

Design en implementatie van een educatieve hoogvermo- gen inductive wireless po- wer transfer opstelling

Stijn VERHAEGHE

Promotoren: Prof. dr. M. Kleemann Masterproef ingediend tot het behalen van
dr. ing. J. Van Mulders de graad van master of Science in de
Co-promotor: ing. A. Cloet industriële wetenschappen: Elektronica-
ICT elektronica voor cyberfysische
systemen

Academiejaar 2025 - 2026

©Copyright KU Leuven

Deze masterproef is een examendocument dat niet werd gecorrigeerd voor eventuele vastgestelde fouten.

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.

Voorwoord

Met trots presenteer ik mijn masterproef, het sluitstuk van de opleiding Master in de Industriële Wetenschappen: Elektronica aan de KU Leuven, campus Gent. Dit document beschrijft het volledige proces van het ontwerpen en implementeren van een educatieve hoogvermogen inductive wireless power transfer opstelling.

Gedurende het afgelopen academiejaar heb ik mij intensief verdiept in de boeiende wereld van draadloze energieoverdracht. Het ontwerpen en daadwerkelijk implementeren van een functionele opstelling bracht de nodige uitdagingen met zich mee, van theoretische simulaties tot het nauwkeurig testen van de hardware in het labo. Het omzetten van deze kennis in een bruikbare labo opgave voor toekomstige studenten heeft dit project voor mij extra waardevol gemaakt.

Dit resultaat had ik echter niet alleen kunnen bereiken. Voordat ik dieper inga op de technische details van dit onderzoek, wil ik graag een aantal mensen bedanken die mij gaandeweg hebben ondersteund.

In de eerste plaats wil ik mijn promotoren, prof. dr. M. Kleemann en dr. ing. J. Van Mulders, hartelijk danken. Hun scherpe feedback en sturing tijdens onze meetings hebben er in grote mate toe bijgedragen dat dit project tot een succesvolle praktische realisatie is uitgegroeid. Bijzondere dank gaat tevens uit naar mijn co-promotor en dagelijks begeleider, ing. A. Cloet. Bedankt voor de vele overlegmomenten over het gehele academiejaar.

Daarnaast wil ik mijn medestudent Niels Verhoeve bedanken, die de tijd heeft vrijgemaakt om mijn labo opgave proefondervindelijk uit te testen om te controleren of er nog aanpassingen nodig waren.

Een speciaal woord van dank richt ik aan mijn vader en mijn broer. Hun praktische hulp bij het bouwen van de fysieke opstelling en het mechanisch voorzien van de heatsinks was onmisbaar om de hardware veilig en stabiel te kunnen testen.

Ten slotte wil ik de rest van mijn vrienden en familie bedanken voor de onvoorwaardelijke steun en motivatie die ik het hele jaar door heb ontvangen.

Stijn Verhaeghe
Waarmaarde, 21 mei 2026



*Copyright informatie:
studiewerk van een student in het kader van de
academische opleiding en examenbeoordeling.
Na deze beoordeling vond geen correctie plaats
van het studiewerk.*

Samenvatting

Door de opkomst van draadloze energieoverdracht in toepassingen zoals smartphones en elektrische voertuigen, groeit de noodzaak om deze technologie te integreren in het onderwijs. Bestaande educatieve opstellingen zijn echter vaak beperkt tot lage vermogens, waardoor studenten onvoldoende inzicht krijgen in de specifieke uitdagingen van hoogvermogen systemen. Deze masterproef behandelt daarom het ontwerp en de realisatie van een educatieve Inductive Wireless Power Transfer (IWPT)-opstelling met een doelvermogen van 500 W.

Het systeem is opgebouwd rond een LCC-S compensatietopologie, waarbij een LCC-circuit aan de zenzijde wordt gecombineerd met een seriecondensator aan de ontvangtzijde. Deze configuratie is gekozen omdat ze een constante stroom in de zendspoel garandeert en ervoor zorgt dat het systeem zich gedraagt als een quasi-constante spanningsbron bij een werkfrequentie van 85 kHz. De praktische realisatie bestaat uit twee fysieke units die in een behuizing met een transparant deksel zijn geïmplementeerd. De zendunit bevat drie PCB's: de aansturing, een full-bridge inverter op basis van Infineon-modules en het LCC-netwerk. Voor educatieve doeleinden kan de gebruiker de frequentie handmatig variëren via een potentiometer, waarbij de waarden direct worden gevisualiseerd op een LCD display. De ontvangstunit omvat de serie compensatiecondensator en een bruggelijkrichter met een weerstand als belasting. Uit experimentele resultaten blijkt dat een rendement van circa 78% werd behaald bij een uitgangsvermogen van 393 W.

Een cruciaal onderdeel van deze thesis is de ontwikkeling van een bijbehorende labo opgave. Hierin leert de student de verschillende blokken van een IWPT-systeem te identificeren en hun functionaliteit te verklaren. Via een simulatiemodel worden de frequentieresponsie en het rendement geanalyseerd, waarna deze theoretische inzichten worden gecontroleerd met praktische metingen op de educatieve opstelling. Een specifiek onderdeel van het labo richt zich op de invloed van misalignment bij robotapplicaties, waarbij studenten het effect van een verschuivende koppeling bestuderen. Ten slotte reflecteren de studenten op het gebruik van een feedback lus om de uitgangsspanning constant te houden bij variaties in koppeling of belasting. Dit doen zij door het schema van het praktische IWPT-systeem van Würth Elektronik te bestuderen.

Summary

Due to the rise of wireless power transfer in applications like smartphones and electric vehicles, there is a growing need to integrate this technology into education. However, existing educational setups are often limited to low power levels. Consequently, students gain insufficient insight into the specific challenges of high-power systems. This master's thesis addresses this gap by designing and realizing an educational Inductive Wireless Power Transfer (IWPT) setup with a target power of 500 W.

The system is built around an LCC-S compensation topology. In this setup, an LCC circuit on the transmitting side is combined with a series capacitor on the receiving side. This configuration was chosen because it guarantees a constant current in the transmitting coil. Furthermore, it ensures the system behaves as a quasi-constant voltage source at an operating frequency of 85 kHz. The practical realization consists of two physical units housed in enclosures with transparent lids. The transmitting unit contains three PCBs: the control, a full-bridge inverter based on Infineon modules, and the LCC network. For educational purposes, users can manually vary the frequency via a potentiometer, with the values visualized directly on an LCD display. The receiving unit includes the series compensation capacitor and a bridge rectifier with a resistive load. Experimental results show that an efficiency of approximately 78% was achieved at an output power of 393 W.

A crucial part of this thesis is the development of an accompanying laboratory assignment. Through this assignment, students learn to identify the different blocks of an IWPT system and explain their functionality. The frequency response and efficiency are first analyzed via a simulation model. These theoretical insights are then verified using practical measurements on the educational setup. A specific section of the lab focuses on the influence of misalignment in robot applications, allowing students to study the effect of shifting coupling. Finally, students reflect on the use of a feedback loop to keep the output voltage constant during variations in coupling or load. They do this by studying the schematic of the practical Würth Elektronik IWPT system.

Keywords: Inductive Wireless Power Transfer (IWPT), LCC-S compensation, High-power and Educational setup

Inhoudsopgave

1	Introductie	2
1.1	Wireless power transfer	2
1.1.1	Principe van inductieve koppeling	4
1.1.2	Principe van capacitieve koppeling	5
1.1.3	Verschil tussen inductieve en capacitieve koppeling	7
1.2	Probleemstelling	8
1.3	Onderzoeksvragen	8
1.3.1	Conclusie	9
2	Literatuurstudie	10
2.1	Invertor	10
2.1.1	Klasse D invertor	11
2.1.2	Full-bridge invertor	13
2.1.3	Soft switching	15
2.2	Compensatienetwerken voor inductieve vermogensoverdracht	16
2.2.1	Reflectie-impedantie	16
2.2.2	Analyse van de secundaire compensatiemethoden en reflectie-impedantie	18
2.2.3	Analyse en dimensionering van de basis-compensatietopologieën . . .	19
2.2.4	Hogere orde compensatiemethoden	21
2.3	IWPT-spoelen	22
2.3.1	Types spoelen voor IWPT	22
2.3.2	Misalignment en praktische bepaling koppeling	23
2.3.3	Verliezen in IWPT-spoelen	24
2.3.4	Kwaliteitsfactor	26
2.4	Gelijkrichter	28
2.5	Conclusie	30

3	Ontwerp en validatie	31
3.1	Dimensionering van de LCC-S topologie	31
3.2	Simulatie van de LCC-S topologie	33
3.3	Beschrijving van de praktische opstelling	39
3.3.1	Ontwerp en aansturing van de inverter	39
3.3.2	Ontwerp van de compensatie PCB	41
3.3.3	Ontwerp van de gelijkrichter PCB	42
3.3.4	Opstelling IWPT-systeem	44
3.4	Experimentele resultaten en analyse	46
3.4.1	Thermische meting van de full-bridge inverter	48
3.5	Veiligheid en blootstelling aan elektromagnetische velden	50
3.6	Ontwikkeling en motivatie van de labo opgave	52
3.6.1	Doelstelling 1: Systeemarchitectuur analyseren	52
3.6.2	Doelstelling 2: Parametersimulaties uitvoeren	52
3.6.3	Doelstelling 3: Experimentele metingen uitvoeren	53
3.6.4	Doelstelling 4: Applicatiegerichte systeemanalyse	53
4	Conclusie en verder onderzoek	54
4.1	Conclusie	54
4.2	Verder onderzoek	55
A	Hogere orde compensatietopologieën	61
B	Analyse LCC-S compensatie	62
C	Ontwerpberekeningen en componentselectie van de LT8304 flyback convertor	64
D	Schema aansturing inverter	68
E	Schema van het zend- en ontvangstcircuit	73
F	Broncode ESP32	75
G	Labo opgave	79
H	Wetenschappelijk artikel	99
I	Poster	106

J	GenAI code of conduct for students	108
----------	---	------------

Lijst van figuren

1.1	Classificatie van WPT technologieën [2]	3
1.2	Algemeen blokschema van een Wireless Power Transfer systeem [4]	3
1.3	Fundamenteel principe IWPT [6]	4
1.4	Mutuele koppeling [7]	5
1.5	Typisch schema CWPT [9]	6
1.6	Basis circuit voor capacitieve koppeling [7]	6
1.7	Invloed van vermogen, luchtspleet en frequentie op de prestaties van inductieve of capacitieve WPT-systemen [11]	7
2.1	Overzicht inverter topologieën [4]	11
2.2	Simulatiemodel van de klasse D inverter (PLECS)	12
2.3	Gate signalen MOSFET 1 en MOSFET 2	12
2.4	Simulatiere resultaat van de spanning V_1 (blokgolf) en de resulterende belastingsstroom i_{RL} (sinus) bij een schakelfrequentie van 85 kHz	13
2.5	Schema full-bridge inverter	14
2.6	Stroom door en spanning over belasting	14
2.7	Vergelijking van de I - V schakelcurves voor verschillende schakelmethodeken [15]	15
2.8	Overzicht van de vier fundamentele compensatiemethoden: (a) SS-type compensatie, (b) SP-type compensatie, (c) PS-type compensatie, (d) PP-type compensatie [20]	16
2.9	Elektrisch equivalent circuitmodel van gekoppelde spoelen [21]	17
2.10	Vereenvoudigd schema LCC-S compensatie [18]	21
2.11	Vergelijking van spoelvormen en hun invloed op de koppelfactor [23]	22
2.12	Overzicht van de spoelafmetingen en de configuratie met ferrietblokken.	23
2.13	Misalignment tussen zend- en ontvangspoel [20]	23
2.14	Meting koppeling van twee gekoppelde spoelen [27]	24

2.15	Visualisatie van het skin-effect en de resulterende stroomdichtheid in een geleider	26
2.16	Frequentie splitting [34]	27
2.17	Bifurcation [34]	28
2.18	Spannings- en stroomverloop tijdens reverse recovery [38]	29
2.19	Vermogensverlies ten gevolge van reverse recovery [39]	29
2.20	Overzicht van het reverse recovery effect in de diode	29
2.21	Vergelijking van bruggelijkrichters [36]	30
3.1	Simulatiemodel LCC-S compensatie	33
3.2	Frequentierespons bij variërende belasting R_{Lac} met een koppeling $k = 0,3$.	34
3.3	Frequentierespons bij variërende koppelfactor k met een belastingweerstand $R_{Lac} = 5 \Omega$	34
3.4	Simulatiemodel LCC-S compensatie in PLECS	35
3.5	Invloed van de koppelfactor k en ingangsspanning V_{in} op het uitgangsvermogen P_{out} en rendement η van het LCC-S systeem bij een belasting R_L van 5Ω	36
3.6	Tijdsdomein-analyse van de magnetische koppeling tussen zendspoel bij een koppeling van $0,3$, $R_{Lac} = 5 \Omega$ en $V_{in} = 30 V$	37
3.7	Spanning en stroom over de belasting R_{Lac} bij een koppeling van $0,3$, $R_{Lac} = 5 \Omega$ en $V_{in} = 30 V$	38
3.8	Bovenzijde (links) en onderzijde (rechts) van het Infineon EVAL2EDBHBGANTOBO1 evaluatieboard	39
3.9	Bovenzijde en onderzijde van de aansturing PCB van de inverter-evaluatieboard	40
3.10	TX-compensatie PCB	41
3.11	Praktische uitvoering van de gelijkrichter-PCB.	42
3.12	De zendunit met de verschillende onderdelen: het ESP32-besturingsdeel (blauw), de Infineon GaN full-bridge inverter (rood) en het primaire LCC-compensatienetwerk (groen)	44
3.13	Interne hardware van de ontvangstunit: de parallelle C_3 -condensatorgroep (links), de gelijkrichterbrug met vier dioden en eigen koellichamen (midden), en de uitgangscondensator (rechts)	45
3.14	Volledige labo opstelling	45
3.15	Koppelfactor als functie van de afstand tussen de zend- en ontvangstspoel . .	46
3.16	Uitgangsvermogen i.f.v koppeling bij een belasting van 5Ω	47
3.17	Uitgangsspanning in functie van de weerstand bij een ingangsspanning $V_{in} = 60 V$ en een koppeling $k = 0,7$	47

3.18	Efficiëntie in functie van het uitgangsvermogen bij een koppeling $k = 0,7$ en een variërende ingangsspanning tussen 10 en 60 V	48
3.19	Thermische analyse van de full-bridge inverter bij een uitgangsvermogen van 300 W	49
3.20	Blootstellingsreferentieniveau voor het elektrisch en magnetisch veld [46] . .	50
3.21	Vergelijking van de gemeten lekveldsterkte tussen onafgeschermd metingen (5 cm en 10 cm) en afscherming met een kooi van Faraday bij een koppeling van 0,2 en 0,7	51
3.22	Testopstelling van de inductieve koppeling met aluminium afscherming voor lekveldmetingen	51
A.1	Hogere orde compensatietopologieën	61
B.1	LCC-S elektrisch equivalent circuitmodel	63
C.1	Typisch schema flyback convertor	64
D.1	Deel 1: schema aansturing inverter	69
D.2	Deel 2: schema aansturing inverter	70
E.1	Schema LCC compensatie zenzijde	73
E.2	Schema compensatienetwerk ontvanger en passieve bruggelijkrichter	74

Lijst van tabellen

2.1	Reflectie-impedantie bij serie- en parallelcompensatie [20]	19
2.2	Compensatiecondensatoren voor verschillende compensatietopologieën [20] .	20
2.3	Bifurcatievrije stabiliteitscriteria en Q-factor definities voor compensatieme- thodes [31, 35]	28
3.1	Volledige componentenlijst van het TX-compensatienetwerk.	42
3.2	Volledige componentenlijst van het gelijkrichter-PCB.	43
D.1	Volledige componentenlijst van de sturing en Flyback-converter.	71

symbolen

Symbol	Beschrijving	Eenheid
λ	Golflengte	[m]
$\vec{B}$	Magnetische inductie (fluxdichtheid)	[T]
$\vec{E}$	Elektrische veldsterkte	[V m ⁻¹]
$\vec{J}$	Elektrische stroomdichtheid	[A m ⁻²]
μ_0	Magnetische permeabiliteit van het vacuüm	[H m ⁻¹]
ϵ_0	Absolute permittiviteit van het vacuüm	[F m ⁻¹]
M	Mutuele inductie	[μH]
k_m	Inductieve koppelingsfactor	[-]
k_e	Capacitieve koppelingsfactor	[-]
Z_r	Reflectie-impedantie	[Ω]
Z_{in}	Ingangsimpedantie	[Ω]
ω	Hoekfrequentie	[rad s ⁻¹]
f	Frequentie	[Hz]
R_{dc}	Gelijkstroomweerstand	[Ω]
ρ	Specifieke weerstand (resistiviteit)	[Ω m]
l	Lengte van de geleider	[m]
A	Dwarsdoorsnede van de geleider	[m ²]
α	Temperatuurcoëfficiënt	[K ⁻¹]
δ	Skindiepte	[m]
μ	Absolute magnetische permeabiliteit	[H m ⁻¹]
σ	Elektrische geleidbaarheid (conductiviteit)	[S m ⁻¹]
Q_p, Q_s	Kwaliteitsfactor van de primaire en secundaire spoel	[-]
η_{max}	Maximaal theoretisch rendement	[-]

Symbool	Beschrijving	Eenheid
ω_0	Resonantie-hoekfrequentie	$[\text{rad s}^{-1}]$
$I_{D,\text{avg}}$	Gemiddelde diodestroom	[A]
$I_{D,\text{RMS}}$	Effectieve diodestroom (RMS)	[A]
I_{RRM}	Maximale reverse recovery stroom	[A]
$P_{\text{loss, diode}}$	Vermogensverlies in de diode	[W]
R_f	Dynamische weerstand van de diode	$[\Omega]$
t_b	Reverse recovery tijdsinterval	[s]
V_f	voorwaartse spanningsval van de diode	[V]

Acroniemen

BOM Bill of Materials. 68

CWPT Capacitive Wireless Power transfer. 5, 6

ESR Equivalent Series Resistance. 18, 35

IC Integrated Circuit. 65, 66, 67

IWPT Inductive Wireless Power Transfer. 2, 4, 5, 6, 8, 10, 15, 16, 17, 18, 19, 22, 23, 24, 26, 28, 29, 30, 31, 37, 42, 44, 46, 50, 52, 53, 54, 55, 61, 62

LCC-S Inductor-Capacitor-Capacitor-Series. 21, 30, 31, 41, 47, 52, 54, 62

PCB printed circuit board. 31, 37, 39, 41, 42, 44, 45

PP Parallel-Parallel. 16, 20, 28, 54

PS Parallel-Serie. 16, 20, 28, 54

PWM Pulse Width Modulation. 39, 40, 44

SP Serie-Parallel. 16, 20, 28, 54

SS Serie-Serie. 16, 18, 19, 27, 28, 54

WPT Wireless Power Transfer. 2, 3, 4, 8, 9, 13

Hoofdstuk 1

Introductie

Dit eerste hoofdstuk leidt het onderwerp 'Design en Implementatie van een educatieve hoogvermogen Inductive Wireless Power Transfer (IWPT)-opstelling' in. Het onderwerp bestaat uit twee hoofddelen: (1) inductieve draadloze energieverdracht en (2) de ontwikkeling van een educatieve opstelling met een bijbehorende labo opgave. De eerste sectie licht de belangrijkste methoden van Wireless Power Transfer (WPT) toe. Vervolgens wordt de probleemstelling van deze thesis geformuleerd, waarvoor een oplossing wordt gezocht. Tot slot worden de onderzoeksvragen opgesteld om het verdere verloop van de thesis op een gestructureerde en doelgerichte manier te ondersteunen.

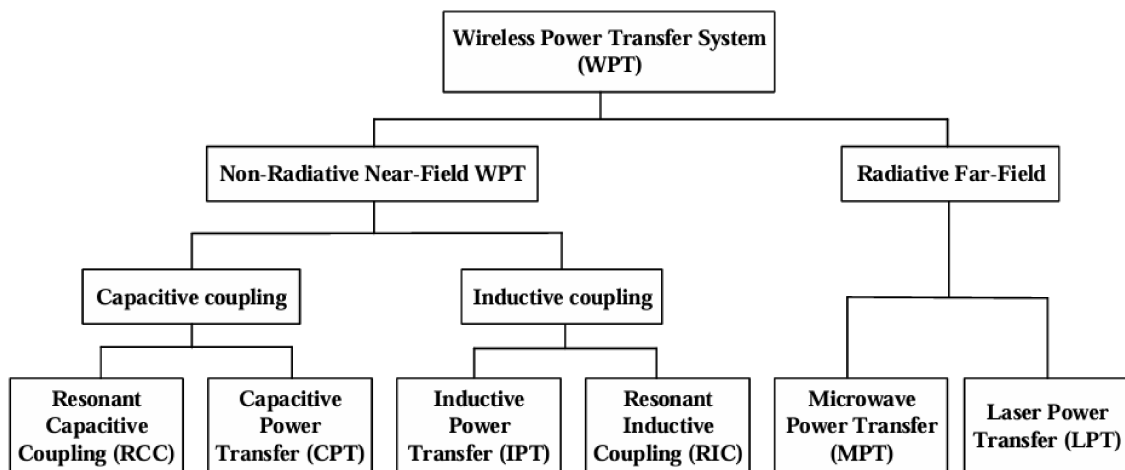
1.1 Wireless power transfer

Tegenwoordig bestaan er talrijke Internet of Things (IoT)-systemen die gebruikmaken van batterijen als energiebron. Wanneer deze batterijen leeg zijn, moeten ze opnieuw opgeladen worden door ze aan te sluiten op een externe voedingsbron. WPT maakt het mogelijk om dit opladen draadloos te laten verlopen. Bekende toepassingen zijn onder meer moderne voertuigen waarin smartphones standaard draadloos opladen, evenals biomedische implantaten [1]. De toenemende aanwezigheid van dergelijke toepassingen stimuleert wereldwijd onderzoek naar het verbeteren van de efficiëntie en betrouwbaarheid van WPT-technologie. Zoals Figuur 1.1 toont, valt WPT uiteen in twee categorieën: near-field en far-field. De gebruikte golflengte λ en de diameter d van het koppeldevice bepalen de grens tussen deze twee categorieën [2].

$$\text{near-field} < \frac{2d^2}{\lambda}, \quad \text{far-field} > \frac{2d^2}{\lambda} \quad (1.1)$$

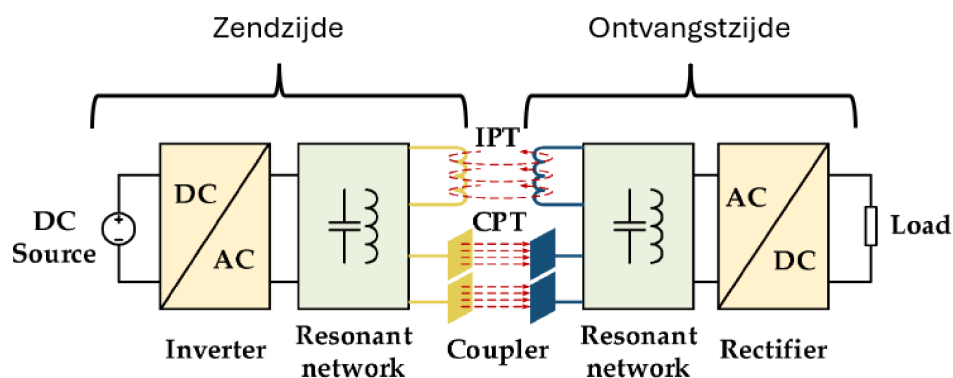
De near-field kan verder opgesplitst worden in inductieve en capacitieve koppeling [2]. Bij inductieve koppeling dragen magnetische velden het vermogen over, waarbij spoelen deze velden opwekken. De tweede methode is capacitieve koppeling. Hierbij brengt een wisselend elektrisch veld tussen minimaal twee metalen platen het vermogen draadloos over. Deze

twee technieken worden gebruikt bij toepassingen waarbij vermogen moet worden overgedragen over afstanden van enkele millimeters tot centimeters. Daarnaast bestaat de far-field techniek, die vermogen overdraagt over afstanden van meerdere meters tot kilometers via microwave- of laser power transfer. Omdat deze thesis zich focust op het near-field principe, blijven far-field technologieën verder buiten beschouwing.



Figuur 1.1: Classificatie van WPT technologieën [2]

Figuur 1.2 toont de vijf hoofdonderdelen van een WPT-systeem. Aan de zenzijde zet een inverter de spanning van een gelijkspanningsbron om in een hoogfrequente wisselspanning. Vervolgens zorgt een compensatienetwerk voor een stabielere werking en een hogere efficiëntie [3]. De energieoverdracht kan op twee manieren worden gerealiseerd: via inductieve of via capacitieve koppeling. De ontvangstzijde bevat eveneens een compensatienetwerk, gevolgd door een gelijkrichter die de ontvangen wisselspanning weer omzet in een gelijkspanning.



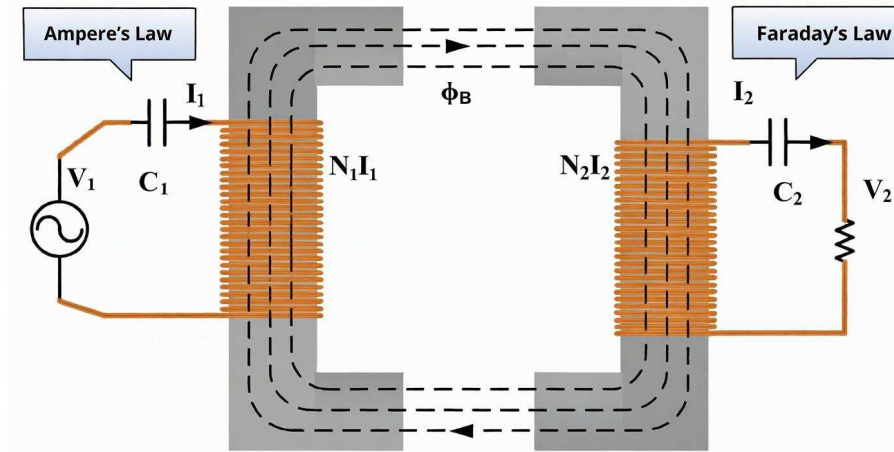
Figuur 1.2: Algemeen blokschema van een Wireless Power Transfer systeem [4]

1.1.1 Principe van inductieve koppeling

De draadloze link vormt het belangrijkste onderdeel van een WPT-systeem. Bij een inductieve koppeling wekken spoelen aan de zend- en ontvangtzijde een magnetisch veld op, zoals weergegeven in Figuur 1.3. De wetten van Ampère en Faraday verklaren het werkingsprincipe van IWPT [5]. Volgens de wet van Ampère in (1.2) wekt een elektrische stroom I_1 door de primaire spoel met N_1 windingen een magnetisch veld op. Wanneer de bronspanning V_1 tijdsafhankelijk is, vloeit er een wisselstroom die een variërend magnetisch veld veroorzaakt. Dit resulteert in een tijdsafhankelijke magnetische flux Φ_B die de secundaire spoel doorkruist. Volgens de wet van Faraday (1.3) induceert deze flux een spanning V_2 over de secundaire spoel met N_2 windingen, wat een stroom I_2 door de belasting doet vloeien [6]. In beide circuits zijn respectievelijk condensatoren C_1 en C_2 aanwezig voor de vorming van een resonantiekring.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{r} = \mu_0 \int \vec{J} \cdot d\vec{S} + \mu_0 \epsilon_0 \int \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (1.2)$$

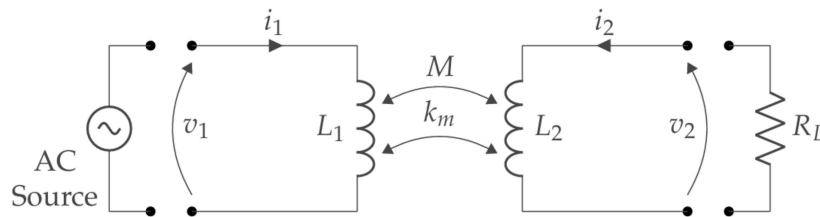
$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{r} = -\frac{d}{dt} \int \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (1.3)$$



Figuur 1.3: Fundamenteel principe IWPT [6]

De koppelingsfactor k_m bepaalt de sterkte van de verbinding tussen de primaire en secundaire spoel [7]. Vergelijking (1.4) leidt hieruit de mutuele inductie M af. Deze mutuele inductie vormt een maat voor de magnetische koppeling tussen de twee spoelen zoals te zien is in Figuur 1.4. De koppeling k_m en de zelfinducties L_1 en L_2 bepalen deze waarde.

$$M = k_m \sqrt{L_1 L_2} \quad (1.4)$$



Figuur 1.4: Mutuele koppeling [7]

De koppelfactor k_m vormt dus een cruciale parameter binnen een IWPT-systeem. Deze wordt voornamelijk beïnvloed door drie factoren [8]:

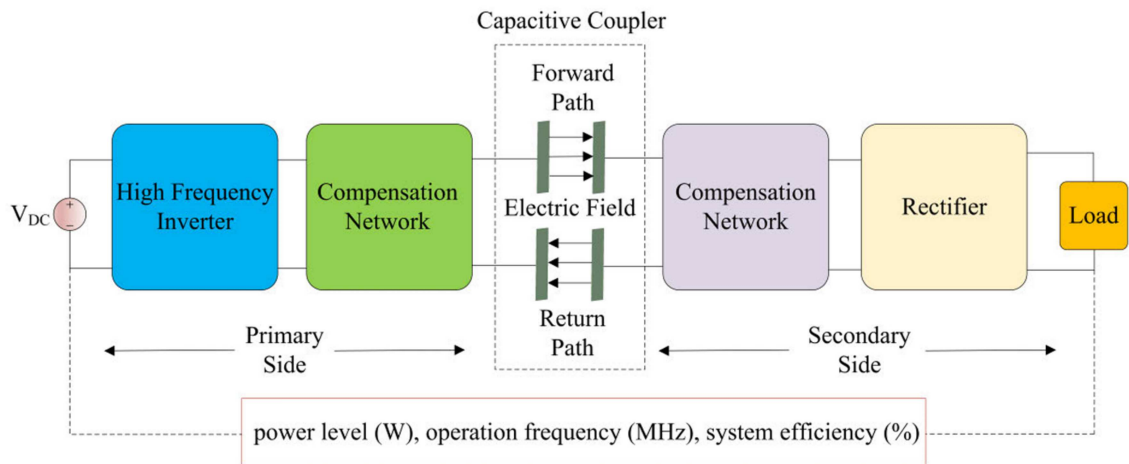
- De afstand tussen de zend- en ontvangspoel,
- De uitlijning van de spoelen ten opzichte van elkaar (misalignment),
- De vorm en afmetingen van de spoelen, die de magnetische veldpatronen bepalen.

1.1.2 Principe van capacitieve koppeling

Een Capacitive Wireless Power transfer (CWPT)-systeem bestaat uit dezelfde blokken als een IWPT-systeem, maar een capacitieve koppeling vervangt de inductieve link. Deze koppeling vereist dat er aan zowel de zend- als de ontvangstzijde minimaal één metalen plaat aanwezig is [9]. Er bestaan ook structuren met twee of vier platen. In Figuur 1.5 worden vier metalen platen gebruikt om zowel een forward path als een return path voor de resonante stroom te creëren.

Voor deze platen worden metalen zoals aluminium, zink of koper gebruikt. De cruciale eigenschap voor de selectie van deze materialen is een hoge elektrische geleidbaarheid σ en een lage specifieke weerstand ρ [10]. Koper geniet vaak de voorkeur als standaardmateriaal vanwege de zeer hoge conductiviteit ($5,8 \times 10^7$ S/m), terwijl aluminium ($3,5 \times 10^7$ S/m) een lichter alternatief biedt. Bovendien zijn deze materialen niet-magnetisch ($\mu_r = 1,0$), wat wervelstroomverliezen beperkt.

Deze eigenschappen zijn essentieel omdat CWPT werkt met frequenties in de grootteorde van MHz. Bij dergelijke hoge frequenties zorgt het skin-effect voor een hogere effectieve weerstand, waardoor materialen met een minimale interne resistiviteit noodzakelijk zijn om warmtedissipatie te voorkomen en de efficiëntie te waarborgen.



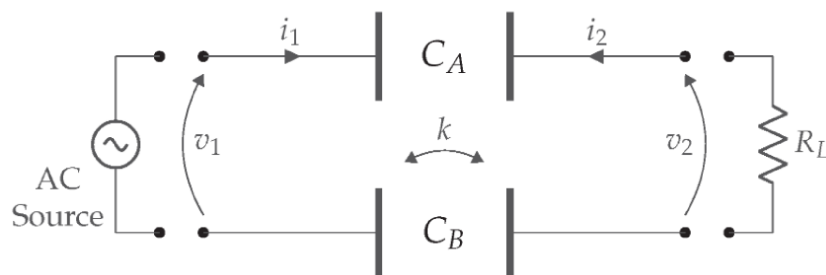
Figuur 1.5: Typisch schema CWPT [9]

CWPT biedt verschillende voordelen ten opzichte van van IWPT [7]:

- Een lagere kostprijs van de coupler,
- Een minimale impact van nabijgelegen metalen objecten op de efficiëntie,
- Een compactere uitvoering.

De koppelfactor k_e geeft de sterkte van de verbinding tussen de metalen platen aan, zoals visueel is weergegeven in Figuur 1.6 [7]. Vergelijking (1.5) leidt uit deze factor de mutuele capaciteit C_M af. De koppelfactor k_e en de individuele capaciteiten C_1 en C_2 bepalen de waarde van deze mutuele capaciteit.

$$C_M = k_e \sqrt{C_1 C_2} \quad (1.5)$$

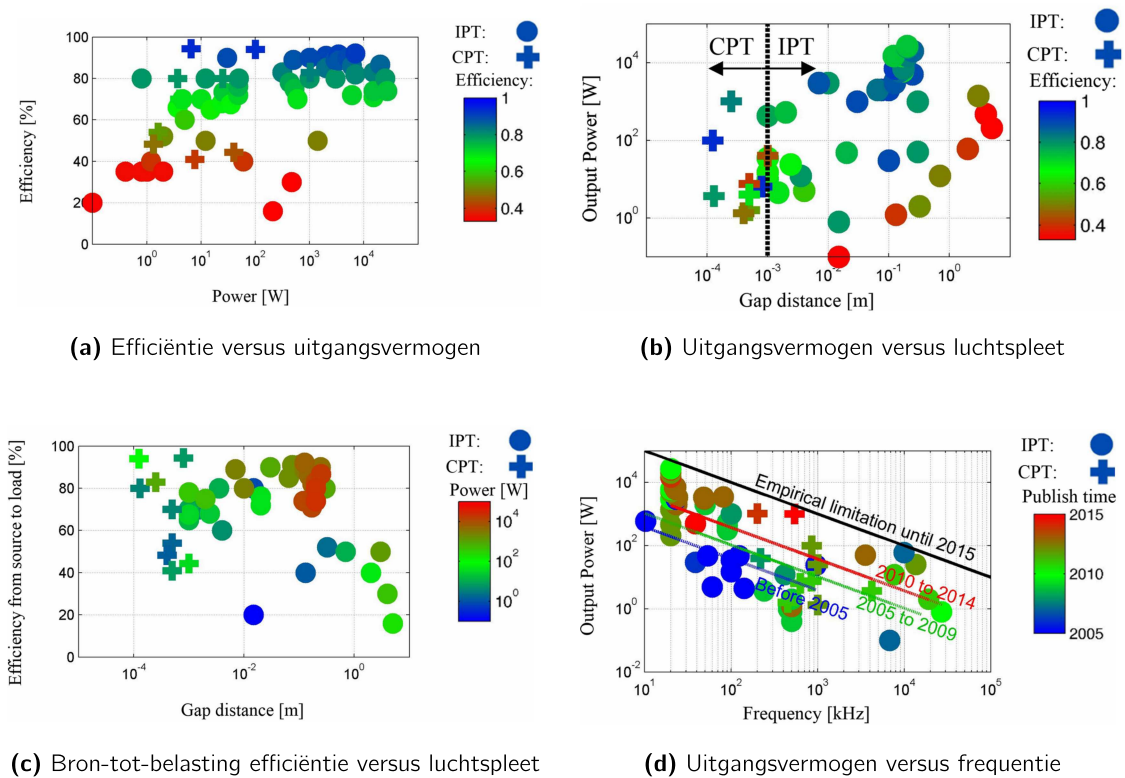


Figuur 1.6: Basis circuit voor capacitieve koppeling [7]

1.1.3 Verschil tussen inductieve en capacitieve koppeling

De basiswerking van IWPT en CWPT is gelijkaardig, maar het toepassingsgebied verschilt. In Figuur 1.7b wordt het uitgangsvermogen als functie van de luchtspleet getoond voor de twee technologieën. Hoewel de survey van Dai en Ludois (2015) [11] inmiddels als technisch verouderd kan worden beschouwd wat betreft de absolute vermogensgrenzen, biedt deze nog steeds een waardevol theoretisch kader voor de empirische vergelijking tussen beide systemen. Uit deze data blijkt dat CWPT van oorsprong vooral wordt toegepast bij kleinere luchtspleten (minder dan 1 mm), terwijl IWPT geschikt is voor grotere afstanden.

In Figuur 1.7c is de efficiëntie als functie van de luchtspleet voorgesteld. Zowel IWPT als CWPT kunnen hoge efficiënties van meer dan 90% behalen. Een cruciaal verschil is echter het vermogen dat over de luchtspleet kan worden overgedragen, zoals geïllustreerd in Figuur 1.7a. Waar de genoemde survey uit 2015 concludeerde dat CWPT beperkt bleef tot circa 100 W, heeft de state-of-the-art inmiddels enorme stappen gezet. Zo demonstreerden Lu et al. reeds een systeem van 2,4 kW en zijn er in de recente literatuur zelfs opstellingen die hogere vermogens aankunnen [12]. Hiermee is de traditionele grens tussen laagvermogen-CPT en hoogvermogen-IPT grotendeels vervaagd.



Figuur 1.7: Invloed van vermogen, luchtspleet en frequentie op de prestaties van inductieve of capacitieve WPT-systemen [11]

1.2 Probleemstelling

Doordat WPT de laatste jaren steeds meer voorkomt in de maatschappij, ontstaat er een nood om deze technologie ook een plaats te geven in het onderwijs. Studenten dienen niet alleen een theoretische kennis op te doen, maar ook inzicht te verwerven in de praktische werking en ontwerpkeuzes van dergelijke systemen. Momenteel zijn er enkel educatieve opstellingen beschikbaar die beperkt zijn tot lage vermogens [13, 14]. Hierdoor ontbreekt de mogelijkheid om de uitdagingen en karakteristieken van hoogvermogen IWPT-systemen in een labo context te bestuderen. Daarom is de doelstelling van deze thesis om een opstelling te ontwikkelen met een doelvermogen van 500 W. Waarmee de studenten de basisprincipes van een IWPT-systeem kunnen aanleren.

Het onderzoek focust op het gebruik van een wisselend magnetisch veld voor de draadloze energieoverdracht naar een ontvanger (bijvoorbeeld de batterij van een elektrisch voertuig). Naast het ontwerp en de realisatie van de labo opstelling bevat dit werk een bijbehorende labo opgave. Hierin experimenteren studenten met instelbare parameters zoals de werkfrequentie, magnetische koppeling en de spanningsbron, om zo een diepgaand inzicht te verwerven in de werking van een IWPT-systeem.

1.3 Onderzoeksvragen

De hoofdonderzoeksvraag van deze thesis is als volgt:

Hoe kan een hoogvermogen IWPT-opstelling worden ontworpen en gerealiseerd, geschikt als educatieve proefopstelling?

Deze vraag kan opgesplitst worden in verschillende deelvragen:

1. Wat is IWPT en hoe werkt het? Bestaan er ook andere WPT-principes?
2. Uit welke bouwblokken bestaat een IWPT-systeem?
 - (a) Hoe werkt een compensatienetwerk?
 - (b) Welke types compensatienetwerken bestaan er binnen IWPT-systemen?
 - (c) Welke topologieën kunnen er gebruikt worden voor de invertor en gelijkrichter?
3. Hoe kunnen de systeempparameters instelbaar worden gemaakt?
4. Hoe kan een educatieve labo opgave worden gestructureerd zodat studenten inzicht verwerven in de werking van de verschillende functionele bouwblokken, de afstemming van het compensatienetwerk en de impact van misalignment op de vermogenoverdracht?

1.3.1 Conclusie

Dit hoofdstuk behandelt de twee belangrijkste vormen van near-field WPT, namelijk inductieve en capacitieve koppeling. Beide technieken maken gebruik van elektromagnetische velden om vermogen draadloos over te dragen, maar ze verschillen in hun werkingsprincipe en toepassingsgebied.

Inductieve koppeling maakt gebruik van magnetische velden die worden opgewekt door tijdsafhankelijke stromen in gekoppelde spoelen, terwijl capacitieve koppeling gebruikmaakt van elektrische velden tussen geleidende platen. Uit de literatuur blijkt dat inductieve koppeling bijzonder geschikt is voor toepassingen met relatief grote luchtspleten en hogere vermogens, terwijl capacitieve koppeling vooral interessant is bij zeer kleine afstanden en lagere vermogens.

Gezien de beoogde toepassing en de vereiste vermogensoverdracht wordt in deze masterproef gekozen voor een WPT-systeem op basis van inductieve koppeling. Deze techniek biedt een robuuste en goed onderzochte oplossing met hoge efficiëntie en laat toe het systeem verder te optimaliseren via uitlijning en resonante compensatienetwerken.

Hoofdstuk 2

Literatuurstudie

Om een IWPT-systeem te kunnen ontwerpen en analyseren, is een theoretische basis nodig. Dit hoofdstuk vormt die basis door de belangrijkste bouwstenen van het systeem uiteen te zetten. Allereerst wordt de werking van verschillende inverter-topologieën besproken en hun geschiktheid voor de toepassing. Vervolgens wordt er ingezoomd op de compensatienetwerken en welke invloed dit heeft op het IWPT-systeem. Hierna wordt er besproken welke zaken belangrijk zijn bij het kiezen van een IWPT spoel, dit is het belangrijkste deel van het systeem. Ten slotte wordt een overzicht gegeven van mogelijke gelijkrichterconfiguraties die de wisselspanning aan de secundaire zijde efficiënt kunnen omzetten naar een bruikbare gelijkspanning.

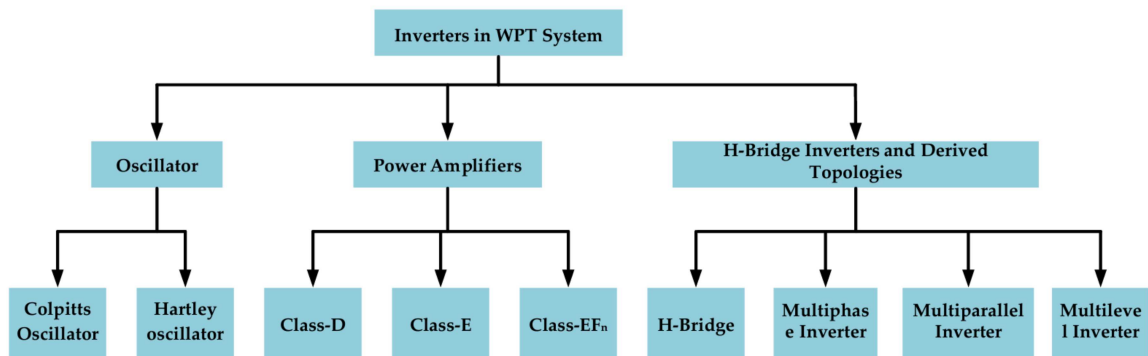
2.1 Inverter

Er zijn meerdere manieren om een inverter in een IWPT-systeem te implementeren. Zoals weergegeven in Figuur 2.1 kunnen deze topologieën worden onderverdeeld in drie hoofdcategorieën: oscillatoren, vermogensversterkers en H-brug invertors.

De eerste categorie bestaat uit de oscillatoren, waaronder de Colpitts- en Hartley-configuraties vallen. Deze genereren zelfstandig een hoogfrequent signaal, maar uit onderzoek is gebleken dat het maximale rendement van dergelijke oscillatoren beperkt blijft tot 40% volgens de resultaten in bron [4].

De tweede categorie wordt gevormd door de vermogensversterkers. Deze versterken eeningangssignaal naar een groter AC-outputsignaal en omvatten types zoals de klasse-D, klasse-E en klasse- EF_n versterkers.

De derde categorie bevat de H-brug invertors en de daarvan afgeleide topologieën. Hieronder vallen naast de standaard H-brug ook de meergefasige, multiparallelle en multilevel invertors. Vanwege hun eenvoud en hoge efficiëntie zijn de invertors uit deze laatste groep de meest toegepaste oplossingen in moderne systemen.



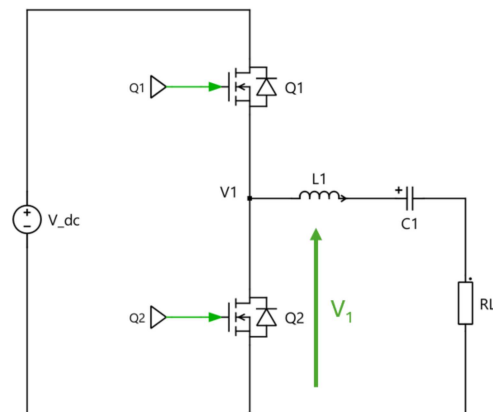
Figuur 2.1: Overzicht inverter topologieën [4]

Voor de toepassing in deze thesis is het essentieel dat de inverter lage verliezen heeft en betrouwbaar kan functioneren bij een vermogen van 500 W. wanneer de inverter gebruikmaakt van schakelelementen (zoals MOSFET's, ...), is het nodig dat deze in een soft switching modus kunnen werken. Dit wil zeggen dat de MOSFET enkel schakelt wanneer de spanning over of de stroom door de component ongeveer nul is. In het volgende deel wordt de klasse D en full-bridge inverter uitgelegd en hoe deze toegepast kunnen worden.

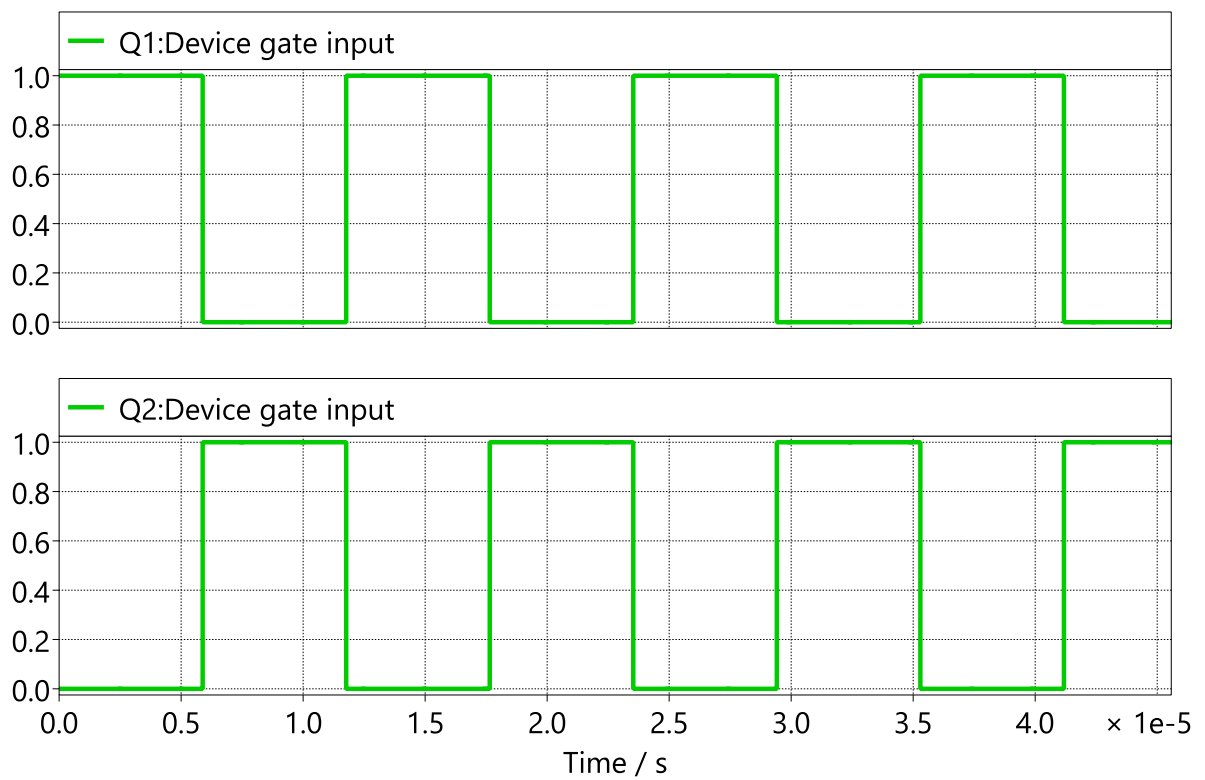
2.1.1 Klasse D inverter

Het simulatiemodel van de klasse D inverter is weergegeven in Figuur 2.2. Deze configuratie maakt gebruik van twee MOSFET's die in serie staan met de bronspanning V_{dc} . De aansturing van deze componenten gebeurt via een complementair signaal, zoals weergegeven in Figuur 2.3. Hierdoor ontstaat de spanning V_1 , die gemeten wordt tussen het knooppunt van de twee MOSFET's en de negatieve klem van de bron. Zoals te zien is in Figuur 2.4, resulteert dit in een wisselende blokgolf die een gelijkspanningscomponent bevat.

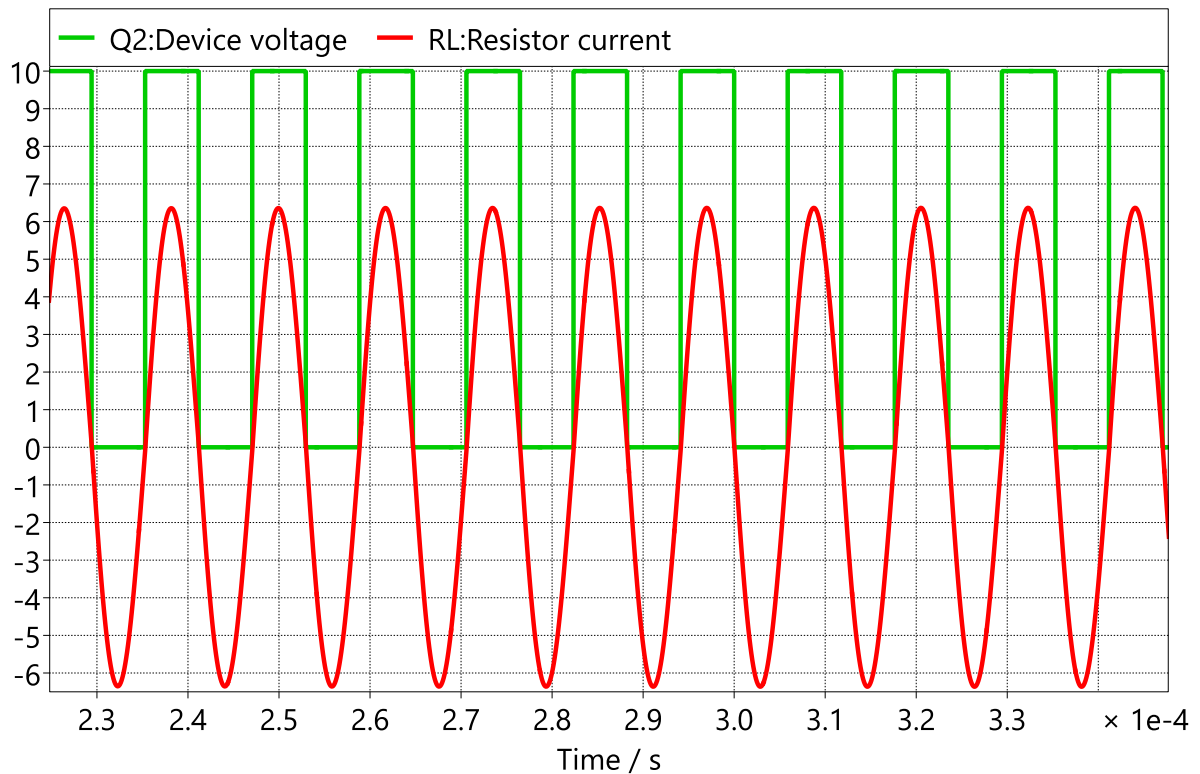
Om een zuivere wisselstroom aan de belasting R_L te leveren, wordt een serieresonantiecircuit met L_1 en C_1 toegevoegd. De condensator C_1 fungeert hierbij als een DC-blok; aangezien een condensator een oneindig hoge impedantie vertoont voor gelijkspanning, wordt de DC-component volledig tegengehouden en niet doorgelaten naar de belasting. De combinatie van L_1 en C_1 zorgt er vervolgens voor dat enkel de fundamentele harmonische wordt doorgelaten, wat resulteert in de sinusvormige stroom die gevisualiseerd is in Figuur 2.4.



Figuur 2.2: Simulatiemodel van de klasse D inverter (PLECS)



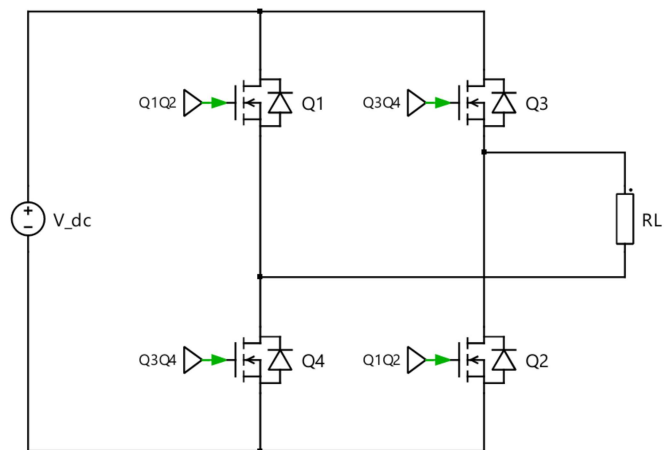
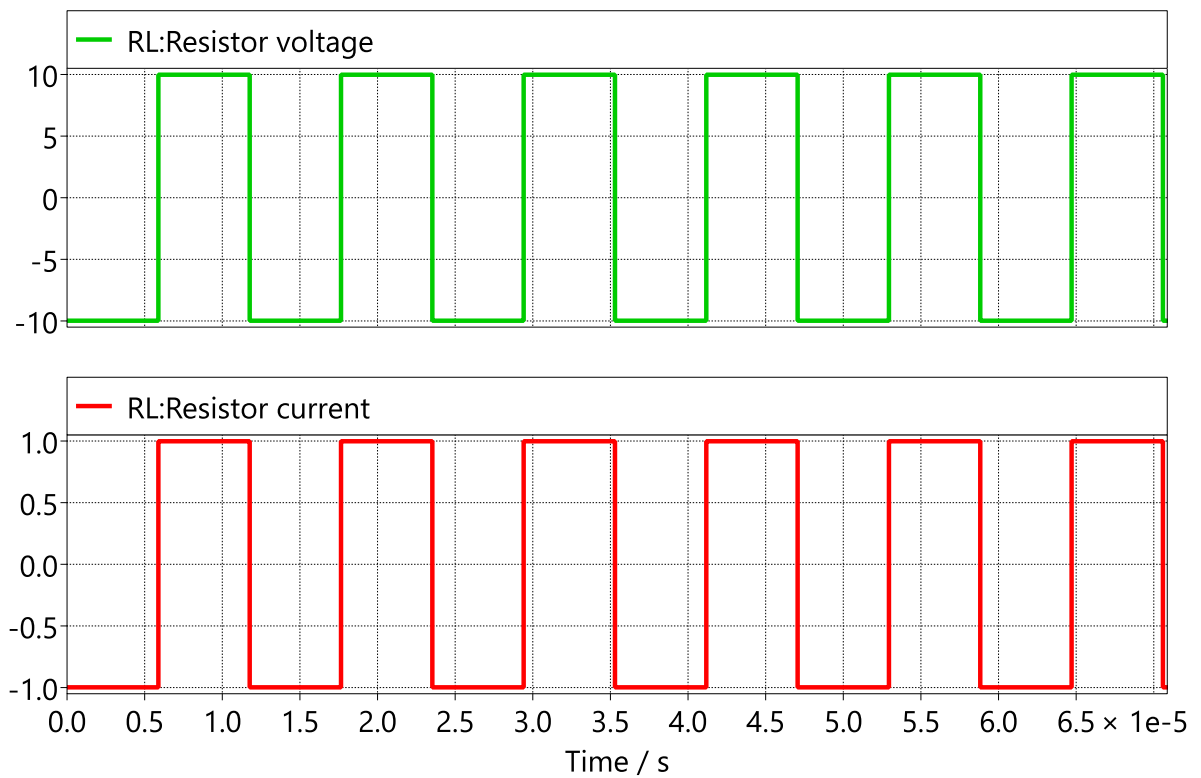
Figuur 2.3: Gate signalen MOSFET 1 en MOSFET 2



Figuur 2.4: Simulatieresultaat van de spanning V_1 (blokgolf) en de resulterende belastingsstroom i_{RL} (sinus) bij een schakelfrequentie van 85 kHz

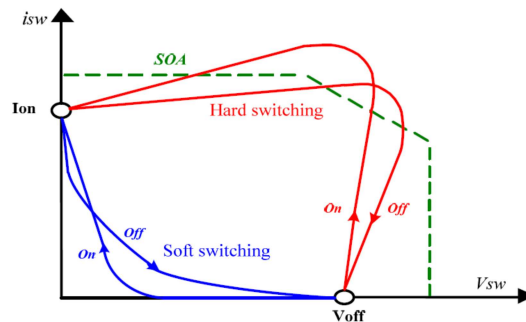
2.1.2 Full-bridge inverter

Een full-bridge inverter (figuur 2.5) maakt gebruik van vier MOSFET's die zodanig worden aangestuurd dat Q1 en Q2 complementair schakelen ten opzichte van Q3 en Q4 [4]. Door deze manier van schakelen ontstaat er over de belasting een wisselspanning en vloeit er een wisselstroom door de belasting R_L (figuur 2.6). De wisselspanning heeft geen DC-offset, dus er is geen seriësonantiekring nodig. Voor een veilige werking moet er een dode tijd worden voorzien tussen het schakelen van Q1 en Q4, om te voorkomen dat beide schakelaars gelijktijdig geleiden en er een kortsluitstroom ontstaat. Hetzelfde geldt voor de schakelaars Q2 en Q3. Dit type inverter wordt veel toegepast in medium- en high-power WPT-systemen vanwege de hoge efficiëntie.

**Figuur 2.5:** Schema full-bridge invertor**Figuur 2.6:** Stroom door en spanning over belasting

2.1.3 Soft switching

In figuur 2.7 zijn drie verschillende manieren getoond over hoe een circuit kan schakelen. Een hard switch betekent dat de schakelcomponent schakelt wanneer de spanning en stroom hoog zijn. Om de verliezen te beperken, kan gebruik worden gemaakt van een snubber om ervoor te zorgen dat er niet meer geschakeld kan worden bij een hoge spanning of stroom. Ten slotte is er soft switching hier wordt er geschakeld als de spanning over of de stroom door de schakelcomponent bijna nul is. Hoe dichter de invertor zich gedraagt bij soft switching hoe lager de schakelverliezen zijn.



Figuur 2.7: Vergelijking van de I - V schakelcurves voor verschillende schakelmethodeken [15]

Soft switching vermindert spanning- en stroomstress tijdens het schakelen van schakelementen [16]. Daarnaast beperkt deze techniek ook de elektromagnetische interferentie en verhoogt ze zowel de efficiëntie als de levensduur van het systeem. Soft switching betekent dat er alleen wordt geschakeld als de spanning over of de stroom door het schakelement ongeveer nul is. De schakelverliezen in een MOSFET kunnen worden berekend met vergelijking 2.1 [17]:

$$P_{SW} = \frac{1}{2} I_D V_D (t_{off} + t_{on}) f + \frac{1}{2} C_{oss} V_D^2 f \quad (2.1)$$

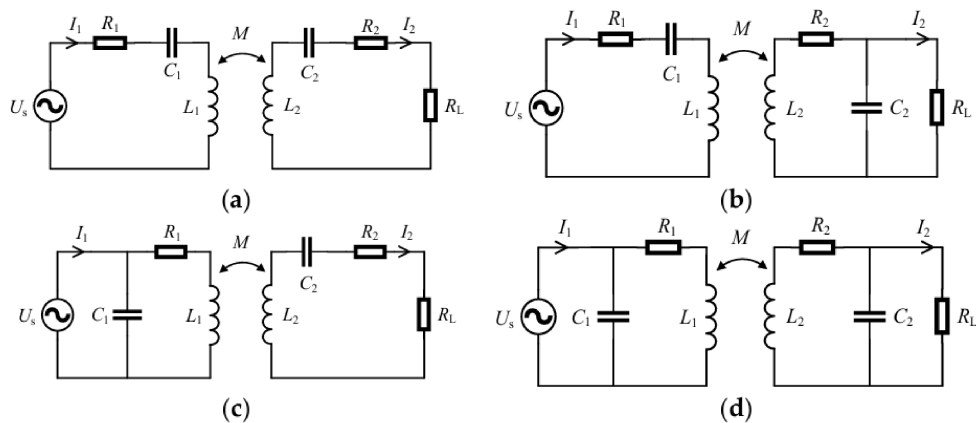
Waarbij I_D de stroom door de MOSFET voorstelt, V_D de spanning over de mosfet, t_{off} en t_{on} respectievelijk de uitschakel- en inschakeltijd, f de schakelfrequentie van het gatesignaal, en C_{oss} de uitgangscapaciteit. Uit de formule is het duidelijk dat de spanning V_D en de stroom I_D een grote invloed hebben op de vermogendissipatie in de MOSFET. Daarnaast nemen de verliezen toe met de schakelfrequentie f , hoe hoger de frequentie, hoe groter het vermogen dat het schakelement moet dissiperen. In de full-bridge invertor wordt soft switching gerealiseerd door de schakelfrequentie iets hoger in te stellen dan de resonantiefrequentie van de primaire zijde van het IWPT-systeem [4]. Dit is één van de methoden om soft-switching te realiseren, maar er bestaan ook technieken waarbij er specifiek wordt geschakeld op momenten waarop de spanning over het schakelement nul is. In dat geval moeten er antiparallelle diodes over de MOSFET's worden voorzien om een pad voor de stroom te garanderen tijdens de dode tijd.

2.2 Compensatienetwerken voor inductieve vermogensoverdracht

Na de inverter is er in het primaire en het secundaire circuit van een IWPT-systeem een compensatienetwerk aanwezig, zoals weergegeven in Figuur 1.2. De zend- en ontvangstspool eisen een groot schijnbaar vermogen S van de bron die de energie naar de belasting moet overbrengen [18, 19]. Door de hoge reactieve stromen worden de verliezen in alle componenten in het systeem hoger. Om deze hoge reactieve stromen te vermijden worden spoelen en condensatoren in serie en/of parallel geschakeld om een compensatienetwerk te creëren. De eisen van het compensatienetwerk zijn de volgende:

1. Maximaliseer vermogenoverdracht
2. Minimaliseer schijnbaar vermogen van de bron
3. Quasi-constante stroom- of spanningsbron
4. Hoge efficiëntie
5. Bifurcatie tolerant
6. hoge misalignment tolerant

Er bestaan veel verschillende methoden om een compensatienetwerk te realiseren. In deze sectie worden de vier fundamentele basiscompensatiemethoden besproken, waaronder Serie-Serie (SS), Serie-Parallel (SP), Parallel-Serie (PS) en Parallel-Parallel (PP). Figuur 2.8 illustreert hoe deze topologieën worden toegepast om een resonantiecircuit te vormen. Vervolgens wordt er dieper ingegaan op de specifieke eigenschappen van elke topologie en worden hun voor- en nadelen met elkaar vergeleken.

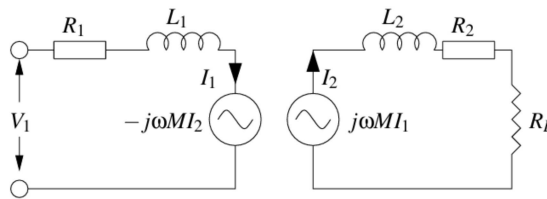


Figuur 2.8: Overzicht van de vier fundamentele compensatiemethoden: (a) SS-type compensatie, (b) SP-type compensatie, (c) PS-type compensatie, (d) PP-type compensatie [20]

2.2.1 Reflectie-impedantie

Voordat de specifieke voor- en nadelen van deze vier topologieën in detail worden geanalyseerd, is het noodzakelijk om het concept van de interactie tussen de zend- en ontvangst-

zijde te begrijpen. In een IWPT-systeem zijn beide zijden fysiek van elkaar gescheiden, maar elektrisch gekoppeld via het magnetisch veld. In Figuur 2.9 is het elektrische equivalent circuitmodel van de gekoppelde spoelen voorgesteld [21]. In dit schema wordt de primaire zijde gerepresenteerd door een spanningsbron V_1 , de weerstand van de zendzijde R_1 en de zelfinductie L_1 . De secundaire zijde bestaat uit de zelfinductie van ontvangspoel L_2 , de bijbehorende weerstand R_2 van de ontvangstzijde en de belastingsweerstand R_L . De elektrische interactie tussen beide zijden wordt gemodelleerd met behulp van twee afhankelijke spanningsbronnen, respectievelijk $-j\omega M I_2$ en $j\omega M I_1$. Deze bronnen geven de tegen-elektromotorische kracht (tegen-EMK) weer die ontstaat door de wederzijdse inductie M , waarbij ω de hoekfrequentie van het systeem voorstelt.



Figuur 2.9: Elektrisch equivalent circuitmodel van gekoppelde spoelen [21]

Door de wetten van Kirchhoff toe te passen op dit schema in de zend- en ontvangstzijde ontstaan de volgende vergelijkingen:

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + R_1 I_1 - j\omega M I_2 \quad (2.2)$$

$$j\omega M I_1 = j\omega L_2 I_2 + R_2 I_2 + R_L I_2 \quad (2.3)$$

Wanneer vergelijking (2.3) wordt opgelost naar I_2 , volgt dat de stroom door de ontvangspoel wordt bepaald door de verhouding tussen de geïnduceerde spanning en de totale secundaire impedantie Z_2 :

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_2 + R_L} = \frac{j\omega M I_1}{Z_2} \quad (2.4)$$

Substitutie van vergelijking (2.4) in vergelijking (2.2) maakt het mogelijk om de spanning aan de zendzijde als volgt te herschrijven:

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 + \left(\frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \right) I_1 \quad (2.5)$$

In vergelijking (2.5) vertegenwoordigt de extra term $\frac{\omega^2 M^2}{Z_2}$ de reflectie-impedantie Z_r . Via deze term is de ontvangstzijde gekoppeld aan de zendzijde van het IWPT-systeem. Deze gereflecteerde impedantie heeft een directe invloed op de resonantievoorwaarde en de totale ingangsimpedantie van het primaire netwerk.

2.2.2 Analyse van de secundaire compensatiemethoden en reflectie-impedantie

De theoretische interactie tussen beide zijden wordt geïllustreerd aan de hand van een SS compensatie. Hierbij wordt een condensator C_2 in serie geplaatst met de ontvangspoel L_2 om de inductieve reactantie van de ontvangspoel te compenseren. Deze secundaire impedantie wordt gereflecteert via de magnetische koppeling naar de zenzijde, wat de werking van het zendcircuit rechtstreeks beïnvloedt [20]. Het bepalen van deze reflectie-impedantie Z_r is essentieel bij het ontwerp van een IWPT-systeem, omdat het de voor- en nadelen van de gekozen topologie bepaald. De berekening is gebaseerd op de mutuele inductie M en de totale secundaire impedantie Z_s :

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (2.6)$$

De impedantie van het serie gecompenseerde secundaire circuit Z_s kan als volgt worden uitgedrukt in vergelijking (2.7), waarbij de weerstand R_2 die de Equivalent Series Resistance (ESR) waarde van de ontvangspoel vertegenwoordigt, ter vereenvoudiging wordt verwaarloosd.

$$Z_s = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L \quad (2.7)$$

Op basis van de voorgaande vergelijkingen kan de gereflecteerde impedantie worden bepaald voor een secundair circuit met seriecompensatie:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L} \quad (2.8)$$

Na de vereenvoudiging van vergelijking (2.8) ziet de vergelijking er als volgt uit:

$$Z_r = \frac{j\omega^3 M^2 C_2}{(1 - \omega^2 L_2 C_2) + j(\omega C_2 R_L)} \quad (2.9)$$

Om de impedantie op te delen in resistieve en reactieve gedeelte, wordt het complexe toegevoegde genomen zodat er geen complexe eenheden meer in de noemer staan. Na verdere vereenvoudiging bekomt men de reflectie-impedantie van het secundaire circuit:

$$Z_r = \frac{\omega^4 M^2 C_2^2 R_L + j\omega^3 M^2 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_2)}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 R_L)^2} \quad (2.10)$$

Het reële en imaginaire deel van de vergelijking (2.10) zijn als volgt:

$$R_r = \frac{\omega^4 M^2 C_2^2 R_L}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 R_L)^2} \quad (2.11)$$

$$X_r = \frac{j\omega^3 M^2 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_2)}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 R_L)^2} \quad (2.12)$$

Hieruit kan worden geconcludeerd dat, indien het secundaire circuit op de resonantiefrequentie werkt, $1 - \omega^2 L_2 C_2 = 0$ of $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, dan is het reactief deel van de reflectie-impedantie gelijk aan nul.

Deze berekeningen kunnen nu herhaald worden voor een parallelcompensatie in het secundair circuit. De afleiding van de vergelijking gebeurt op een gelijke manier als bij de seriecompensatie. Daarom wordt hier direct het eindresultaat gegeven van de reflectie-impedantie [20]:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2 R_L + j\omega^3 M^2 (-L_2 + C_2 R_L^2 (1 - \omega^2 L_2 C_2))}{R_L^2 (1 - \omega^2 L_2 C_2) + \omega^2 L_2^2} \quad (2.13)$$

Het reële en imaginaire deel van de vergelijking 2.13 zijn als volgt:

$$R_r = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_L^2 (1 - \omega^2 L_2 C_2) + \omega^2 L_2^2} \quad (2.14)$$

$$X_r = \frac{j\omega^3 M^2 (-L_2 + C_2 R_L^2 (1 - \omega^2 L_2 C_2))}{R_L^2 (1 - \omega^2 L_2 C_2) + \omega^2 L_2^2} \quad (2.15)$$

Wanneer het secundaire circuit parallel gecompenseerd is en op de resonantie frequentie werkt, dan bestaat de reflectie-impedantie uit een resistief en een reactief deel. Bij seriecompensatie wordt er enkel een resistief deel gereflecteerd. Indien het secundaire circuit op de resonantiefrequentie werkt, geldt de voorwaarde $1 - \omega^2 L_2 C_2 = 0$. Onder deze conditie kunnen de uitdrukkingen voor de reflectie-impedanties aanzienlijk worden vereenvoudigd, zoals samengevat in Tabel 2.1.

Tabel 2.1 Reflectie-impedantie bij serie- en parallelcompensatie [20]

Secundaire compensatiemethode	Condensator in serie	Condensator in parallel
Gereflecteerde resistieve deel	$\frac{\omega^2 M^2}{R_L}$	$\frac{M^2 R_L}{L_2^2}$
Gereflecteerde reactieve deel	0	$\frac{M^2 \omega}{L_2}$

2.2.3 Analyse en dimensionering van de basis-compensatietopologieën

De totale ingangsimpedantie Z_{in} van het IWPT-systeem wordt gevormd door de som van de primaire spoelimpedantie, de primaire compensatiecondensator en de gereflecteerde impedantie Z_r . Op basis van deze gereflecteerde impedanties kunnen formules worden afgeleid voor de dimensionering van de compensatiecondensatoren, met als doel het realiseren van resonantie aan de zendzijde. In wat volgt wordt de afleiding van de SS-compensatie, zoals weergegeven in Figuur 2.8a besproken.

Door de ingangsimpedantie Z_{in} op te stellen, wordt duidelijk aan welke voorwaarde de primaire condensator moet voldoen.

$$Z_{in} = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{\omega^2 M^2}{R_L} = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad (2.16)$$

Om ervoor te zorgen dat er op de resonantiefrequentie wordt gewerkt, moet het imaginaire deel gelijk zijn aan nul. Met andere woorden moet $\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$ gelijk zijn aan nul. Om de primaire condensator te bepalen, is de formule $C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$. Op dezelfde manier kunnen de overige compensatiemethoden SP, PS en PP worden afgeleid. De condensator aan de ontvangstzijde kan bij deze compensatiemethoden altijd worden berekend met de volgende formule: $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$.

Tabel 2.2 Compensatiecondensatoren voor verschillende compensatietopologieën [20]

Compensatiemethode	Zendzijde C_1	Ontvangstzijde C_2
SS	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$
SP	$\frac{L_2}{\omega^2 (L_1 L_2 - M^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$
PS	$\frac{L_1 R_L^2}{\omega^2 (M^4 + L_1^2 R_L^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$
PP	$\frac{L_1 - \frac{M^2}{L_2}}{\frac{M^4 R_L^2}{L_2^4} + \omega^2 \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)^2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$

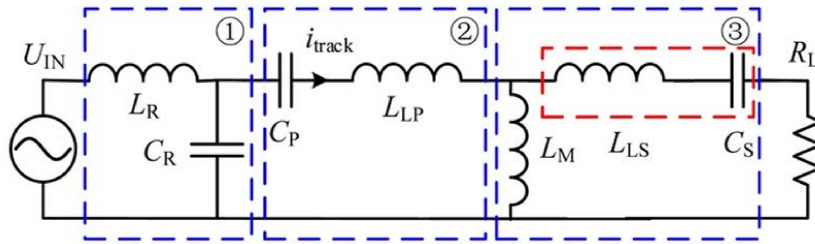
Bij SS-compensatie is de primaire en secundaire condensator enkel afhankelijk van de (zelf)inductantie, waardoor dit een veelgebruikte topologie is vanwege zijn eenvoud. Deze compensatie is onafhankelijk van de koppelfactor k_m (afstand tussen spoelen) wat een groot voordeel is ten opzichte van andere topologieën. Verder is aangetoond dat deze topologie minder gevoelig is voor misalignment (verschuiving van de zend- en ontvangstspoel ten opzichte van elkaar) [3]. Voor de SP-compensatie is er invloed van de mutuele inductantie en de ontvangstspoel op de bepaling van de primaire condensator. Het grootste voordeel van deze topologie is dat de secundaire spoel kleiner mag zijn dan de zendspoel, waardoor dit veel gebruikt wordt in kleinere applicaties. De PS- en PP-topologieën zijn geschikt voor hoogvermogenapplicaties omdat de parallel gecompenseerde zendzijde gebruikt wordt om een hoge primaire stroom te genereren, wat essentieel is voor de energieoverdracht bij grote vermogens[3]. Een groot nadeel van deze methoden is dat ze veel gevoeliger zijn voor misalignment.

2.2.4 Hogere orde compensatiemethoden

Naast de vier fundamentele topologieën zijn er in de literatuur ook geavanceerde hogere orde netwerken beschreven, deze hebben allemaal hun eigen voor- en nadelen. Een overzicht van mogelijke geavanceerde compensatiemethoden is te vinden in Bijlage A. In deze sectie wordt verder ingezoomd op de Inductor-Capacitor-Capacitor-Series (LCC-S) compensatie, omdat deze compensatie gebruikt wordt in de praktische opstelling. De LCC-S bestaat aan de zenzijde uit een compensatiespoel en twee compensatiecondensatoren. De ontvangstzijde bestaat uit een compensatiecondensator, zoals weergegeven in Figuur 2.10. Voor de analyse zijn de gekoppelde spoelen in dit schema vervangen door het equivalente T-model.[18]. In dit schema kunnen er drie verschillende blokken worden onderscheiden. Het eerste blok bestaat uit L_r en C_r . Als deze in resonantie zijn, gedraagt dit zich als een constante stroombron. De stroom I_{track} wordt op de volgende manier berekend:

$$I_{track} = \frac{1}{j\omega L_r} U_{IN} = -j\omega C_r U_{IN} \quad (2.17)$$

Blok twee bestaat uit C_p en L_{LP} en moet zich gedragen als een resonant circuit. Het laatste blok drie gedraagt zich als een constante spanningsbron als C_s en $L_M + L_{LS}$ in resonantie zijn.



Figuur 2.10: Vereenvoudigd schema LCC-S compensatie [18]

Het grootste voordeel van deze topologie is dat de stroom in de zendspoel constant blijft, onafhankelijk van variaties in de belasting of de koppelfactor k . De dimensionering van de componenten gebeurt op basis van de volgende resonantievoorwaarden [18, 22]:

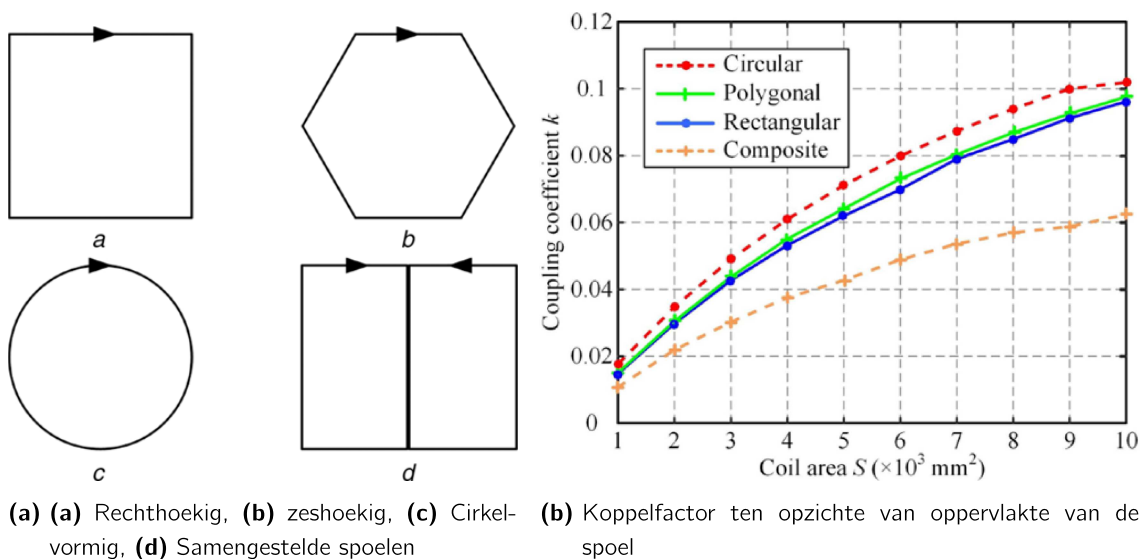
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_{LS} + L_M)C_S}} = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.18)$$

2.3 IWPT-spoelen

Het belangrijkste onderdeel van een IWPT-systeem zijn de zend- en ontvangstspoelen, die bepalen op welke afstand en met welke efficiëntie draadloze energieoverdracht kan gebeuren. Daarom wordt in deze sectie eerst stilgestaan bij welke soorten spoelen er allemaal bestaan en welke het beste zijn voor de labo opstelling. Hierna wordt het begrip misalignment besproken en wordt uitlegd hoe je de koppeling kunt meten in een praktische opstelling. Verder wordt er ook toegelicht welke verliezen er aanwezig zijn in een spoel en wat de kwaliteitsfactor van de spoel is en op wat dit invloed heeft. Ten slotte wordt het bifurcatie fenomeen uitgelegd.

2.3.1 Types spoelen voor IWPT

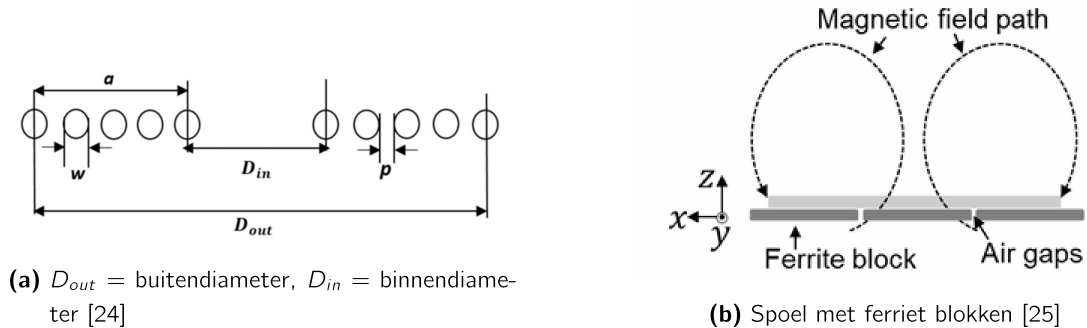
Er bestaan verschillende soorten vormen van spoelen: circulaire, vierkante, zeshoekige en nog veel meer soorten, zoals weergegeven in Figuur 2.11a [23]. Dit zijn de meest gebruikte spoelen voor het ontwerp van een draadloos energieoverdrachtssysteem. De spoeloppervlakte heeft een grote invloed op de koppelfactor. De planaire circulaire spoel heeft de grootste koppelfactor bij een bepaalde oppervlakte. Deze is ook gemakkelijker uit te lijnen ten opzichte van elkaar omdat ze symmetrisch zijn opgebouwd.



Figuur 2.11: Vergelijking van spoelvormen en hun invloed op de koppelfactor [23]

Bij een planaire circulaire spoel moet rekening worden gehouden met zowel de binnendiameter als de buitendiameter (figuur 2.12a). Uit onderzoek [24] blijkt dat deze afmetingen invloed hebben op de magnetische koppeling en het rendement van het IWPT-systeem. In een praktische opstelling is het de bedoeling dat de magnetische velden zich vooral bevinden tussen de twee spoelen [25]. Om het magnetische veld in de richting van de andere spoel te richten, waardoor het lekveld vermindert. Daarom wordt in het ontwerp van circulaire spoelen

vaak ferrietblokken gebruikt, zoals getoond in Figuur 2.12b. Daarnaast is het ook belangrijk om ongewenste elektromagnetische interferentie met naburige apparatuur te voorkomen.

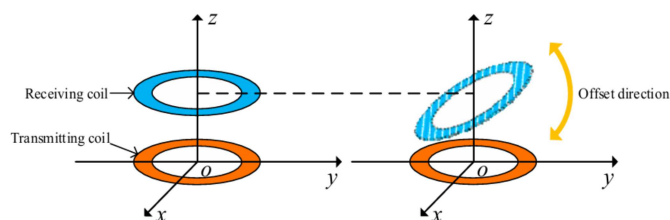


Figuur 2.12: Overzicht van de spoelafmetingen en de configuratie met ferrietblokken.

Samengevat betekent dit dat de uiteindelijke keuze voor een spoeltype wordt bepaald door een afweging tussen de geometrische vorm van de spoel, de specifieke dimensies zoals de binnen- en buitendiameter, en de effectiviteit van de magnetische sturing door ferrieten. Voor deze thesis worden de spoelen kant-en-klaar aangekocht en dus niet zelf gewikkeld. Het gekozen spoeltype is de planaire circulaire spoel, deze wordt in de praktijk veelvuldig toegepast vanwege de gunstige rotatiesymmetrie en hoge koppelfefficiëntie. Daarnaast wordt er gebruikgemaakt van ferrietblokken om de magnetische flux gericht naar de secundaire spoel te leiden, het lekveld te minimaliseren en de algehele koppelfactor te optimaliseren.

2.3.2 Misalignment en praktische bepaling koppeling

De term misalignment [20] verwijst naar de mate waarin de zend- en ontvangspoel ten opzichte van elkaar zijn verschoven, zoals grafisch weergegeven in Figuur 2.13. Deze afwijking in de uitlijning heeft een directe invloed op de mutuele koppeling en vormt bijgevolg een cruciale parameter binnen het ontwerp van een IWPT-systeem. Indien de praktische omstandigheden van een specifieke applicatie een ideale uitlijning verhinderen, dient het compensatienetwerk te worden geoptimaliseerd voor het te verwachten koppelfbereik.



Figuur 2.13: Misalignment tussen zend- en ontvangspoel [20]

In een praktische opstelling is het belangrijk om te weten op welke koppeling er gewerkt wordt

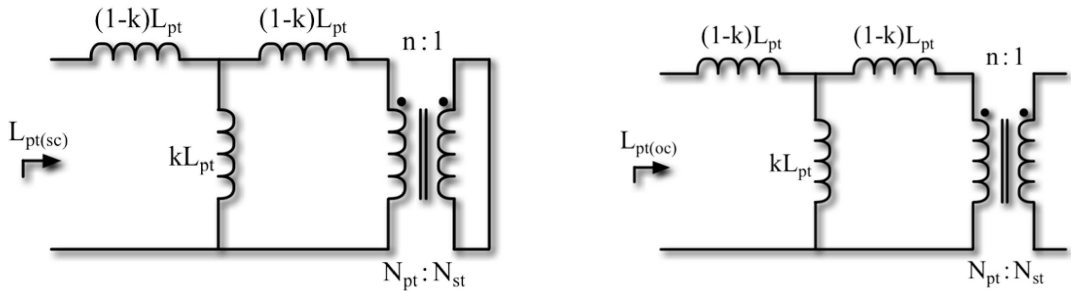
bij welke afstand. Er zijn verschillende methodes beschikbaar om de koppeling tussen twee gekoppelde spoelen uit te meten [26, 27]. Hier wordt één methode uitgelegd die ook gebruikt gaat worden om de koppeling van de praktische opstelling uit te meten.

Om de koppeling te bepalen, wordt de zelfinductie van de zendspoel gemeten met behulp van een *impedance analyzer*. Hierbij worden twee opeenvolgende metingen uitgevoerd: eerst met een kortgesloten ontvangstspoel $L_{pt(sc)}$ en vervolgens met een open ontvangstspoel $L_{pt(oc)}$, zoals geïllustreerd in Figuur 2.14. Door gebruik te maken van vergelijking (2.21) kan de koppelingsfactor tussen de twee spoelen worden berekend. Het is hierbij van cruciaal belang dat de afstand en de uitlijning tussen de spoelen gedurende beide metingen strikt constant blijven.

$$L_{pt(oc)} = (1 - k)L_{pt} + kL_{pt} = L_{pt} \quad (2.19)$$

$$L_{pt(sc)} = (1 - k)L_{pt} + \frac{k(1 - k)L_{pt}^2}{kL_{pt} + (1 - k)L_{pt}} = (1 - k^2)L_{pt} \quad (2.20)$$

$$k = \sqrt{\frac{L_{pt(oc)} - L_{pt(sc)}}{L_{pt(oc)}}} \quad (2.21)$$



(a) Meting van de zelfinductie L_{pt} met kortgesloten secundaire zijde (sc).

(b) Meting van de zelfinductie L_{pt} met open secundaire zijde (oc).

Figuur 2.14: Meting koppeling van twee gekoppelde spoelen [27]

2.3.3 Verliezen in IWPT-spoelen

Een IWPT spoel heeft koperverliezen, bestaande uit de DC-weerstand R_{DC} , het skin-effect en het proximity-effect [28]. Deze verliezen moeten zo laag mogelijk gehouden worden om het rendement te optimaliseren. Via vergelijking (2.22) kan de DC weerstand van de wikkelingen berekend worden met de wet van Pouillet. Daarnaast is het belangrijk om te weten dat de weerstand temperatuurafhankelijk is.

$$R_{dc} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (2.22)$$

$$R_{dc,T_2} = R_{dc,T_1} \cdot (1 + \alpha \cdot (T_2 - T_1)) \quad (2.23)$$

Waarbij:

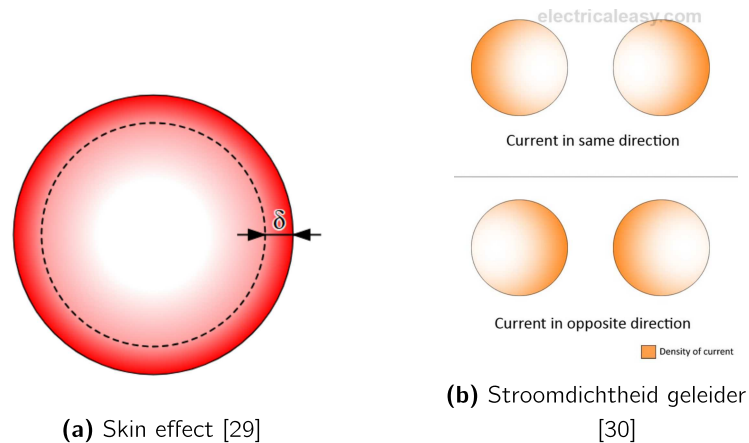
- ρ de soortelijke weerstand is ($0,0175 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$ voor Cu),
- α de temperatuurcoëfficiënt is ($0,00391 K^{-1}$ voor Cu),
- l de lengte van de draad is (m),
- A de doorsnede van de draad is (m^2).

Het skin-effect treedt op bij hoge frequenties en zorgt ervoor dat de elektrische stroom zich niet meer gelijkmatig over de dwarsdoorsnede van de geleider verdeelt, zoals grafisch wordt weergegeven in Figuur 2.15a [28]. In plaats daarvan vloeit de stroom voornamelijk aan de buitenzijde van de geleider. Dit verschijnsel leidt ertoe dat het effectieve geleidingsoppervlak afneemt, waardoor de weerstand van de geleider stijgt. De mate waarin dit effect optreedt wordt gekenmerkt door de indringdiepte δ . Zoals beschreven in vergelijking (2.24) is deze waarde afhankelijk van de werkfrequentie, de permeabiliteit en de specifieke geleidbaarheid van het materiaal.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (2.24)$$

Om de invloed van het skin effect te verminderen, worden litz geleiders gebruikt. Dit type draad is samengesteld uit meerdere kleinere parallelle geleiders die elektrisch van elkaar zijn gescheiden, zodat de invloed van het skin effect kleiner wordt.

Het volgende effect is het proximity effect, dit leidt tot een toename van de weerstand wanneer twee of meer geleiders dicht bij elkaar liggen en er een wisselstroom doorheen stroomt [28]. Deze wisselstromen laten een magnetisch veld ontstaan, waardoor deze velden elkaar beïnvloeden. Het veranderende magnetische veld van de ene geleider introduceert een stroom in de andere geleider. Aangezien een spoel uit meerdere geleiders naast elkaar bestaat heeft het proximity effect een grotere invloed. De stroom concentreert zich in de delen van de geleider die het verst van de naburige geleider liggen en hangt af van de stroomrichting, zoals weergegeven Figuur 2.15b).



Figuur 2.15: Visualisatie van het skin-effect en de resulterende stroomdichtheid in een geleider

2.3.4 Kwaliteitsfactor

De kwaliteitsfactor van een spoel, meestal aangeduid als de Q-factor is één van de meest belangrijke parameters binnen een IWPT-systeem. Deze factor wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de inductieve reactantie en de equivalente serieweerstand bij een specifieke werkfrequentie, zoals uitgedrukt in vergelijking (2.25).

Deze parameter is bepalend voor de efficiëntie van de energieoverdracht en zorgt bovendien dat het systeem binnen een bifurcatievrij operatiegebied kan functioneren [31]. De maximaal haalbare efficiëntie van het systeem kan worden berekend met behulp van vergelijking (2.26). In deze berekening representeren Q_p en Q_s respectievelijk de kwaliteitsfactoren van de primaire en de secundaire spoel [32].

$$Q_p = \frac{\omega_0 L_1}{R_1} \quad Q_s = \frac{\omega_0 L_2}{R_2} \quad (2.25)$$

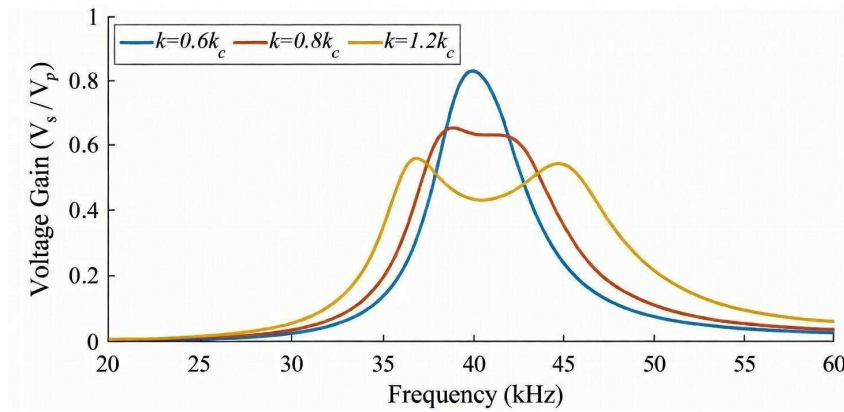
$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_p Q_s}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_p Q_s}\right)^2} \quad (2.26)$$

De kwaliteitsfactor van de secundaire spoel heeft een directe invloed op het optreden van bifurcatie, ook wel bekend als frequentiesplitting. Wanneer de koppelingsfactor k_m een kritieke waarde overschrijdt, ondergaat de volledige karakteristiek van de voltage gain een vormverandering. De oorspronkelijke enkelvoudige resonantiepiek splitst zich op in twee nieuwe pieken bij verschillende frequenties, zoals grafisch wordt geïllustreerd in Figuur 2.16.

Voor een IWPT-systeem dat is ontworpen om op een vaste frequentie te werken, betekent deze verschuiving van de volledige curve dat de gekozen werkfrequentie niet langer overeenkomt met een punt van maximale energieoverdracht, maar verandert in een lokaal minimum. Hierdoor daalt de effectieve voltage gain op het gekozen werkpunt aanzienlijk.

Dit fenomeen van frequentiesplitting kan bij SS-compensatie worden vermeden zolang de koppeling kleiner blijft dan de kritieke waarde die wordt berekend met vergelijking 2.27. In deze vergelijking representeren R_p en R_s respectievelijk de primaire en secundaire weerstand, terwijl R_L staat voor de equivalente belastingsweerstand [33].

$$k > k_c = \sqrt{\frac{R_p^2 + (R_s + R_L)^2}{2\omega_0^2 L_1 L_2}} \xrightarrow{L_1=L_2} k_{\text{split}} \approx \frac{1}{\sqrt{2} Q_s} \quad (2.27)$$

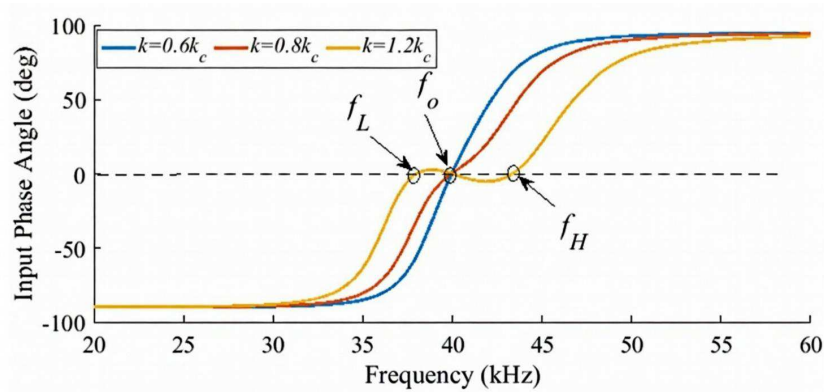


Figuur 2.16: Frequentie splitting [34]

Bifurcatie beschrijft hetzelfde verschijnsel vanuit het perspectief van de ingangsimpedantie van het netwerk. Waar frequentiesplitting betrekking heeft op de voltage gain, duidt bifurcatie op de verandering in de fasehoek. Wanneer de koppeling de kritieke waarde k_c overschrijdt [33], ondergaat de volledige fasekarakteristiek een vormverandering, zoals weergegeven in Figuur 2.17 [34].

Bij een relatief zwakke koppeling van bijvoorbeeld $0.6 k_c$ vertoont de fasecurve slechts één nulpunt op de gekozen resonantiefrequentie, wat duidt op een enkel resistief werkpunt. Zodra de koppeling stijgt naar $1.2 k_c$, verandert de volledige curve zodat dat er drie nulpunten ontstaan. Dit betekent dat er drie verschillende frequenties zijn waarop het systeem kan werken. Gecombineerd met de eerder besproken daling in de voltage gain op de centrale frequentie f_0 , dwingt dit het systeem om uit te wijken naar een van de nieuwe ontstane werkpunten om een efficiënte energieoverdracht te behouden.

$$k > k_c = \frac{1}{Q_s} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_s^2}} \approx \frac{1}{Q_s} \quad (2.28)$$



Figuur 2.17: Bifurcation [34]

Bifurcatie en frequentiesplitting komen ook voor bij de andere compensatiemethoden. Om ervoor te zorgen dat het IWPT-systeem in een bifurcatievrij operatiegebied werkt, bestaan er voorwaarden voor de kwaliteitsfactor en de belasting opgelijst in tabel 2.3. Als deze twee voorwaarden voldaan zijn, wordt er in een bifurcatievrij operatiegebied gewerkt.

Tabel 2.3 Bifurcatievrije stabiliteitscriteria en Q-factor definities voor compensatiemethodes [31, 35]

Topologie	Q_p	Q_s	Q-voorwaarde	Belastingsvoorwaarde
SS	$\frac{L_1 R_{ac}}{\omega_0 M^2}$	$\frac{\omega_0 L_2}{R_{ac}}$	$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1}$	$R_{ac,bif} > \omega_0 L_2 \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - k^2})}$
SP	$\frac{L_1 R_{ac}}{\omega_0 M^2}$	$\frac{R_{ac}}{\omega_0 L_2}$	$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s}$	$R_{ac,bif} < \sqrt{\frac{\omega_0^2 L_1 L_2^3}{M^2} - \omega_0^2 L_2^2}$
PP	$\frac{\omega_0 L_1 L_2^2}{M^2 R_{ac}}$	$\frac{R_{ac}}{\omega_0 L_2}$	$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s}$	$R_{ac,bif} < \sqrt{\frac{\omega_0^2 L_1 L_2^3}{M^2} - \omega_0^2 L_2^2}$
PS	$\frac{\omega_0 L_1 L_2^2}{M^2 R_{ac}}$	$\frac{\omega_0 L_2}{R_{ac}}$	$Q_p > Q_s$	$R_{ac,bif} > \omega_0 M \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$

2.4 Gelijkrichter

Het laatste deel van een IWPT-systeem bestaat uit een gelijkrichter die de wisselspanning omzet in een gelijkspanning voor de belasting zoals te zien op Figuur 1.2. Dit is nodig omdat de meeste toepassingen een DC spanning eisen, zoals een batterij voor een bepaalde applicatie [36]. Na de gelijkrichter is er soms een DC-DC-converter aanwezig om de spanning naar een hogere of lagere spanning te converteren, maar de DC-DC-converter hoeft niet verplicht aanwezig te zijn in een IWPT-systeem. Er bestaan verschillende manieren om een gelijkrichter te implementeren in een IWPT-systeem. In figuur 2.21a is een bruggelijkrichter voorgesteld. Aan de hand van de vier diodes wordt de AC ingangsspanning omgevormd in een DC spanning. Het gebruik van diodes heeft wel een nadeel, een diode heeft twee grote verliezen [37]:

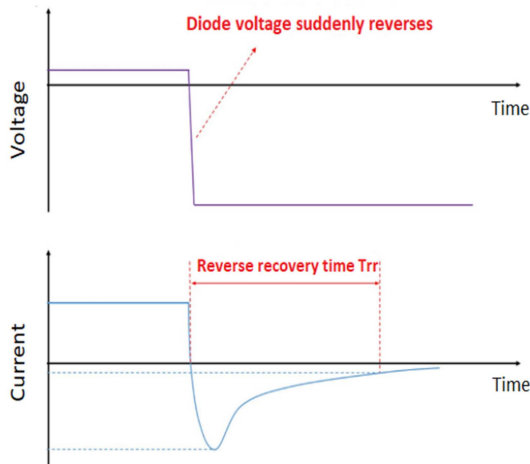
1. De conductie verliezen:

$$P_{\text{loss, diode, cond}} = V_f \cdot I_{D,\text{avg}} + R_f \cdot I_{D,\text{RMS}}^2 \quad (2.29)$$

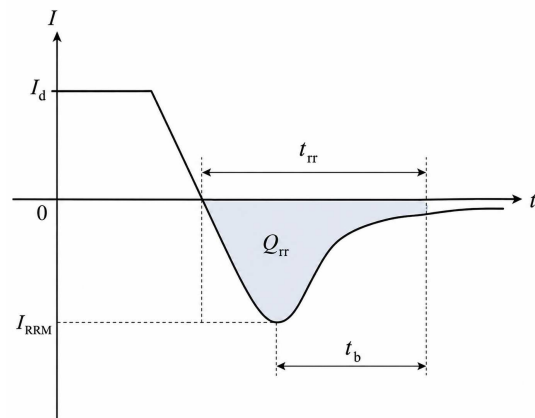
2. De uitschakelverliezen zijn een gevolg van het reverse recovery effect:

$$P_{\text{loss, diode, turn-off}} \approx \frac{V_{\text{out}} I_{\text{RRM}} t_b f}{6} \quad (2.30)$$

Het grootste aandeel in de verliezen van een diode wordt veroorzaakt door het *reverse recovery* effect [37]. Dit verschijnsel vindt plaats op het moment dat de diode uitschakelt, zoals weergegeven in Figuur 2.18. De interne ladingstructuur moet zich op dat moment aanpassen zodat de depletielaag opnieuw volledig gevormd kan worden om de sperspanning te blokkeren. Dit proces is niet alleen afhankelijk van de concrete fysische opbouw van de component, maar wordt ook sterk beïnvloed door de stroomgradiënt di/dt tijdens het uitschakelen en de operationele temperatuur. Omdat deze transitie relatief veel tijd in beslag neemt, ontstaat er een tijdelijke geleiding in de omgekeerde richting terwijl de spanning over de diode reeds oploopt. Dit resulteert in aanzienlijke schakelverliezen die in hoogfrequente IWPT-systemen vaak het grootste verlies is, het vermogenverlies is geïllustreerd in Figuur 2.19.



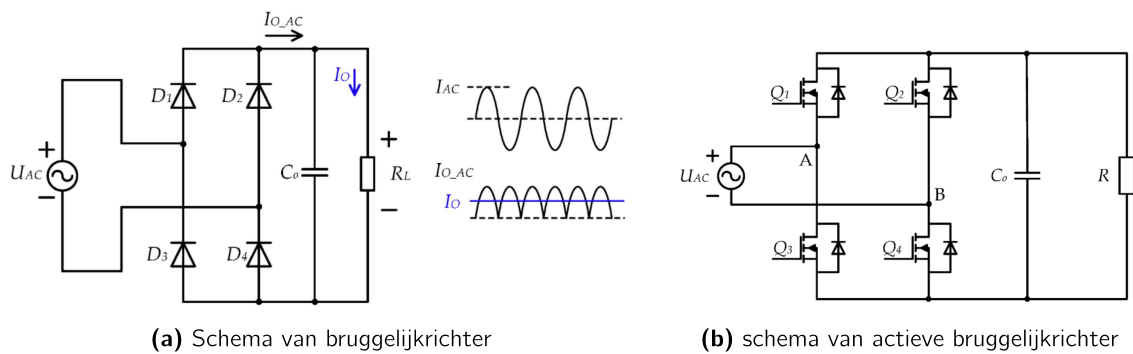
Figuur 2.18: Spannings- en stroomverloop tijdens reverse recovery [38]



Figuur 2.19: Vermogensverlies ten gevolge van reverse recovery [39]

Figuur 2.20: Overzicht van het reverse recovery effect in de diode

Ondertussen bestaan er al diodes die deze verliezen goed onderdrukken, waardoor een brug-gelijkrichter efficiënt kan worden gemaakt. Door de diodes te vervangen door een schakel-element (bv. een MOSFET) kan de efficiëntie verder worden verhoogd, dit wordt dan een actieve gelijkrichter genoemd. In figuur 2.21b staat een schema van een actieve gelijkrichter, hier zijn de verliezen van de schakelementen kleiner dan de verliezen van de diodes.



Figuur 2.21: Vergelijking van bruggelijkrichters [36]

2.5 Conclusie

In dit hoofdstuk zijn de fundamentele bouwstenen van een IWPT-systeem geanalyseerd. Om een efficiënte werking te garanderen, is de keuze voor de invertor cruciaal. Met behulp van soft switching kunnen de schakelverliezen van de schakelementen beperkt worden.

Wat betreft de resonantie-netwerken bieden de vier basiscompensatietopologieën de theoretische fundering, waarbij het concept van reflectie-impedantie de onderlinge beïnvloeding tussen zender en ontvanger verklaart. Voor de praktische implementatie is de LCC-S topologie beter omdat deze ervoor zorgt dat de stroom in het zendcircuit constant blijft, onafhankelijk van de belasting of koppeling.

Daarnaast is vastgesteld dat de geometrie en de kwaliteitsfactor van de zend- en ontvangspoelen bepalend zijn voor de efficiëntie van de magnetische koppeling. Voor een efficiënte overdracht is het belangrijk om de misalignment onder controle te houden. Tot slot vormt de gelijkrichter de AC spanning naar een stabiele DC-uitgangsspanning, waarbij de keuze tussen een passieve of actieve implementatie afhankelijk is van de gewenste efficiëntie en regelbaarheid.

Hoofdstuk 3

Ontwerp en validatie

In dit hoofdstuk wordt de dimensionering van het IWPT-systeem toegelicht en gevalideerd aan de hand van simulaties van de LCC-S compensatietopologie. Er wordt dieper ingegaan op de praktische opbouw en werking van de opstelling. De verschillende delen van het IWPT-systeem worden hierbij afzonderlijk behandeld. Vervolgens worden de ontworpen printed circuit board (PCB)'s besproken, waaronder de aansturing van de invertor, de compensatienetwerken en de gelijkrichter. Na de bespreking van de hardware wordt de werking van de totale opstelling en de bijbehorende meetresultaten geanalyseerd. Ten slotte wordt de praktische labo opgave voorgesteld, inclusief de motivatie voor de specifieke opbouw ervan.

3.1 Dimensionering van de LCC-S topologie

De algemene theoretische fundamenteën van de LCC-S compensatie zijn besproken in subsectie 2.2.4. Voor het berekenen van de praktische componentwaarden worden de volgende formules gebruikt [40]:

$$\omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1} \implies C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \quad (3.1)$$

$$\omega_0 (L_1 - L_2) = \frac{1}{\omega_0 C_2} \implies C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_2 - L_1)} \quad (3.2)$$

$$\omega_0 L_3 = \frac{1}{\omega_0 C_3} \implies C_3 = \frac{1}{\omega_0^2 L_3} \quad (3.3)$$

De vergelijking (3.2) geeft aan dat de zelfinducties van L_1 en L_2 belangrijk zijn, de zendspoel L_2 moet altijd groter zijn dan de compensatiespoel L_1 . Daarnaast toont vergelijking (2.17) aan dat L_1 een directe invloed heeft op de stroomsterkte in het zendcircuit. Een cruciaal kenmerk van de LCC-S topologie is de spanningsversterking (G_V), die de verhouding tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanning beschrijft. Zoals gedetailleerd afgeleid in bijlage

B [22], wordt deze versterkingsfactor op de werkfrequentie bepaald door de verhouding tussen de mutuele inductie M en de primaire compensatiespoel L_1 :

$$G_V \approx \frac{M}{L_1} \quad (3.4)$$

De doelstelling van deze thesis is om een vermogen van 500 W draadloos over te brengen naar de ontvanger, daarom zijn de zend- en ontvangstspool de eerste componenten die bepaald worden. Voor de zend- en ontvangstspool is er gekozen voor een zelfinductie van 5,8 μH , omdat deze spoel een vermogen tot 400 W aankan volgens Würth Elektronik. De volgende component die bepaald dient te worden, is de primaire compensatiespoel L_1 . Voor deze spoel is een waarde van 4,7 μH gekozen. Er is specifiek gekozen voor een metaalcomposiet als kernmateriaal, aangezien dit materiaal geschikt is voor de hoge stromen die in deze toepassing optreden. De waarden van de compensatiecondensatoren worden berekend op basis van de ontwerpvoorwaarden zodat het systeem zich gedraagt als een quasi-constante spanningsbron. In deze modus is de uitgangsspanning van het systeem nagenoeg onafhankelijk van de belastingvariaties. De berekeningen worden uitgevoerd bij een werkfrequentie f_0 van 85 kHz, wat overeenkomt met een hoeksnelheid van $\omega_0 \approx 534,07$ krad/s.

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} = \frac{1}{(534.070,75)^2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}} = 744,30 \text{ nF} \quad (3.5)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_1 - L_2)} = \frac{1}{(534.070,75)^2 \cdot (6,0 - 4,7) \cdot 10^{-6}} = 2,69 \mu\text{F} \quad (3.6)$$

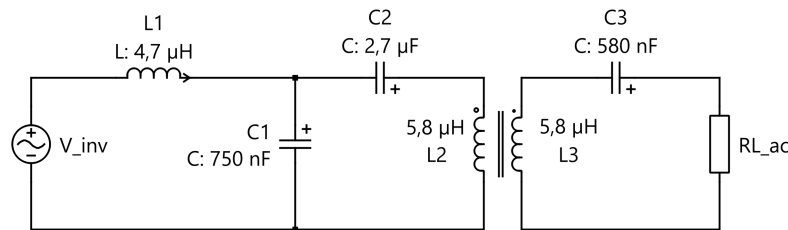
$$C_3 = \frac{1}{\omega_0^2 L_3} = \frac{1}{(534.070,75)^2 \cdot 6,05 \cdot 10^{-6}} = 578,28 \text{ nF} \quad (3.7)$$

Aangezien de theoretisch berekende capaciteiten niet exact overeenkomen met commercieel verkrijgbare componentwaarden, zijn deze afgerond naar de dichtstbijzijnde standaardwaarden:

$$C_1 \approx 750 \text{ nF} \quad C_2 \approx 2,7 \mu\text{F} \quad C_3 \approx 580 \text{ nF}$$

3.2 Simulatie van de LCC-S topologie

Met de praktische waarden die in de vorige sectie bepaald zijn wordt het simulatiemodel opgebouwd, zoals weergegeven in Figuur 3.1.



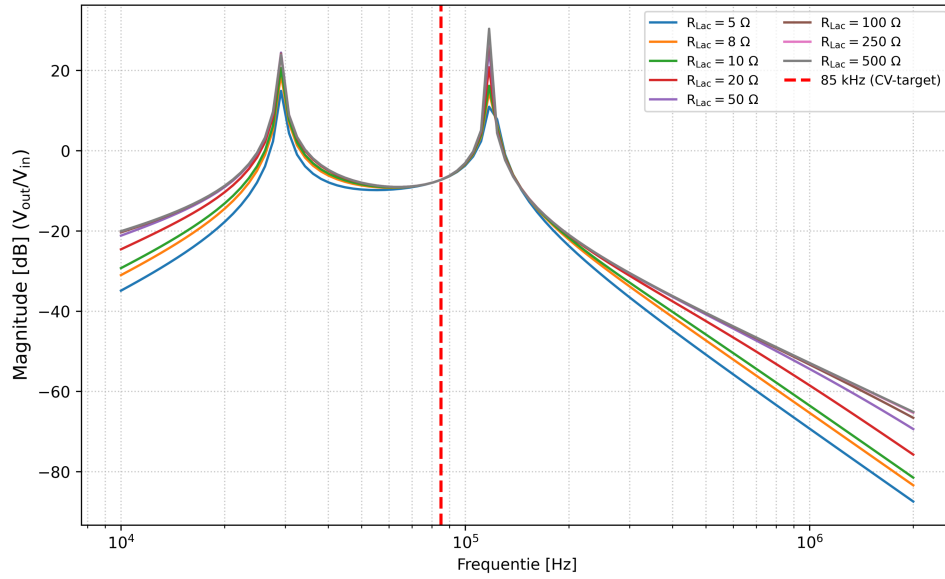
Figuur 3.1: Simulatiemodel LCC-S compensatie

Om de werking van het IWPT-systeem onder verschillende condities te analyseren, is een reeks simulaties uitgevoerd waarbij de koppelfactor k en de belastingsweerstand R_L systematisch zijn gevarieerd. Alle simulaties zijn uitgevoerd in PLECS, een softwarepakket dat gespecialiseerd is in het modelleren van vermogenselektronische schakelingen. Voor de dataverwerking en het genereren van de grafieken is gebruikgemaakt van Python, dat via een RPC-interface rechtstreeks is verbonden met PLECS. Deze aanpak maakt het mogelijk om parameter-sweeps efficiënt uit te voeren en de resultaten op een overzichtelijke manier te visualiseren.

Het hoofddoel van deze simulatiereeks is het valideren van de theoretische ontwerpkeuzes voordat wordt overgegaan tot de praktische realisatie. Hierbij staan twee aspecten centraal:

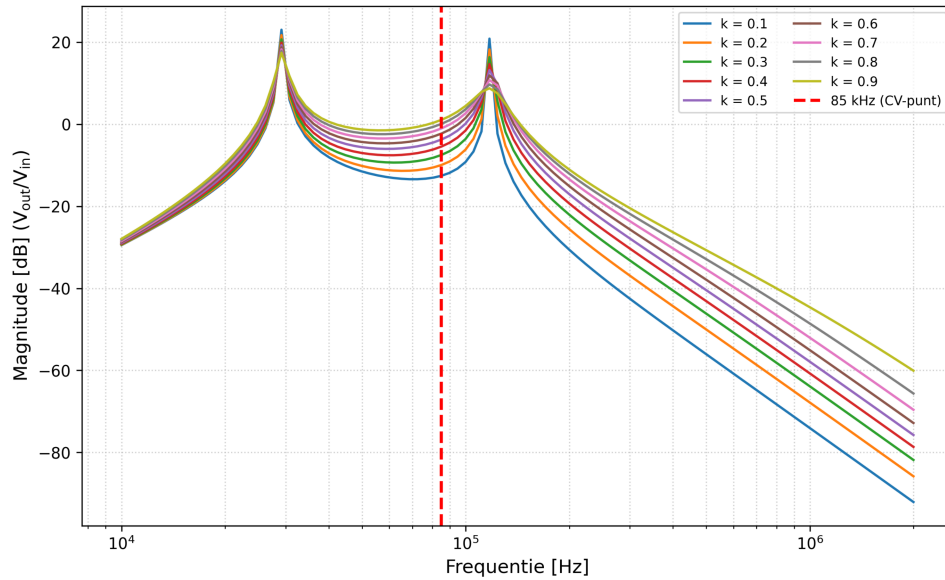
- **Karakterisering als constante spanningsbron:** Er wordt geverifieerd of de LCC-S topologie zich bij de resonantiefrequentie van 85 kHz effectief gedraagt als een constante spanningsbron.
- **Dimensionering van het vermogen:** De simulaties bieden een richtlijn voor het vermogensbereik dat uit het systeem gehaald kan worden.

In Figuur 3.2 wordt de frequentierespons van de inductieve link weergegeven bij een variërende belasting $R_{L_{ac}}$. Bij de werkfrequentie van 85 kHz is duidelijk waarneembaar dat de verschillende curves in één enkel punt samenkomen. Dit snijpunt bevestigt dat het systeem zich bij deze specifieke frequentie gedraagt als een quasi-constante spanningsbron, waarbij de uitgangsspanning nagenoeg onafhankelijk is van de belasting.



Figuur 3.2: Frequentierespons bij variërende belasting R_{Lac} met een koppeling $k = 0,3$

In Figuur 3.3 wordt de impact van een variabele koppelfactor k tussen de zend- en ontgangstzijde weergegeven. Bij een sterke koppeling van 0,8 bedraagt de spanningsversterking ongeveer 0,7. Wanneer de koppeling afneemt richting 0,1, zakt de spanningsversterking naar 0,24. Dit houdt in dat bij een ingangsspanning van 100 V de resulterende uitgangsspanning nog slechts 24 V bedraagt.



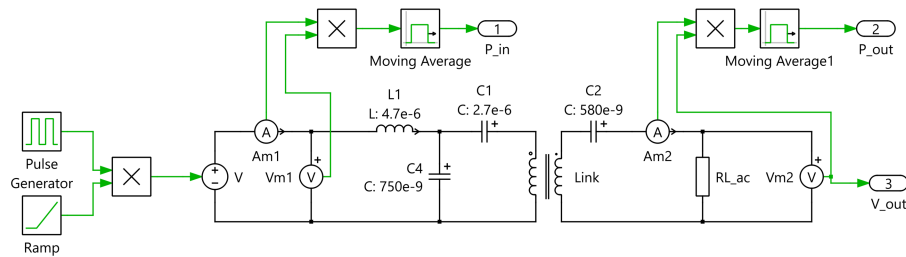
Figuur 3.3: Frequentierespons bij variërende koppelfactor k met een belastingweerstand $R_{Lac} = 5 \Omega$

In de volgende simulaties worden het rendement η en het uitgangsvermogen P_{out} geanalyseerd bij variërende parameters, zoals de ingangsspanning V_{in} en de koppelfactor k . Het hiervoor

gebruikte model is weergegeven in Figuur 3.4. In dit model zijn de compensatiespoel L_1 en de condensatoren als ideale componenten gemodelleerd. Dit betekent dat het gesimuleerde rendement hoger zal uitvallen dan in de praktijk mogelijk is. De ESR van de zend- en ontvangstspool is echter wel in het model opgenomen en bedraagt $14,5 \text{ m}\Omega$.

De ingangsspanning V_{in} wordt gevormd door een gelijkspanningsbron in combinatie met een ramp-functie. Deze ramp fungeert als een soft-start, waardoor de ingangsspanning geleidelijk wordt opgebouwd. Het ingangs- en uitgangsvermogen worden berekend door de momentane stroom en spanning te vermenigvuldigen, waarna een moving average filter (ingesteld op de werkfrequentie van 85 kHz) de gemiddelde waarden bepaalt. De belasting R_{Lac} vertegenwoordigt de equivalente AC-weerstand van de passieve gelijkrichter inclusief de DC-belasting R_L . Deze weerstand R_{Lac} wordt berekend met de volgende formule [40]:

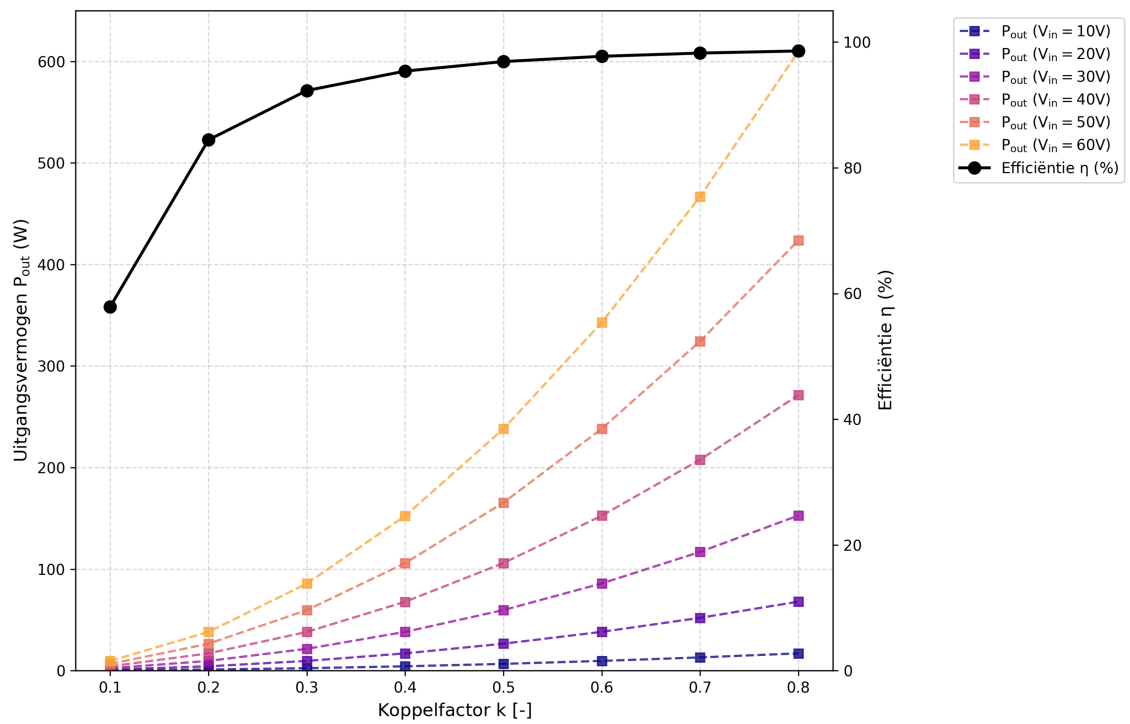
$$R_{Lac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (3.8)$$



Figuur 3.4: Simulatiemodel LCC-S compensatie in PLECS

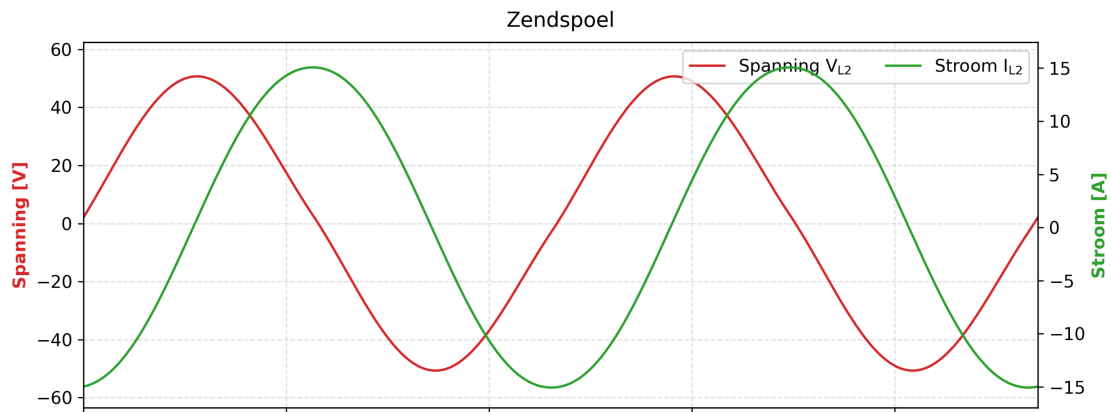
In Figuur 3.5 wordt de invloed van de koppelfactor k en de ingangsspanning V_{in} op zowel het uitgangsvermogen als het rendement weergegeven. Voor deze simulaties is een blok golf-vormige ingangsspanning met een duty cycle D van 50% gehanteerd, waarbij de spanning wisselt tussen $+V_{in}$ en $-V_{in}$. Het systeem is hierbij belast met een weerstand van 5Ω .

Uit de resultaten blijkt dat bij een lage ingangsspanning van 10 V het uitgangsvermogen beperkt blijft tot een maximum van ongeveer 17 W bij een koppeling van $0,8$. Naarmate de ingangsspanning toeneemt, stijgt het geleverde vermogen. De vooropgestelde doelstelling van 500 W kan reeds worden behaald bij een ingangsspanning van 60 V , wanneer de koppelfactor zich tussen $0,7$ en $0,8$ bevindt. Bij een lagere koppeling is een aanzienlijk hogere ingangsspanning vereist om ditzelfde vermogen te bereiken, zo is bij een koppelfactor van $0,3$ een ingangsspanning van 140 V noodzakelijk om de grens van 500 W te halen.



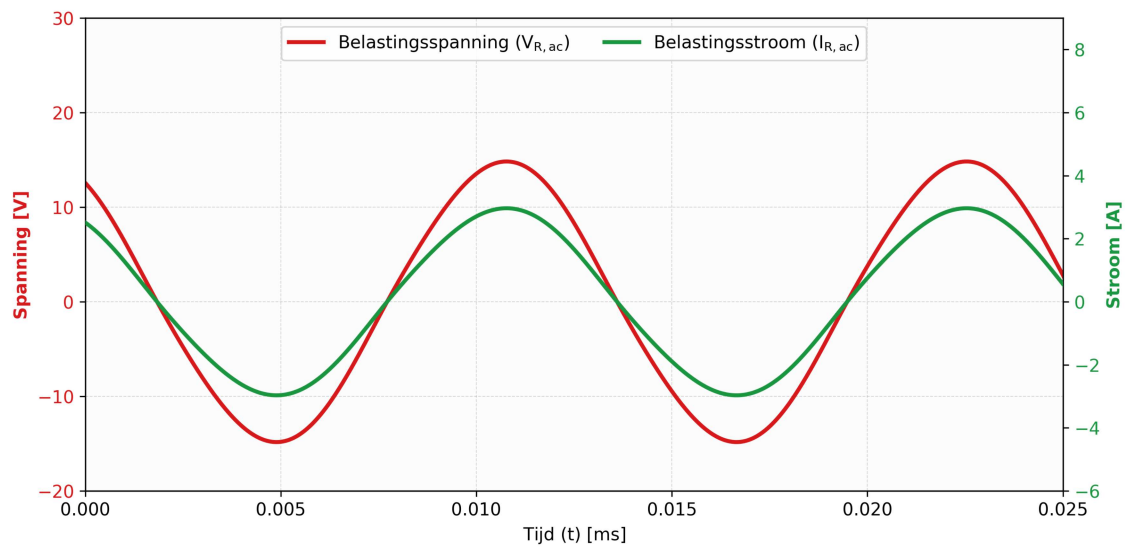
Figuur 3.5: Invloed van de koppelfactor k en ingangsspanning V_{in} op het uitgangsvermogen P_{out} en rendement η van het LCC-S systeem bij een belasting RL van 5Ω

De spanning- en stroomgolfvorm van het gesimuleerde IWPT-systeem zijn weergegeven in Figuur 3.6. De simulatie is uitgevoerd met een koppelingsfactor van 0,3, een belasting $R_{Lac} = 5 \Omega$ en een ingangsspanning $V_{in} = 30 V$. Hierbij ijlt de spanning ongeveer 90° voor op de stroom. De effectieve stroomwaarde I_{RMS} bedraagt 10,81 A. Deze waarde is cruciaal voor het ontwerp van de PCB, aangezien de spoorbreedtes op deze stroomsterktes gedimensioneerd moeten worden.



Figuur 3.6: Tijdsdomein-analyse van de magnetische koppeling tussen zendspoel bij een koppeling van 0,3, $R_{Lac} = 5 \Omega$ en $V_{in} = 30 V$

De golfvormen over de equivalente AC-weerstand bij de nominale werkfrequentie zijn weergegeven in Figuur 3.7. Zowel de spanning als de stroom vertonen een nagenoeg perfecte sinusvorm. Er is geen faseverschuiving ($\phi = 0^\circ$) waarneembaar tussen beide signalen, wat aantoont dat de ontvangstzijde exact op de resonantiefrequentie f_0 werkt. Dit bevestigt dat de capacatieve reactantie van de compensatiecondensator de inductieve reactantie van de ontvangstspoel volledig opheft, waardoor de belasting zich puur resistief gedraagt.



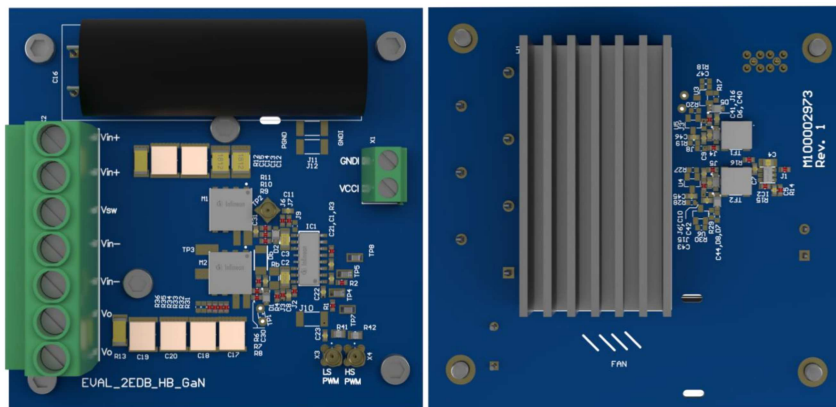
Figuur 3.7: Spanning en stroom over de belasting R_{Lac} bij een koppeling van 0,3, $R_{Lac} = 5 \Omega$ en $V_{in} = 30 V$

3.3 Beschrijving van de praktische opstelling

Deze sectie licht de ontwerpkeuzes voor de praktische opstelling toe. Allereerst komen de aansturing van de inverter en de keuze voor het specifieke type inverter board aan bod. Vervolgens motiveert deze sectie het ontwerp van de primaire compensatie PCB en de selectie van de gebruikte condensatoren. Hierna volgt de gelijkrichter PCB, waarop zich ook het secundaire compensatienetwerk bevindt. Ten slotte presenteert dit deel de volledige opstelling en de bijbehorende functionele mogelijkheden van het systeem.

3.3.1 Ontwerp en aansturing van de inverter

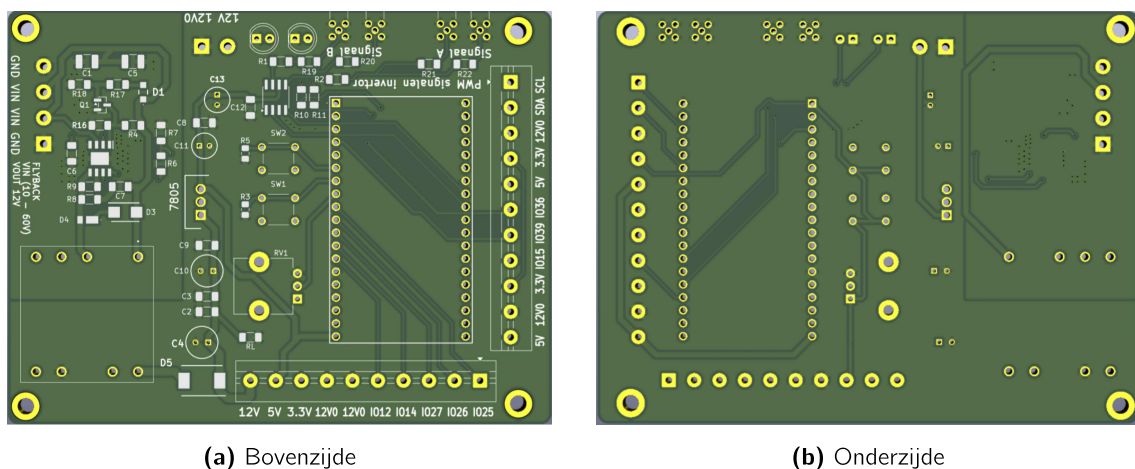
Voor de realisatie van de inverter wordt gebruikgemaakt van het Infineon EVAL2EDBHBGANTOBO1 evaluatieboard zoals weergegeven in Figuur 3.8. Dit board bevat een *half-bridge* configuratie bestaande uit twee IGLD60R070D1 CoolGaN™ power-transistoren [41]. De transistoren hebben een maximale inschakelweerstand $R_{DS(on)}$ van $70\text{ m}\Omega$ en zijn geoptimaliseerd voor hoogfrequente schakeltoepassingen dankzij de lage gate-lading Q_g van $5,8\text{ nC}$. Voor de inverter in deze thesis wordt gebruikgemaakt van deze full bridge configuratie door twee van deze boards te gebruiken. Het evaluatieboard maakt gebruik van de 1EDB7259Y EiceDRIVER™ als gate-driver [42], die zorgt voor een galvanisch gescheiden aansturing van de transistoren en voor een minimale dode tijd bij het schakelen van de twee transistoren. De driver garandeert dat de dode tijd altijd voldoet aan een vooraf ingestelde minimumwaarde, die via een externe weerstand op het board is gedefinieerd. Deze eigenschappen zorgen ervoor dat dit board een uiterst betrouwbare en efficiënte inverter is voor deze applicatie.



Figuur 3.8: Bovenzijde (links) en onderzijde (rechts) van het Infineon EVAL2EDBHBGANTOBO1 evaluatieboard

Om het inverterboard aan te sturen, is een aansturing vereist die de Pulse Width Modulation (PWM)-signalen genereert voor de transistoren. Hierbij is het noodzakelijk dat zowel de frequentie f als de ingangsspanning V_{in} variabel instelbaar zijn. In Figuur 3.9 is de PCB weergegeven die verantwoordelijk is voor deze aansturing. Aangezien de PWM-signalen op het

evaluatieboard galvanisch gescheiden zijn van de hoogvermogenbron, moet ook de aansturing zelf galvanisch gescheiden zijn. Om dit te realiseren, wordt gebruikgemaakt van een flyback-converter. Die omvormer zet een variabele ingangsspanning V_{in} (tussen 15 V en 60 V) om naar een stabiele 12 V voedingsspanning. De PWM-signalen worden gegenereerd door een ESP32-Wrover module, waarbij de frequentie f via een potentiometer instelbaar is gemaakt. Voor de veiligheid is de sturing voorzien van een schakelaar voor een 'soft start' en 'soft stop'. Deze functies laten de duty cycle D van de PWM-signalen geleidelijk toe- of afnemen. De ESP32 wordt gevoed via een lineaire spanningsregelaar die de 12 V DC-spanning omzet naar een stabiele 5 V voor de microcontroller. Deze omzetting is noodzakelijk om de ESP32 binnen zijn nominale voedingsbereik te laten werken. Ten slotte zijn er leds aanwezig die de status van de PWM-signalen visueel weergeven.



Figuur 3.9: Bovenzijde en onderzijde van de aansturing PCB van de inverter-evaluatieboard

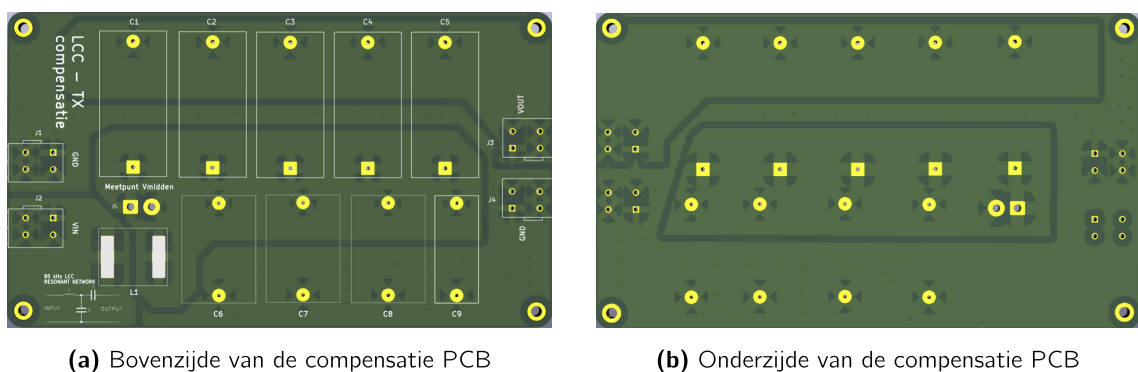
Voor de realisatie van de galvanisch gescheiden voeding is gekozen voor een **monolithische geïsoleerde flyback-regelaar** (type LT8304 van Analog Devices) [43]. De term *monolithisch* houdt in dat zowel de complexe controlelogica als de vermogensschakelaar in één chip zijn geïntegreerd. Dit resulteert in een zeer compacte behuizing waarbij geen externe schakelaar nodig is.

Een cruciaal voordeel van deze component is de toepassing van *primary-side sensing*. In tegenstelling tot klassieke converters die een optocoupler nodig hebben om de uitgangsspanning te "zien", maakt de LT8304 gebruik van de magnetische koppeling in de transformator. Wanneer de interne schakelaar opent (de *flyback*-periode), wordt de energie overgedragen naar de secundaire zijde. Op dat exacte moment ontstaat er over de primaire wikkeling een spanning die een directe weerspiegeling is van de secundaire uitgangsspanning (vermenigvuldigd met de wikkerverhouding). De chip bemonstert deze gereflecteerde spanning rechtstreeks op zijn schakelpin. Hierdoor fungeert de transformator feitelijk als een draadloze sensor die de status van de output terugkoppelt naar de regelaar, zonder dat er een fysieke verbinding over de isolatiebarrière nodig is.

Dankzij deze integratie genereert de converter uit de variabele ingangsspanning V_{in} een stabiele spanningbus van 12 V voor de full-bridge inverter. Deze spanning wordt vervolgens via een lineaire spanningsregelaar (7805) omgezet naar 5 V voor de voeding van de ESP32-microcontroller. De volledige dimensionering van de componenten, de selectie van de transformator en het bijbehorende elektrische schema van de aansturing zijn terug te vinden in Bijlage C en Bijlage D.

3.3.2 Ontwerp van de compensatie PCB

Voor de realisatie van het compensatienetwerk aan de zenzijde is een specifieke PCB ontworpen zoals weergegeven in Figuur 3.10. Op basis van simulaties en metingen aan de testopstelling is vastgesteld dat de stroom in het LCC-netwerk gemiddeld 10 A_{RMS} bedraagt bij een koppelingsfactor k van 0,8 en een ingangsspanning van 60 V. De dimensionering van deze LCC-S compensatie is reeds toegelicht in Paragraaf 3.1. Aangezien de condensatoren hoge stromen moeten aankunnen is er gekozen voor een parallelle schakeling van meerdere condensatoren. Dit verhoogt niet alleen de totale stroom die door het circuit kan lopen, maar laat ook toe de berekende capaciteitswaarden nauwkeuriger te benaderen. Voor het diëlektricum is gekozen voor polypropyleen (PP) vanwege de extreem lage dissipatiefactor en de hoge stabiliteit bij een frequentie van 85 kHz [44]. Dit materiaal heeft een relatief lage diëlektrische constante van ongeveer 2,2. Een direct gevolg hiervan is een lagere energiedichtheid vergeleken met alternatieven zoals polyester of keramiek. De condensatoren nemen daardoor meer fysieke ruimte in op de PCB en hebben vaak een hogere kostprijs [45]. Ondanks deze nadelen is polypropyleen essentieel voor deze applicatie. Het materiaal beperkt de interne warmteontwikkeling bij de hoge stroomsterktes van 10 A_{RMS}. Dit is noodzakelijk om de stabiele werking van het compensatienetwerk te garanderen en defecten door oververhitting te voorkomen.



Figuur 3.10: TX-compensatie PCB

Het schema van het LCC-compensatienetwerk aan de zenzijde is weergegeven in Figuur E.1. De condensatoren C_1 tot en met C_5 zijn parallel geschakeld en vormen de seriecapaciteit C_s , die overeenkomt met ongeveer 2,7 μF . De condensatoren C_6 tot en met C_9 vormen

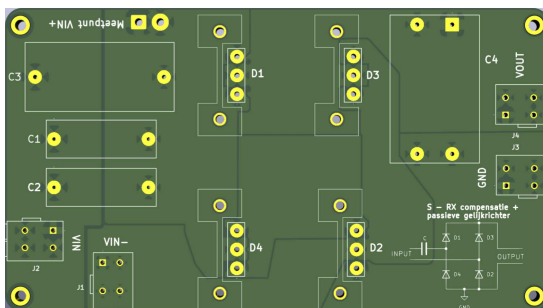
de parallelle condensator C_p van het netwerk met een totale waarde van ongeveer 750 nF. Een volledig overzicht van de gebruikte componenten en hun specificaties is samengevat in Tabel 3.2.

Tabel 3.1 Volledige componentenlijst van het TX-compensatienetwerk.

Ref.	Waarde	Ratings	ESR	Omschrijving / Datasheet link
C1 tot C5	560 nF	13,7 A_{RMS} , 700 V_{AC}	5,7 $m\Omega$	Kemet R75H Polypropyleen (C_s)
C6	82 nF	6,09 A_{RMS} , 700 V_{AC}	38,82 $m\Omega$	Kemet R76H Polypropyleen (C_p)
C7, C8, C9	220 nF	8,3 A_{RMS} , 700 V_{AC}	11 $m\Omega$	Kemet R76H Polypropyleen (C_p)
L1	4.7 μ H	25 A	5,11 $m\Omega$	Vishay IHLP6767GZER4R7M01 High Current Inductor
J1, J2, J3, J4	Wago 2604-1102	32 A, 630 V	/	Wago PCB Terminal Block

3.3.3 Ontwerp van de gelijkrichter PCB

De laatste twee delen van het IWPT-systeem zijn het compensatienetwerk en de gelijkrichter aan de ontvangerzijde. Hiervoor is een specifieke PCB ontworpen, zoals weergegeven in Figuur 3.11. Om de gewenste capaciteit van 580 nF te bereiken, zijn drie condensatoren parallel geschakeld. De gelijkrichter is opgebouwd uit diodes met een maximale voorwaartse stroom van 30 A en een voorwaartse spanningsval van 1,7 V. Hoewel deze spanningsval relatief hoog is voor een vermogenelektronisch systeem, zijn deze componenten gekozen om een ruime veiligheidsmarge te garanderen wat betreft de stroombelasting en de sperspanning. Voor dit prototype lag de prioriteit bij een betrouwbare werking van het systeem.



(a) Bovenzijde van de gelijkrichter-PCB.



(b) Onderzijde van de gelijkrichter-PCB

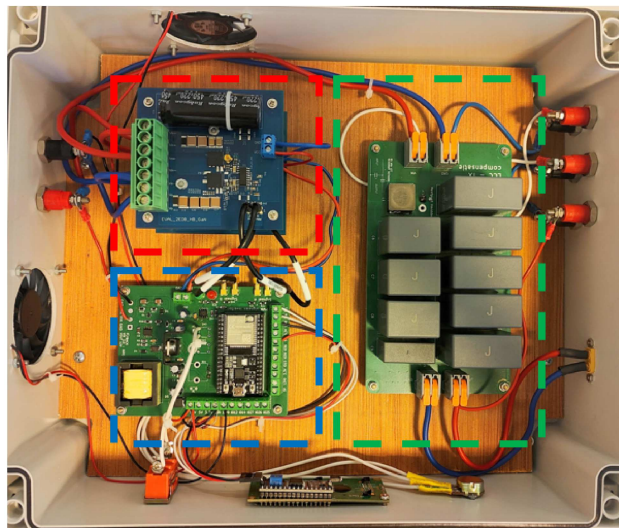
Figuur 3.11: Praktische uitvoering van de gelijkrichter-PCB.

Tabel 3.2 Volledige componentenlijst van het gelijkrichter-PCB.

Ref.	Waarde	Ratings	ESR	Omschrijving / Datasheet link
D1, D2, D3, D4	Diode	30 A, 600 V en $V_f = 2,1 \text{ V}$	/	Small Signal Switching Diodes 600V, 30A, Ultrafast diode
C1, C2	180 nF	10,14 A_{RMS} , 600 V_{AC}	6,2 $m\Omega$	Kemet R75H Polypropyleen condensator
C3	220 nF	12,07 A_{RMS} , 600 V_{AC}	5,1 $m\Omega$	Kemet R75H Polypropyleen condensator
C4	30 μF	15,6 A_{RMS} , 600 V_{DC}	8,2 $m\Omega$	Film Capacitors 600VDC 30uF 10% 8.2mOhm 4Pin
J1, J2, J3, J4	Wago 2604-1102	32 A, 630 V	/	Wago PCB Terminal Block
HS1, HS2, HS3, HS4	HSE-B20508	/	/	Aluminium koellichamen voor TO-247

3.3.4 Opstelling IWPT-systeem

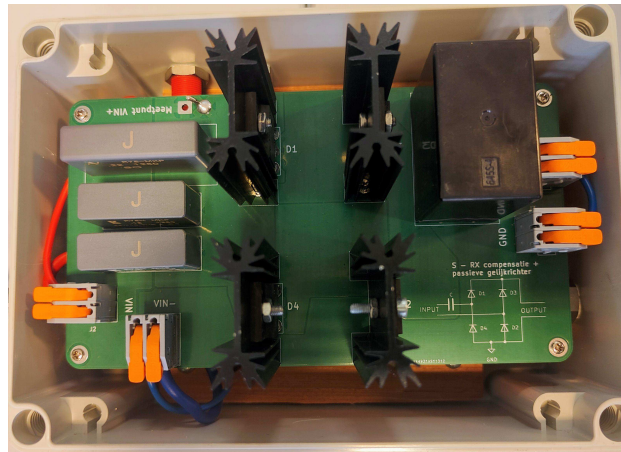
Het doel van deze thesis is om een educatieve opstelling te realiseren voor een IWPT-systeem. Om dit te bereiken is ervoor gekozen om de zend- en ontvangstunit in twee verschillende behuizingen met een transparant deksel te implementeren, zodat studenten alle onderdelen van het systeem kunnen herkennen. In Figuur 3.12 is het zendgedeelte van het systeem weergegeven, dat bestaat uit drie grote delen. Links onderaan bevindt zich de aansturings-PCB. Deze genereert de PWM-signalen voor de inverter via een ESP32-Wrover module. Verder leest de microcontroller de toestand van een schakelaar in, op basis waarvan het PWM-sigitaal al dan niet wordt geactiveerd. Ten slotte is er een potentiometer aanwezig waarmee de frequentie van het systeem kan worden aangepast. Voor de eenvoud is er een LCD-display aangesloten dat de frequentie en de status van het systeem weergeeft (of de PWM-signalen actief zijn of niet). Naast de aansturing PCB zijn ook de full bridge inverter en het primaire LCC-compensatienetwerk aanwezig.



Figuur 3.12: De zendunit met de verschillende onderdelen: het ESP32-besturingsdeel (blauw), de Infineon GaN full-bridge inverter (rood) en het primaire LCC-compensatienetwerk (groen)

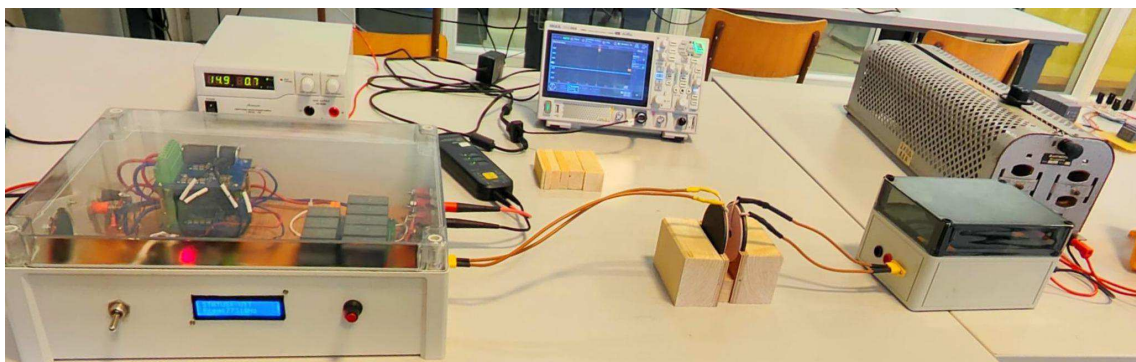
Naast de functionele werking van dit zendgedeelte is het ook belangrijk dat er circulatie is van frisse lucht bij de hoogvermogen delen, omdat alles zich in een afgesloten doos bevindt. Dit is opgelost door gebruik te maken van twee ventilatoren: ventilator één blaast frisse lucht door de vinnen van de koelplaten van de full bridge convertor. Om de warme lucht uit de doos te krijgen wordt een tweede ventilator links van het aansturing PCB geplaatst die de warmere lucht uit de doos afvoert. Als laatste zijn er verschillende connectoren voorzien voor onder andere de DC bron, meetpunten en de aansluiting van de zendspoel.

De tweede behuizing bevat alle componenten van de ontvangstunit, waar zich één PCB bevindt, zoals weergegeven in Figuur 3.13. Voor de duidelijkheid en herkenbaarheid is er op de silkscreen van de PCB een schema aangebracht dat toont welke onderdelen aanwezig zijn. In deze behuizing zijn geen ventilatoren nodig. Dit is uitgebreid getest en de diodes worden niet warmer dan 50 °C. Verder zijn er connectoren voorzien voor de aansluiting van de belasting en de ontvangstspool, evenals meetpunten voor het ontvangstgedeelte.



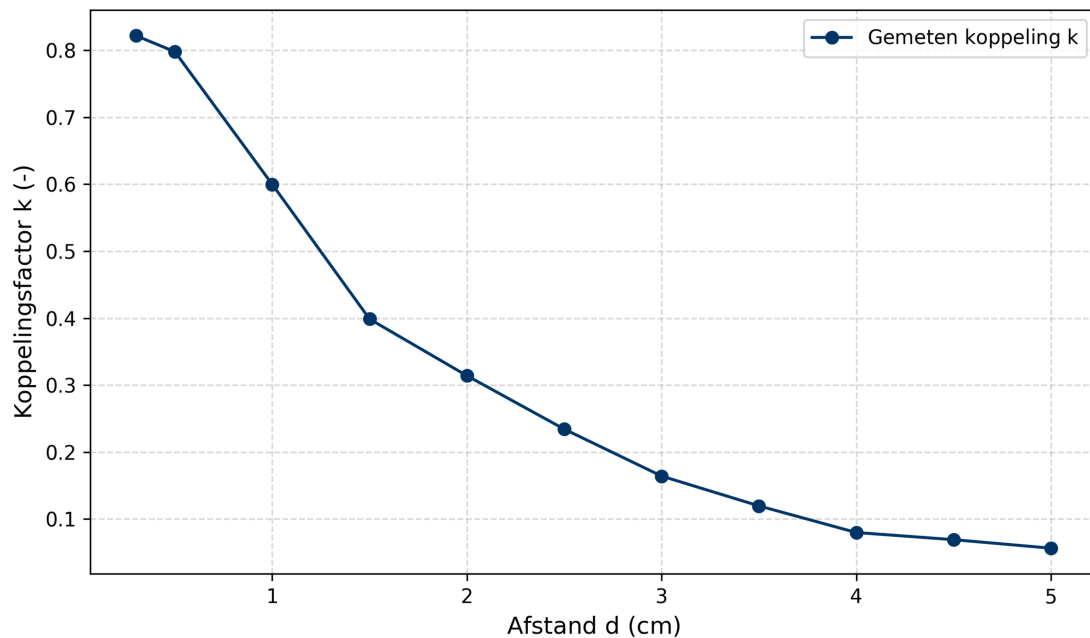
Figuur 3.13: Interne hardware van de ontvangstunit: de parallelle C_3 -condensatorgroep (links), de gelijkrichterbrug met vier dioden en eigen koellichamen (midden), en de uitgangscapacitor (rechts)

In Figuur 3.14 is de volledige labo opstelling weergegeven. Om de spoelen uit te lijnen wordt er gebruikgemaakt van twee houten blokjes waarin de spoelen passen. Door de blokken dicht of verder van elkaar te positioneren kan de misalignment en koppeling aangepast worden. De spoelen worden met *XT60-connectoren* verbonden met de zend- en ontvangstunit. Voor dit type connector is gekozen omdat ze specifiek ontworpen zijn om hoge stromen betrouwbaar te geleiden, wat essentieel is voor het vermogen in dit systeem. Daarnaast zorgt de compacte en gepolariseerde connector ervoor dat de opstelling snel, foutloos en gemakkelijk uit elkaar kan worden gehaald om veilig op te bergen.



Figuur 3.14: Volledige labo opstelling

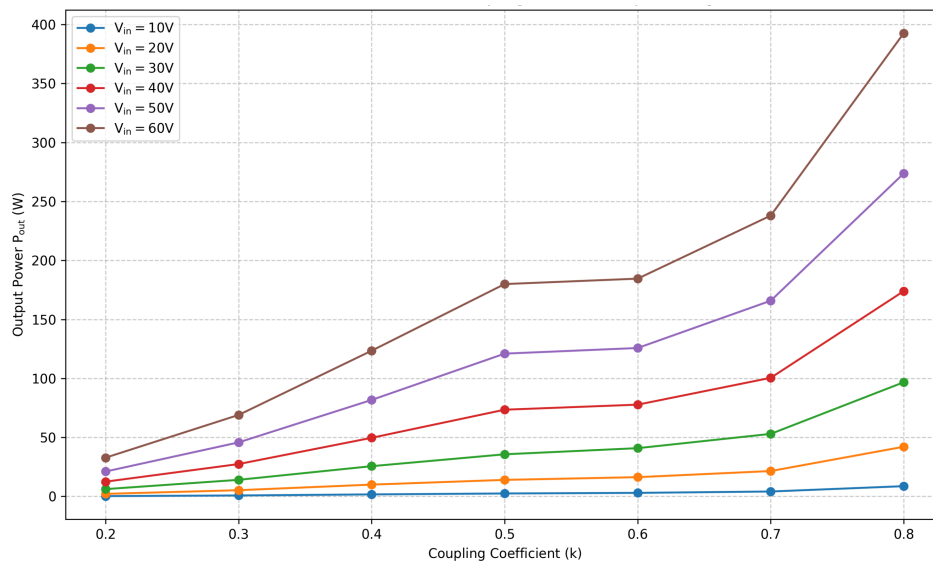
Om de afstand tussen de spoelen correct te kunnen bepalen, is de koppelfactor gemeten volgens de methode beschreven in Paragraaf 2.3.2. Dit is noodzakelijk om te weten op welke koppeling er gewerkt wordt bij welke afstand tussen de zend- en ontvangspoel.



Figuur 3.15: Koppelfactor als functie van de afstand tussen de zend- en ontvangspoel

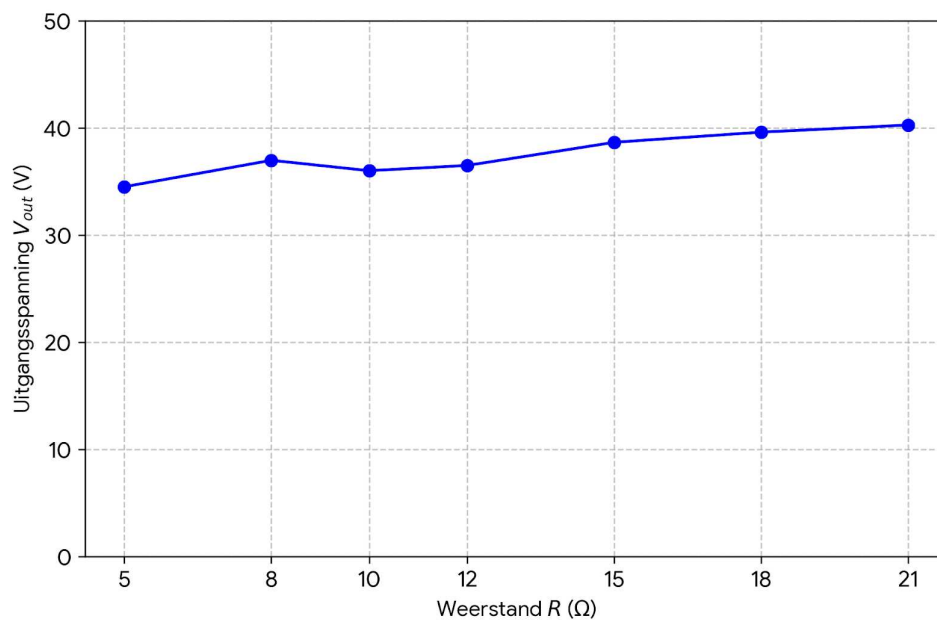
3.4 Experimentele resultaten en analyse

In deze sectie worden metingen uitgevoerd op het IWPT-systeem er wordt nagegaan of de vooropgestelde 500 W gehaald kan worden. Een belangrijke limiet is de circulaire zend- en ontvangspoel deze heeft een typisch vermogen van 400 W. In Figuur 3.16 is het uitgangsvermogen in functie van de koppeling weergegeven bij een belasting van 5 Ω . De ingangsspanning varieert tussen een waarde van 10 V en 60 V. Als de ingangsspanning V_{in} groter wordt, wordt het uitgangsvermogen ook groter. De koppeling heeft een groot effect op de spanningsversterking, zoals beschreven in Vergelijking (B.3). Bij een kleine koppeling is de spanningsversterking kleiner, waardoor er minder vermogen wordt overgedragen. Dit is terug te zien in de grafiek bij een koppeling van 0,2 varieert het vermogen tussen de 4 en de 35 W. Bij een grotere koppeling van 0,8 varieert het vermogen tussen de 10 en 400 W, afhankelijk van de ingangsspanning V_{in} .



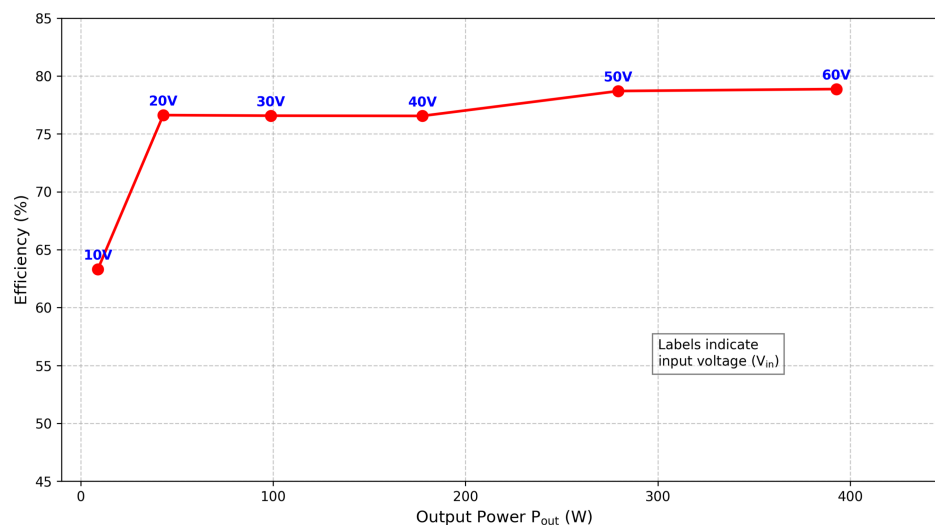
Figuur 3.16: Uitgangsvermogen i.f.v koppeling bij een belasting van 5Ω

Het gekozen werkpunt van het LCC-S compensatienetwerk is 85 kHz . Op dit werkpunt gedraagt het systeem zich als een quasi-constante spanningsbron die onafhankelijk is van de spanning. Op deze manier kan bij een variërende belasting een constante spanning op de uitgang blijven, zoals getoond op Figuur 3.17. De belasting varieert tussen 5 en 21Ω , hierbij verandert de spanning van ongeveer 35 naar 40 V . Door deze grafiek wordt de eigenschap van quasi-constante spanningsbron bevestigd.



Figuur 3.17: Uitgangsspanning in functie van de weerstand bij een ingangsspanning $V_{in} = 60 \text{ V}$ en een koppeling $k = 0,7$

Figuur 3.18 toont de efficiëntie in functie van het uitgangsvermogen bij verschillende ingangsspanningen. Bij een laag uitgangsvermogen bedraagt het rendement ongeveer 53 %. De efficiëntie is hier lager omdat de vaste verliezen van de gelijkrichter domineren. De spanningsval over een enkele diode bedraagt 1,7 V. Aangezien de stroom telkens door twee opeenvolgende diodes vloeit, treedt er een totale spanningsval van 3,4 V op. Bij een lage stroomsterkte van 1 A resulteert dit direct in een constant vermogensverlies van 3.4 W. Naarmate het uitgangsvermogen toeneemt, wordt de invloed van deze vaste spanningsval kleiner. Bij een uitgangsvermogen van ongeveer 400 W stijgt de totale efficiëntie hierdoor naar ongeveer 78 %.

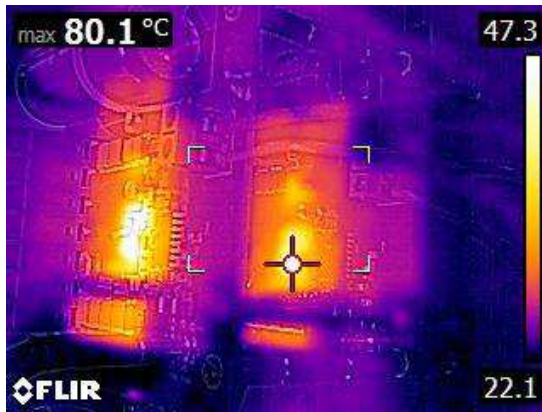


Figuur 3.18: Efficiëntie in functie van het uitgangsvermogen bij een koppeling $k = 0,7$ en een variërende ingangsspanning tussen 10 en 60 V

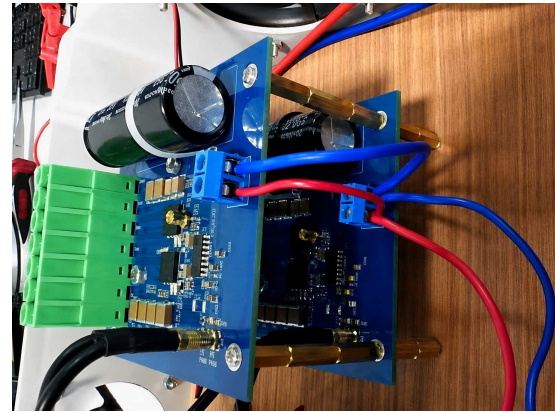
3.4.1 Thermische meting van de full-bridge inverter

De full-bridge inverter is verantwoordelijk voor het creëren van een blokgolf voor het compensatienetwerk. Deze moet grote vermogens kunnen schakelen. Daarom is het belangrijk om te controleren hoe warm de transistoren worden. In Figuur 3.19 is een thermische meting weergegeven bij een uitgangsvermogen van 300 W. De maximale gemeten temperatuur van de transistoren bedraagt 80.1 °C. Deze meting is uitgevoerd wanneer het transparante deksel niet op de unit zit waardoor deze meting een onderschatting is. Na een bepaalde tijd zal de temperatuur in de unit stijgen door de warmteafgifte van alle componenten. Om ervoor te zorgen dat de temperatuur van de inverter beperkt wordt, zijn er twee ventilatoren ingebouwd die werken op 12 V in de unit. De ene ventilator blaast buitenlucht door de vinnen van de inverter. De tweede ventilator blaast de lucht die zich in de unit bevindt weer naar buiten. De transistoren van de inverter kunnen een absolute maximale temperatuur aan van 150 °C. Om een veilige werking te garanderen, is het aangeraden om het uitgangsvermogen te beperken tussen de 250 W en 300 W. Om de afvoer van de warmte van de transistoren te

verbeteren, is er gebruikgemaakt van een betere thermische interface met een geleidbaarheid van $8 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$. De oorspronkelijke interface had een waarde van slechts $1 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$.



(a) Thermisch beeld van de invertor

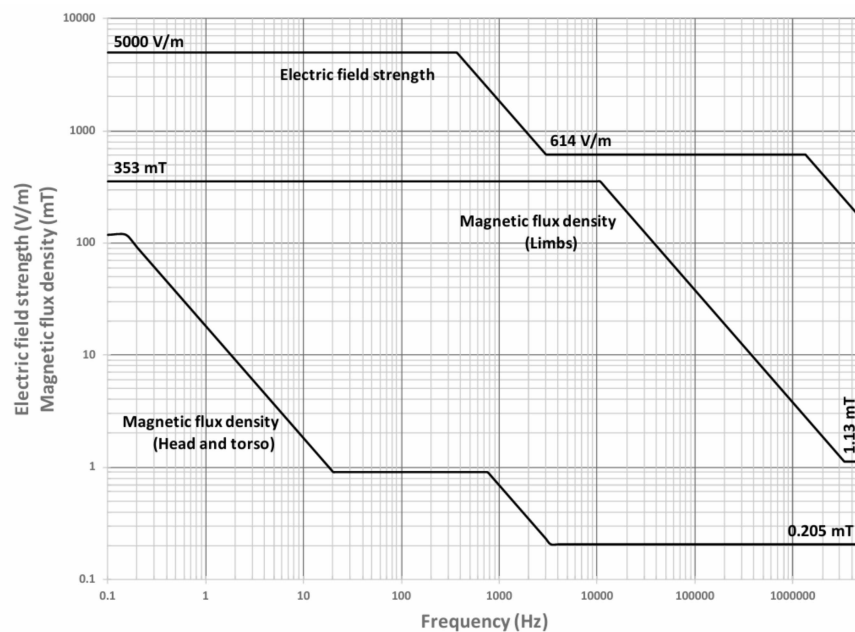


(b) Camerapositie van de thermische meting

Figuur 3.19: Thermische analyse van de full-bridge invertor bij een uitgangsvermogen van 300 W

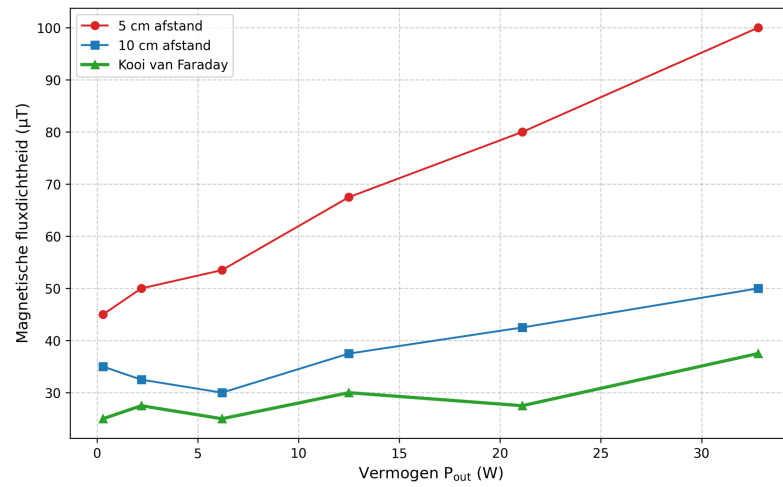
3.5 Veiligheid en blootstelling aan elektromagnetische velden

Het IWPT-systeem zal gebruikt worden door studenten die dicht bij de inductieve overdracht staan. Om de veiligheid te garanderen, is het noodzakelijk om het magnetisch lekveld in kaart te brengen. In Figuur 3.20 zijn de blootstellingsreferentieniveaus voor het elektrisch en magnetisch veld weergegeven [46]. Voor een veilig systeem moet het magnetisch lekveld lager zijn dan $0,205 \text{ mT}$, wat overeenkomt met de onderste grenswaarde voor blootstelling van de romp en het hoofd bij de werkfrequenties van 85 kHz .

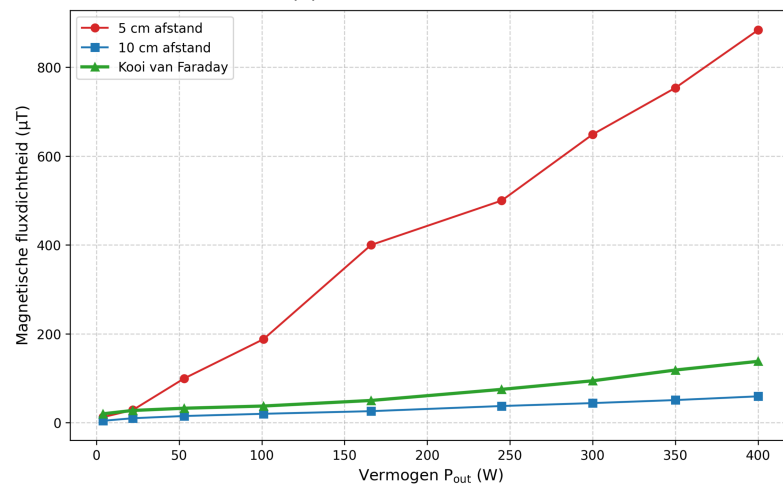


Figuur 3.20: Blootstellingsreferentieniveau voor het elektrisch en magnetisch veld [46]

Om het lekveld van de inductieve koppeling te meten, is gebruikgemaakt van de *I-prober 520*. In Figuur 3.21 is de magnetische fluxdichtheid uitgezet als functie van het uitgangsvermogen voor een koppeling van 0,2 en 0,8. De sterkte van het veld is bepaald op een onafgeschermd afstand van 5 cm en 10 cm. Een derde meting is uitgevoerd waarbij de inductieve koppeling zich in een kooi van Faraday bevindt, zoals weergegeven in Figuur 3.22. Bij een koppeling van 0,2 bedraagt het maximale lekveld $100 \mu\text{T}$. Dit blijft ruim onder de maximaal toegelaten limiet van $0,205 \text{ mT}$. Zoals verwacht neemt de veldsterkte af naarmate de afstand tot de spoelen groter wordt. Wanneer de metingen worden herhaald bij een sterkere koppeling van 0,8, stijgt het maximale lekveld op 5 cm afstand naar ongeveer $880 \mu\text{T}$. Door de opstelling af te schermen met een kooi van Faraday zakt de gemeten lekveldsterkte aanzienlijk. Bij een hoog uitgangsvermogen reduceert de afscherming het lekveld zelfs tot een niveau dat vergelijkbaar is met een onafgeschermd afstand van 10 cm. Omdat het lekveld bij een vermogen boven de 400 W groter is dan $0,205 \text{ mT}$, is het maximale vermogen bewust beperkt tot 250 W om de veiligheid voor de studenten te verzekeren.

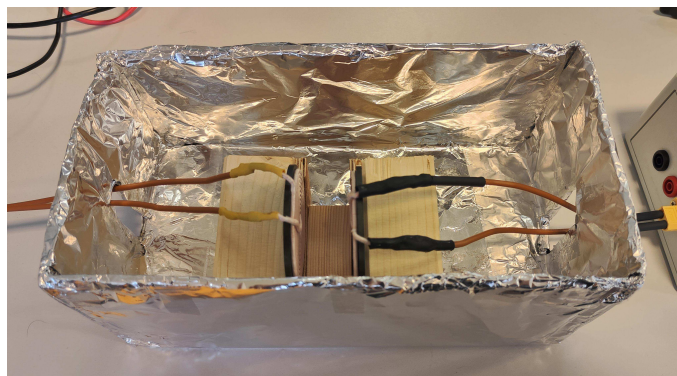


(a) Koppeling van 0,2



(b) Koppeling van 0,8

Figuur 3.21: Vergelijking van de gemeten lekveldsterkte tussen onafgeschermd metingen (5 cm en 10 cm) en afscherming met een kooi van Faraday bij een koppeling van 0,2 en 0,7



Figuur 3.22: Testopstelling van de inductieve koppeling met aluminium afscherming voor lekveldmetingen

3.6 Ontwikkeling en motivatie van de labo opgave

De laatste doelstelling van deze masterproef is het uitwerken van een educatieve labo opgave voor het vak *sensoren en actuatoren* (B-KUL-JPI150). Gezien de toenemende industriële relevantie van IWPT, stelt deze opgave studenten in staat om basiskennis op te bouwen over de werking en de bouwblokken van draadloze vermogensoverdracht. De volledige labo opgave is terug te vinden in Bijlage G.

Het eerste deel van de labo opgave behandelt de theorie achter de verschillende delen van een IWPT-systeem. Hierbij wordt de link gelegd met de inductiekookplaat, een toepassing die studenten al kennen uit de lessen van *actuatoren*. Verder krijgen de studenten meer uitleg over de inductieve koppeling tussen de spoelen en de technische werking van de educatieve opstelling zelf. In de volgende subsecties worden de verschillende doelen van de labo opgave besproken en wordt uitgelegd in welke opdrachten deze aan bod komen.

3.6.1 Doelstelling 1: Systeemarchitectuur analyseren

De eerste doelstelling richt zich op het ontleden van de systeemarchitectuur om de fundamentele bouwstenen van een IWPT-systeem te identificeren. Omdat studenten de werking van de invertor en de bruggelijkrichter al beheersen vanuit voorgaande vakken of het vak *sensoren en actuatoren*, beperkt de focus zich hier tot de specifieke IWPT-componenten.

De focus van de opdracht ligt bij de inductieve link en het bijbehorende compensatienetwerk. De voorbereidende opdracht dwingt studenten om de LCC-S-topologie te bestuderen en de achterliggende voordelen te beargumenteren. Bovendien toont de oefening aan dat de keuze van de componenten in het netwerk niet willekeurig is. De waarden hiervan worden bepaald door formules die het systeem in staat stellen zich als een quasi-constante spanningsbron te gedragen.

3.6.2 Doelstelling 2: Parametersimulaties uitvoeren

Het tweede doel van de labo opgave is om de studenten simulaties te laten uitvoeren aan de hand van een PLECS-model van het IWPT-systeem. Omdat de invertor en de bruggelijkrichter gekende leerstof zijn, is het simulatiemodel vereenvoudigd. De invertor is vervangen door een spanningsbron en de gelijkrichter met belasting door een equivalente AC-weerstand. In de eerste simulatieopdracht simuleren de studenten de frequentieresponsie van de spannings- en stroomversterking bij verschillende belastingen. Op basis hiervan moeten zij concluderen dat het systeem zich gedraagt als een quasi-constante spanningsbron. De twee volgende opdrachten verschuiven de focus naar het tijdsdomein, waarbij de studenten de golfvormen van de verschillende componenten analyseren. Ten slotte simuleert de student een scenario waarbij de ontvangstspoel volledig is verwijderd, om de impact hiervan op het zendgedeelte te onderzoeken.

3.6.3 Doelstelling 3: Experimentele metingen uitvoeren

De voorlaatste doelstelling verwacht dat de studenten praktische metingen uitvoeren op de IWPT-opstelling. De eerste opdracht focust op de *misalignment* bij robotapplicaties. In dit scenario werkt een robot 24/7 in een fabriek, waarbij een IWPT-systeem de batterij oplaadt via een ontvangstspoel onderaan het voertuig. De zendspoel is in de fabrieksvloer geïntegreerd, waardoor de robot oplaadt door over de spoel te rijden. Omdat een perfecte uitlijning in deze situatie slechts van korte duur is, simuleren de studenten dit met de educatieve opstelling. Ze verhogen de misalignment stapgewijs om de maximale uitwijking te bepalen waarbij de uitgangsspanning nog steeds boven de 12 V blijft. In de laatste twee meetopdrachten valideren de studenten de eerdere theorie en simulaties. Ze controleren de eigenschappen van de quasi-constante spanningsbron en meten de verschillende spanningen en de stroom door zowel de zend- als de ontvangstspoel.

3.6.4 Doelstelling 4: Applicatiegerichte systeemanalyse

De laatste doelstelling omvat de analyse van de Wireless Power Kit van Würth Elektronik [13]. Terwijl de educatieve opstelling uit deze thesis geen feedback bevat, beschikt de kit van Würth Elektronik wel over een gesloten regelkring. Dankzij deze feedback blijft de uitgangsspanning constant, ongeacht variaties in de belasting of de koppeling. Het is niet de bedoeling dat studenten elk detail van deze feedbacklus bestuderen. De focus ligt op een high-level overzicht. De studenten moeten begrijpen dat de ontvanger typisch een microcontroller bevat die via bluetooth of een ander protocol met de zender communiceert. Op deze manier leren de studenten dat een praktisch, commercieel systeem een actief regelsysteem gebruikt om de uitgangsspanning stabiel te houden.

Hoofdstuk 4

Conclusie en verder onderzoek

In dit afsluitende hoofdstuk wordt geëvalueerd hoe de vooropgestelde onderzoeksdoelstellingen zijn behaald. Daarnaast worden de beperkingen van de huidige opstelling besproken en concrete aanbevelingen geformuleerd voor verder onderzoek.

4.1 Conclusie

Het centrale doel van deze masterproef was het ontwerpen en realiseren van een educatieve IWPT-opstelling voor een vermogen van 500 W. Dit onderzoek beantwoordt hiermee de hoofdonderzoeksvraag.

De eerste deelvragen richtten zich op de fundamentele werking, de functionele bouwstenen en de verschillende compensatietopologieën binnen een IWPT-systeem. Binnen de literatuurstudie zijn eerst de vier fundamentele basiscompensatienetwerken onderzocht, namelijk de SS-, SP-, PS- en PP-topologieën. Vanwege de typische beperkingen van deze compensatienetwerken is er overgegaan naar een alternatief in de vorm van een hogere-orde LCC-S compensatietopologie. Deze heeft het grote voordeel dat de stroom door de zendspoel onafhankelijk is van de koppeling k en belasting R_L . Voor de omvorming van de gelijkspanning naar een hoogfrequente wisselspanning is gekozen voor een betrouwbare full-bridge inverter op basis van Infineon-modules. Zowel het gesimuleerde PLECS-model als de experimentele metingen valideren deze theoretische keuzes. Het LCC-S netwerk gedraagt zich bij de nominale werkfrequentie van 85 kHz effectief als een quasi-constante spanningsbron, waardoor de uitgangsspanning nagenoeg stabiel blijft onder variërende belastingscondities. Tijdens praktische tests met deze configuratie werd een maximaal rendement van ongeveer 78 % behaald bij een uitgangsvermogen van 393 W.

Een specifieke deelvraag onderzocht hoe de systeemparameters instelbaar gemaakt kunnen worden voor de studenten. De eerste instelbare parameter is de ingangsspanning V_{in} van het systeem, deze is instelbaar op de hoogvermogenbron. Omdat er in de opstelling één bron aangesloten is, is er gebruikgemaakt van een flyback converter die een ingangsspanning van

10 tot 60 V omvormt naar een stabiele 12 V. Deze spanning wordt onder andere voor de full-bridge inverter, ventilatoren en het microcontroller gedeelte gebruikt. Ten tweede kunnen de studenten de werkfrequentie van het systeem aanpassen. Dit gebeurt eenvoudig door aan een externe potentiometer te draaien. Een LCD-display aan de voorzijde van de zendunit toont direct de actuele werkfrequentie. De laatste instelbare parameter is de koppeling k tussen de spoelen. De spoelhouder is gemaakt van hout, waardoor de blokken met de spoelen los van elkaar gemakkelijk te verschuiven zijn. Om een gewenste koppelingsfactor k te realiseren, is de opstelling voorzien van houten blokjes waarvan de vooraf bepaalde afmetingen overeenkomen met de correcte afstand voor de gekozen koppeling. Tot slot maken verschillende meetpunten op de behuizingen het mogelijk om spanningsgolfvormen te bestuderen met een oscilloscoop. Zowel de zend- als de ontvangstunit zijn uitgerust met een transparant deksel. Hierdoor zijn alle bouwblokken van een IWPT-systeem visueel herkenbaar tijdens de werking van het systeem.

De laatste deelvraag is de ontwikkeling van een labo opgave voor het vak *sensoren en actuatoren* (B-KUL-JPI150). De opgestelde opgave beantwoordt deze vraag door de leerstof op te splitsen in vier duidelijke doelen. Studenten analyseren eerst de fysieke systeemarchitectuur. Daarna voeren zij parametersimulaties uit in het frequentie en tijdsdomein. De impact van misalignment wordt praktisch onderzocht door een robot applicatie. Het labo sluit af met een high-level analyse van een ontwikkelingskit van Würth Elektronik. Hierdoor begrijpen studenten dat er in sommige systemen een feedbacklus aanwezig is om de uitgangsspanning stabiel te houden.

Ten slotte leverden de thermische metingen en de elektromagnetische lekvelddingen via de I-prober 520 een belangrijk inzicht op. De opstelling kan technisch vermogens nabij de 400 W leveren. Toch stijgt de magnetische fluxdichtheid bij een sterke koppeling ($k = 0,8$) op 5 cm afstand naar ongeveer $880 \mu\text{T}$. Dit overschrijdt de onderste referentiegrens van 0.205 mT voor blootstelling van het hoofd en de romp bij 85 kHz. Daarnaast spelen thermische limieten van de hardware een grote rol. Uit thermische metingen blijkt dat de transistoren van de inverter bij een output van 300 W al opwarmen tot 80.1°C . De aanwezige koeling met ventilatoren is nog niet genoeg voor een continue werking bij grotere vermogens. Om die reden is het maximale vermogen begrensd tot 250 W. Deze gecombineerde maatregel waarborgt een absoluut veilige en stabiele werkomgeving voor de studenten.

4.2 Verder onderzoek

Ondanks de succesvolle realisatie en validatie van de opstelling, zijn er tijdens de testfase een aantal limieten vastgesteld. Waar verder onderzoek noodzakelijk is om het te verbeteren.

- **Thermische optimalisatie van de full-bridge inverter:** Uit de thermische metingen blijkt dat de inverter de voornaamste vermogensrestrictie vormt. Bij een uitgangsvermogen van 300 W bereiken de transistoren al een temperatuur van 80.1°C . De

integratie van een thermische interface van $8 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$ en twee 12 V-ventilatoren verbeterde de warmteafvoer. Toch volstaat deze koeling nog niet voor een continue belasting op 500 W. Verder onderzoek naar een betere koeling is noodzakelijk.

- **Implementatie van een actieve feedbacklus:** De huidige zendunit functioneert volledig open-loop. Het systeem kan hierdoor niet zelfstandig anticiperen op variaties aan de secundaire zijde. Het implementeren van een actieve gesloten regelkring is een waardevolle uitbreiding. Hierbij kan de microcontroller aan de ontvangtzijde de actuele status draadloos terugkoppelen naar de ESP32 aan de zenzijde. Zo blijft de uitgangsspanning ook bij extreme misalignment of dynamische belastingen constant.
- **Mechanische optimalisatie via 3D-printing:** De positionering van de spoelen gebeurt momenteel via houten blokken, dit volstaat voor een prototype. Voor de opschaling naar meerdere opstellingen is een modulaire spoelhouder uit een 3D-printer raadzaam. Een railsysteem met een vaste schaalverdeling verhoogt de reproduceerbaarheid van de metingen.

Bibliografie

- [1] N. Ha-Van en C. Seo, "Modeling and Experimental Validation of a Butterfly-Shaped Wireless Power Transfer in Biomedical Implants", *IEEE Access*, jrg. 7, p. 107 225–107 233, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2933260.
- [2] M. Nguyen, V.-C. Nguyen, L. Truong, A. Le, T. Quyen en A. Masaracchia, "Electromagnetic Field Based WPT Technologies for UAVs: A Comprehensive Survey", *Electronics*, jrg. 9, mrt 2020. doi: 10.3390/electronics9030461.
- [3] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov en N. Strzelecka, "Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application", *IEEE Access*, jrg. 7, p. 120 559–120 580, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937891.
- [4] Y. Liu, L. Pan, S. Yao, J. Zhang, S. Cui en C. Zhu, "A Review on the Recent Development of High-Frequency Inverters for Wireless Power Transfer", *Energies*, jrg. 17, nr. 20, 2024, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en17205153. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/17/20/5153>.
- [5] Wikipedia. "Wetten van Maxwell". Geraadpleegd op 9 december 2025, bezocht op 9 dec 2025. adres: https://nl.wikipedia.org/wiki/Wetten_van_Maxwell.
- [6] B. Joseph en D. Bhoir, "Design and Simulation of Wireless Power Transfer for Electric Vehicle", in *2019 International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3)*, 2019, p. 1–5. doi: 10.1109/ICAC347590.2019.9036745.
- [7] J. Van Mulders, D. Delabie, C. Lecluyse, C. Buyle, G. Callebaut, L. Van der Perre en L. De Strycker, "Wireless Power Transfer: Systems, Circuits, Standards, and Use Cases", *Sensors*, jrg. 22, nr. 15, 2022, issn: 1424-8220. doi: 10.3390/s22155573. adres: <https://www.mdpi.com/1424-8220/22/15/5573>.
- [8] X. Zhang, H. Meng, B. Wei, S. Wang en Q. Yang, "Mutual inductance calculation for coils with misalignment in wireless power transfer", *The Journal of Engineering*, jrg. 2019, nr. 16, p. 1041–1044, 2019, Geraadpleegd op 9 december 2025. doi: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8670>. adres: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/joe.2018.8670>.
- [9] M. Z. Erel, K. C. Bayindir, M. T. Aydemir, S. K. Chaudhary en J. M. Guerrero, "A Comprehensive Review on Wireless Capacitive Power Transfer Technology: Fundamentals and Applications", *IEEE Access*, jrg. 10, p. 3116–3143, 2022. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3139761.
- [10] E. Tateishi, H. Chen, N. Kojo, Y. Ide, N. Kai, T. Hashimoto, K. Uchio, T. Yamaguchi, R. Hattori en H. Kanaya, "Shielded Capacitive Power Transmission (S-CPT) System Using Cast Iron", *Energies*, jrg. 18, nr. 19, 2025, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en18195288. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/18/19/5288>.
- [11] J. Dai en D. C. Ludois, "A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, jrg. 30, nr. 11, p. 6017–6029, 2015. doi: 10.1109/TPEL.2015.2415253.

- [12] Y. Wang en Y. Yang, "A Comparative Review on the Development of High-Frequency and High-Power Capacitive Power Transfer Technology", in *2024 10th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, 2024, p. 1–9. doi: 10.1109/PESA62148.2024.10594948.
- [13] Würth Elektronik, *200 W Wireless Power Transfer Development Kit*, Onderdeelnummer: 760308EMP, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Waldenburg, Germany, 2023. bezocht op 22 mei 2024. adres: <https://www.we-online.com/en/support/kits-boards/200-w-wireless-power-kit>.
- [14] A. Bergmann, E. Dürr en C. Rockstuhl, "Wireless power transfer experiments for a high-school physics lab", *Physics Education*, jrg. 54, nr. 5, p. 055 016, jul 2019. doi: 10.1088/1361-6552/ab2c2c. adres: <https://doi.org/10.1088/1361-6552/ab2c2c>.
- [15] C.-T. Tsai en J.-C. Su, "A Soft-Switching SEPIC with Multi-Output Sources", *Electronics*, jrg. 6, nr. 2, 2017, issn: 2079-9292. doi: 10.3390/electronics6020035. adres: <https://www.mdpi.com/2079-9292/6/2/35>.
- [16] P. Kumar, S. Patthi, R. K. Prakhya, J. V. G. R. Rao en K. Rayudu, "Efficient Power Conversion with Four Switch Soft-Switching Boost Integrated Half-Bridge Dual-Output Series Resonant Converter", *Journal of Engineering and Applied Science*, jrg. 71, nr. 1, p. 173, 2024. doi: 10.1186/s44147-024-00501-y. adres: <https://link.springer.com/article/10.1186/s44147-024-00501-y>.
- [17] Z. J. Shen, Y. Xiong, X. Cheng, Y. Fu en P. Kumar, "Power MOSFET Switching Loss Analysis: A New Insight", in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, deel 3, 2006, p. 1438–1442. doi: 10.1109/IAS.2006.256719.
- [18] W. Zhang en C. C. Mi, "Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, jrg. 65, nr. 6, p. 4768–4778, 2016. doi: 10.1109/TVT.2015.2454292.
- [19] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi en P. T. Balsara, "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, jrg. 4, nr. 1, p. 3–37, 2018. doi: 10.1109/TTE.2017.2780627.
- [20] Y. Fu, Y. Zhu, D. Jiang, B. Ji en Z. Peng, "Improved Design of PCB Coil for Magnetically Coupled Wireless Power Transfer", *Electronics*, jrg. 13, nr. 2, 2024, issn: 2079-9292. doi: 10.3390/electronics13020426. adres: <https://www.mdpi.com/2079-9292/13/2/426>.
- [21] E. R. Joy, B. K. Kushwaha, G. Rituraj en P. Kumar, "Analysis and comparison of four compensation topologies of contactless power transfer system", in *2015 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 2015, p. 1–6. doi: 10.1109/EPECS.2015.7368544.
- [22] W. Wang, J. Deng, D. Chen, Z. Wang en S. Wang, "A Novel Design Method of LCC-S Compensated Inductive Power Transfer System Combining Constant Current and Constant Voltage Mode via Frequency Switching", *IEEE Access*, jrg. 9, p. 117 244–117 256, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3105103.
- [23] J. Qi, "Analysis, Design, and Optimization of an LCC/S Compensation Based Wireless Power Transfer System with Wide Operation Range", *IET Power Electronics*, jrg. 13, jul 2020. doi: 10.1049/iet-pel.2019.1305.
- [24] T. Bouanou, H. El Fadil, A. Lassoui, O. Assaddiki en S. Njili, "Analysis of Coil Parameters and Comparison of Circular, Rectangular, and Hexagonal Coils Used in WPT System for Electric Vehicle Charging", *World Electric Vehicle Journal*, jrg. 12, nr. 1, 2021, issn: 2032-6653. doi: 10.3390/wevj12010045. adres: <https://www.mdpi.com/2032-6653/12/1/45>.
- [25] D. Kim, H. Kim, A. Huang, Q. He, H. Zhang, S. Ahn, Y. Zhu en J. Fan, "Analysis and Introduction of Effective Permeability with Additional Air-Gaps on Wireless Power Transfer Coils for Electric Vehicle Based on SAE J2954 Recommended Practice", *Energies*, jrg. 12, nr. 24, 2019, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en12244797. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/24/4797>.

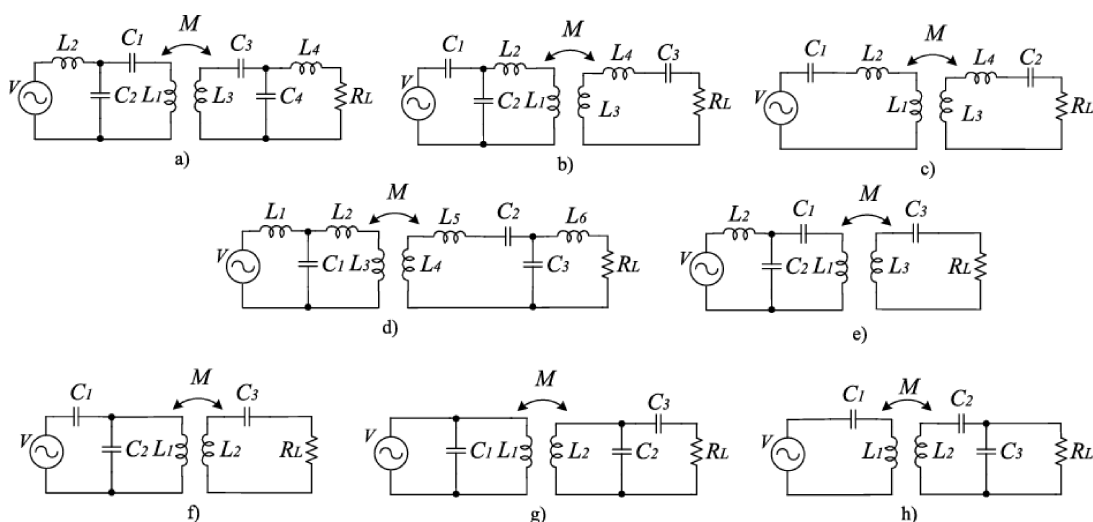
- [26] A. Celentano, C. Paolino, F. Pareschi, L. Callegaro, R. Rovatti en G. Setti, "Mutual Inductance Measurement in Wireless Power Transfer Systems Operating in the MHz Range", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, jrg. 71, nr. 3, p. 1715–1720, 2024. doi: 10.1109/TCSII.2023.3334432.
- [27] D. J. Thrimawithana en G. Covic, *Fundamentals of Inductive Power Transfer*, Online video gepresenteerd door IEEE WPT, nov 2020. adres: <https://www.youtube.com/watch?v=GmL9oW0Hf9E>.
- [28] e-Magnetica, *Encyclopedia of Magnetism and Magnetic Materials*, <https://www.e-magnetica.pl>, Geraadpleegd op 19 mei 2026.
- [29] *Skin depth*, Wikimedia Commons, 2008. adres: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=4453931>.
- [30] Electrical Easy, *Skin Effect and Proximity Effect*. adres: <https://www.electricaleasy.com/2016/08/skin-effect-and-proximity-effect.html>.
- [31] F. Grazian, W. Shi, T. B. Soeiro, J. Dong, P. van Duijsen en P. Bauer, "Quality Factor Based Design Guideline for Optimized Inductive Power Transfer", in *2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2020, p. 178–183. doi: 10.1109/WoW47795.2020.9291261.
- [32] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis en C. Cecati, "Wireless Power Transfer—An Overview", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jrg. 66, nr. 2, p. 1044–1058, 2019. doi: 10.1109/TIE.2018.2835378.
- [33] J. Zhou, C. Q. Jiang, T. Ma, G. Guidi, X. Zhang en J. A. Suul, "Comprehensive Analysis of Bifurcation and Frequency Splitting Phenomena in Inductive Battery Charging Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, jrg. 39, nr. 11, p. 15 329–15 341, 2024. doi: 10.1109/TPEL.2024.3434620.
- [34] K. Aditya en S. S. Williamson, "Design Guidelines to Avoid Bifurcation in a Series–Series Compensated Inductive Power Transfer System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jrg. 66, nr. 5, p. 3973–3982, 2019. doi: 10.1109/TIE.2018.2851953.
- [35] C.-S. Wang, G. Covic en O. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jrg. 51, nr. 1, p. 148–157, 2004. doi: 10.1109/TIE.2003.822038.
- [36] J. Zhang, L. Kong, Z. Wang, Y. Wang, Y. Liu, X. Gao en C. Zhu, "Receiver-Side Topologies for Wireless Power Transfer Systems: A Comprehensive Review of the Design, Challenges, and Future Trends", *Energies*, jrg. 18, nr. 6, 2025, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en18061493. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/18/6/1493>.
- [37] Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation, *Power Dissipation Calculation for Diodes: Application Note*, Geraadpleegd op 19 mei 2026, Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation, aug 2021. adres: https://toshiba-semicon-storage.com/info/application_note_en_20210831_AKX00831.pdf?did=141361.
- [38] Cadence Design Systems. "What is Diode Reverse Recovery Time?", Cadence PCB Solutions. adres: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/what-is-diode-reverse-recovery-time>.
- [39] M. Kong, "New Electronic Devices for Power Converters", in *Power Electronics, Radio Frequency and Microwave Engineering*, R. Gregor, K. H. Yeap en A. O. Nwajana, red., London: IntechOpen, 2023, hfdstk. 2. doi: 10.5772/intechopen.108467. adres: <https://doi.org/10.5772/intechopen.108467>.
- [40] H. Shen, X. Wang, L. Wang en P. Sun, "Parameter Design Method Based on LCC-S IPT System Considering Equivalent Load Model of Rectifier", in *2023 6th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE)*, 2023, p. 930–936. doi: 10.1109/CEEPE58418.2023.10166892.

- [41] Infineon Technologies AG, *IGLD60R070D1 Datasheet: 600V CoolGaN Enhancement Mode Power Transistor*, Rev. 2.1, Infineon Technologies AG, Munich, Germany, mrt 2021. adres: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-igld60r070d1-datasheet-en.pdf?fileId=5546d46265f064ff016685f03f056511>.
- [42] Infineon Technologies AG, *2EDB7259Y Datasheet: EiceDRIVER Fast Dual-channel Galvanically Isolated Gate Driver*, Rev. 2.0, Infineon Technologies AG, Munich, Germany, mei 2021. adres: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-2edb7259y-datasheet-en.pdf>.
- [43] Analog Devices, *LT8304/LT8304-1: 100V_{in} Micropower Isolated Flyback Converter with 150V/2A Switch*, Rev. C, Analog Devices, jan 2018. bezocht op 12 apr 2026. adres: <https://datasheet4u.com/datasheets/Linear/LT8304/1370251>.
- [44] R. Bosshard en J. W. Kolar, *Inductive Power Transfer (IPT) for Electric Vehicle Charging, EPE'15 ECCE Europe Tutorial*, Slides 121–122, Power Electronic Systems Laboratory (PES), ETH Zurich, sep 2015. adres: https://www.ams-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/EPE_2015_IPT_Tutorial_RB_JWK_18sep2015.pdf.
- [45] RayPCB. "Polypropylene vs Polyester Capacitor: Which Film Type Should You Use?", bezocht op 15 mei 2026. adres: <https://www.raypcb.com/polypropylene-vs-polyester-capacitor/>.
- [46] "IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz", *IEEE Std C95.1-2019 (Revision of IEEE Std C95.1-2005/ Incorporates IEEE Std C95.1-2019/Cor 1-2019)*, p. 1–312, 2019. doi: 10.1109/IEEESTD.2019.8859679.

Bijlage A

Hogere orde compensatietopologieën

In deze bijlage wordt een overzicht gegeven van verschillende hogere orde compensatietopologieën voor IWPT-systemen. Figuur A.1 illustreert de diverse schakelschema's en hun opbouw, zoals beschreven in [20].



Figuur A.1: Hogere orde compensatietopologieën

Bijlage B

Analyse LCC-S compensatie

In subsectie 2.2.4 is de LCC-S compensatiemethode uitgelegd aan de hand van het equivalente T-model van de gekoppelde spoelen. Deze compensatiemethode kan ook geanalyseerd worden via het elektrisch equivalente circuitmodel, zoals weergegeven in Figuur B.1 [22]. Door de wet van Kirchhoff toe te passen op het ontvangtcircuit, ontstaat de volgende vergelijking:

$$j\omega M I_1 = j\omega L_3 I_2 + \frac{I_2}{j\omega C_3} + V_{OUT} \quad (B.1)$$

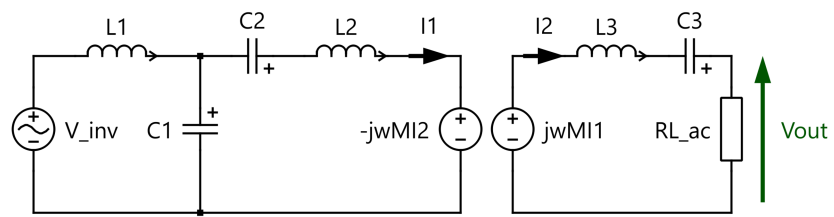
Wanneer het circuit in resonantie werkt, compenseren de reactanties van L_3 en C_3 elkaar volledig. Hierdoor geldt dat $V_{OUT} = j\omega M I_1$, wat aantoont dat de uitgangsspanning direct afhankelijk is van de stroom I_1 in het zendcircuit. Deze stroom I_1 wordt bepaald door de primaire compensatiespoel L_1 en de inverterspanning V_{inv} :

$$I_1 = \frac{V_{inv}}{j\omega L_1} \quad (B.2)$$

De totale spanningsversterking (voltage gain) G_v van deze configuratie kan berekend worden door de bovenstaande vergelijkingen te combineren:

$$G_v = \frac{V_{OUT}}{V_{inv}} = \frac{j\omega M I_1}{V_{inv}} = \frac{j\omega M \cdot V_{inv}}{V_{inv} \cdot j\omega L_1} = \frac{M}{L_1} = \frac{k\sqrt{L_2 L_3}}{L_1} \quad (B.3)$$

Hieruit blijkt dat de spanningsversterking G_v afhankelijk is van de inductiewaarden van de zend- en ontvangtspoel en de onderlinge koppeling k . De compensatiespoel L_1 in de noemer heeft een cruciale invloed op het overdrachtsgedrag van het IWPT-systeem.



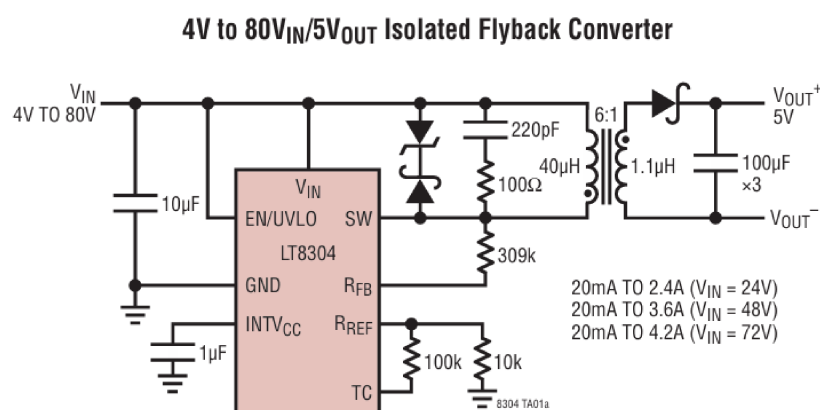
Figuur B.1: LCC-S elektrisch equivalent circuitmodel

Bijlage C

Ontwerpberekeningen en componentselectie van de LT8304 flyback convertor

In Figuur C.1 is een typisch schema van een flyback convertor weergegeven. De datasheet van de LT8304 [43] biedt een gestructureerd stappenplan voor de dimensionering van alle componenten. Voor deze specifieke implementatie moet de flyback convertor voldoen aan de volgende ontwerpeisen:

- Ingangsspanning V_{in} : $V_{IN(MIN)} = 10\text{ V}$ tot $V_{IN(MAX)} = 60\text{ V}$
- Uitgangsspanning V_{out} : 12 V



Figuur C.1: Typisch schema flyback convertor

Stap 1: Selectie van de wikkilverhouding N_{ps}

De wikkilverhouding moet de spanning op de interne schakelaar beperken tot onder de limiet van 150 V. De maximale wikkilverhouding wordt berekend met de volgende formule uit de datasheet [43]:

$$N_{ps} < \frac{150 \text{ V} - V_{in(max)} - V_{leakage}}{V_{out} + V_f} \quad (C.1)$$

Hierbij gelden de volgende parameters:

- $V_{in(max)} = 60 \text{ V}$: De maximale ingangsspanning.
- $V_{leakage} = 40 \text{ V}$: Een veiligheidsmarge voor de spanningspiek veroorzaakt door de lek-inductie van de transformator.
- $V_{out} = 12 \text{ V}$: De gewenste stabiele uitgangsspanning.
- $V_f \approx 0.7 \text{ V}$: De geschatte doorlaatspanning van de secundaire diode.

De berekening resulteert in:

$$N_{ps} < \frac{150 - 60 - 40}{12 + 0,7} = \frac{50}{12,7} \approx 3,93 \quad (C.2)$$

Op basis van dit resultaat is gekozen voor een wikkilverhouding van $N_{ps} = 3$.

Stap 2: Bepaling van de minimale primaire zelfinductie L_{pri}

De primaire zelfinductie moet groot genoeg zijn om te voorkomen dat de in- en uitschakeltijden van de Integrated Circuit (IC) voldoen aan de minimale tijden. Als de zelfinductie te laag is, stijgt of daalt de stroom namelijk te snel. Op basis van de datasheet gelden voor de LT8304 de volgende limieten: $t_{off(min)} = 350 \text{ ns}$, $t_{on(min)} = 160 \text{ ns}$ en $I_{sw(min)} = 0.48 \text{ A}$.

De eerste voorwaarde volgt uit de minimale uitschakeltijd:

$$L_{pri} \geq \frac{t_{off(min)} \cdot N_{ps} \cdot (V_{out} + V_f)}{I_{sw(min)}} = \frac{350 \text{ ns} \cdot 3 \cdot (12 \text{ V} + 0.7 \text{ V})}{0.48 \text{ A}} = 27.78 \mu\text{H} \quad (C.3)$$

Daarnaast moet de zelfinductie hoog genoeg zijn om bij de maximale ingangsspanning ($V_{in(max)} = 60 \text{ V}$) de minimale inschakeltijd te garanderen:

$$L_{pri} \geq \frac{t_{on(min)} \cdot V_{in(max)}}{I_{sw(min)}} = \frac{160 \text{ ns} \cdot 60 \text{ V}}{0.48 \text{ A}} = 20 \mu\text{H} \quad (C.4)$$

Er is gekozen voor een transformator met een primaire zelfinductie van $L_{pri} = 42 \mu\text{H}$. Deze waarde ligt ruim boven de berekende waarden, wat een stabiele werking van de convertor garandeert over het volledige spanningsbereik.

Stap 3: Keuze van de secundaire gelijkrichtingsdiode

De eigenschappen van de geselecteerde diode moet tegen de maximale sperspanning V_{rev} en de piekstroom $I_{d(max)}$ kunnen. Op basis van de transformatoreigenschappen en de maximale ingangsspanning worden deze waarden als volgt berekend:

$$V_{rev} = V_{out} + \frac{V_{in(max)}}{N_{ps}} = 12\text{ V} + \frac{60\text{ V}}{3} = 32\text{ V} \quad (\text{C.5})$$

Voor de maximale secundaire stroom geldt de volgende berekening:

$$I_{d(max)} = 0,6 \cdot I_{sw(max)} \cdot N_{ps} = 0,6 \cdot 2,8\text{ A} \cdot 3 = 5,04\text{ A} \quad (\text{C.6})$$

Hierbij is $I_{sw(max)} = 2,8\text{ A}$ de maximale stroomlimiet van de interne schakelaar van de LT8304. Op basis van deze resultaten is gekozen voor de **B560C** Schottky-diode met een sperspanning van 60 V en een voorwaartse spanningsval van 0,7 V.

Stap 4: Keuze van de uitgangscapacitor C_{out}

De capaciteit van de uitgangscapacitor wordt gedimensioneerd op basis van de maximaal toelaatbare spanningsrimpel ΔV_{out} op de uitgang. Voor deze voeding wordt een rimpel van maximaal $\pm 1\%$ van de nominale uitgangsspanning toegelaten, wat overeenkomt met 120 mV. De benodigde capaciteit wordt berekend met de volgende formule:

$$C_{out} = \frac{L_{pri} \cdot I_{sw}^2}{2 \cdot V_{out} \cdot \Delta V_{out}} \quad (\text{C.7})$$

Met een primaire stroom van $I_{sw} = 2,4\text{ A}$ volgt:

$$C_{out} = \frac{42\text{ }\mu\text{H} \cdot (2,4\text{ A})^2}{2 \cdot 12\text{ V} \cdot 0,12\text{ V}} = 84\text{ }\mu\text{F} \quad (\text{C.8})$$

Stap 5: Ontwerp van het snubber- en clampcircuit

Om de interne MOSFET van de IC te beschermen tegen spanningspieken veroorzaakt door de lek-inductie van de transformator, is een gecombineerd protectiecircuit toegevoegd. Dit circuit bestaat uit een RC-snubber en een Zener-clamping netwerk.

RC-snubber Voor het dempen van de hoogfrequente oscillaties (ringing) op de SW-node is een RC-netwerk geplaatst met de volgende waarden:

- Weerstand R_{snub} : 100 Ω
- Condensator C_{snub} : 220 pF

De Zener-clamping diode begrenst de maximale spanning over de interne schakelaar. De maximale Zenerspanning V_{zener} moet zodanig gekozen worden dat de totale spanning de limiet van 150 V (met een veiligheidsmarge tot 145 V) niet overschrijdt bij de maximale ingangsspanning:

$$V_{\text{zener(max)}} \leq 145 \text{ V} - V_{\text{in(max)}} = 145 \text{ V} - 60 \text{ V} = 85 \text{ V} \quad (\text{C.9})$$

Er is gekozen voor een Zenerdiode met een nominale spanning van 75 V. De bijbehorende blokkeerdiode moet bestand zijn tegen een sperspanning die groter is dan de som van de ingangsspanning en de Zenerspanning:

$$V_{\text{rev}} > V_{\text{in(max)}} + V_{\text{zener(max)}} = 60 \text{ V} + 85 \text{ V} = 145 \text{ V} \quad (\text{C.10})$$

Op basis hiervan is een fast recovery diode met een sperspanning van minimaal 200 V geselecteerd.

Stap 6: Instelling van de feedback weerstanden R_{ref} en R_{fb}

De uitgangsspanning van de LT8304 wordt ingesteld via een weerstandsdeling aan de primaire zijde. De IC regelt de uitgangsspanning door een referentiespanning V_{ref} van 1 V over de weerstand R_{ref} constant te houden. Op basis van de gewenste uitgangsspanning en de wikkolverhouding van de transformator wordt de feedback weerstand R_{fb} als volgt berekend:

$$R_{\text{fb}} = \frac{R_{\text{ref}} \cdot N_{\text{ps}} \cdot (V_{\text{out}} + V_{\text{f}})}{V_{\text{ref}}} \quad (\text{C.11})$$

Met de gekozen standaardwaarde $R_{\text{ref}} = 10 \text{ k}\Omega$ en een geschatte spanningsval over de secundaire diode $V_{\text{f}} = 0.7 \text{ V}$ volgt:

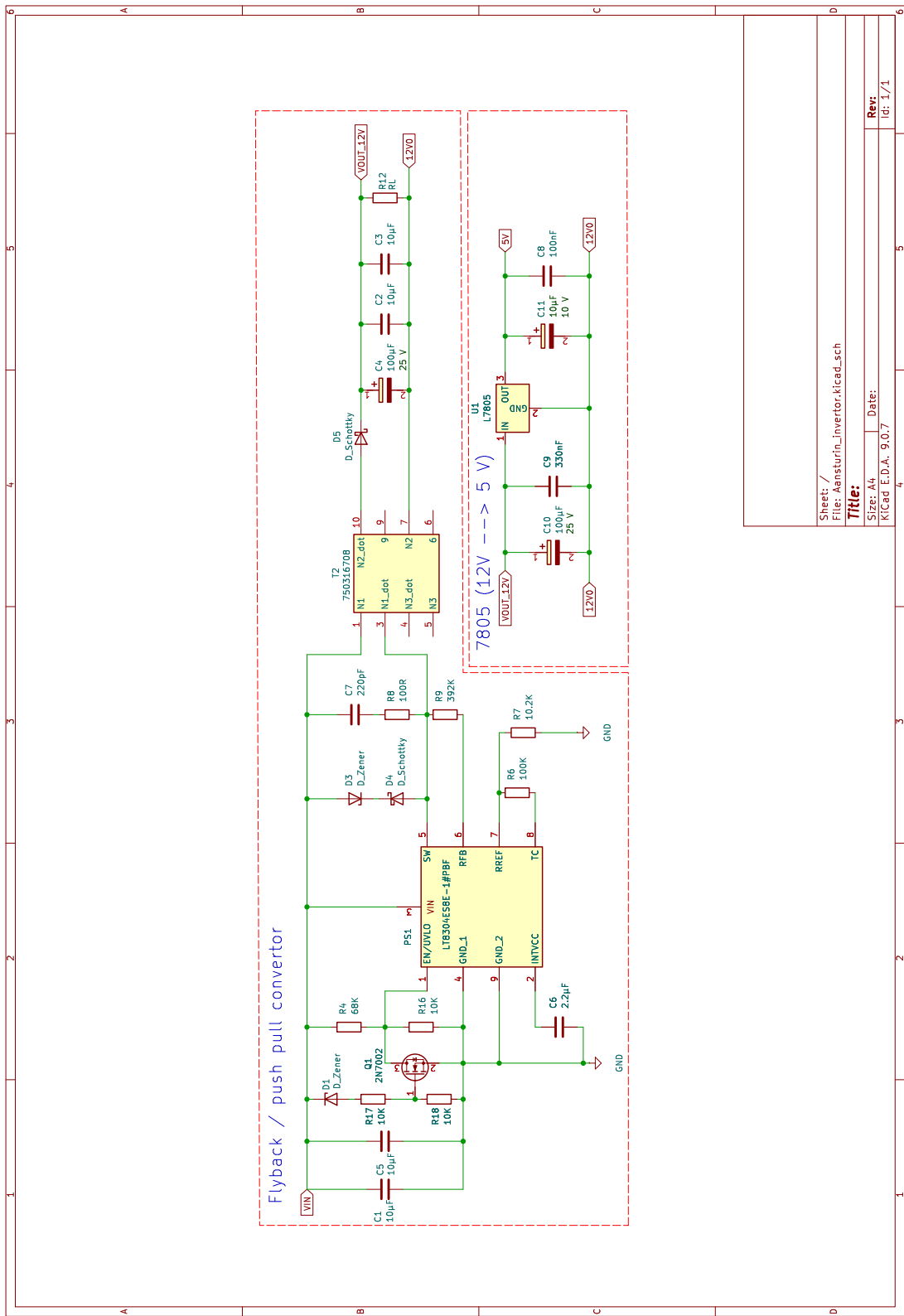
$$R_{\text{fb}} = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot 3 \cdot (12 \text{ V} + 0.7 \text{ V})}{1 \text{ V}} = 381 \text{ k}\Omega \quad (\text{C.12})$$

In de praktijk is gekozen voor een precisieweerstand (tolerantie 1%) met een standaardwaarde die deze berekening zo dicht mogelijk benadert, om een nauwkeurige uitgangsspanning van 12 V te garanderen.

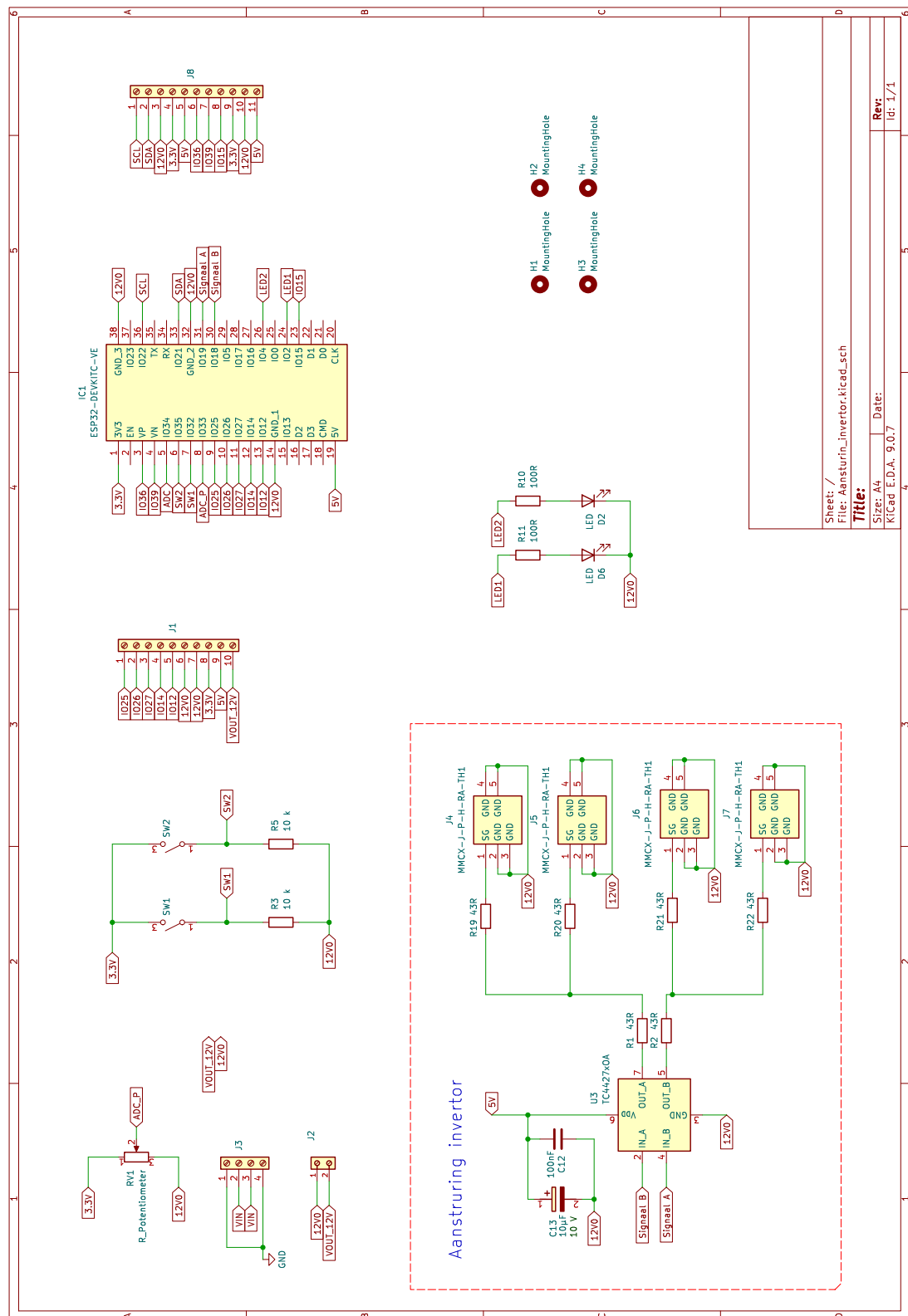
Bijlage D

Schema aansturing inverter

Deze bijlage bevat de schema's voor de aansturing van de inverter, zoals weergegeven in Figuren D.1 en D.2. Het eerste deel van het schema beschrijft de galvanische scheiding en de spanningsconversie van 12 V naar 5 V. Het tweede deel bevat de ESP32-Wrover microcontroller en de bijbehorende logica voor de aansturing van de inverter. Ten slotte is in tabel D.1 een volledige Bill of Materials (BOM) opgenomen met alle gebruikte componenten.



Figuur D.1: Deel 1: schema aansturing inverter



Figuur D.2: Deel 2: schema aansturing inverter

Bill of Materials (BOM)

Tabel D.1 Volledige componentenlijst van de sturing en Flyback-converter.

Referentie	Aantal	Waarde	Omschrijving / Datasheet link
IC1	1	ESP32-Wrover	Microcontroller Development Board
PS1	1	LT8304	Isolated Flyback Controller
U1	1	L7805	Lineaire spanningsregelaar (5V)
U3	1	TC4427	Dual High-Speed MOSFET Driver
T2	1	Transformator	Würth Elektronik Flyback Transformator
Q1	1	2N7002	N-Channel MOSFET (SOT-23)
D4	1	DFLS1150	Schottky diode
D5	1	B560C	Schottky diode
D1	1	HPZR-C53-QX	Zener diode
D3	1	1SMB5946BT3G	Zener diode
D2, D6	2	LED	Status indicatie LEDs
C1, C2, C3, C5, C11, C13	6	10 μ F	Keramische / Elektrolytische ontkoppe- ling
C4, C10	2	100 μ F	Elektrolytische condensatoren
C6	1	2.2 μ F	Keramische condensator
C8, C12	2	100 nF	Keramische condensatoren
C9	1	330 nF	Keramische condensator
C7	1	220 pF	Snubber condensator
R1, R2, R19-R22	6	43 Ω	Weerstanden (1206)
R3, R5, R16-R18	5	10 k Ω	weerstanden (1206)
R4	1	68 k Ω	Weerstand (1206)
R6	1	100 k Ω	Weerstand (1206)
R7	1	10,2 k Ω	Weerstand (1206)
R8, R10, R11	3	100 Ω	Weerstand (1206)
R9	1	392 k Ω	Weerstand (1206)
R12	1	RL	Weerstand (1206)
RV1	1	Potentiometer	Regelbare weerstand

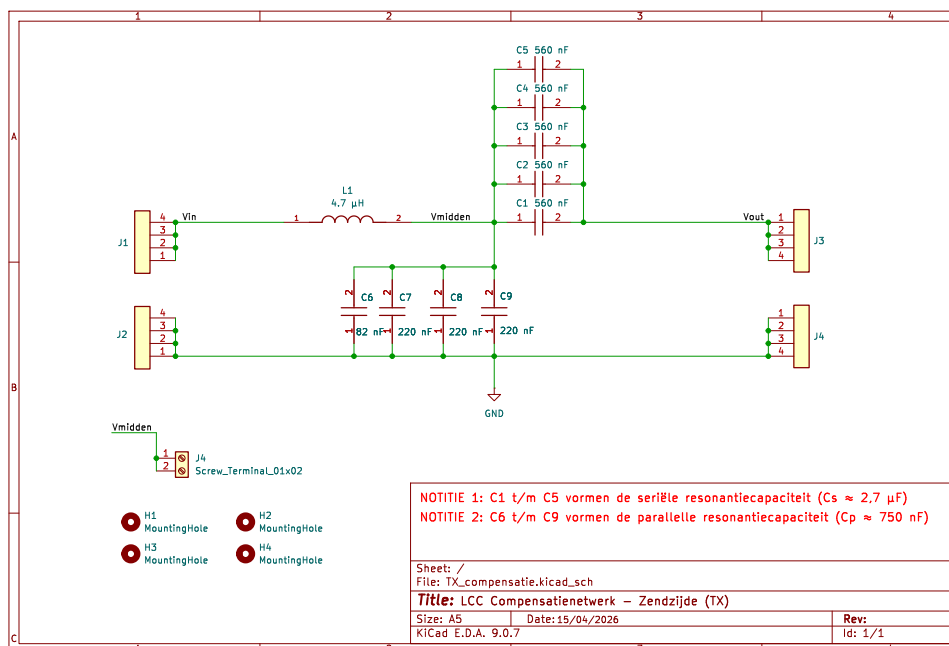
Vervolg op de volgende pagina...

Referentie	Aantal	Waarde	Omschrijving / Datasheet link
J1	1	Screw Terminal 1x10	Terminal block 10-pins
J2	1	Screw Terminal 1x02	Terminal block 2-pins
J3	1	Screw Terminal 1x04	Terminal block 4-pins
J8	1	Screw Terminal 1x11	Terminal block 11-pins
J4, J5, J6, J7	4	MMCX-J-P-H-RA-TH1	Samtec MMCX RF Connectoren
SW1, SW2	2	-	Druknoppen

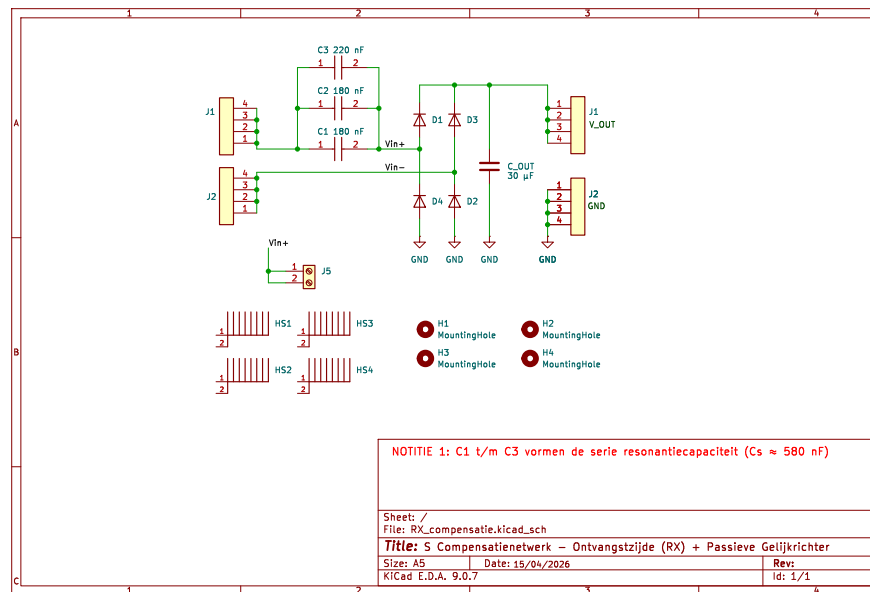
Bijlage E

Schema van het zend- en ontvangstcircuit

Deze bijlage bevat de schema's van het zend- en ontvangstcircuit van de praktische opstelling. Figuur E.1 toont het schema van het zendcircuit, waarbij condensatoren C_1 tot en met C_5 de seriecapaciteit vormen. Door deze parallel te schakelen kan een hogere stroom vloeien wat een grotere vermogensoverdracht mogelijk maakt. Een gelijkaardige configuratie is toegepast voor condensatoren C_6 tot en met C_9 . In het schema van de ontvanger staan drie condensatoren in parallel om een totale waarde van 580 nF te bereiken, zoals weergegeven in Figuur E.2. Na de seriecompensatie volgt een passieve bruggelijkrichter die de hoogfrequente AC-spanning omzet naar een DC-spanning.



Figuur E.1: Schema LCC compensatie zendzijde

**Figuur E.2:** Schema compensatienetwerk ontvanger en passieve bruggelijkrichter

Bijlage F

Broncode ESP32

Listing F.1: Broncode ESP32

```
1 #include <Arduino.h>
2 #include  driver/mcpwm.h
3 #include <Wire.h>
4 #include <LiquidCrystal_I2C.h>
5
6 #define PWM_FREQ 85000
7
8 #define PWMH GPIO_NUM_18
9 #define PWML GPIO_NUM_19
10
11 #define SWITCH_PIN 35    // schakelaar
12 #define POT_PIN 33      // potentiometer
13
14 #define LED_ROOD 2
15 #define LED_GROEN 4
16
17 LiquidCrystal_I2C lcd(0x27, 16, 2);
18
19 float duty = 0.0;
20 float targetDuty = 0.0;
21
22 int lastFreq = PWM_FREQ;
23 float filteredPot = 0.0;
24
25 void setup() {
26     Serial.begin(115200);
27     Wire.begin();
28
29     lcd.init();
```

```
30     lcd.backlight();
31
32     lcd.setCursor(0, 0);
33     lcd.print(  Steem_klaar  );
34
35     lcd.setCursor(0, 1);
36     lcd.print(  Freq: 85000Hz  );
37
38     pinMode(LED_ROOD, OUTPUT);
39     pinMode(LED_GROEN, OUTPUT);
40
41     digitalWrite(LED_ROOD, HIGH);
42     digitalWrite(LED_GROEN, LOW);
43
44     pinMode(SWITCH_PIN, INPUT);
45     pinMode(POT_PIN, INPUT);
46
47
48     // MCPWM resolutie
49     mcpwm_group_set_resolution(MCPWM_UNIT_0, 160000000);
50     mcpwm_timer_set_resolution(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
51                               160000000);
52
53     // PWM pinnen
54     mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, PWMH);
55     mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, PWML);
56
57     // PWM config
58     mcpwm_config_t pwm_config;
59     pwm_config.frequency = PWM_FREQ;
60     pwm_config.cmpr_a = 0.0;
61     pwm_config.cmpr_b = 0.0;
62     pwm_config.counter_mode = MCPWM_UP_COUNTER;
63     pwm_config.duty_mode = MCPWM_DUTY_MODE_0;
64
65     mcpwm_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, &pwm_config);
66
67     // Dead-time
68     mcpwm_deadtime_enable(
69         MCPWM_UNIT_0,
70         MCPWM_TIMER_0,
71         MCPWM_ACTIVE_HIGH_COMPLIMENT_MODE,
72         30,
73         30
74     );
```

```
74
75     Serial.println( Systeem_klaar );
76 }
77
78 void loop() {
79
80     int rawPot = 0;
81
82     // Meer samples middelen (20x)
83     for (int i = 0; i < 20; i++) {
84         rawPot += analogRead(POT_PIN);
85     }
86     rawPot /= 20;
87     filteredPot = (filteredPot * 0.9) + (rawPot * 0.1);
88
89     // Mapping naar frequentie:
90     // bereik = 75kHz      88kHz
91     int newFreq = 85000 + map((int)filteredPot, 0, 4095, -10000,
92                               3000);
93
94     // Alleen updaten bij voldoende verschil
95     if (abs(newFreq - lastFreq) > 200) {
96         lastFreq = newFreq;
97
98         mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, newFreq);
99
100        Serial.print( Freq: );
101        Serial.println(newFreq);
102
103        lcd.setCursor(0, 1);
104        lcd.print( Freq: );
105
106        lcd.setCursor(0, 1);
107        lcd.print( Freq: );
108        lcd.print(newFreq);
109        lcd.print( Hz );
110    }
111
112    bool switchState = digitalRead(SWITCH_PIN);
113
114    if (switchState == HIGH) {
115        // AAN
116        targetDuty = 50.0;
117
118        digitalWrite(LED_GROEN, HIGH);
```

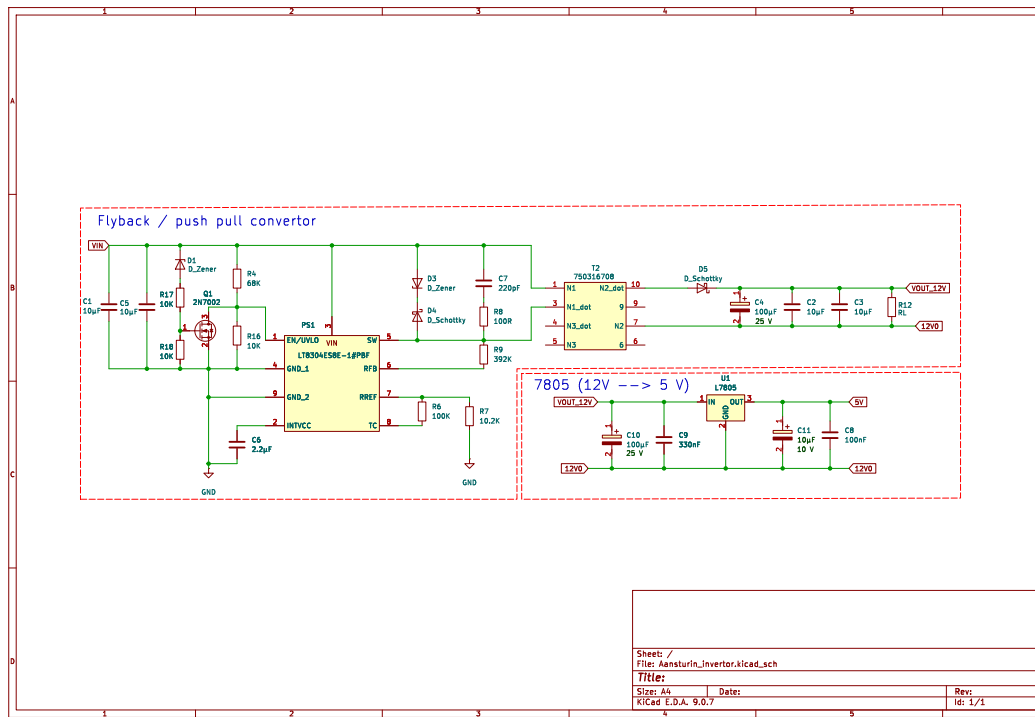
```
118     digitalWrite(LED_ROOD, LOW);
119
120     lcd.setCursor(0, 0);
121     lcd.print( STATUS: AAN );
122 }
123 else {
124     // UIT
125     targetDuty = 0.0;
126
127     digitalWrite(LED_ROOD, HIGH);
128     digitalWrite(LED_GROEN, LOW);
129
130     lcd.setCursor(0, 0);
131     lcd.print( STATUS: UIT );
132 }
133
134 // SOFT RAMP
135 if (duty < targetDuty) {
136     duty += 0.2;
137     if (duty > targetDuty) duty = targetDuty;
138 }
139 else if (duty > targetDuty) {
140     duty -= 0.2;
141     if (duty < targetDuty) duty = targetDuty;
142 }
143
144 // PWM update
145 mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_OPR_A, duty);
146 mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_OPR_B, duty);
147
148 delay(5);
149 }
```

Bijlage G

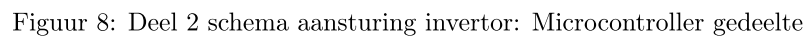
Labo opgave

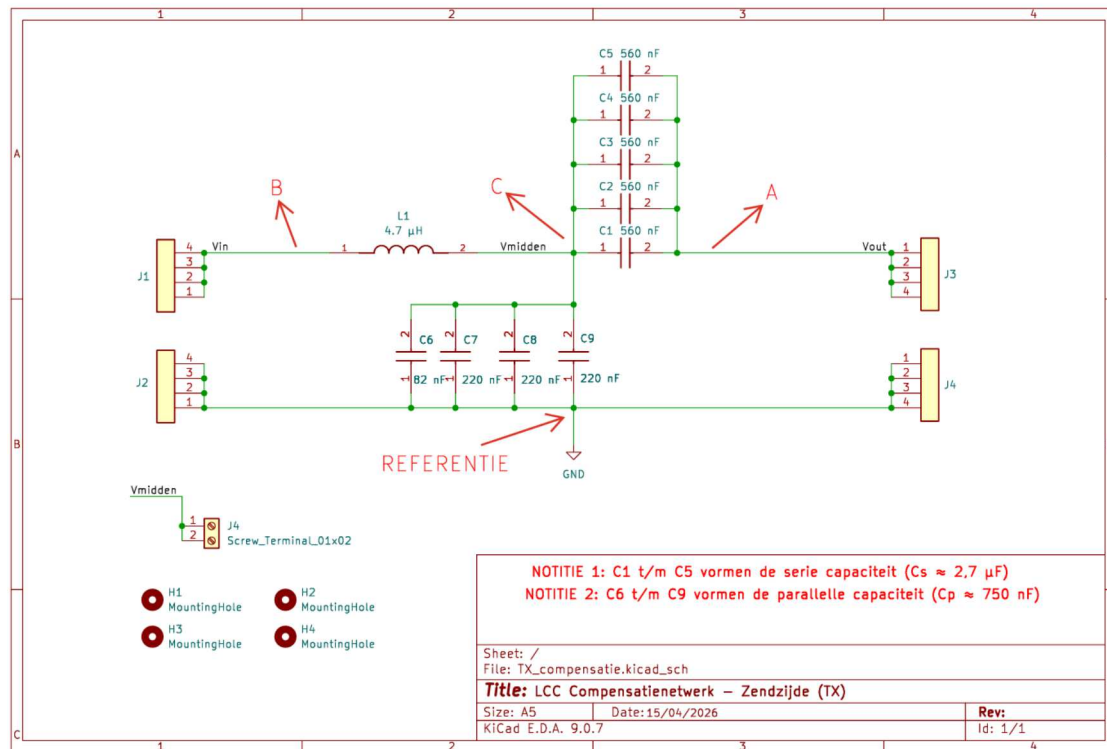
A Schema's van educatieve opstelling

In deze bijlage zijn de schema's van de aansturing van de inverter de primaire LCC compensatie en het schema van de ontvanger. Met de verwijzingen van de meetpunten van het systeem.

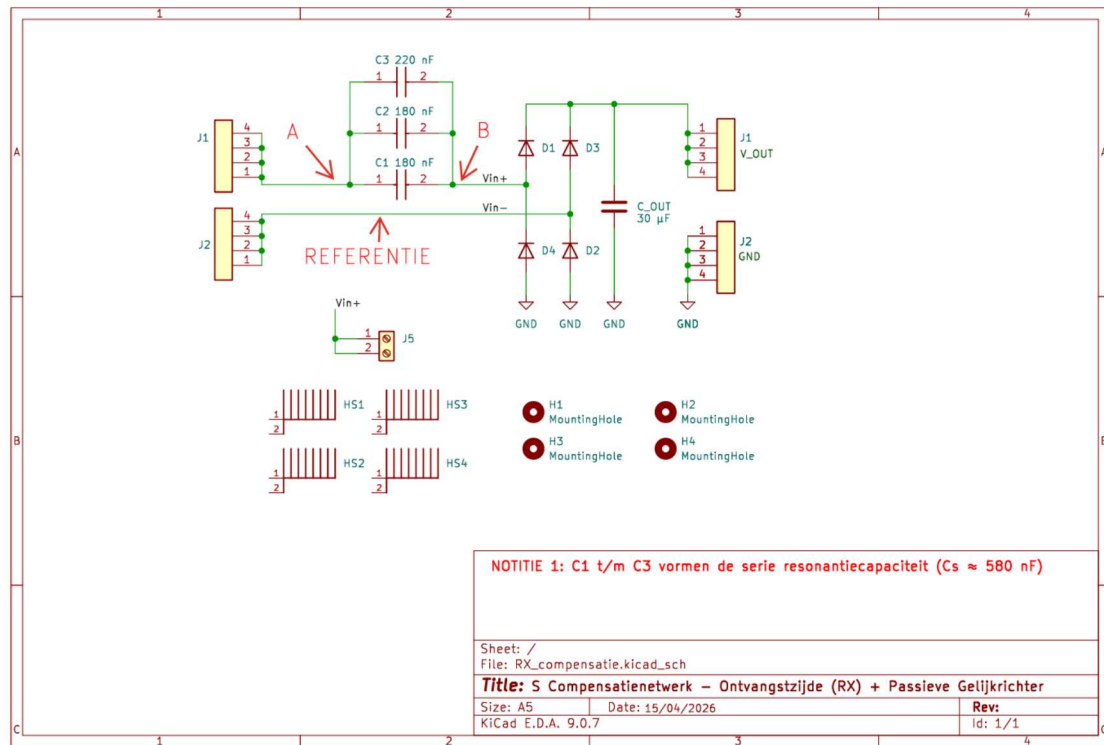


Figuur 7: Deel 1 schema aansturing inverter: voeding gedeelte





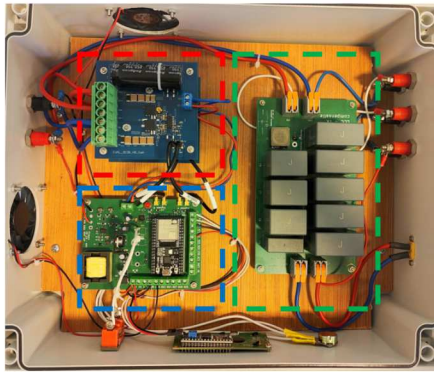
Figuur 9: Primaire LCC compensatie



Figuur 10: Ontvangst compensatie en bruggelijkrichter

B Visueel overzicht van de opstelling

Deze bijlage biedt een overzicht van de fysieke realisatie van de educatieve IWPT-opstelling. De afbeeldingen tonen de opbouw van de zend- en ontvangstunit zoals deze in de praktijk zijn geïmplementeerd. In Figuur 11 is de interne configuratie van de zendunit weergegeven, waarbij de functionele PCB's voor de aansturing, de inverter en het LCC-compensatienetwerk afzonderlijk zijn aangeduid. Figuur 12 toont de ontvangstunit, bestaande uit de secundaire condensator en de bruggelijkrichter.

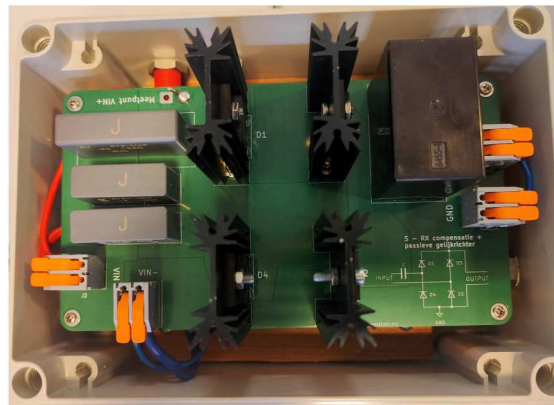


(a) Bovenzijde met aangeduide secties: ESP32-besturing (blauw), Infineon GaN-inverter (rood) en LCC-compensatienetwerk (groen).



(b) Voorzijde: LCD display, schakelaar en potentiometer om de frequentie in te stellen

Figuur 11: Gedetailleerd overzicht van de zendunit.



Figuur 12: Overzicht van de ontvangstunit met de secundaire S-compensatie en de passieve bruggelijkrichter.

C Python-script voor AC-sweep

In deze bijlage wordt het Python-script `AC_Sweep.py` weergegeven. Dit script is gebruikt voor het automatiseren van de frequentiekaracteristieken binnen de simulatieomgeving.

```
1 import xmlrpc.client as xml
2 import numpy as np
3 import matplotlib.pyplot as plt
4
5 # Verbinden met PLECS
6 plecs = xml.ServerProxy("http://localhost:1080").plecs
7
8 model = 'AC_sweep'          # naam van het PLECS bestand
9 analysis_name = 'AC Sweep'  # naam van jouw analyse
10
11 # Voer de AC sweep uit
12 result = plecs.analyze(model, analysis_name)
13
14 # Omzetten naar numpy-arrays en flatten
15 F = np.array(result['F']).squeeze()
16 Gr = np.array(result['Gr']).squeeze()
17 Gi = np.array(result['Gi']).squeeze()
18
19 # Complexe overdrachtsfunctie
20 G = Gr + 1j * Gi
21
22 # Amplitude en fase berekenen
23 mag = 20 * np.log10(np.abs(G))
24
25 # Twee aparte plots maken
26 fig, ax1 = plt.subplots(figsize=(8, 6), sharex=True)
27
28 # Magnitude plot
29 ax1.semilogx(F, mag)
30 ax1.set_ylabel('Magnitude [dB]')
31 ax1.set_xlabel('Frequentie [Hz]')
32 ax1.grid(True, which='both')
33 ax1.set_title('Bode Plot      AC Sweep uit PLECS')
34
35 plt.tight_layout()
36 plt.show()
```

Listing 1: `AC_Sweep.py`

Bijlage H

Wetenschappelijk artikel

Bijlage I

Poster

Bijlage J

GenAI code of conduct for students

Generative AI (GenAI) assistance tools can be used to generate text, image, code, video, music, or combinations of these. It includes typical tools like (but this list is not limited to): ChatGPT, Google Gemini, MS Copilot, Midjourney, Claude.ai, Perplexity.ai, Dall-E, etc.

Student Information

Student name: Stijn Verhaeghe

This form is related to my Master thesis.

Title Master thesis: Design en implementatie van een educatieve hoogvermogen inductieve wireless power transfer opstelling

Promoter: Prof. dr. Michael Kleemann & dr. ing. Jarne Van Mulders

Daily supervisor: ing. Arthur Cloet

Use of GenAI Assistance

Please indicate with "X" (possibly multiple times) in which way you were using GenAI:

☐ I did not use any GenAI assistance tool.

☒ I did use GenAI assistance. In this case, specify which ones (e.g., ChatGPT, ...):
Google Gemini, ChatGPT

GenAI Assistance Used As/For

☐ MS Copilot

- ☒ Language assistance
- ☐ Search engine
- ☐ Literature search
- ☒ Short-form input assistance
- ☐ Generating programming code
- ☐ Generating new research ideas
- ☐ Generating blocks of text
- ☐ Other (specify): _____

Code of Conduct for Different Uses

Language Assistant for Reviewing or Improving Texts

This use is similar to using spelling and grammar check tools, and you do not have to refer to the use of GenAI in the text. Be careful:

- Using GenAI tools on texts you did not write yourself to cover up plagiarism (by paraphrasing original texts) is not allowed.

Search Engine for Information or Existing Research

This use is similar to a Google search or checking Wikipedia. If you then write your own text based on this information, you do not have to refer to the use of GenAI in the text. Be careful:

- Be aware that the output of the GenAI tool cannot be guaranteed as a 100% reliable source of information.
- The output may not be entirely correct and is limited due to the databases it uses. Knowledge evolves and may change over time, and it may be that the database of the GenAI tool is not up to date.

Literature Search

This use is comparable to a Google Scholar search. Be careful:

- Be aware that the output is restricted to the database it is built on. After this initial search, look for scientific sources and conduct your own analysis.
- GenAI tools (like ChatGPT) may output no or wrong references. As a student, you are responsible for further checking and verifying the accuracy of references.

Short-form Input Assistance

This use is similar to Google Docs powered by generative language models.

Generating Programming Code

The use of GenAI for coding should be explicitly allowed by the teacher. If used for coding, correctly mention the use of GenAI assistance and cite it.

Generating New Research Ideas

Further verify whether the idea is novel or not. It is likely that it is related to existing work, which should be referenced.

Generating Blocks of Text

Inserting blocks of text without quotes and a reference to GenAI assistance in your report or thesis is not allowed. Be careful:

- When you literally copy elements from a conversation with a GenAI tool, quote them between quotation marks and refer to them according to the specified reference style.
- Describe the use of the GenAI tool (tool name, version, date, etc.) in the method section and optionally add the full conversation as an attachment.

Other

Contact the professor of the course or the promoter of the thesis. Inform also the program director. Motivate how you comply with Article 84 of the exam regulations. Explain the use and added value of ChatGPT or another AI tool.

Further Important Guidelines and Remarks

- GenAI assistance cannot be used related to data or subjects under Non-Disclosure Agreement.
- GenAI assistance cannot be used related to sensitive or personal data due to privacy issues.
- Take a scientific and critical attitude when interacting with GenAI assistance and interpreting its output.
- As a student, you are responsible for complying with Article 84 of the exam regulations: your report or thesis should reflect your own knowledge, understanding, and skills.

Exam Regulations Article 84

“Every conduct individual students display with which they (partially) inhibit or attempt to inhibit a correct judgement of their own knowledge, understanding and/or skills or those of other students, is considered an irregularity which may result in a suitable penalty. A special type of irregularity is plagiarism, i.e., copying the work (ideas, texts, structures, designs, images, plans, codes, ...) of others or prior personal work in an exact or slightly modified way without adequately acknowledging the sources.”

Additional Reading

More information about being transparent on the use of GenAI assistance and about citing and referencing GenAI can be found on the student website.

A Few Final Words

If you are uncertain whether or not you should declare your use of AI tools, discuss the matter with your teacher or promoter. It is safer to declare AI use when it is not needed than to withhold that declaration when it is required.

Finally, remember that advanced AI tools are new and that they can do things they could not do until recently. It is important to follow up on the most recent developments in AI technologies and communicate openly with your teachers, assistants, supervisors, and peers.

KU LEUVEN - GENT

Faculteit Industriële Ingenieurswetenschappen
Campus Rabot, Gebroeders De Smetstraat 1
9000 Gent, België
tel: + 32 9 265 86 10
iiw.gent@kuleuven.be
www.iw.kuleuven.be

