit is opvallend omwille van redenen die eerder besproken zijn. Over een afstand van 40.0 cm kunnen vermogens overgedragen worden met een transmitter + link efficiëntie van meer dan 50%, wat behoorlijk goed is. Daarbij is het overgedragen vermogen vrij groot.

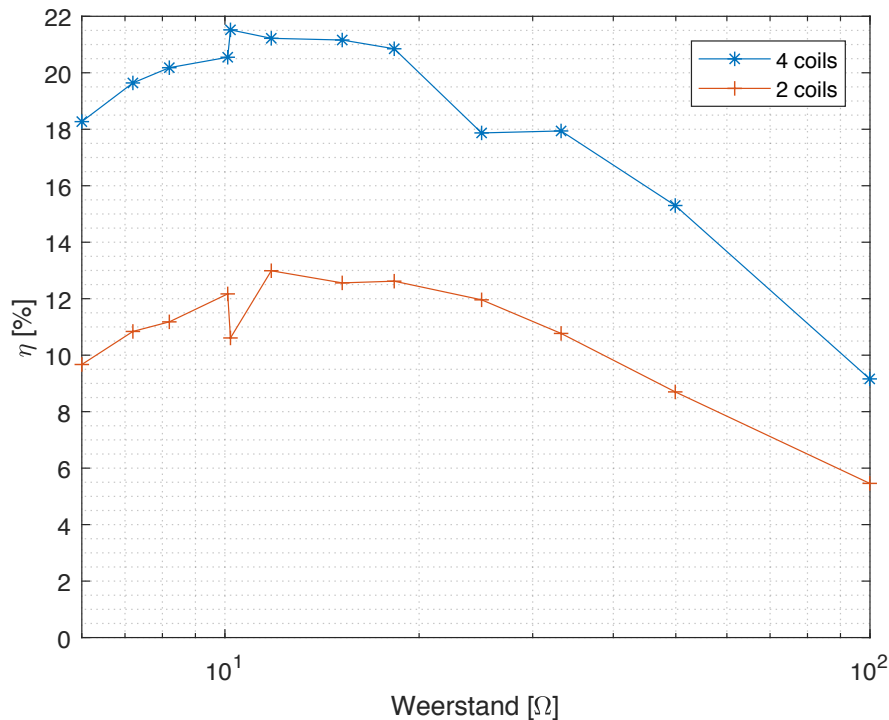
7.5 Vergelijking meetopstellingen

7.5.1 Meetopstelling 1 vs meetopstelling 2

Hier zal de vergelijking gemaakt worden tussen de opstelling met vier en twee spoelen bij een voedingsspanning van 25 V. Hierbij wordt opgemerkt dat de werkfrequentie bij de eerste opstelling 1.594 MHz bedraagt en bij de tweede meetopstelling is dit 1.400 MHz. Beide efficiënties zijn uitgezet in figuur 7.12 op de volgende pagina.

Er is duidelijk te zien dat de efficiëntie bij de eerste meetopstelling bijna dubbel zo groot is voor iedere weerstandswaarde. Dit toont aan dat de opstelling met vier spoelen wel degelijk een meerwaarde levert. Ze bereiken echter wel beiden voor ongeveer dezelfde weerstandswaarde een maximum.

Wat opvalt door te kijken naar tabellen 7.2 op pagina 47 en 7.4 op pagina 51, is dat de ontvangen vermogens bij de opstelling met twee spoelen groter is dan bij de opstelling met vier spoelen, ook al is de efficiëntie lager. Dit komt doordat er bij de opstelling met twee spoelen meer vermogen uitgestuurd wordt door de transmitter.



Figuur 7.12: Vergelijking efficiëntie bij voedingsspanning van 25 V meetopstellingen 1 en 2

7.5.2 Meetopstelling 1 vs meetopstelling 3

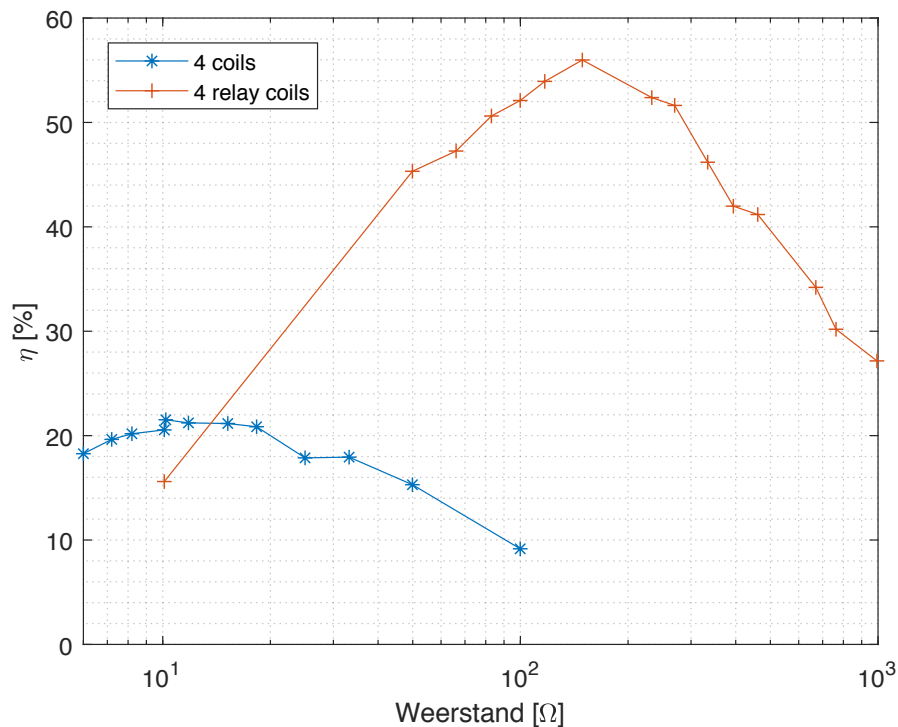
In de derde meetopstelling worden veel grotere weerstandswaarden gebruikt dan in de eerste meetopstelling. Het was niet mogelijk om dezelfde grote weerstanden te gebruiken bij de eerste meetopstelling, omdat de stroom door deze load dan zodanig klein wordt dat deze niet gemeten kan worden met de stroomprobe. Omdat er een groot verschil is tussen de weerstanden wordt een logaritmische schaal gebruikt voor de x-as. De vergelijking wordt gegeven in figuur 7.13 op de pagina hierna.

De vergelijking is hier moeilijker om te maken aangezien verschillende weerstanden gebruikt zijn. Voor weerstanden groter dan 25Ω is duidelijk te zien dat de opstelling met relay coils veel beter presteert (max. efficiëntie van 55.98 %) dan de gewone opstelling met 4 spoelen (max. efficiëntie van 21.52 %).

Uit tabellen 7.2 op pagina 47 en 7.6 op de pagina hiervoor kan afgelezen worden dat voor een load van 10.1Ω beide gevallen (sterk benaderd) ongeveer een even groot rendement hebben. Als de efficiëntie als gelijk beschouwd wordt, dan bedraagt het aangelegde DC vermogen 1.640 W in het eerste geval en in het tweede geval 2.405 W, wat een pak groter is. De meetopstelling met relay coils zal dus niet enkel op vlak van efficiëntie beter presteren dan de eerste meetopstelling, maar ook op vlak van de hoeveelheid energie die overgedragen wordt.

7.5.3 Meetopstelling 2 vs meetopstelling 3

Hier is er net als bij meetopstelling 1 en 2 een groot verschil in werkfrequentie. De gebruikte weerstandswaarden verschillen opnieuw sterk doordat de stromen in meetopstelling 2 anders zo



Figuur 7.13: Vergelijking efficiëntie bij voedingsspanning van 25 V meetopstellingen 1 en 3

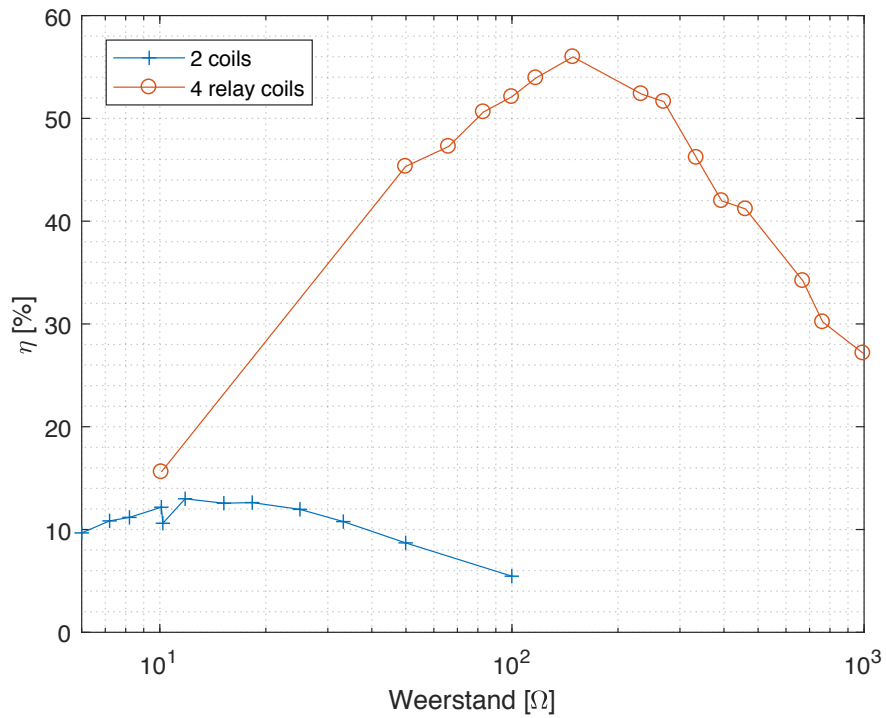
klein worden dat deze niet gemeten kunnen worden. In figuur 7.14 op de volgende pagina is de vergelijking van de efficiënties weergegeven. Hier is te zien dat voor iedere gedane meting geldt dat meetopstelling 3 beter is dan meetopstelling 2. Ook op vlak van uitgestuurde vermogens zal opstelling 3 beter presteren dan meetopstelling 2.

7.6 Conclusie

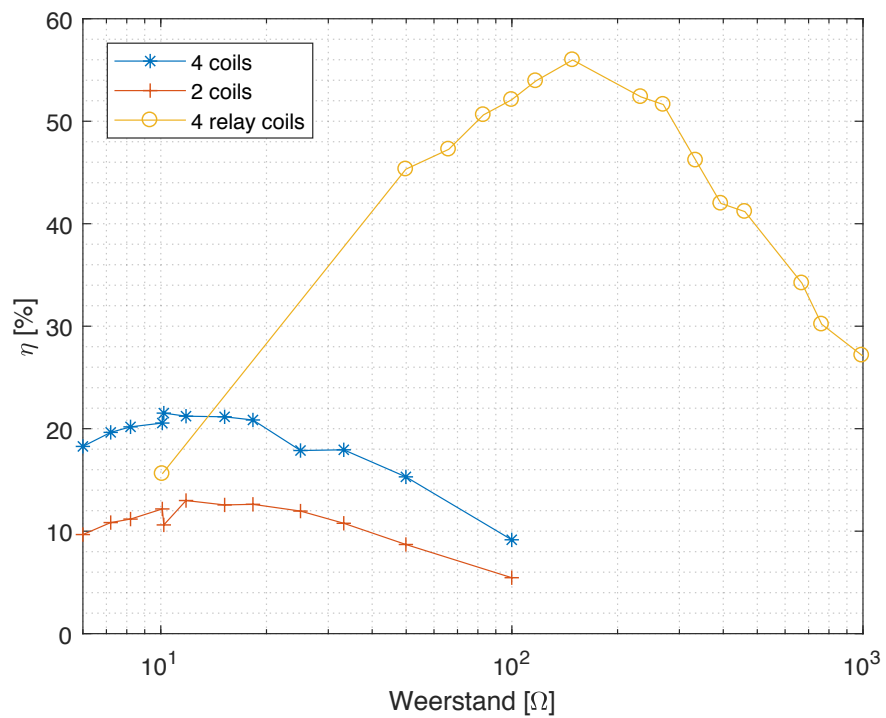
In figuur 7.15 op de pagina hierna worden alle grafieken nog eens samen weergegeven. Er kan geconcludeerd worden dat op vlak van efficiëntie de hoofdprijs gaat naar de relay coils (opstelling 3) en gevolgd wordt door de normale opstelling met vier spoelen. De opstelling met slechts twee spoelen is opvallend slechter ten opzichte van de andere opstelling. Dit toont overduidelijk aan dat het een goede zaak is om draadloze energieoverdracht over middellange afstanden te volbrengen door middel van vier spoelen. De resonantiespoelen zorgen voor een versterking van het magnetische veld waardoor de veldlijnen tot op een grotere afstand kunnen gaan.

Op vlak van vermogen zal de derde opstelling opnieuw het beste presteren. Daar worden de grootste vermogens ontvangen. Dit is grafisch weergegeven in figuur 7.16 op pagina 58. Ook al is de efficiëntie lager bij de opstelling met twee spoelen, toch worden er grotere vermogens ontvangen. De kleinste vermogens worden overgedragen door de eerste opstelling.

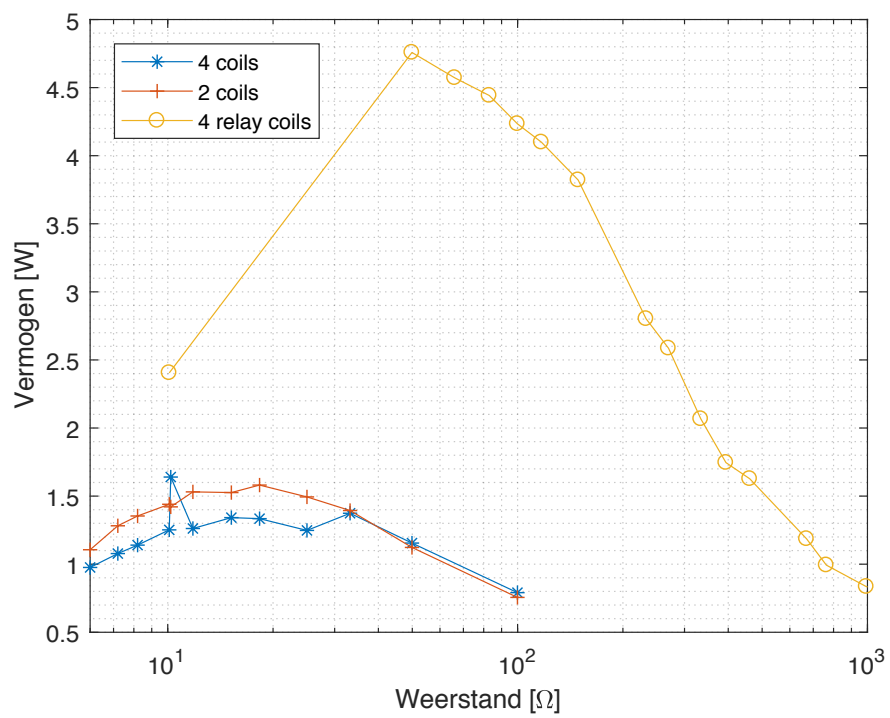
De derde meetopstelling blijkt de absolute winnaar te zijn van de drie meetopstellingen. Hierbij kunnen grotere afstanden overbrugd worden met een vrij grote efficiëntie. Tot op welke afstand deze opstelling voldoende hoge rendementen oplevert, wordt in het volgende hoofdstuk besproken.



Figuur 7.14: Vergelijking efficiëntie bij voedingsspanning van 25 V meetopstellingen 2 en 3



Figuur 7.15: Vergelijking alle efficiënties bij voedingsspanning van 25 V



Figuur 7.16: Vergelijking alle vermogens bij voedingsspanning van 25 V

Hoofdstuk 8

Uitgebreide analyse van de relay-opstelling

8.1 Inleiding

Als uitbreiding wordt nagegaan hoe afhankelijk de efficiëntie is van de afstand voor de meetopstelling die de beste efficiëntie oplevert. In hoofdstuk 7 werd geconcludeerd dat dit meetopstelling 3 was. Daarnaast wordt een meetopstelling met slechts één relay coil gemaakt en wordt de efficiëntie ervan bij verschillende loads vergeleken met het theoretisch bepaalde verloop.

8.2 Twee relay coils met variabele afstand

8.2.1 Inleiding

De opstelling met de relay coils zal nu gebruikt worden om voor de weerstanden waarbij maximale efficiëntie gevonden werd, opnieuw metingen te doen, maar dan telkens over een afstand D_{14} die toeneemt met 20.0 cm. De optimale weerstand bedraagt 117Ω . Daarnaast worden nog een aantal weerstanden geselecteerd om te kijken hoe de efficiëntie daarbij gaat variëren. Doordat er andere afstanden zijn tussen de spoelen kan de resonantiefrequentie verschillen in de verschillende situaties. Deze zal telkens opnieuw zodanig afgeregeld worden dat een maximale efficiëntie bereikt wordt. De Excel berekeningen worden weergegeven in figuur B.7 op pagina 85.

8.2.2 Meting

De eerste keer wordt de meting gedaan met afstanden $D_{12} = D_{23} = D_{34} = 13.3$ cm en dus $D_{14} = 40.0$ cm. Dit werd reeds gedaan in hoofdstuk 7. Dit werd genoteerd in tabel 7.5 op pagina 53. De frequentie bedraagt hier 1.402 MHz.

Voor de tweede meting dient eerst de frequentie opnieuw afgeregeld te worden op 1.384 MHz. Er wordt een onderlinge afstand $D_{12} = D_{23} = D_{34} = 20.0$ cm gekozen. Zo wordt een totale afstand $D_{14} = 60.0$ cm bekomen. De resultaten worden genoteerd in tabel 8.1 op de pagina hierna.

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
233	5.088	1.038	20.39
149	4.731	1.298	27.44
117	4.496	1.345	29.92
97.6	4.384	1.181	26.94

Tabel 8.1: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V met $D_{14} = 60.0$ cm

De volgende afstand waarvoor metingen gedaan worden is voor een totale afstand van 80.0 cm. Dit is terug te vinden in tabel 8.2. De optimale situatie is voor een frequentie $f_{res} = 1.397$ MHz.

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
233	5.067	0.566	11.16
149	5.269	0.777	14.47
117	5.419	0.886	16.34
97.6	5.536	0.888	16.03

Tabel 8.2: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V met $D_{14} = 80.0$ cm

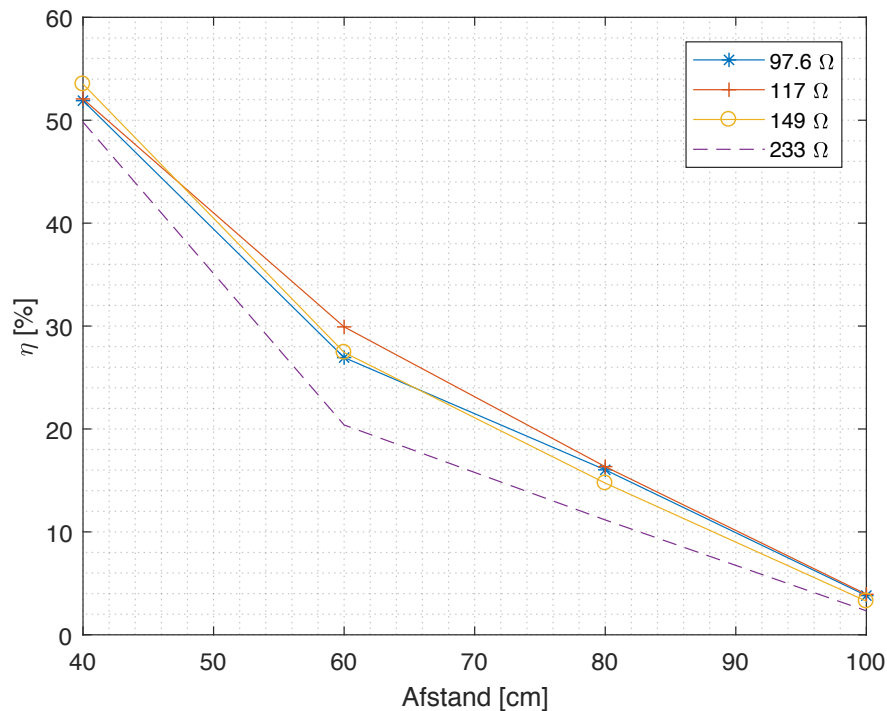
De laatste meting wordt gedaan aan een frequentie van 1.398 MHz. De afstand bedraagt deze keer 100.0 cm. De belangrijkste resultaten zijn terug te vinden in tabel 8.3. De optimale weerstand op deze afstand is nog steeds 117 Ω .

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
233	6.261	0.146	2.33
149	6.437	0.211	3.27
117	6.453	0.254	3.94
97.6	6.613	0.252	3.81

Tabel 8.3: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16 V met $D_{14} = 100.0$ cm

8.2.3 Conclusie

Nu er voor vier verschillende weerstandswaarden een efficiëntie bepaald is op verschillende afstanden, kan hiervan een grafiek gemaakt worden. Dit is weergegeven in figuur 8.1 op de volgende pagina. Hier is duidelijk te zien dat de efficiëntie zeer sterk afneemt voor grotere afstanden. Bij 40.0 cm zijn rendementen boven de 50% mogelijk. Bij een afstandsverdubbeling, op 80.0 cm, is dit al afgenomen tot onder de 20%. Op een afstand van 100.0 cm bedragen de rendementen nog slechts een drietal tot viertal procent. Toch is dit een heel mooi resultaat. Met het allereerste spoelontwerp was de efficiëntie voor een weerstand van 100 Ω slechts 2.5% op een afstand van 20.0 cm. Dit was wel gebruikmakend van meetopstelling 1 waarbij $D_{12} = D_{34} = 0$ cm. Hier, bij meetopstelling 3, bedraagt deze voor een weerstand van ongeveer 100 Ω op een afstand van 100.0 cm, 3.81%. Voor een vijf keer zo lange afstand wordt dus een efficiëntie bekomen die anderhalve keer zo groot is. De opstelling met relay coils zorgt dus voor acceptabele rendementen tot afstanden van 60.0 cm.



Figuur 8.1: Vergelijking efficiëntie bij verschillende afstanden en verschillende loads

Als gekeken wordt naar de overgedragen vermogens, is in figuur 8.2 op de pagina hierna te zien dat deze toch niet groot zijn. Energieoverdracht over dergelijke afstanden zal dus niet geschikt zijn voor grote vermogens. Tot op 60.0 cm kunnen vermogens van 1 W ontvangen worden.

8.3 Eén relay coil met variabele load

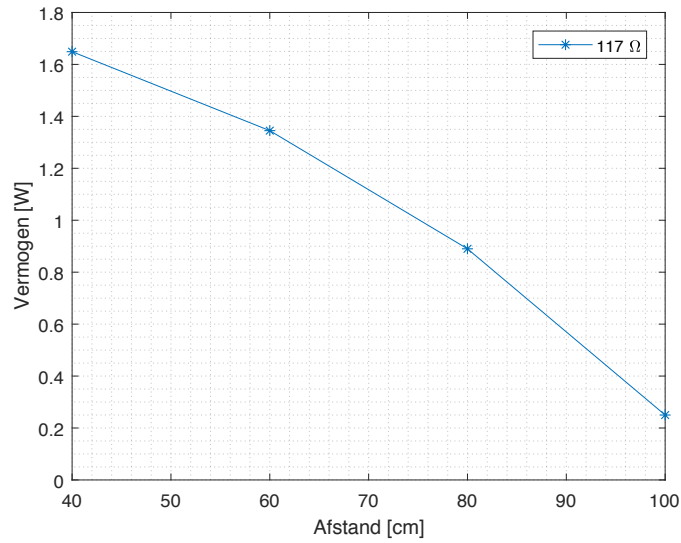
8.3.1 Inleiding

In 2017 werd een theoretische afleiding gemaakt [29] voor de “power gain” of de efficiëntie van een wireless power transfer systeem met drie spoelen. Deze bestaat uit een transmitter waarop de transmitting coil L_1 is aangesloten, een receiver met load coil L_2 en een relay coil L_3 . Dit is voorgesteld in figuur 8.3 op de volgende pagina.

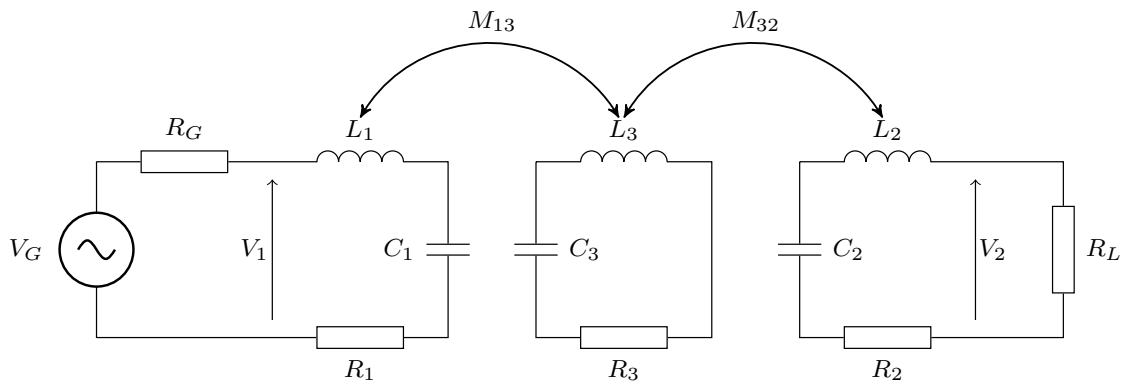
R_G is de uitgangsweerstand van de generator, R_1 , R_2 en R_3 zijn de equivalente serieweerstanden van de spoelen en de condensatoren. In dit hoofdstuk wordt eerst de theorie neergeschreven. Daarna zal gemeten worden wat de waarden voor R_1 , R_2 en R_3 , L_1 , L_2 en L_3 zijn. Tot slot worden een aantal metingen gedaan om het verloop van de efficiëntie weer te geven voor deze meetopstelling.

8.3.2 Theorie

Het volledige systeem weergegeven in figuur 8.3 op de pagina hierna kan worden omgevormd naar een twee poorten netwerk. Hier wordt de power gain G_P behandeld. Deze wordt gedefinieerd



Figuur 8.2: Verloop ontvangen vermogen voor weerstand van 117 Ω



Figuur 8.3: Schema van de WPT link met een relay coil

als het vermogen dat aan de load geleverd wordt, tot het ingangsvermogen van het twee poorten netwerk. De efficiëntie wordt gegeven door vergelijking 8.1

$$G_P = \frac{\chi_{13}^2 \cdot \chi_{32T}^2}{(\chi_{13}^2 + \chi_{32T}^2 + 1)(\chi_{32T}^2 + 1)} \cdot \frac{Q_{2T}}{Q_L} \quad (8.1)$$

Waarbij:

$$\left\{ \begin{array}{l} X_o = \omega_o \cdot L_2 \\ \chi_{ij} = \sqrt{Q_i \cdot Q_j} \cdot k_{ij} \\ Q_{2T} = \frac{Q_2 \cdot Q_L}{Q_2 + Q_L} \\ \chi_{1T3} = \sqrt{Q_{1T} \cdot Q_3} \cdot k_{13} \\ Q_L = \frac{\omega_o \cdot L_2}{R_L} \\ \chi_{32T} = \sqrt{Q_3 \cdot Q_{2T}} \cdot k_{23} \end{array} \right. \quad (8.2)$$

Hierin geldt dat $\omega_o = 2\pi f_o$ met f_o de gebruikte frequentie. Voor iedere vergelijking zijn $i, j = 1, 2$ of 3 . Q_i , L_i en k_{ij} zullen gemeten worden. Aan de hand hiervan kan dan een theoretische voorspelling gemaakt worden van het verloop van de power gain.

8.3.3 Metingen

Meting van zelfinductanties, Q-factoren en koppelfactoren

Alvorens de vergelijking gemaakt kan worden met de theorie uit het artikel dient ervoor gezorgd te worden dat de werkelijke zelfinductantie, Q-factoren en koppelfactoren opgemeten worden en ingevuld worden in de theoretische afleidingen. De meetopstelling wordt eerst getest en op een afstand van 10cm tussen iedere spoel, blijkt dat resonantie optreedt aan een frequentie van 1.290MHz. De meetopstelling wordt behouden en met de RLC-meter zal aan deze frequentie iedere zelfinductantie, Q-factor en koppelfactor opgemeten worden. De koppelfactor wordt berekend volgens de methode die vermeld werd in hoofdstuk 2.6. De resultaten worden genoteerd in tabel 8.4.

Onbekende	Waarde
L_1 [μH]	57.8
L_2 [μH]	65.0
L_3 [μH]	68.3
Q_1	17.3
Q_2	130
Q_3	52
k_{13}	0.196
k_{32}	0.113

Tabel 8.4: Gemeten waarden bij 1.290MHz

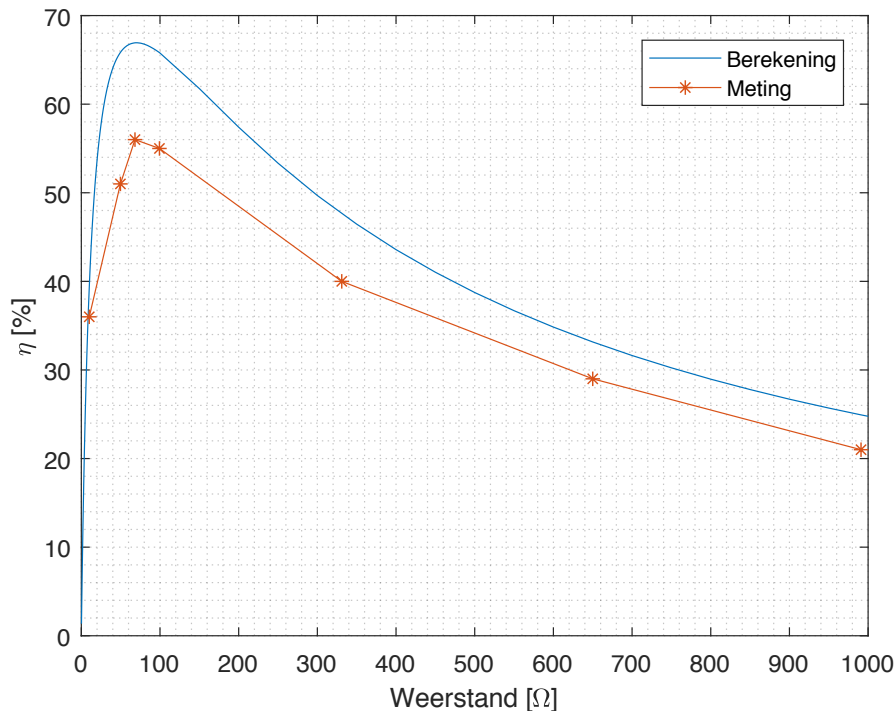
Meting van de efficiëntie

De metingen zullen hier opnieuw gebeuren zoals de eerder gebruikte meetmethode. Merk op dat de transmitter + link efficiëntie gemeten zal worden. Dit verschilt van de definitie die eerder gegeven werd. Hierdoor zal de gemeten waarde al kleiner zijn dan de waarde die gemeten zou worden wanneer de definitie in het artikel gebruikt wordt, doordat de efficiëntie van de transmitter niet 100% is. De resultaten worden genoteerd in tabel 8.5.

Load [Ω]	Aangelegd DC vermogen [W]	Ontvangen vermogen L_4 [W]	Efficiëntie [%]
10.1	4.453	1.607	36.08
49.7	2.032	1.028	50.61
68.2	1.813	1.008	55.62
99.3	1.691	0.938	55.45
331	1.184	0.477	40.30
650	0.987	0.283	28.69
991	0.944	0.202	21.37

Tabel 8.5: Gemeten vermogens en efficiëntie bij 16V voor de opstelling met 3 spoelen

Wanneer nu in een grafiek de theoretisch berekende waarde, gebruikmakend van gemeten zelf-inductanties, Q-factoren en koppelfactoren weergegeven wordt met een aantal gemeten waarden, valt te zien dat het verloop heel gelijkaardig is als de theorie voorspelt. In figuur 8.4 is de blauwe curve de theoretisch bepaalde efficiëntie en de groene curve is het resultaat van de metingen.



Figuur 8.4: Grafische weergave van theoretisch berekende en gemeten power gain

8.3.4 Conclusie

In beide gevallen treedt er eerst een sterke stijging op van 0 tot het maximum. Voor de berekende waarden zal de piek optreden bij 66% tussen 58Ω en 84Ω . Voor de gemeten curve ligt het maximum dat gemeten wordt bij 68.2Ω en bedraagt 56%. Na de piek bereikt te hebben zal voor toenemende weerstanden de efficiëntie geleidelijk aan afnemen. De laatst weergegeven waarde is deze voor een weerstand van 991Ω . Het verschil tussen berekende en gemeten waarde bedraagt daar 4%.

De reden dat de curves niet exact overeenkomen is omdat de efficiëntie van de transmitter zelf meetelt bij de metingen zoals eerder vermeld, terwijl de theoretisch bepaalde waarde puur over de linkefficiëntie gaat. Als ervan uitgegaan wordt dat de theoretische linkefficiëntie exact overeenkomt met de werkelijke linkefficiëntie, dan kan de transmitter efficiëntie bepaald worden. Bij de piek bedraagt de transmitter efficiëntie zo $\frac{0.56}{0.66} = 84.8\%$. Bij een load van 991Ω wordt dit $\frac{0.21}{0.25} = 84.0\%$. Dit is dus zeker een goede verklaring voor het verschil tussen beide curves aangezien 84% een realistische waarde is voor de transmitter efficiëntie.

Hoofdstuk 9

Besluit

In deze masterproef werd een ontwerp gemaakt om inductieve resonante draadloze energieoverdracht over middellange afstanden te kunnen realiseren. De draadloze energieoverdracht systemen die vandaag de dag op de markt te vinden zijn werken slechts tot op een zeer korte afstand. Sinds kort is *Pi charging* op de markt gekomen. Hiermee kunnen toestellen tot op een zekere afstand draadloos opgeladen worden.

Voor de draadloze energieoverdracht is een transmitterschakeling nodig, spoelen die zorgen voor het magnetische veld en tot slot ook een receiver die de inkomende AC spanning kan omzetten naar een constante DC spanning. Dit zijn de drie grote delen in deze masterproef. In het spoelontwerp worden vier spoelen ontworpen. Dit zijn de driving coil, transmitting coil dat deel uitmaakt van de primaire resonator, receiving coil dat deel uitmaakt van de secundaire resonator en de load coil. Hierbij werd gezien dat het belangrijk is dat ze best gebruikt worden aan een frequentie waarvoor een maximale Q-factor bereikt wordt. Op die manier kan meer vermogen over een langere afstand overgedragen worden ook al zijn de spoelen zwak gekoppeld. Alle spoelen dienen ook aan éénzelfde frequentie in resonantie te gaan om maximale energieoverdracht te bekomen.

Na het spoelontwerp werd een klasse D versterker gerealiseerd dat aan een voldoende hoge frequentie kan schakelen om de spoelen optimaal aan te sturen. Er werd een receiverschakeling ontworpen dat, wanneer een voldoende groot ingangsvermogen toekomt, een uitgangsvermogen van 5 W kan leveren.

Er zijn verschillende manieren om de vermogens te meten. Om een goed beeld te krijgen van de werkelijk behaalde efficiënties, diende de juiste meetmethode gekozen te worden. Het eerste spoelontwerp leverde zeer lage efficiënties op van slechts een viertal procent. Daarom werd overgegaan op een tweede spoelontwerp wat wel gunstige resultaten opleverde. Om te kijken welke meetopstelling het beste resultaat gaf, werd gekeken naar nog twee andere meetopstellingen. Zo was er dan de *normale* opstelling met vier spoelen dat vergeleken werd met de klassieke opstelling met slechts twee spoelen. Als extra werden de vier spoelen equidistant opgesteld om te kijken hoe goed de prestaties dan waren.

Uit de metingen blijkt dat de eerste opstelling met vier spoelen beter functioneerde dan deze met twee spoelen op een afstand van 40.0cm. Voor de optimale load was dit 22% ten opzichte van 13%. Het hoofddoel van deze masterproef werd dus gerealiseerd. De laatste meetopstelling met de relay coils presteerde nóg beter dan de normale meetopstelling. Op een afstand van 40.0cm werden vermogens overgedragen met een efficiëntie van meer dan 50% bij de optimale load. Dit

zorgde voor interesse in hoe ver gegaan kon worden om toch nog voldoende grote efficiënties te behalen. De resultaten waren verrassend. Met de relay coils werd op een afstand van 100.0cm een iets grotere efficiëntie behaald dan met het eerste spoelontwerp op een afstand van 20.0cm gerealiseerd werd.

Tot slot werd door middel van metingen nagegaan of de theoretische afleiding, dat in een artikel [29] gedaan werd, ook in praktijk aangetoond kan worden. Hier werd duidelijk aangetoond dat het theoretische model wel degelijk voldoet aan het gemeten verloop.

Aan het ontwerp zouden nog enkele zaken verbeterd kunnen worden. Om te beginnen werd er bij de transmitter geen oscillator zelf ontworpen. Hiervoor werd de blokgolfgenerator aanwezig in de digitale oscilloscoop gebruikt omdat hierbij de frequentie nauwkeurig afgeregeld kan worden. Deze frequentie moet dus telkens manueel afgeregeld worden op de frequentie waarvoor de optimale efficiëntie behaald wordt. Naar een later ontwerp toe kan het interessant zijn om *automatic frequency tuning* te integreren aan de transmitter omdat op die manier de opgemeten efficiënties niet meer afhankelijk zijn van hoe de frequentie door de gebruiker afgeregeld werd.

In de meetopstelling die van in het begin beoogd werd werden zoals eerder vermeld efficiënties tot 22% behaald op een afstand van 40.0cm. Toch is dit niet zo heel groot en het zou interessant zijn om dit te verhogen. Het ontvangen vermogen aan de receiver is ook niet zo groot. Om te beginnen zouden bijvoorbeeld spoelen ontworpen kunnen worden met hogere Q-factoren en eventueel lagere serieweerstanden ten gevolge van de gebruikte geleider. Daarnaast zou er ook voor gezorgd kunnen worden dat aan de klasse D versterker hogere spanningen aangehangen kunnen worden. Op die manier kunnen grotere vermogens uitgestuurd worden en dus ook ontvangen worden. De ingangsspanningen mogen tot 80V gaan maar door de condensatoren die er rond geplaatst werden werd deze spanning beperkt tot 30V en de voorziene veiligheidsmarge reduceert dit verder tot 25V.

In deze masterproef werden metingen gedaan wanneer er slechts één receiver aangesloten werd. Het zou nog interessanter kunnen zijn wanneer meerdere receivers tegelijk vermogens zouden kunnen ontvangen. Daarnaast werd ook niet nagegaan wat het effect zou zijn van slechte alignatie van de spoelen. Dit zijn zaken die verder onderzocht zouden kunnen worden.

Referenties

- [1] D. Ahire and V. J. Gond, "Wireless power transfer system for biomedical application: A review," in *Trends in Electronics and Informatics (ICEI), 2017 International Conference on*, pp. 135–140, IEEE, 2017.
- [2] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [3] J. Funk, "Foto types of wireless charging." <https://www.slideshare.net/funk97/wireless-charging-qualcomm-and-bosch>.
- [4] "Foto principe inductieve koppeling." https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power_transfer.
- [5] "Foto principe resonante inductieve koppeling." https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power_transfer.
- [6] "Foto principe capacitieve koppeling." https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power_transfer.
- [7] "Foto logo qi." [https://en.wikipedia.org/wiki/Qi_\(standard\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Qi_(standard)).
- [8] R. Triggs, "Pma vs wpc and the future of wireless charging." <http://www.androidauthority.com/pma-vs-wpc-wireless-charging-601871/>, 2015. Accessed: 2017-9-15.
- [9] Wireless power consortium, *System Description Wireless Power Transfer*, Oktober 2010.
- [10] "Resonance charging, airfuel alliance wireless power transfer." <https://www.idt.com/products/power-management/wireless-power/magnetic-resonance>. Accessed: 2017-9-15.
- [11] "Foto logo airfuel alliance." <https://www.broadwayworld.com/bwwgeeks/article/AirFuel-Alliance-Expands-Global-Presence-for-Wireless-Power-Standards-with-New-Office>
- [12] W. De Geest, "Analoog ontwerp 2: Magnetische materialen," 2016.
- [13] "Foto pancake coil." <http://www.globalsources.com/gsol/I/Variable-inductor/p/sm/1003584791.htm>.
- [14] "Foto printed spiral coil." <http://coil32.net/pcb-coil.html>.

- [15] M. Dionigi, M. Mongiardo, and R. Perfetti, "Rigorous network and full-wave electromagnetic modeling of wireless power transfer links," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 1, pp. 65–75, 2015.
- [16] A. P. Sample, D. T. Meyer, and J. R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, 2011.
- [17] S. Cheon, Y.-H. Kim, S.-Y. Kang, M. L. Lee, J.-M. Lee, and T. Zyung, "Circuit-model-based analysis of a wireless energy-transfer system via coupled magnetic resonances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2906–2914, 2011.
- [18] T. P. Duong and J.-W. Lee, "Experimental results of high-efficiency resonant coupling wireless power transfer using a variable coupling method," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 8, pp. 442–444, 2011.
- [19] B. H. Waters, B. J. Mahoney, G. Lee, and J. R. Smith, "Optimal coil size ratios for wireless power transfer applications," in *Circuits and Systems (ISCAS), 2014 IEEE International Symposium on*, pp. 2045–2048, IEEE, 2014.
- [20] "Flat spiral coil inductor calculator." <http://www.tesla-institute.com/app/sim/fscic.php>. Accessed: 2017-9-26.
- [21] Texas Instruments, *LMG5200 80-V, 10-A GaN Half-Bridge Power Stage*, Maart 2015. Rev. Maart 2017.
- [22] J. Cumps, "Control a gan half-bridge power stage with a single pwm signal." https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2015/09/10/control-a-gan-half-bridge-power-stage-with-a-single-pwm-signal, 2015. Accessed: 2017-9-30.
- [23] "Schottky diode." <http://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/schottkydiode.html>. Accessed: 2018-3-6.
- [24] Diodes Incorporated, *2.0A HIGH VOLTAGE SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER*.
- [25] Texas Instruments, *LM5010A, LM5010A-Q1 High-Voltage 1-A Step-Down Switching Regulator*, Mei 2016.
- [26] W. De Geest, "Analoog ontwerp 2: Dc-voedingen," 2016.
- [27] Tektronix, *P5200 High-voltage Differential Probe*, Januari 2009.
- [28] Agilent Technologies, *Passive Oscilloscope Probe*, April 2009.
- [29] F. Mastri, M. Mongiardo, G. Monti, M. Dionigi, and L. Tarricone, "Gain expressions for resonant inductive wireless power transfer links with one relay element," *Wireless Power Transfer*, pp. 1–15, 2017.

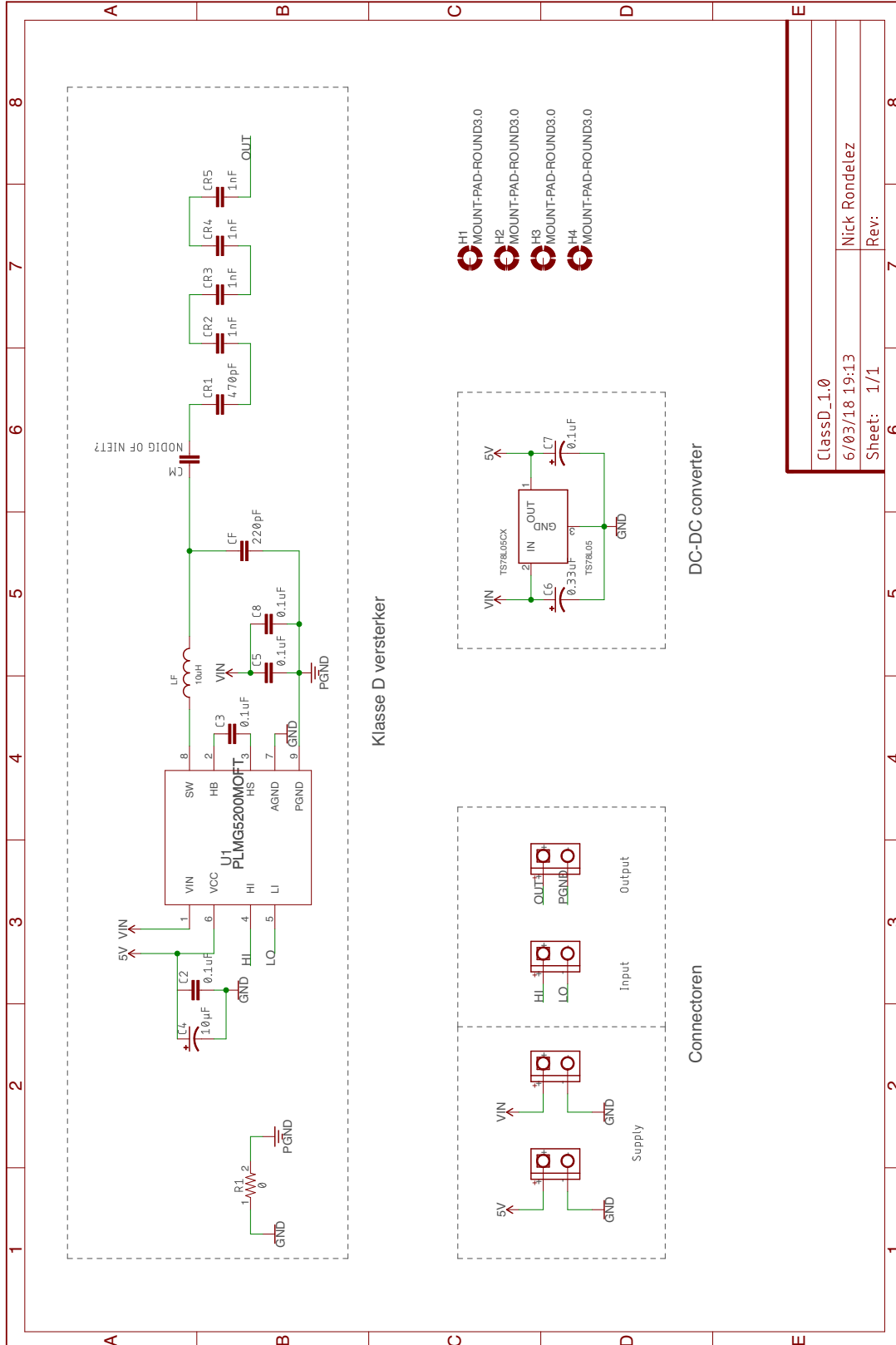
Bibliografie

- [1] X. Mou and H. Sun, "Wireless power transfer: Survey and roadmap," in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st*, pp. 1–5, IEEE, 2015.
- [2] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless charging technologies: Fundamentals, standards, and network applications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1413–1452, 2016.
- [3] A. M. Jawad, R. Nordin, S. K. Gharghan, H. M. Jawad, and M. Ismail, "Opportunities and challenges for near-field wireless power transfer: A review," *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 1022, 2017.
- [4] S. Hui, "Wireless power transfer: A brief review & update," in *Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2013 5th International Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2013.
- [5] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, and S. C. Goldstein, "Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1819–1825, 2009.
- [6] P. J. Abatti, S. F. Pichorim, and C. M. de Miranda, "Maximum power transfer versus efficiency in mid-range wireless power transfer systems," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 14, no. 1, pp. 97–109, 2015.
- [7] F. Jolani, Y. Yu, and Z. Chen, "A planar magnetically coupled resonant wireless power transfer system using printed spiral coils," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1648–1651, 2014.
- [8] X. Wei, Z. Wang, and H. Dai, "A critical review of wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Energies*, vol. 7, no. 7, pp. 4316–4341, 2014.
- [9] Y. Zhang, Z. Zhao, and T. Lu, "Quantitative analysis of system efficiency and output power of four-coil resonant wireless power transfer," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 184–190, 2015.
- [10] J.-K. Liao, Y.-K. Huang, and H.-M. Hsu, "Wireless power transfer efficiency of variable load impedance," in *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2017 IEEE*, pp. 1–3, IEEE, 2017.
- [11] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.

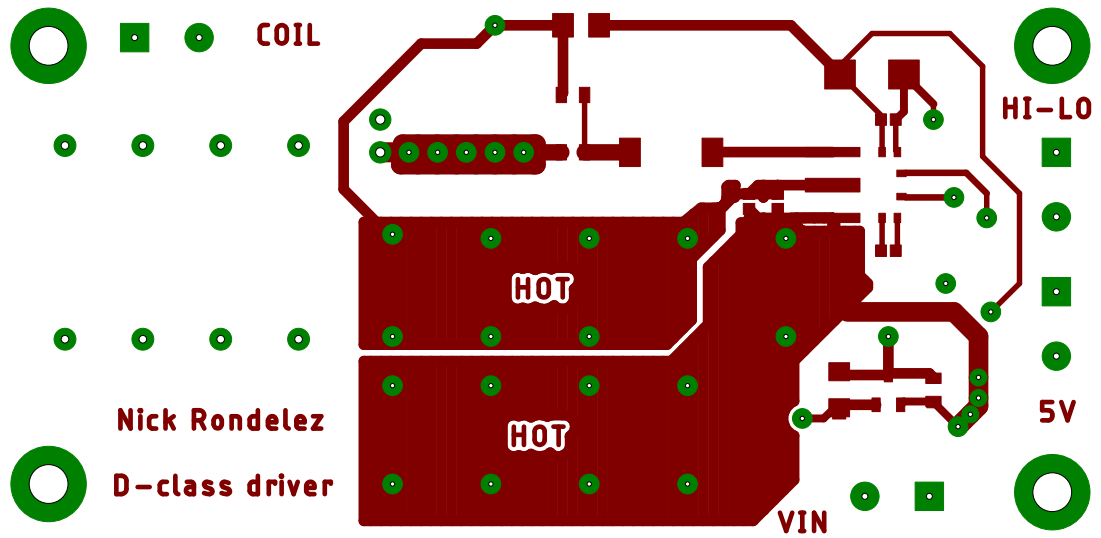
- [12] C.-Y. Liou and S.-G. Mao, "Robust optimization of printed spiral coil resonators for wireless powering system with proximal metal plates," in *Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2017 IEEE, pp. 1–3, IEEE, 2017.
- [13] C. M. Zierhofer and E. S. Hochmair, "Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils," *IEEE transactions on Biomedical Engineering*, vol. 43, no. 7, pp. 708–714, 1996.
- [14] N. Jamal, S. Saat, and A. Shukor, "A study on performances of different compensation topologies for loosely coupled inductive power transfer system," in *Control System, Computing and Engineering (ICCSCCE)*, 2013 IEEE International Conference on, pp. 173–178, IEEE, 2013.
- [15] Z. Liu, Z. Zhong, and Y. X. Guo, "Rapid design approach of optimal efficiency magnetic resonant wireless power transfer system," *Electronics Letters*, vol. 52, no. 4, pp. 314–315, 2016.
- [16] M. Kiani and M. Ghovanloo, "The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 9, pp. 2065–2074, 2012.
- [17] K. Chen and Z. Zhao, "Analysis of the double-layer printed spiral coil for wireless power transfer," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 2, pp. 114–121, 2013.
- [18] W. Fu, B. Zhang, and D. Qiu, "Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*, pp. 2658–2663, IEEE, 2009.
- [19] W.-S. Lee, W.-I. Son, K.-S. Oh, and J.-W. Yu, "Contactless energy transfer systems using antiparallel resonant loops," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 350–359, 2013.
- [20] Y. Moriwaki, T. Imura, and Y. Hori, "Basic study on reduction of reflected power using dc/dc converters in wireless power transfer system via magnetic resonant coupling," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011 IEEE 33rd International, pp. 1–5, IEEE, 2011.
- [21] X. Wang, S. Liu, Q. Li, and H. Xu, "Self-oscillating control method and topology analysis for parallel resonant contactless power transfer systems," in *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2017 IEEE PELS Workshop on, pp. 1–6, IEEE, 2017.
- [22] O. Jonah, S. V. Georgakopoulos, and M. M. Tentzeris, "Optimal design parameters for wireless power transfer by resonance magnetic," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1390–1393, 2012.
- [23] B.-H. Lee and K. H. Yi, "Magnetic resonance wireless power transfer with a current source transmitter and a voltage source receiver," in *Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2017 IEEE, pp. 1–3, IEEE, 2017.,

Bijlage A

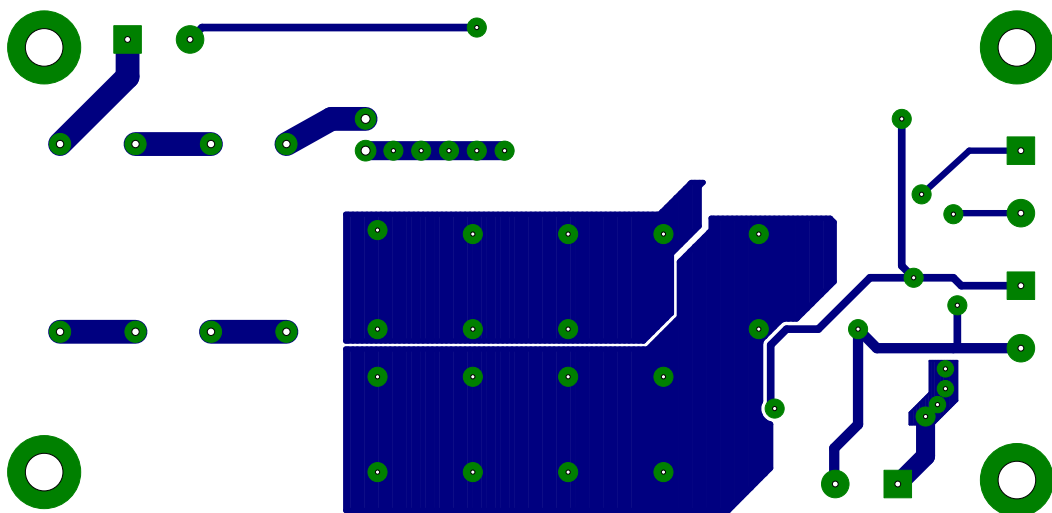
Schema's en layouts



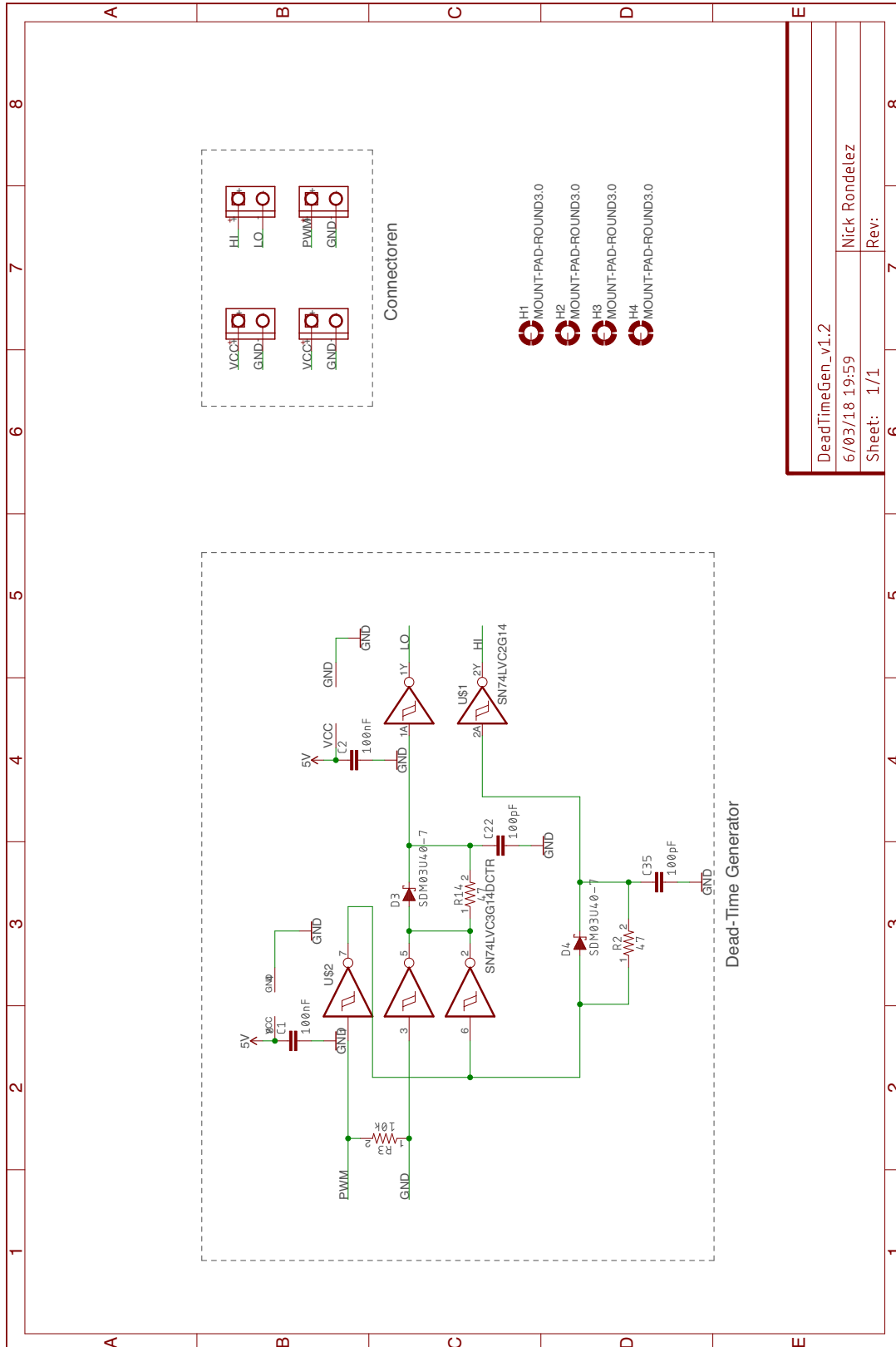
Figuur A.1: Schema klasse D versterker



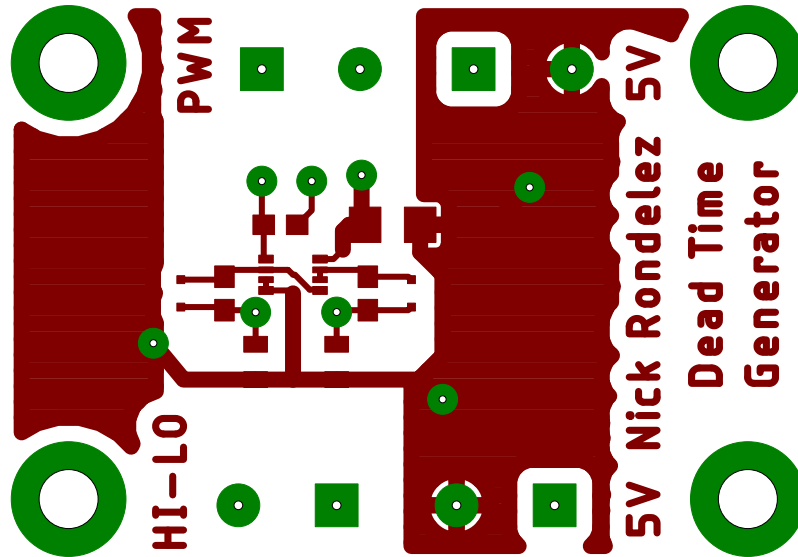
Figuur A.2: Layout bovenzijde klasse D versterker



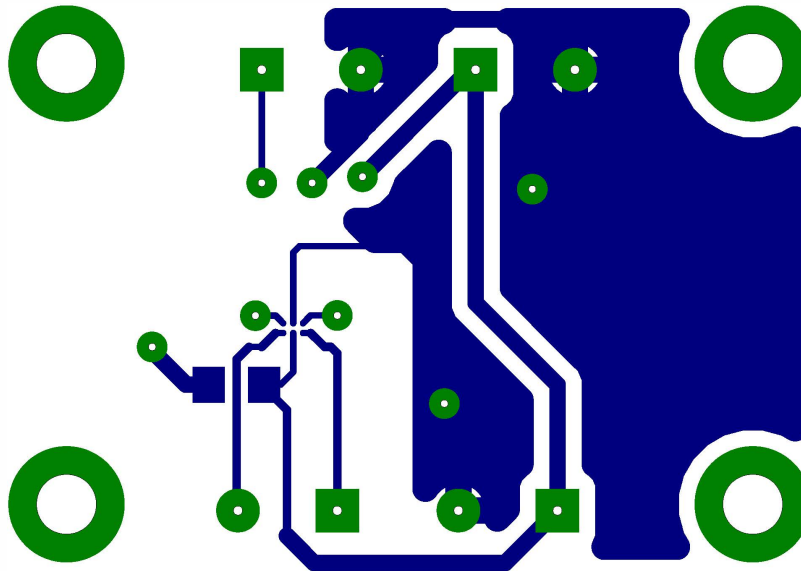
Figuur A.3: Layout onderzijde klasse D versterker



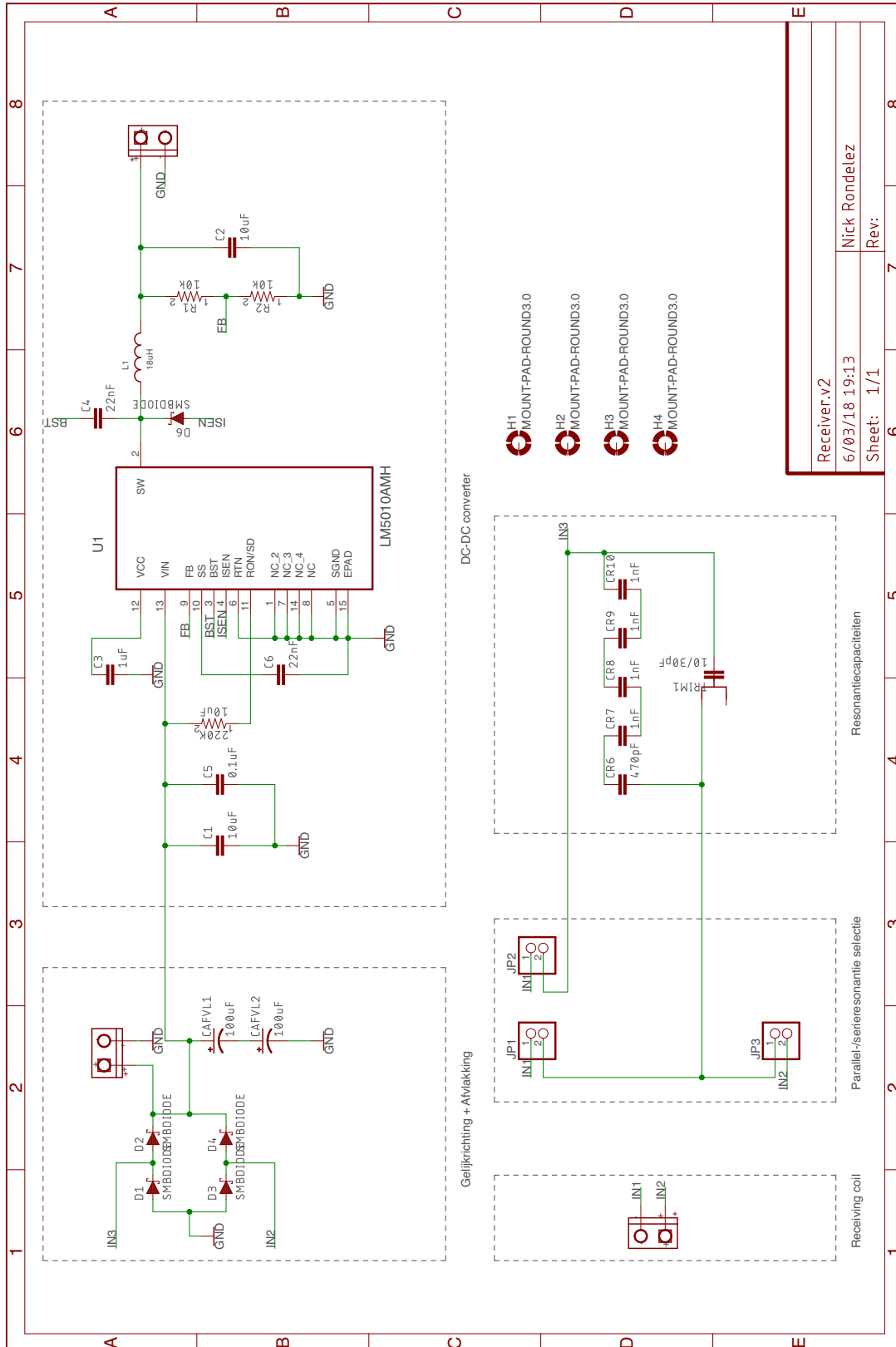
Figuur A.4: Schema dode tijd generator



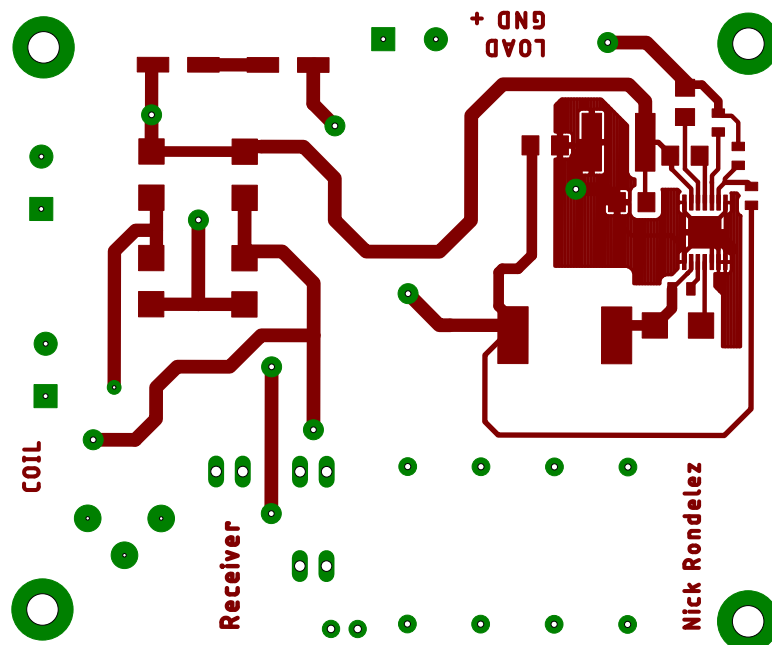
Figuur A.5: Layout bovenzijde dode tijd generator



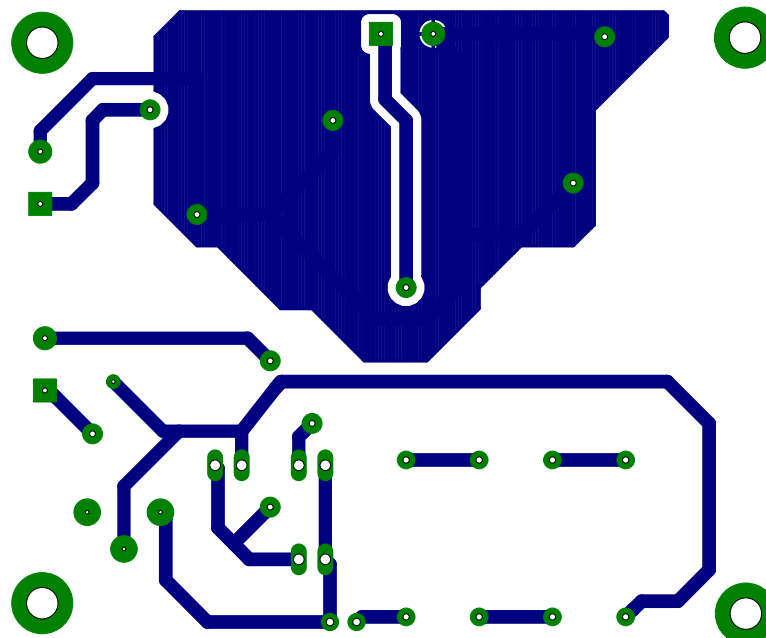
Figuur A.6: Layout onderzijde dode tijd generator



Figuur A.7: Schema receiver



Figuur A.8: Layout bovenzijde receiver



Figuur A.9: Layout onderzijde receiver

Bijlage B

Tabel en verwerking meetresultaten

Weerstand load (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom 4 (ARMS)	Vermogen in kring 4 (W)	Pout (W)	Rendement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement (%)
99,9	1	16	0,222	3,552	0,058	0,370	0,341	9,59	9,59	0,342	9,64
99,9	2	16	0,221	3,536	0,059	0,378	0,348	9,83	3,541		
99,9	3	16	0,221	3,536	0,058	0,365	0,336	9,50			
49,9	1	16	0,204	3,264	0,099	0,569	0,484	14,83			
49,9	2	16	0,203	3,248	0,099	0,574	0,489	15,06	3,253	0,491	15,08
49,9	3	16	0,203	3,248	0,100	0,586	0,499	15,36			
33,2	1	16	0,191	3,056	0,128	0,686	0,544	17,80	3,045	0,548	17,98
33,2	2	16	0,190	3,040	0,129	0,694	0,550	18,09			
33,2	3	16	0,190	3,040	0,129	0,693	0,549	18,06			
25	1	16	0,183	2,928	0,151	0,768	0,570	19,47	2,928	0,575	19,64
25	2	16	0,183	2,928	0,152	0,779	0,578	19,73			
25	3	16	0,183	2,928	0,152	0,779	0,578	19,73			
18,3	1	16	0,169	2,704	0,174	0,817	0,554	20,49	2,715	0,552	20,33
18,3	2	16	0,170	2,720	0,173	0,808	0,548	20,14			
18,3	3	16	0,170	2,720	0,174	0,817	0,554	20,37			
15,2	1	16	0,168	2,688	0,191	0,872	0,555	20,63	2,688	0,557	20,71
15,2	2	16	0,168	2,688	0,192	0,876	0,557	20,74			
15,2	3	16	0,168	2,688	0,192	0,877	0,558	20,76			
11,8	1	16	0,156	2,496	0,216	0,956	0,551	22,06	2,507	0,549	21,91
11,8	2	16	0,157	2,512	0,216	0,956	0,551	21,92			
11,8	3	16	0,157	2,512	0,215	0,949	0,546	21,75			
10,1	1	16	0,211	3,376	0,256	1,232	0,662	19,61	3,387	0,661	19,52
10,1	2	16	0,212	3,392	0,256	1,227	0,659	19,44			
10,1	3	16	0,212	3,392	0,256	1,232	0,662	19,51			
10,2	1	16	0,153	2,448	0,224	0,948	0,512	20,91	2,448	0,513	20,94
10,2	2	16	0,153	2,448	0,225	0,953	0,515	21,02			
10,2	3	16	0,153	2,448	0,224	0,948	0,512	20,91			
8,2	1	16	0,150	2,400	0,239	0,968	0,470	19,57	2,389	0,468	19,60
8,2	2	16	0,149	2,384	0,239	0,963	0,467	19,60			
8,2	3	16	0,149	2,384	0,239	0,965	0,468	19,65			
7,2	1	16	0,145	2,320	0,247	0,970	0,439	18,93	2,320	0,442	19,03
7,2	2	16	0,145	2,320	0,248	0,978	0,443	19,09			
7,2	3	16	0,145	2,320	0,248	0,977	0,442	19,07			
6	1	16	0,141	2,256	0,258	0,978	0,399	17,70	2,256	0,401	17,76
6	2	16	0,141	2,256	0,258	0,982	0,401	17,76			
6	3	16	0,141	2,256	0,259	0,985	0,402	17,83			

Figuur B.1: Berekeningen bij meetopstelling 1 en 16V

Weerstand load (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom 4 (ARMS)	Vermogen in kring 4 (W)	Pout (W)	Rendement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement
99,9	1	25	0,320	8,000	0,088	0,841	0,774	9,67			
99,9	2	25	0,358	8,950	0,089	0,791	0,884	8,84	8,658	0,791	9,16
99,9	3	25	0,361	9,025	0,090	0,880	0,809	8,97			
49,9	1	25	0,305	7,625	0,152	1,354	1,153	15,12			
49,9	2	25	0,302	7,550	0,152	1,361	1,159	15,35	7,550	1,155	15,30
49,9	3	25	0,299	7,475	0,152	1,354	1,153	15,42			
33,2	1	25	0,301	7,518	0,203	1,750	1,371	18,24			
33,2	2	25	0,309	7,725	0,204	1,735	1,375	17,80	7,664	1,374	17,94
33,2	3	25	0,310	7,750	0,204	1,739	1,378	17,78			
25	1	25	0,279	6,975	0,220	1,631	1,210	17,35			
25	2	25	0,279	6,975	0,225	1,711	1,269	18,19	6,983	1,248	17,87
25	3	25	0,280	7,000	0,225	1,706	1,266	18,08			
18,3	1	25	0,257	6,425	0,270	1,968	1,334	20,76			
18,3	2	25	0,256	6,400	0,270	1,973	1,337	20,89	6,400	1,334	20,85
18,3	3	25	0,255	6,375	0,270	1,965	1,332	20,90			
15,2	1	25	0,254	6,350	0,297	2,108	1,341	21,11			
15,2	2	25	0,254	6,350	0,297	2,108	1,341	21,11	6,342	1,342	21,16
15,2	3	25	0,253	6,325	0,297	2,112	1,343	21,24			
11,8	1	25	0,239	5,975	0,327	2,192	1,262	21,12			
11,8	2	25	0,238	5,950	0,327	2,192	1,262	21,21	5,950	1,262	21,22
11,8	3	25	0,237	5,925	0,327	2,195	1,263	21,32			
10,1	1	25	0,321	8,025	0,404	3,068	1,648	20,54			
10,1	2	25	0,319	7,975	0,402	3,038	1,632	20,47	7,983	1,640	20,55
10,1	3	25	0,318	7,950	0,403	3,053	1,640	20,63			
10,2	1	25	0,233	5,825	0,350	2,315	1,250	21,45			
10,2	2	25	0,233	5,825	0,351	2,328	1,257	21,57	5,817	1,252	21,52
10,2	3	25	0,232	5,800	0,350	2,315	1,250	21,54			
8,2	1	25	0,226	5,650	0,372	2,339	1,135	20,08			
8,2	2	25	0,226	5,650	0,373	2,351	1,141	20,19	5,650	1,140	20,18
8,2	3	25	0,226	5,650	0,374	2,359	1,145	20,26			
7,2	1	25	0,22	5,500	0,387	2,381	1,078	19,61			
7,2	2	25	0,22	5,500	0,387	2,381	1,078	19,61	5,492	1,078	19,64
7,2	3	25	0,219	5,475	0,387	2,381	1,078	19,70			
6	1	25	0,214	5,350	0,403	2,387	0,974	18,21			
6	2	25	0,214	5,350	0,403	2,389	0,975	18,22	5,342	0,976	18,27
6	3	25	0,213	5,325	0,404	2,396	0,978	18,36			

Figuur B.2: Berekeningen bij meetopstelling 1 en 25 V

Weerstand load (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom 4 (ARMS)	Vermogen in kring 4 (W)	Pout (W)	Rendement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement
99,9	1	16	0,380	6,080	0,058	0,365	0,336	5,53	6,096	0,337	5,53
99,9	2	16	0,381	6,096	0,057	0,353	0,325	5,32	6,096	0,337	5,53
99,9	3	16	0,382	6,112	0,059	0,382	0,351	5,75	6,096	0,337	5,53
49,9	1	16	0,392	6,272	0,105	0,646	0,550	8,77	6,219	0,547	8,79
49,9	2	16	0,388	6,208	0,105	0,646	0,550	8,86	6,219	0,547	8,79
49,9	3	16	0,386	6,176	0,104	0,634	0,540	8,74	6,219	0,547	8,79
33,2	1	16	0,360	5,760	0,137	0,789	0,625	10,85	5,771	0,627	10,87
33,2	2	16	0,361	5,776	0,137	0,791	0,627	10,85	5,771	0,627	10,87
33,2	3	16	0,361	5,776	0,138	0,794	0,630	10,90	5,771	0,627	10,87
25	1	16	0,346	5,536	0,163	0,895	0,664	12,00	5,568	0,669	12,02
25	2	16	0,347	5,552	0,164	0,904	0,671	12,08	5,568	0,669	12,02
25	3	16	0,351	5,616	0,164	0,908	0,673	11,99	5,568	0,669	12,02
18,3	1	16	0,342	5,472	0,197	1,048	0,710	12,98	5,488	0,712	12,97
18,3	2	16	0,343	5,488	0,197	1,052	0,713	12,99	5,488	0,712	12,97
18,3	3	16	0,344	5,504	0,197	1,051	0,712	12,94	5,488	0,712	12,97
15,2	1	16	0,337	5,392	0,213	1,084	0,690	12,79	5,408	0,694	12,83
15,2	2	16	0,338	5,408	0,214	1,095	0,696	12,87	5,408	0,694	12,83
15,2	3	16	0,339	5,424	0,214	1,095	0,696	12,83	5,408	0,694	12,83
12,4	1	16	0,330	5,280	0,233	1,145	0,673	12,75	5,307	0,679	12,80
12,4	2	16	0,332	5,312	0,235	1,165	0,685	12,89	5,307	0,679	12,80
12,4	3	16	0,333	5,328	0,234	1,157	0,680	12,77	5,307	0,679	12,80
10,1	1	16	0,324	5,184	0,252	1,194	0,641	12,37	5,189	0,641	12,36
10,1	2	16	0,324	5,184	0,252	1,194	0,641	12,37	5,189	0,641	12,36
10,1	3	16	0,325	5,200	0,252	1,194	0,641	12,33	5,189	0,641	12,36
10,2	1	16	0,367	5,872	0,251	1,191	0,643	10,94	5,867	0,642	10,94
10,2	2	16	0,367	5,872	0,250	1,185	0,640	10,89	5,867	0,642	10,94
10,2	3	16	0,366	5,856	0,251	1,191	0,643	10,97	5,867	0,642	10,94
8,2	1	16	0,335	5,360	0,273	1,260	0,611	11,40	5,360	0,610	11,38
8,2	2	16	0,335	5,360	0,273	1,260	0,611	11,40	5,360	0,610	11,38
8,2	3	16	0,335	5,360	0,272	1,251	0,607	11,33	5,360	0,610	11,38
7,2	1	16	0,327	5,232	0,284	1,282	0,581	11,10	5,232	0,581	11,10
7,2	2	16	0,327	5,232	0,284	1,282	0,581	11,10	5,232	0,581	11,10
7,2	3	16	0,327	5,232	0,284	1,284	0,582	11,12	5,232	0,581	11,10
6	1	16	0,316	5,056	0,289	1,228	0,501	9,91	5,056	0,502	9,92
6	2	16	0,316	5,056	0,290	1,232	0,503	9,95	5,056	0,502	9,92
6	3	16	0,316	5,056	0,289	1,228	0,501	9,91	5,056	0,502	9,92

Figuur B.3: Berekeningen bij meetopstelling 2 en 16V

Weerstand load (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom 4 (ARMS)	Vermogen in kring 4 (W)	Pout (W)	Rendement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement
99,9	1	25	0,564	14,100	0,089	0,860	0,791	5,61			
99,9	2	25	0,557	13,925	0,087	0,822	0,756	5,43	13,850	0,756	5,46
99,9	3	25	0,541	13,525	0,085	0,785	0,722	5,34			
49,9	1	25	0,520	13,000	0,151	1,336	1,138	8,75			
49,9	2	25	0,516	12,900	0,150	1,319	1,123	8,70	12,908	1,123	8,70
49,9	3	25	0,513	12,825	0,149	1,301	1,108	8,64			
33,2	1	25	0,524	13,100	0,206	1,778	1,409	10,75			
33,2	2	25	0,517	12,925	0,205	1,759	1,394	10,78	12,950	1,394	10,77
33,2	3	25	0,513	12,825	0,204	1,742	1,380	10,76			
25	1	25	0,504	12,600	0,246	2,033	1,508	11,97			
25	2	25	0,500	12,500	0,245	2,016	1,496	11,97	12,492	1,494	11,96
25	3	25	0,495	12,375	0,243	1,993	1,479	11,95			
18,3	1	25	0,508	12,700	0,296	2,366	1,603	12,62			
18,3	2	25	0,503	12,575	0,295	2,346	1,590	12,65	12,533	1,581	12,62
18,3	3	25	0,493	12,325	0,291	2,286	1,550	12,57			
15,2	1	25	0,490	12,250	0,317	2,402	1,527	12,47			
15,2	2	25	0,485	12,125	0,316	2,391	1,521	12,54	12,150	1,526	12,56
15,2	3	25	0,483	12,075	0,317	2,406	1,530	12,67			
12,4	1	25	0,475	11,875	0,353	2,629	1,545	13,01			
12,4	2	25	0,471	11,775	0,351	2,600	1,528	12,97	11,783	1,531	12,99
12,4	3	25	0,468	11,700	0,350	2,588	1,521	13,00			
10,1	1	25	0,470	11,750	0,376	2,658	1,428	12,15			
10,1	2	25	0,467	11,675	0,375	2,644	1,420	12,17	11,675	1,421	12,17
10,1	3	25	0,464	11,600	0,374	2,634	1,415	12,20			
10,2	1	25	0,555	13,875	0,378	2,701	1,457	10,50			
10,2	2	25	0,541	13,525	0,376	2,672	1,442	10,66	13,575	1,440	10,61
10,2	3	25	0,533	13,325	0,373	2,630	1,419	10,65			
8,2	1	25	0,488	12,200	0,408	2,813	1,365	11,19			
8,2	2	25	0,484	12,100	0,406	2,786	1,352	11,17	12,108	1,354	11,18
8,2	3	25	0,481	12,025	0,405	2,772	1,345	11,19			
7,2	1	25	0,478	11,950	0,424	2,858	1,294	10,83			
7,2	2	25	0,473	11,825	0,422	2,832	1,282	10,84	11,833	1,282	10,84
7,2	3	25	0,469	11,725	0,420	2,805	1,270	10,83			
6	1	25	0,462	11,550	0,431	2,731	1,115	9,65			
6	2	25	0,457	11,425	0,429	2,705	1,104	9,67	11,433	1,106	9,67
6	3	25	0,453	11,325	0,428	2,693	1,099	9,71			

Figuur B.4: Berekeningen bij meetopstelling 2 en 25 V

Weerstand (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom α (mA)	Vermogen in kring α (W)	Paal (W)	Rendement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout.gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement (%)
9910	1	16	0,065	1,040	0,004	0,143	13,76	13,76	0,004	0,143	13,76
9910	2	16	0,065	1,040	0,004	0,143	13,76	13,76	0,004	0,143	13,76
9910	3	16	0,065	1,040	0,004	0,143	13,76	13,76	0,004	0,143	13,76
993	1	16	0,083	1,328	0,018	0,335	33,33	25,04	0,018	0,335	25,04
993	2	16	0,083	1,328	0,018	0,335	33,33	25,04	0,018	0,335	25,04
993	3	16	0,083	1,328	0,018	0,335	33,33	25,04	0,018	0,335	25,04
763	1	16	0,089	1,424	0,023	0,408	40,04	28,34	0,023	0,408	28,34
763	2	16	0,089	1,424	0,023	0,408	40,04	28,34	0,023	0,408	28,34
763	3	16	0,089	1,424	0,023	0,408	40,04	28,34	0,023	0,408	28,34
670	1	16	0,092	1,472	0,026	0,459	45,53	30,77	0,027	0,484	32,45
670	2	16	0,092	1,472	0,027	0,484	47,28	32,45	0,027	0,484	32,45
670	3	16	0,092	1,472	0,027	0,484	47,28	32,45	0,027	0,484	32,45
461	1	16	0,104	1,664	0,038	0,678	66,66	40,01	0,037	0,643	37,93
461	2	16	0,104	1,664	0,037	0,643	65,31	37,93	0,038	0,678	40,01
461	3	16	0,105	1,680	0,038	0,685	67,73	40,04	0,038	0,685	40,04
394	1	16	0,111	1,776	0,043	0,745	72,79	41,02	0,043	0,745	41,02
394	2	16	0,111	1,776	0,043	0,734	71,18	40,45	0,043	0,734	40,45
394	3	16	0,111	1,776	0,043	0,745	72,79	41,02	0,043	0,745	41,02
334	1	16	0,119	1,904	0,051	0,891	88,69	45,63	0,051	0,891	45,63
334	2	16	0,119	1,904	0,051	0,891	88,69	45,63	0,051	0,891	45,63
334	3	16	0,119	1,904	0,051	0,891	88,69	45,63	0,051	0,891	45,63
270	1	16	0,130	2,080	0,061	1,037	1,005	48,30	0,062	1,054	1,021
270	2	16	0,132	2,112	0,062	1,054	1,021	48,35	0,061	1,047	1,015
270	3	16	0,131	2,096	0,061	1,047	1,015	48,41	0,061	1,047	1,015
233	1	16	0,141	2,256	0,069	1,151	1,109	49,17	0,070	1,167	1,125
233	2	16	0,140	2,240	0,070	1,167	1,125	50,24	0,070	1,171	1,129
233	3	16	0,141	2,256	0,070	1,171	1,129	50,08	0,070	1,171	1,129
149	1	16	0,175	2,800	0,100	1,583	1,496	53,43	0,101	1,602	1,514
149	2	16	0,176	2,816	0,101	1,602	1,514	53,76	0,101	1,599	1,511
149	3	16	0,177	2,832	0,101	1,599	1,511	53,55	0,101	1,583	1,496
117	1	16	0,198	3,168	0,118	1,750	1,629	51,42	0,119	1,780	1,657
117	2	16	0,198	3,168	0,119	1,780	1,657	52,30	0,119	1,786	1,662
117	3	16	0,198	3,168	0,119	1,786	1,662	52,48	0,119	1,786	1,662
97,6	1	16	0,214	3,424	0,135	1,937	1,779	51,95	0,135	1,937	1,779
97,6	2	16	0,214	3,424	0,135	1,937	1,779	51,95	0,135	1,932	1,773
97,6	3	16	0,214	3,424	0,135	1,932	1,773	51,80	0,135	1,932	1,773
83	1	16	0,230	3,680	0,148	2,009	1,818	49,40	0,149	2,036	1,843
83	2	16	0,230	3,680	0,149	2,036	1,843	50,07	0,149	2,044	1,850
83	3	16	0,231	3,696	0,149	2,044	1,850	50,06	0,149	2,044	1,850
66,1	1	16	0,256	4,096	0,171	2,187	1,933	47,19	0,172	2,213	1,956
66,1	2	16	0,257	4,112	0,172	2,213	1,956	47,56	0,172	2,218	1,960
66,1	3	16	0,257	4,112	0,172	2,218	1,960	47,67	0,172	2,218	1,960
55,3	1	16	0,277	4,432	0,189	2,286	1,975	44,57	0,189	2,286	1,975
55,3	2	16	0,277	4,432	0,189	2,286	1,975	44,57	0,189	2,286	1,975
55,3	3	16	0,277	4,432	0,190	2,301	1,988	44,85	0,190	2,301	1,988
10,1	1	16	0,437	6,992	0,333	2,085	1,120	16,02	0,333	2,085	1,120
10,1	2	16	0,436	6,976	0,332	2,072	1,113	15,96	0,332	2,072	1,113
10,1	3	16	0,432	6,912	0,333	2,080	1,117	16,16	0,333	2,080	1,117

Figuur B.5: Berekeningen bij meetopstelling 3 en 16V

Weerstand load (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom 4 (ARMS)	Vermogen in kanaal 4 (W)	Pout (W)	Reïndement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement
9910	1	25	0,096	2,400	0,005	0,248	0,248	10,32	2,400	0,248	10,32
9910	2	25	0,096	2,400	0,005	0,248	0,248	10,32	2,400	0,248	10,32
9910	3	25	0,096	2,400	0,005	0,248	0,248	10,32	2,400	0,248	10,32
993	1	25	0,123	3,075	0,029	0,842	0,835	27,16	3,075	0,835	27,16
993	2	25	0,123	3,075	0,029	0,842	0,835	27,16	3,075	0,835	27,16
993	3	25	0,123	3,075	0,029	0,842	0,835	27,16	3,075	0,835	27,16
763	1	25	0,132	3,300	0,086	1,000	0,989	29,87	3,288	0,993	30,19
763	2	25	0,131	3,279	0,086	1,011	1,000	30,53	3,288	0,993	30,19
763	3	25	0,132	3,288	0,086	1,000	0,989	29,87	3,288	0,993	30,19
670	1	25	0,138	3,450	0,042	1,197	1,182	34,26	3,467	1,186	34,20
670	2	25	0,139	3,425	0,042	1,197	1,182	34,01	3,467	1,186	34,20
670	3	25	0,139	3,425	0,042	1,209	1,193	34,34	3,467	1,186	34,20
461	1	25	0,158	3,950	0,060	1,691	1,660	42,02	3,950	1,627	41,18
461	2	25	0,158	3,950	0,059	1,635	1,605	40,63	3,950	1,627	41,18
461	3	25	0,158	3,950	0,059	1,646	1,616	40,90	3,950	1,627	41,18
394	1	25	0,166	4,150	0,066	1,770	1,732	41,73	4,158	1,746	41,98
394	2	25	0,166	4,150	0,067	1,781	1,742	41,98	4,158	1,746	41,98
394	3	25	0,167	4,175	0,067	1,802	1,763	42,24	4,158	1,746	41,98
384	1	25	0,178	4,450	0,078	2,085	2,032	45,66	4,475	2,067	46,19
384	2	25	0,179	4,475	0,079	2,139	2,084	46,58	4,475	2,067	46,19
384	3	25	0,180	4,500	0,079	2,139	2,084	46,32	4,475	2,067	46,19
270	1	25	0,201	5,025	0,097	2,622	2,540	51,06	5,008	2,586	51,63
270	2	25	0,201	5,025	0,098	2,688	2,604	51,81	5,008	2,586	51,63
270	3	25	0,201	5,025	0,098	2,699	2,614	52,03	5,008	2,586	51,63
233	1	25	0,214	5,350	0,109	2,872	2,788	51,74	5,350	2,802	52,38
233	2	25	0,214	5,350	0,110	2,925	2,819	52,70	5,350	2,802	52,38
233	3	25	0,214	5,350	0,110	2,925	2,819	52,70	5,350	2,802	52,38
149	1	25	0,273	6,825	0,160	4,037	3,814	55,89	6,825	3,821	55,98
149	2	25	0,273	6,825	0,160	4,047	3,824	56,03	6,825	3,821	55,98
149	3	25	0,273	6,825	0,160	4,047	3,824	56,03	6,825	3,821	55,98
117	1	25	0,301	7,526	0,185	4,302	4,094	53,21	7,600	4,099	53,93
117	2	25	0,305	7,626	0,188	4,443	4,135	54,23	7,600	4,099	53,93
117	3	25	0,306	7,650	0,189	4,466	4,157	54,34	7,600	4,099	53,93
97,6	1	25	0,324	8,100	0,206	4,511	4,142	51,13	8,125	4,234	52,10
97,6	2	25	0,325	8,125	0,209	4,643	4,263	52,47	8,125	4,234	52,10
97,6	3	25	0,326	8,150	0,210	4,679	4,296	52,71	8,125	4,234	52,10
83	1	25	0,350	8,750	0,231	4,883	4,429	50,62	8,775	4,442	50,62
83	2	25	0,351	8,775	0,232	4,936	4,467	50,91	8,775	4,442	50,62
83	3	25	0,352	8,800	0,231	4,883	4,429	50,33	8,775	4,442	50,62
66,1	1	25	0,387	9,675	0,263	5,174	4,572	47,26	9,675	4,572	47,26
66,1	2	25	0,387	9,675	0,263	5,174	4,572	47,26	9,675	4,572	47,26
66,1	3	25	0,387	9,675	0,263	5,174	4,572	47,26	9,675	4,572	47,26
55,3	1	25	0,420	10,500	0,293	5,494	4,747	45,21	10,500	4,758	45,32
55,3	2	25	0,420	10,500	0,294	5,513	4,764	45,37	10,500	4,758	45,32
55,3	3	25	0,420	10,500	0,294	5,513	4,764	45,37	10,500	4,758	45,32
10,1	1	25	0,622	15,550	0,480	4,514	2,425	15,59	15,417	2,405	15,60
10,1	2	25	0,616	15,400	0,488	4,477	2,405	15,62	15,417	2,405	15,60
10,1	3	25	0,612	15,300	0,486	4,440	2,386	15,59	15,417	2,405	15,60

Figuur B.6: Berekeningen bij meetopstelling 3 en 25 V

	Weerstand load (ohm)	Meting	DC spanning (V)	DC stroom (A)	DC vermogen (W)	Stroom 4 (ARMS)	Vermogen in kring 4 (W)	Pout (W)	Rendement (%)	Gemiddeld DC vermogen (W)	Pout gemiddeld (W)	Gemiddeld rendement (%)	
D12 (cm)	20	233	1	16	0,32	5,120	0,067	1,085	1,046	20,43	1,038	20,39	
D23 (cm)	20	233	2	16	0,316	5,056	0,066	1,053	1,015	20,07	5,088	20,68	
D34 (cm)	20	233	3	16	0,318	5,088	0,067	1,091	1,052	20,68	5,088	20,68	
f (MHz)	60	149	1	16	0,297	4,752	0,093	1,364	1,289	27,12	4,731	1,298	27,44
	1,384	149	2	16	0,297	4,752	0,094	1,393	1,317	27,71	4,731	1,298	27,44
		149	3	16	0,293	4,688	0,093	1,364	1,289	27,49	4,731	1,298	27,44
		117	1	16	0,281	4,496	0,107	1,439	1,340	29,79	4,496	1,345	29,92
		117	2	16	0,281	4,496	0,107	1,447	1,347	29,96	4,496	1,345	29,92
		117	3	16	0,281	4,496	0,107	1,450	1,350	30,02	4,496	1,345	29,92
		97,6	1	16	0,274	4,384	0,110	1,286	1,181	26,94	4,384	1,181	26,94
		97,6	2	16	0,274	4,384	0,110	1,286	1,181	26,94	4,384	1,181	26,94
		97,6	3	16	0,274	4,384	0,110	1,286	1,181	26,94	4,384	1,181	26,94
D12 (cm)	26,67	233	1	16	0,316	5,056	0,049	0,580	0,559	11,06	5,067	0,566	11,16
D23 (cm)	26,67	233	2	16	0,316	5,056	0,050	0,595	0,573	11,34	5,067	0,566	11,16
D34 (cm)	26,67	233	3	16	0,318	5,088	0,049	0,585	0,564	11,09	5,067	0,566	11,16
f (MHz)	80,01	149	1	16	0,330	5,280	0,072	0,818	0,772	14,63	5,269	0,777	14,74
	1,397	149	2	16	0,329	5,264	0,072	0,824	0,779	14,80	5,269	0,777	14,74
		149	3	16	0,329	5,264	0,072	0,824	0,779	14,80	5,269	0,777	14,74
		117	1	16	0,339	5,424	0,087	0,951	0,886	16,33	5,419	0,886	16,34
		117	2	16	0,339	5,424	0,087	0,951	0,886	16,33	5,419	0,886	16,34
		117	3	16	0,338	5,408	0,087	0,951	0,886	16,33	5,419	0,886	16,34
		97,6	1	16	0,346	5,536	0,095	0,965	0,886	16,01	5,536	0,888	16,03
		97,6	2	16	0,346	5,536	0,095	0,959	0,881	15,91	5,536	0,888	16,03
		97,6	3	16	0,346	5,536	0,096	0,976	0,896	16,18	5,536	0,888	16,03
D12 (cm)	33,33	233	1	16	0,392	6,272	0,025	0,151	0,146	2,32	6,261	0,146	2,33
D23 (cm)	33,33	233	2	16	0,391	6,256	0,025	0,151	0,146	2,33	6,261	0,146	2,33
D34 (cm)	33,33	233	3	16	0,391	6,256	0,025	0,151	0,146	2,33	6,261	0,146	2,33
f (MHz)	99,99	149	1	16	0,405	6,480	0,037	0,221	0,208	3,22	6,437	0,211	3,27
	1,398	149	2	16	0,402	6,432	0,038	0,224	0,212	3,29	6,437	0,211	3,27
		149	3	16	0,400	6,400	0,038	0,224	0,212	3,31	6,437	0,211	3,27
		117	1	16	0,406	6,496	0,047	0,278	0,258	3,88	6,453	0,254	3,94
		117	2	16	0,403	6,448	0,046	0,269	0,251	3,89	6,453	0,254	3,94
		117	3	16	0,401	6,416	0,047	0,272	0,253	3,94	6,453	0,254	3,94
		97,6	1	16	0,413	6,608	0,051	0,274	0,252	3,81	6,613	0,252	3,81
		97,6	2	16	0,413	6,608	0,051	0,276	0,254	3,84	6,613	0,252	3,81
		97,6	3	16	0,414	6,624	0,051	0,273	0,251	3,79	6,613	0,252	3,81

Figuur B.7: Berekeningen bij verschillende afstanden meetopstelling 3 en 16V

Bijlage C

Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel

Inductive Resonance Wireless Power Transfer for Mid-Range Distances

Nick Rondelez
Technology Campus Ghent
KU Leuven, Belgium
nick.rondelez@student.kuleuven.be

Nobby Stevens
DraMCo, ESAT
Technology Campus Ghent
KU Leuven, Belgium
nobby.stevens@kuleuven.be

Ben Minnaert
DraMCo, ESAT
Technology Campus Ghent
KU Leuven, Belgium
ben.minnaert@kuleuven.be

Abstract—The largest smartphone companies promote their wireless charging phones. On top of the advantages of needing no more cables, it also offers the possibility to make these devices waterproof. Although the wire disappeared, wireless charging still is not fully mobile because the device has to be aligned with the charger. To be able to keep using the devices, the distance between the device and charger needs to be increased. This work focusses on wireless power transfer over mid-range distances using inductive resonance. Experimental results show an increase in efficiency from 12.99% to 21.5% at a distance of 40 cm when a four coil setup is used over a two coil setup. By using a setup with relay coils, efficiencies of over 55% can be achieved over a distance of 40 cm.

Keywords: Wireless power transfer, resonant inductive coupling, four coils

I. INTRODUCTION

Today, a wide variety of electronic mobile devices still has to be powered by plugging them in. To many people, this is seen as a limitation on the mobility of such devices. This is where inductive wireless charging becomes interesting.

The idea of inductive wireless power transfer is quite old. Tesla was the first one to propose this idea over a century ago. A transmitter circuit transmits energy to a receiver which is located at a specific distance. In this way certain devices can be powered or charged. Recently, a lot of effort has been done to implement this in everyday applications. This is already used in electric toothbrushes, medical implants and electric cars for example. The power transfer in these applications is often obtained by resonant inductive coupling between two coils. These coils are then placed a few millimeters to centimeters away from each other. In the given summary [1], it is seen that most of the time the distance between transmitter and receiver is quite small. Also the distance at which the highest or acceptable efficiency is achieved is strongly dependent on the coil sizes.

Since Kurs' work [2], a lot of research has been done on inductive resonance wireless power transfer (IRWPT) because the analysis had proven that wireless power transfer over mid-range distances could be quite efficient. In this way, people can keep using their devices even though they are charging.

The present work focusses on these mid-range distances. To be able to transmit certain amounts of power over a distance, it is essential to design a proper power source. In

the aforementioned research, little attention has been spent on the design of such a power source. A class-D amplifier is an excellent candidate although these amplifiers are often not suitable for high frequencies. The proposed work mainly focusses on the design of a power source which can deliver high currents at high frequencies.

First, a short overview of the proposed system is given in section II. In section III, the used design approach is given. A more detailed description on transmitter and link efficiency will be given along with measurement results in section IV.

II. SYSTEM OVERVIEW

An overview is given in Fig. 1. On the left, the transmitter can be seen. The voltage source represents a class-D amplifier which generates the required signal for the transmitter coil L_1 . Series-resonance is used. In the middle, two resonant circuits will cause an amplification of the induced magnetic fields by the transmitter. This is because every circuit is tuned to the same resonant frequency, which means that ideally, there is a short-circuit. The resonant frequency will be determined by the Q-factor of the coils. On the right, the receiver is shown. The diode represents a bridge rectifier. The buck converter will transform the rectified voltage to a stable output voltage. Series-resonance is once more used because this makes $L_4 + C_{res4}$ act as a current source.

III. TRANSMITTER DESIGN

A. Considerations

Prior to the transmitter design, the proper coils need to be selected. These are designed to have an inner diameter of 215 mm and 10 windings. The measured self inductances of the coils are shown in Table I. The measurement is done when there are no other coils around which means that this is the self inductance of the coil itself and there is no mutual coupling. The Q-factor is defined as $Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$. When measured, a maximum Q-factor is achieved at a frequency of 1.700 MHz. This means the best way to transfer power is at a frequency of 1.700 MHz because the least losses are obtained at this frequency.

To get a resonant circuit at a frequency of 1.700 MHz, it is essential to place a proper capacitance in series or parallel

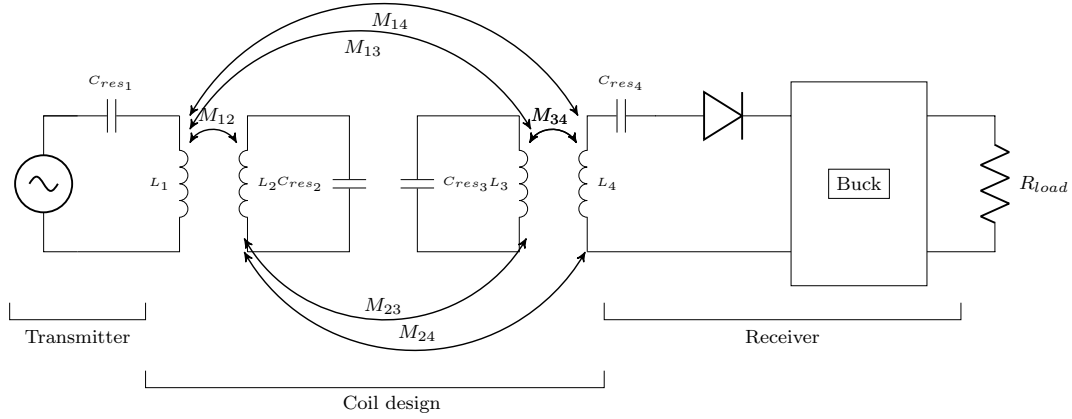


Fig. 1. Inductive resonance wireless power transfer system

TABLE I
MEASURED SELF-INDUCTANCES

L_1 [μH]	L_2 [μH]	L_3 [μH]	L_4 [μH]
51.18	51.66	53.14	50.96

TABLE II
CALCULATED CAPACITANCES

C_{res1} [pF]	C_{res2} [pF]	C_{res3} [pF]	C_{res4} [pF]
171.3	169.7	164.9	172.0

TABLE III
SIGNAL COMBINATIONS

HI	LI	SW
L	L	High impedance
L	H	GND
H	L	V_{SUPPLY}
H	H	Short-circuit

with the coils. The resonance frequency of an LC-circuit is given by equation (1).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (1)$$

f_{res} is the resonance frequency, L the self inductance of the coil and C the needed capacitance to make the circuit resonate.

From equation (1), the resonant capacitances can be determined and are given in Table II.

Because there are four coils in each other's vicinity, there will be mutual coupling between the coils which is represented in Fig. 1. This means that for example to the transmitter circuit, there will appear to be another inductance than has been measured. Accordingly the resonance frequency will shift from 1.700 MHz to a lower or higher frequency, depending on the spacing between the different coils. This is why a capacitance with a smaller value than the value in Table II will be placed, accompanied by a trim capacitance in parallel. In this way, the circuit can be tuned to the required resonance frequency.

B. Class-D Amplifier

The challenge is to find a class-D amplifier which can deliver high currents at a frequency of at least 1.700 MHz. Most of these amplifiers operate at frequencies below 1 MHz, which is a problem. TI produces the LMG5200. This class-D

amplifier can deliver currents up to 10 A at frequencies up to 10 MHz, if properly designed. This means the LMG5200 is suitable for this application.

The IC uses two GaN FETs in a half-bridge configuration. These FETs have greater switching speeds as well as a very low on-resistance of 15 m Ω , which causes little Joule heating. The FETs are controlled by an input signal on the HI and LI pins of the IC. Careful consideration must be made on the signals applied to these pins. An overview of possible combinations is given in Table III. A square wave on the SW-pin, between GND and V_{supply} with a duty cycle of 50% can be obtained by keeping HI high and LI low during a given period of time, and making HI low and LI high during that same period of time.

Two solutions to achieve two opposite 50% duty cycle input signals are found.

- *Inverter*: The easiest way to achieve a 50% duty cycle is by using one single inverter. When a square wave between GND and 5 V is applied, this signal is brought to the HI pin and to the inverter. The output of the inverter is then connected to LI. When the square wave is applied, both HI and LI will always be opposed. This would work if the inverter was ideal. Unfortunately, the inverter has a (rather small but nonetheless relevant) rise and fall time which can cause a situation which enables a short-circuit, and a short-circuit means reduced efficiency of the transmitter. In order to eliminate these occurrences, there needs to be a dead time between the transition of GND to V_{SUPPLY} .

- *Dead-Time Generator*: TI has designed an evaluation module *LMG5200EVM-02* with a dead-time generator. This dead-time generator consists of a few schmitt-triggers and other components. By altering this dead-time generator design, a dead-time between transitions can be obtained which will cause fewer losses and a more predictable behavior.

The output of the transmitter is a square wave with an offset of $\frac{V_{SUPPLY}}{2}$. L_1 and C_{res1} act as a low-pass filter with a cutoff frequency of f_{res} , which will remove the higher harmonics of the square wave and the DC-offset will be eliminated by C_{res1} . This will result in a sine wave over the transmitting coil. This voltage will cause a current. The current will induce a strong magnetic field.

IV. TRANSMITTER- AND LINK EFFICIENCIES

A. Methods

Before efficiencies can be measured, an accurate way to measure power needs to be determined. There are a few possibilities and all of them have their own (dis)advantages.

1) *Voltage Probe and Current Probe*: By placing a voltage probe on the connectors of the transmitting coil L_1 , the waveform of the voltage over the coil can be monitored on a digital oscilloscope. When a current probe is used, the current through the coil can also be made visible on the oscilloscope. With the digital oscilloscope used here, it is possible to insert a USB drive. Over 1000 samples of the measured voltage and current during one period can be saved to the USB drive. In this way, the time averaged power can be calculated by multiplying the voltage and current of each sample and adding the results. The achieved power is the power that enters the transmitting coil. The same measurements can be done on the receiver side. By dividing the two values, the link efficiency can be obtained. The time averaged power on the transmitter side can be compared to the DC power that is delivered to the transmitter circuit.

This is an easy way to achieve results. Still, there is a major disadvantage. Probes are not ideal, so they have a parasitic capacitance. This means that in this case by measuring, a capacitance $C_p = 7$ pF is added by the voltage probe. The problem with the measurements is illustrated in Fig. 2.

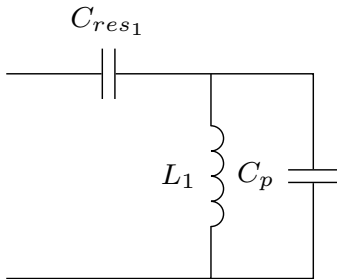


Fig. 2. Measurement with parasitic capacitance

The self-inductance of the driving coil is $L_1 = 51.18 \mu\text{H}$. The frequency at which resonance occurs while measuring is

1.700 MHz. By rearranging and using equation (1), a capacity of 171.3 pF is found. When the probe is removed, a capacity of $(171.3 - 7)$ pF will remain. Filling in equation (1) results in a resonance frequency of 1.736 MHz. The resonance frequency has shifted 36 kHz by adding a probe. It is obvious that this is very problematic, because this means that the measurements strongly influence the results. This is why this method will not be used.

2) *Current probe*: Here, the receiver will be removed from the receiving coil and different loads will be applied directly to the receiver coil. The efficiency that can be obtained in this way is the link efficiency and transmitter efficiency together. The input power P_{IN} will be calculated by multiplying the DC current and voltage. The received power or output power can be calculated by using equation (2).

$$P_{out} = R_{load} \cdot |I_4|^2 \quad (2)$$

R_{load} is the value of the used resistor and I_4 is the current through this resistor. By writing down the DC power and the currents through the loads, efficiency can be determined. Efficiency is defined as $\eta = \frac{P_{out}}{P_{IN}}$. This method will be used in this work.

B. Measuring setup

To be able to validate the four coil inductive resonance wireless power transfer system, at least one other setup has to be measured.

1) *Four coil IRWPT*: The first measuring setup is given in Fig. 3. Coil L_1 and L_2 can be seen as transmitter side. The distance D_{12} between these coils is 9.0 cm. This distance is the same on the receiving side. Between coil L_2 and L_3 , there is a distance $D_{23} = 22.0$ cm. A total distance of 40.0 cm has to be bridged.

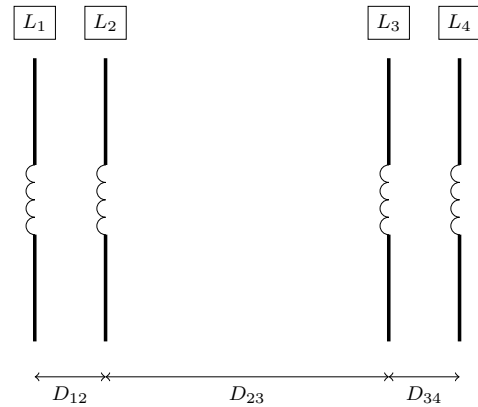


Fig. 3. Setup 1: four coil inductive resonance wireless power transfer with $D_{12} = D_{34}$ and a larger distance D_{23}

2) *Two coil IRWPT*: In this setup, coil 2 and 3 are removed. This is represented in Fig. 4. The distance $D_{14} = 40.0$ cm as well, so that it can be compared to the other setups.

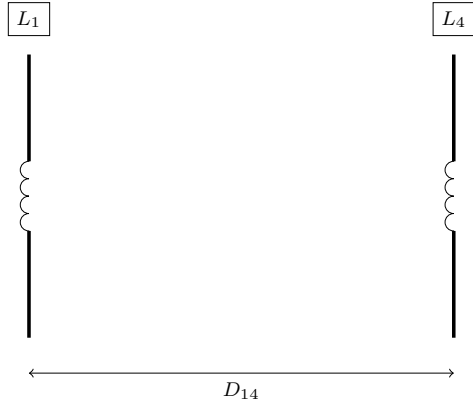


Fig. 4. Setup 2: two coil inductive resonance wireless power transfer with a large distance D_{14}

3) *Four coil IRWPT with relay coils*: The last setup consists of four resonant circuits. These coils will be placed equidistant, so that the total distance $D_{14} = 40.0$ cm. Coil L_2 and L_3 will be called relay coils. They can be seen as amplifiers. Fig. 5 represents this setup.

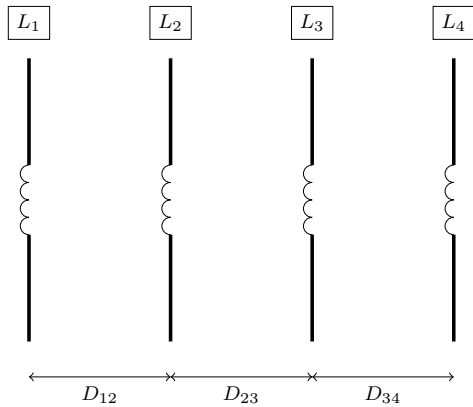


Fig. 5. Setup 3: inductive resonance wireless power transfer with relay coils and equal distances $D_{12} = D_{23} = D_{34}$

C. Measurements

All measurements in this part are carried out at an input voltage of 25 V.

1) *Measuring setup 1*: The first measurement is performed at a frequency of 1.594 MHz. A maximum efficiency of 21.5 % is found. In that case, 1.252 W is received.

2) *Measuring setup 2*: A frequency of 1.400 MHz is used. Results show that a maximum efficiency of 12.99 % can be obtained at a load of 11.8 Ω . 1.531 W is received.

3) *Measuring setup 3*: For the final measurement, other loads are used because the optimal point is at other frequencies. Very high efficiencies up to 55.98 % can be obtained. The used frequency $f_{res} = 1.402$ MHz.

4) *Measuring setup 3 with variable distance*: Setup 3 shows promising results concerning the achieved efficiencies.

Therefore, the distance in this setup will be varied. In this way a graphical representation can be given of how far decent efficiencies can be obtained. This is shown in Fig. 6, for loads with the highest efficiency. The frequency has to be changed between every measurement to obtain a maximum efficiency.

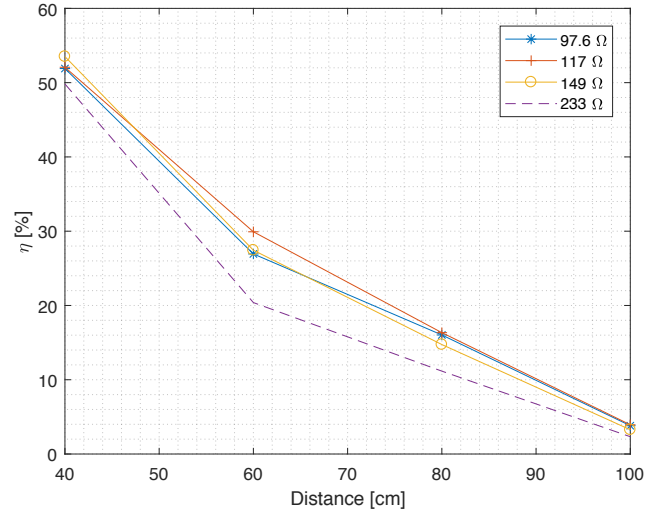


Fig. 6. Comparison of efficiencies at different distances and loads

5) *Comparison*: In Fig. 7 all measuring results are graphically shown at a distance $D_{14} = 40.0$ cm. All three setups first increase, then reach a maximum and finally reduce. There seems to be a major difference between the setups. Based on the achieved efficiency, the third setup performs the best. Also, the largest amount of power (3.821 W at optimal efficiency) is received in this setup.

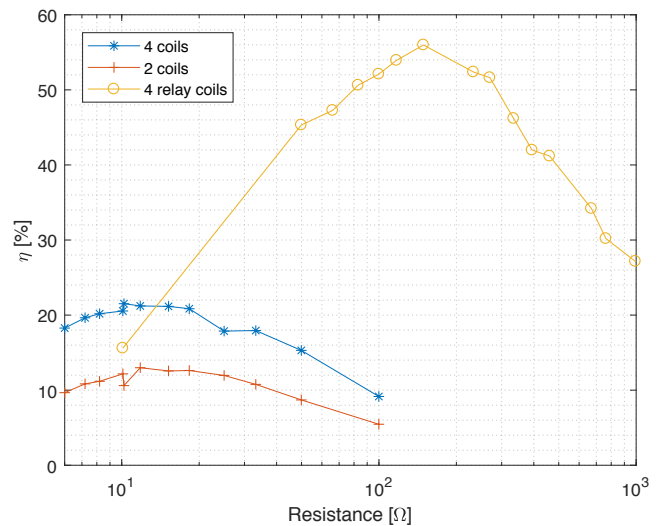


Fig. 7. Comparison of all used setups at 25 V

It is also concluded that the first setup performs better than the second one. In its turn, this clearly demonstrates the use of

four coils is advantageous. The design of a four coil IRWPT is more difficult than a two coil IRWPT because now four coils have to be tuned to the same frequency.

Even at large distances, measuring setup 3 shows satisfying results. At a distance of 100 cm an efficiency of 3.81 % is found. This corresponds to 254 mW. At a distance of 60 cm, the obtained efficiency is still higher than for measuring setup 1 and 2.

V. CONCLUSION AND FUTURE WORK

In the present contribution, a high frequency resonance wireless power transfer system has been designed by using the *LMG5200*. Through careful design, high transmitter efficiencies can be obtained. The paper further investigates the difference between different setups by looking at the obtained transmitter + link efficiencies. Using four coils instead of a two coils solution leads to better results at the same distance. By introducing the setup with relay coils, even higher efficiencies up to 55.98 % can be obtained. This is more than was expected. By measuring at different distances, the relationship between efficiency and distance is shown.

Before this type of IRWPT can be optimised and widely integrated in all portable devices, a model needs to be made of the dependency of the angle between coils and the amount of misalignment between the transmitter and receiver. This work does not cover these situations. Also little attention has been spent on the angle between these coils.

REFERENCES

- [1] D. Ahire and V. J. Gond, Wireless power transfer system for biomedical application: A review, in *Trends in Electronics and Informatics (ICEI), 2017 International Conference on*, pp. 135-140, IEEE, 2017.
- [2] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, *science*, vol. 317, no. 5834, pp. 8386, 2007.
- [3] X. Mou and H. Sun, Wireless power transfer: Survey and roadmap, in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st*, pp. 15, IEEE, 2015.

Bijlage D

Poster

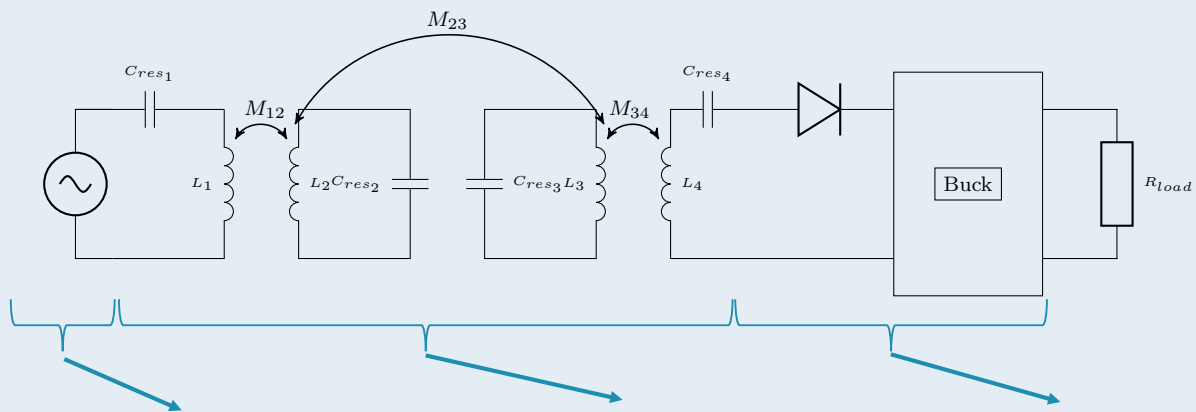
Inductieve Resonante Draadloze Energieoverdracht over Middellange Afstanden

Motivatie

Mobiele toestellen dienen gedurende "lange" tijd opgeladen te worden met de draad. Dit is een beperking aan de mobiliteit van deze toestellen.

Doel

Ontwerpen en realiseren van een systeem voor inductieve draadloze energieoverdracht over enkele tientallen centimeter te gebeuren.



Transmitter

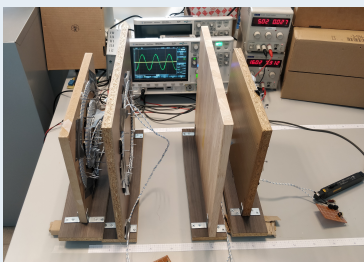
- Kan schakelen tot 10 MHz
- Kan stromen leveren tot 10 A

Spoelen

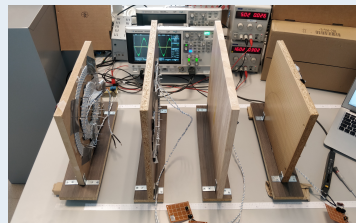
- Vier resonante circuits
- Regelbare resonantiefrequentie
- Verscheidene meetopstellingen

Receiver

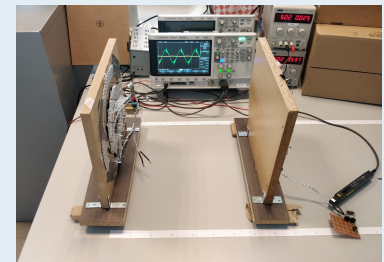
- Uitgangsspanning van 5 V
- Vrij te kiezen load



Meetopstelling 4 coils

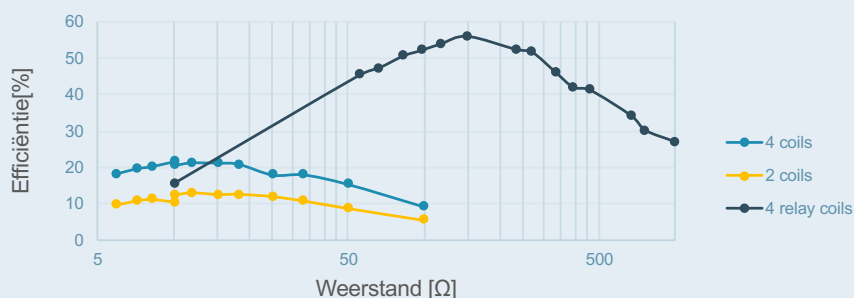


Meetopstelling 4 relay coils



Meetopstelling 2 coils

Efficiëntie alle meetopstellingen bij 25 V



Student: Nick Rondelez
 Promotor: Dr. Ir. Nobby Stevens
 Co-promotor: Dr. Ir. Ben Minnaert

Opleiding: Industriële Ingenieurswetenschappen
 Elektronica – ICT optie elektronica
 Datum van opmaak: 4/4/2018

FACULTEIT INDUSTRIËLE INGENIEURSWETENSCHAPPEN
TECHNOLOGIECAMPUS GENT
Gebroeders De Smetstraat 1
8200 GENT, België
tel. + 32 50 66 48 00
iiw.gent@kuleuven.be
www.iw.kuleuven.be

