

Draadloze vermogensoverdracht voor het laden van supercapacitors bij een lineair versnellend systeem

Syme VANDENBOSCH

Promotor: Prof. dr. ir. M. Kleemann
Dr. ing. J. Van Mulders

Co-promotoren: Ing. A. Cloet

Masterproef ingediend tot het behalen van de
graad van master of Science in de 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

Het onderwerp wireless power transfer (WPT) wist mij al op jonge leeftijd te prikkelen. Mijn eerste kennismaking met deze technologie vond plaats tijdens mijn afstudeerjaar Elektronica in het middelbaar onderwijs, in het bekende coronajaar. Voor mijn geïntegreerde proef (GIP) werd een escaperoomproject ontwikkeld, waarbij ik initieel een spel rond WPT wilde realiseren maar door de coronapandemie maakte dit echter plaats voor Arduino-projectjes.

Hoewel het oorspronkelijke WPT idee nooit gerealiseerd werd, is mijn fascinatie voor WPT blijven bestaan. Een zekere honger naar meer kennis rond deze technologie bleef aanwezig, een honger die tijdens mijn verdere opleiding niet volledig gestild werd. Noch tijdens mijn bacheloropleiding Elektronica-ICT aan de Odisee Hogeschool, noch tijdens mijn schakel- en masteropleiding aan de KU Leuven Gent kwam WPT aan bod. Toen ik dan het voorstel van deze masterproef las, had het onmiddellijk mijn interesse. Ik was dan ook enorm enthousiast toen dit onderwerp aan mij werd toegewezen.

In de eerste plaats wens ik mijn promotor prof. dr. ir. M. Kleemann te bedanken voor de mogelijkheid om deze masterproef uit te voeren waardoor ik mij heb kunnen verdiepen in een onderwerp dat mij al jarenlang boeide. Daarnaast gaat mijn oprechte dank uit naar mijn co-promotor, ing. A. Cloet, voor de uitstekende begeleiding. Dankzij zijn tweewekelijkse opvolging werd ik gestimuleerd om mijn planning te respecteren. Verder kon ik altijd op zijn hulp rekenen bij vragen of problemen. Ik apprecieer zijn snelle reacties, bereidwilligheid en grondige feedback bij het nalezen van mijn scriptie. Ook wens ik dr. ing. J. Van Mulders te bedanken. Hoewel de begeleiding voornamelijk via ing. A. Cloet verliep, kon ik ook op hem rekenen voor kritische feedback. In het bijzonder waardeerde ik zijn deskundige blik op mijn PCB-ontwerpen, de ondersteuning bij het bestellen van de PCB's en zijn constructieve kijk op mijn scriptie.

Daarnaast wens ik mijn vrienden, mijn mede-*'schakeltjes'* Arne Van der Stede, Niels Verhoeve en Sander De Stercke te bedanken. Hun aanwezigheid maakte van deze studies niet enkel een studeerperiode, maar ook een tijd waarin echte vriendschappen zijn gevormd. Een speciale dank gaat uit naar mijn ouders, mijn zussen en mijn schoonbroer Lennert, die steeds bereid waren om mijn teksten na te lezen, ook wanneer de technische inhoud soms hun petje te boven ging.

Tenslotte wil ik mijn grootste dank uiten naar mijn vriendin Emma, voor haar onvoorwaardelijke mentale steun gedurende het hele academiejaar. Samen doorstonden we talloze schrijfsessies, vergezeld van de nodige koffies en theetjes, soms tot in de late uurtjes. Samen met haar vond ik bovendien de nodige balans tussen werk en ontspanning. Ook de harmonierepetities boden mij telkens de kans om na een intensieve week weer even het hoofd leeg te maken. Kortom wens ik iedereen te bedanken die mij, op welke manier dan ook, gesteund heeft gedurende dit uitdagende en leerrijke jaar.

Syme Vandenbosch
Sint-Niklaas, 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

In moderne weefmachines werken de actuatoren van pneumatische grippers op zeer hoge snelheden, waardoor er slechts zeer korte tijdsvensters beschikbaar zijn voor het herladen van de energiereserve. Deze energiereserve bestaat uit een supercondensatorbank, die — in tegenstelling tot conventionele batterijen — de hoge piekstromen aankan die gepaard gaan met deze korte laad- en ontlaadintervallen. Door de lage energiedichtheid van supercondensatoren is continu actief bijladen echter noodzakelijk. Momenteel gebeurt dit via slepende koolstofborstels, een contactgebaseerde oplossing die mechanische slijtage veroorzaakt, frequente vervanging vereist en vonkvorming riskeert. Daarnaast beschikt de gripper over een bestaand draadloos triggersysteem dat werkt op 125 kHz voor de aansturing van de actuator. Een draadloos energieoverdrachtssysteem elimineert het fysieke contact en biedt daarmee een onderhoudsvrij laadalternatief. Daarom onderzoekt deze thesis of het mogelijk is een systeem te ontwerpen dat aan volgende voorwaarden voldoet: betrouwbaar opladen bij korte laadtijden en compatibiliteit met de bestaande triggering.

Het voorgestelde systeem maakt gebruik van een magnetisch resonante koppeling, waarbij een efficiënte energieoverdracht wordt bekomen door beide spoelen af te stemmen op een gemeenschappelijke resonantiefrequentie van 85 kHz. Deze afstemming wordt verzorgd door een LCC-S-compensatienetwerk, dat aan de zenderzijde tevens zorgt voor een quasi-constante stroom ongeacht de positie van de receiver. Hierdoor is het systeem robuust tegen periodes waarbij de gripper afwezig is van de zenderspoel. Statische metingen bevestigen dit gedrag met een stroomvariatie van 19 %.

Deze masterproef omvat een literatuurstudie waarin magnetisch resonante koppeling, invertortopologieën, compensatienetwerken en supercondensatoren als energieopslag worden toegelicht. Vervolgens worden de systeemvereisten opgesteld, waarna het ontwerp theoretisch wordt uitgewerkt en geverifieerd via LTspice-simulaties. Tenslotte worden de simulatieresultaten praktisch geverifieerd aan de hand van een statisch- en dynamisch equivalente meetopstelling. De statische set-up brengt de systeemeigenschappen bij variërende koppeling in kaart, terwijl de dynamisch meetopstelling het op- en ontlaadgedrag over een volledige grijpercyclus valideert.

Metingen bij drie machinesnelheden bevestigen dat de supercondensatorbank in alle gevallen netto oplaadt, met een energie-overschot van 10.2 mJ per cyclus aan de hoogste snelheid. Daarnaast worden er geen interferenties vastgesteld met het bestaande 125 kHz-triggersysteem. Alle systeemvereisten zijn voldaan, wat de technische haalbaarheid bevestigt.

Sleutelwoorden: draadloze energieoverdracht, magnetisch resonante koppeling, LCC-S compensatie, supercondensatoren, periodiek IPT-laadsysteem, weefmachine, bewegende receiver

Abstract

In modern weaving machines, pneumatic grippers operate at very high speeds, resulting in extremely short time windows for recharging the onboard energy reserve. This reserve is stored in a supercapacitor bank, which — unlike conventional batteries — can handle the high peak currents associated with these brief charge and discharge intervals. However, due to the low energy density of supercapacitors, it is essential that they are continuously charged during every cycle. Currently, this is realised through sliding carbon brushes, a contact-based solution that introduces mechanical wear, requires frequent maintenance and risks spark generation. In addition, the gripper relies on an existing wireless actuator triggering system operating at 125 kHz. Any wireless power transfer system eliminates physical contact and thereby offers an inherently maintenance-free alternative. This master's thesis investigates the feasibility of such a system, designed to provide reliable energy transfer within the short charging intervals while ensuring compatibility with the existing triggering system.

The proposed system employs magnetic resonant coupling, achieving efficient energy transfer by tuning both coils to a common resonance frequency of 85 kHz. This tuning is provided by an LCC-S compensation network, which additionally ensures a quasi-constant current on the transmitter side regardless of the receiver's position. This makes the system inherently robust during periods when the gripper is absent from the transmitter coil. Static measurements confirm this behaviour with a current variation of 19 %.

The work includes a literature study on magnetic resonant inductive coupling, inverter topologies, compensation networks, and supercapacitor-based energy storage. System requirements are defined, followed by a theoretical design validated through LTspice simulations. Finally, the simulation results are practically validated using a static and a dynamically equivalent measurement setup. The static setup maps the system properties under varying coupling conditions, while the dynamic measurement setup validates the charge and discharge behaviour over a complete gripper cycle.

The results at multiple machine speeds demonstrate that the supercapacitor bank achieves a net positive energy balance in all cases, with an energy surplus of 10.2 mJ at the highest speed. Furthermore, no interference with the 125 kHz triggering system is observed. All system requirements are met, confirming the technical feasibility of the wireless charging system.

Keywords: wireless power transfer, magnetic resonant coupling, LCC-S compensation, supercapacitors, periodic IPT charging system, weaving machine, moving receiver

Inhoudsopgave

1	Introductie	3
1.1	Situering en probleemstelling	3
1.2	Doelstellingen en onderzoeksvragen	4
1.3	Structuur van de thesis	5
2	State of art bij inductieve vermogensoverdracht	7
2.1	Inleiding tot draadloze energie overdracht	7
2.1.1	Van het ontstaan tot heden: WPT	7
2.1.2	WPT technologieën	8
2.1.3	Capacitieve vermogensoverdracht	9
2.1.4	Inductieve vermogensoverdracht	10
2.1.5	Vergelijking van near-field technieken	11
2.1.6	WPT-standaarden voor toepassingen binnen Europa	11
2.2	Theoretische achtergrond bij inductieve koppeling	13
2.2.1	Resonant-inductieve koppeling	13
2.2.2	Hoogfrequente verliesmechanismen in geleiders	17
2.2.3	Resonantiegedrag	19
2.3	Transmitter-zijde	20
2.3.1	Invertoren	20
2.3.2	Compensatienetwerken	25
2.4	Receiver-zijde	33
2.4.1	Enkele-trap ontvangers	33
2.4.2	Twee-traps ontvangers	35
2.5	Supercondensatoren	36
2.5.1	Werkingsprincipe van supercondensatoren	36
2.5.2	Laadgedrag van supercondensatoren	38
2.5.3	Bescherming van supercondensatoren	39
3	Systeemvereisten en analyse	42
3.1	Probleemanalyse van de huidige opstelling	42
3.2	Systeemvereisten en ontwerprichtlijnen	43
3.2.1	Draadloze energieoverdracht	43
3.2.2	Compatibiliteit met de bestaande aansturing	44
4	Systeemopbouw en theoretisch ontwerp van het IPT-systeem	45

4.1	Opbouw van de opstelling	45
4.1.1	Ontwerpvereisten en randvoorwaarden	46
4.2	Invertor	46
4.2.1	Topologiekeuze	46
4.2.2	Werkingsprincipe en schakelgedrag	47
4.2.3	Componentkeuze en aansturing	48
4.2.4	Dimensionering van de invertor	49
4.2.5	Samenvatting en vergelijking met praktische keuzes	50
4.3	Transmitter	51
4.3.1	Resonantiefrequentie	51
4.3.2	Spoelselectie en karakterisatie	52
4.3.3	Compensatienetwerk en dimensionering	56
4.4	Receiver en belasting	58
4.4.1	Gelijkrichter	59
4.4.2	Samenvatting en praktische keuze	59
4.4.3	Belasting	60
4.4.4	Overspanningsbeveiliging	61
4.5	Systeembrede beschouwing van het draadloze	63
4.5.1	Ingangsimpedantie en in- en uitgangsvermogen	63
4.5.2	Transmissie-efficiëntie	65
4.5.3	Bepalen van de praktische werkfrequentie	65
4.5.4	Numerieke bepaling van de vermogenseigenschappen	67
5	Simulatie van het IPT-systeem	68
5.1	Modellen voor de magnetische koppeling	68
5.1.1	Het T-equivalent transformatormodel	68
5.1.2	Het gekoppeld inductormodel	68
5.2	Statische simulaties	69
5.2.1	Bepaling van de DC-ingangsspanning	69
5.2.2	Stroom- en spanningsverificatie bij afwezige koppeling	70
5.3	Dynamische simulaties	70
5.3.1	Tijdsbepalingen van de grijpercyclus	71
5.3.2	Energiebehoefte en dimensionering van de ontlaadweerstand	71
5.3.3	Modellering van de tijdsvariabele koppelfactor $k(t)$ en zelfinductanties	72
5.3.4	Op- en ontlaadgedrag van de supercondensatoren	74
5.3.5	Energievoorwaarden	75
5.3.6	Resultaten bij de simulatie van het op- en ontlaadgedrag	76

5.4	Simulatie van het banddoorlaatfilter	78
5.5	Besluit bij simulaties	79
6	Praktische validatie van het IPT-systeem	80
6.1	Overzicht van de proof-of-concept meetopstellingen	80
6.1.1	Meetopstelling voor de statische metingen	80
6.1.2	Meetopstelling voor de dynamische metingen	81
6.2	Statische validatie	81
6.2.1	Meetopstelling en -methode	81
6.2.2	Uitgangsspanning en -stroom als functie van de koppelfactor	82
6.3	Dynamische validatie met het receiver-emulatiemodel	83
6.3.1	Beperking t.o.v. het reëel systeem	84
6.3.2	Spanningsverloop van de supercondensatorbank	85
6.3.3	Energiebalans: laden versus ontladen	86
6.4	Compatibiliteit met de 125 kHz triggering	87
6.5	Mogelijke uitbreidingen	87
6.6	Besluit bij praktische validatie	88
7	Conclusie en toekomstig werk	89
7.1	Conclusie	89
7.2	Toekomstig werk	91
A	Afleiding spanningsversterking LCC-S compensatienetwerk	96
A.1	Resonantievoorwaarden	96
A.2	Gereflecteerde impedantie van de secundaire kring	96
A.3	Twee-poortnetwerkmodel van de primaire LCC-kring	97
A.4	Spanningsversterking G_U : van U_{in} naar U_{RE}	97
A.5	Spanningsversterking van U_{RE} naar U_{out}	98
A.6	Totale spanningsversterking H_U	99
A.7	Vereenvoudiging: verwaarlozing van parasitaire weerstanden	99
B	Dimensionering van componenten	100
C	Afleiding van ingangsimpedantie, ingangs- en uitgangsvermogen en transmissie-efficiëntie	102
C.1	Complexe impedantie definities	103
C.2	Bepaling van de ingangsimpedantie	104
C.3	Bepaling van de ingangsstroom	104
C.4	Bepaling van de stroom door de primaire spoel	105

C.5	Bepaling van secundaire stroom	105
C.6	Bepaling van het ingangsvermogen	106
C.7	Bepaling van het uitgangsvermogen	106
C.8	Bepaling van de transmissie-efficiëntie	106
D	Python code voor het bepalen van de bifurcatie frequenties	107
E	ZPA controle	110
E.0.1	zero phase angle (ZPA)-verificatie	110
F	Statisch meetresultaten	112
F.1	Meetwaarde in tabelvorm	112
F.2	Scoopbeelden van de gemeten spanningen en stromen	113
F.2.1	Gemeten spanningen	113
F.2.2	Gemeten stromen	114
G	Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel	117
H	Poster	123
I	GenAI code of conduct for students	126

Lijst van figuren

1.1	Laadstation [1]	3
1.2	Voorstelling van het laadstation [1]	4
2.1	Opdeling van WPT [12]	9
2.2	Algemeen blokschema van een capacitive power transfer (CPT) opstelling	9
2.3	Algemeen blokschema van een inductive power transfer (IPT) opstelling	10
2.4	Algemeen blokschema van een magnetisch resonante koppeling (MRC) opstelling	10
2.5	Frequentiestandaarden en vermogenlevels [15]	12
2.6	Link efficiëntie bij serie-serie (SS) compensatie	15
2.7	Indringsdiepte voor 1 Hz, 85 kHz, 850 kHz bepaald via Python simulatie	17
2.8	Afhankelijkheid van aantal lagen bij <i>proximity-effect</i> [29]	18
2.9	Relatieve vermogensoverdracht en power transfer efficiëntie in functie van frequentie bij (SS-compensatie) [31]	20
2.10	Vergelijking van bridge spanningstype inverter topologieën (voor stroomtype wordt de spanningsbron vervangen door een stroombron)	21
2.11	Overzicht van invertortopologieën voor IPT-systemen [33]	24
2.12	MRC zonder compensatienetwerk	26
2.13	serie-serie (SS)-compensatie	28
2.14	serie-parallel (SP)-compensatie	29
2.15	parallel-serie (PS)- en parallel-parallel (PP)-compensatie (serie ofwel parallel aan secundaire kant)	29
2.16	LCC-S (L_r, C_r, C_p en C_{s1}) , LCC-P (L_r, C_r, C_p en C_{s2}) , LCL-S ($L_r, C_r, C_p =$ kortgesloten en C_{s1}) en LCL-P ($L_r, C_r, C_p =$ kortgesloten en C_{s2})	30
2.17	Equivalent schema bij een LCC-S compensatie	31
2.18	Equivalente transformatie van een LCC-S compensatie	32
2.19	Enkele-traps ontvanger bestaande uit een Schottky-gelijkrichterbrug en uitgangscapacitor C_o [41]	33
2.20	Vergelijking tussen halve-golf en volle-brug gelijkrichting	34
2.21	Twee-traps ontvanger bestaande uit een Schottky-gelijkrichterbrug gevolgd door een DC/DC-converter [41]	36
2.22	Equivalent circuit van een supercap	38
2.23	Supercapacitor laadmethode CC/CV waarbij is V_{SC} de laadspanning en I_{SC} de laadstroom	38
2.24	Passieve balancerings met weerstanden [42]	40
2.25	Actieve balancerings circuit met omkeerbare buck–boost converters [42]	40

3.1	Linker- en rechtergrijper [1]	42
4.1	Totaal overzicht van de opstelling in een blokschema	45
4.2	Vergelijking tussen <i>hard switching</i> en zero voltage switching (ZVS)	47
4.3	Verschillende vormen van <i>misalignment</i> in een IPT-systeem [50]	53
4.4	Transformator T-equivalent van een IPT-systeem [51]	54
4.5	Laterale verschuiving Δy tussen de spoelen (rode cirkels), waarbij Δx en Δz onveranderlijk zijn	55
4.6	Gemeten koppelfactor k als functie van de afstand tussen de spoelen	55
4.7	Uitgangsvermogen en rendement in functie van de genormaliseerde frequentie ω/ω_0 voor het LCC-S compensatienetwerk bij $k \ll k_{\text{crit}}$	57
4.8	Schematische voorstelling van de receiver die belast is	58
4.9	Opbouw van het overspanningsbeveiliging circuit	61
4.10	LCC-S gecompenseerde IPT-opstelling	63
4.11	Equivalent schema van een LCC-S gecompenseerde IPT-opstelling met complexe impedanties	63
4.12	Theoretisch uitgangsvermogen P_{out} en transmissie-efficiëntie η_{trans} als functie van de frequentie bij $k_{\text{gem}} = 0,3$; $U_{\text{in},DC} = 11\text{V}$	66
4.13	Theoretisch schijnbaar ingangsvermogen S_{in} , uitgangsvermogen P_{out} en transmissie-efficiëntie η_{trans} als functie van de koppelfactor k voor $L_{TX} = 5.8\text{ }\mu\text{H}$ bij $f_w = 69\text{ kHz}$	67
5.1	Schematische voorstelling van een gekoppeld inductor model	69
5.2	Simulatiemodel voor het dynamisch laadgedrag van de supercondensatorbank	75
5.3	Overzicht van de supercondensatorspanning over een volledige grijpercyclus (@500 rpm)	76
5.4	Vermogen over één periode (120 ms): blauw is het capacitief laadvermogen P_{SC} en oranje het resistief ontlaadvermogen $P_{R,\text{ontlaad}}$ voor de twee actuatiepulsen (mee-name: 20.7 ms–29.0 ms, overgave: 70.7 ms–79.0 ms)	77
6.1	Blokvoorstelling van de statische meetopstelling	80
6.2	Blokvoorstelling van de dynamische meetopstelling	81
6.3	Verschuifbare statische meetopstelling bij $k = 0$	81
6.4	Scoopbeeld van de gemeten stroom door de zenderspoel bij nominale koppelafstand ($k = 0.75$) en bij 6 cm verschuiving ($k = 0$)	82
6.5	Gemeten efficiëntiecurve: η als functie van de laterale verschuiving Δy bij $R_L = 11\text{ }\Omega$ en $U_{\text{in}} = 11\text{ V}$	83
6.6	Opstelling voor emulatie van de dynamische receiver	84
6.7	Vergelijking van het laadprofiel in het reël model en het emulatiemodel @500 rpm. De emulatielaadtijd is 60 % korter, de overgedragen energie blijft nagenoeg gelijk ($\Delta E = 0.501\%$).	85

6.8	Gemeten laad- en ontladvermogen van de supercondensatorbank @600 rpm (2 cycli)	86
6.9	Opgemeten scoopbeeld van de Fast Fourier transform (FFT) van het ontvangen signaal op de triggerspoel	87
A.1	Equivalent schema bij een LCC-S compensatie	96
A.2	Twee-poortnetwerkmodel van een LCC-S compensatienetwerk	97
C.1	LCC-S gecompenseerd IPT-opstelling	102
C.2	Equivalent schema van een LCC-S gecompenseerde IPT-opstelling met complexe impedanties	103
E.1	Gebruikte simulatieopstelling	110
E.2	Fase en magnitude van de ingangsimpedantie Z_{in} in functie van de frequentie . . .	110
F.1	Gemeten spanning aan de uitgang van de LCC belaste-invertor (v_{inv})	113
F.2	Gemeten spanning aan de zenderspoel V_{tx}	113
F.3	Gemeten spanning aan de ontvangerspoel V_{rx}	113
F.4	Gemeten spanning op de uitgang vlak na de gelijkrichter $v_{uit,rect}$	114
F.5	Gemeten ingangsstroom i_{in} bij 0 cm laterale verschuiving	114
F.6	Gemeten ingangsstroom $i_{in,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving	114
F.7	Gemeten stroom in de LCC-tak i_{lcc} bij 0 cm laterale verschuiving	115
F.8	Gemeten stroom in de LCC-tak $i_{lcc,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving	115
F.9	Gemeten stroom door de zenderspoel i_{tx} bij 0 cm laterale verschuiving	115
F.10	Gemeten stroom door de zenderspoel $i_{tx,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving	116
F.11	Gemeten stroom door de ontvangerspoel i_{rx} bij 0 cm laterale verschuiving	116
F.12	Gemeten stroom door de ontvangerspoel $i_{rx,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving . . .	116

Lijst van tabellen

2.1	Kwalitatieve vergelijking tussen CPT, IPT en MRC op basis van de huidige stand van zaken [13, 14]	11
2.2	Kwalitatieve vergelijking van invertortopologieën voor IPT [33]	24
2.3	Ontwerpeisen en afhankelijkheden van compensatietopologie en overige afhanke- lijkheden	25
2.4	Kwalitatieve vergelijking van compensatietopologieën voor IPT[15, 36, 37, 39] . .	31
2.5	Vergelijking tussen halve-golf en volle-brug gelijkrichter	35
4.1	Verificatie van de MOSFET-selectie (DMTH6010SK3)	50
4.2	Eigenschappen van de geselecteerde transmitterspoelen TX-spoel: (760308102142)	52
4.3	Koppelfactor k en mutuele inductantie M als functie van de laterale verschuiving Δy ($L_p = 5.8 \mu\text{H}$ en $L_s = 12 \mu\text{H}$)	56
4.4	Gedimensioneerde componentwaarden van het LCC-S-compensatienetwerk	56
4.5	Verificatie van de Schottky-diodekeuze voor de volle-brug gelijkrichter	60
4.6	Verificatie van de supercondensatorkeuze	61
4.7	Componentoverzicht van de overspanningsbeveiliging	62
4.8	Werkfrequentie bij de transmitterspoel	66
4.9	Theoretisch S_{in} , P_{out} en η_{trans} als functie van de laterale verschuiving Δy	67
5.1	Ingangsspanning van de inverter met resulterende uitgangsspanning van het IPT- systeem een laterale verschuiving van 1.5 cm $k = 0.31$	70
5.2	Tijdsbepalingen van de kritische processtappen in de grijpercyclus bij verschillende rotatiesnelheden	71
5.3	Gemeten zelfinductanties als functie van de laterale verschuiving Δy , met bijhorende koppelfactor	73
5.4	Overzicht van de simulatieparameters voor de dynamische simulatie @500rpm . . .	74
5.5	Verificatie van de spanningswaarden op kritieke meetpunten gedurende één dyna- mische grijpercyclus bij 500 rpm	76
5.6	Vergelijking van laad- en ontlaadenergie per cyclus	78
5.7	Gesimuleerde eigenschappen van het bandpassfilter	78
6.1	Laadtijd en opgenomen energie voor drie snelheden: vergelijking tussen het reëel- en het emulatiemodel	85
6.2	Vergelijking van laad- en ontlaadenergie per cyclus	86
6.3	Verificatie van de systeemvereisten	88
E.1	Werkfrequentie per ZPA-punt: theoretisch vs. gesimuleerd (5.8 μH)	111

F.1	Gemeten grootheden als functie van de uitlijning bij $R_L = 11\,\Omega$ en $U_{in} = 11\,\text{V}$ (alle waarde worden weergegeven als root-mean-square (RMS)-waarden)	112
-----	---	-----

Acroniemen

A4WP Alliance for Wireless Power. 12

AC wisselstroom. 9, 17, 20, 21, 33, 35

CC constant current. 28, 38

CP constant power. 38

CPT capacitive power transfer. xi, 9, 11

CV constant voltage. 28, 38

DC direct current. xi, 20, 21, 22, 23, 33, 35, 36, 43, 46, 48, 49, 65, 68, 69, 70, 74, 79, 82, 90

DEO draadloze energie overdracht. 3, 4, 7, 8, 9, 89, 96

EDLC electrostatic double-layer capacitors. 37

EM elektromagnetische. 7, 8, 10, 17

EMI elektromagnetische interferentie. 23

emk elektromotorische kracht. 14

ESR equivalent series resistance. 37, 38, 39, 75

EV elektrische voertuigen. 28

FFT fast Fourier transform. xiii, 80, 87, 88, 90

IC integrated circuit. 51, 87

IPT inductive power transfer. xi, xii, xiii, xiv, 4, 5, 6, 10, 11, 12, 13, 16, 20, 21, 24, 26, 31, 51, 52, 53, 56, 63, 65, 67, 68, 69, 70, 79, 80, 82, 86, 88, 89, 90, 102, 103

ITU International Telecommunication Union. 12

MIT Massachusetts Institute of Technology. 8

MOSFET metal-oxide semiconductor field effect transistor. 35, 47, 48, 49, 50, 51, 61, 62, 72, 74, 83

MPT Maximum Power Transmission. 25

mpt Micro Power Transmission. 8

MRC magnetisch resonante koppeling. xi, 5, 8, 10, 11, 12, 14, 25, 26, 44, 45, 46, 63

OLEV on-line electric vehicle. 12, 51

P parallel. 28, 29

PCB printed circuit board. 43, 44

PMA power matters alliance. 12

PP parallel-parallel. xi, 28, 29, 30

PS parallel-serie. xi, 28, 29, 30

RMS root-mean-square. xv, 34, 59, 65, 82, 112

S serie. 28

SP serie-parallel. xi, 28, 29, 30

SS serie-serie. xi, 15, 19, 20, 28, 29, 30, 57

WPT wireless power transfer. iii, 7, 8, 10, 11, 12, 19, 20, 21, 22, 23, 25, 32, 33, 35, 36, 51

ZCS zero current switching. 29

ZPA zero phase angle. x, xiv, 19, 20, 57, 58, 65, 66, 110, 111

ZVS zero voltage switching. xii, 21, 23, 25, 29, 46, 47, 50, 56, 66, 89, 111

μC microcontroller. 83, 85, 87, 88

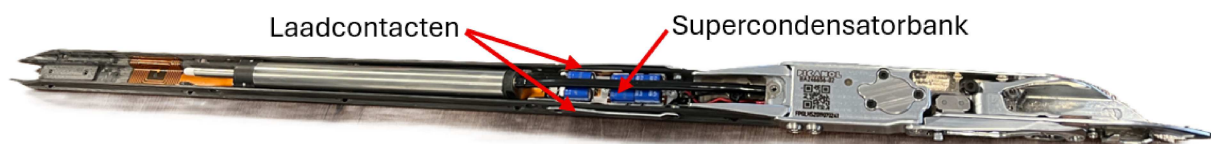
Hoofdstuk 1

Introductie

1.1 Situering en probleemstelling

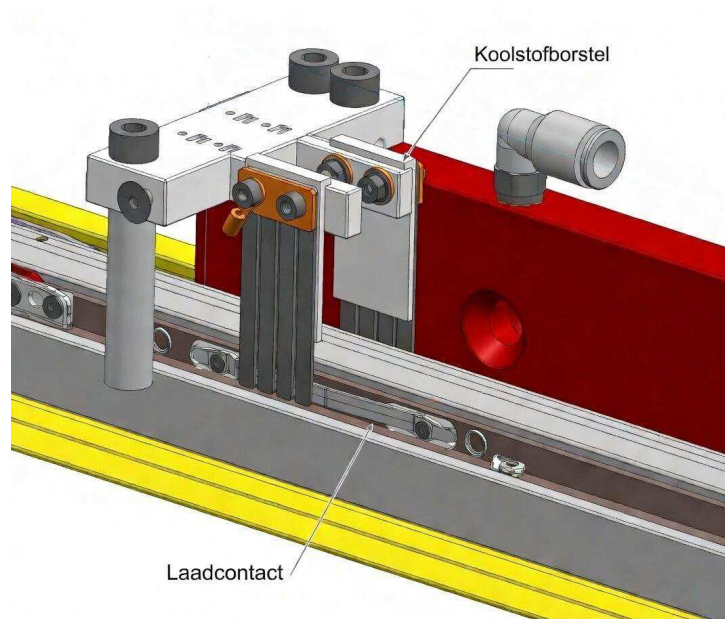
De dag van vandaag communiceren steeds meer industriële systemen via draadloze communicatiemiddelen. Hierdoor groeit ook de behoefte om deze systemen draadloos van energie te voorzien. Dit past binnen de slagzin van *'cutting the last cord'*: het volledig elimineren van fysieke bekabeling. Dit wordt gerealiseerd met behulp van draadloze energie overdracht (DEO)-systemen. Hoewel deze DEO-systemen vaak als modern worden beschouwd, gaan hun fundamentele principes terug tot de 19^{de} eeuw, waar de basis werd gelegd voor energieoverdracht via elektromagnetische velden.

Binnen een industriële context blijft DEO echter vaak beperkt tot statische toepassingen. In dynamische systemen, zoals weefmachines, wordt vandaag de dag nog steeds gebruikgemaakt van slepende galvanische contacten, zoals koolstofborstels, om bewegende componenten van energie te voorzien. In samenwerking met *Picanol Group* richt deze thesis zich op een dergelijke toepassing, waarbij een versnellende pneumatische grijper met een geïntegreerde supercondensatorbank zoals weergegeven in Figuur 1.1 draadloos geladen dient te worden.



Figuur 1.1: Laadstation [1]

Momenteel wordt deze pneumatische grijper op een zeer korte tijd geladen via koolstofborstels. Dit koolstofborstellaadstation is te zien in Figuur 1.2. Deze aanpak brengt enkele belangrijke nadelen met zich mee, waaronder mechanische slijtage van de borstels, wat leidt tot frequente vervanging, ongewenste machinestilstand en vonkvorming, wat een aanzienlijk risico vormt in stofrijke en brandgevoelige textielomgeving.



Figuur 1.2: Voorstelling van het laadstation [1]

Het elimineren van deze nadelen vormt de voornaamste motivatie voor dit onderzoek. Door de overgang te maken naar een DEO-systeem kan mechanische slijtage en vonkvorming vermeden worden. Naast de industriële innovatie die deze toepassing biedt, is er ook een duidelijke academische meerwaarde. Uit een verkennende literatuurstudie blijkt dat onderzoek naar draadloze energieoverdracht in systemen met korte laadtijden, variabele koppelfactoren en relatief lage vermogens (≤ 100 W), schaars is. Bestaande onderzoeken die een gelijkaardig karakter hebben als deze thesis, richten zich voornamelijk op toepassingen met hogere vermogens, zoals elektrische (rail)voertuigen. Studies die gelijkaardige vermogensniveaus behandelen, missen vaak de combinatie van een railsysteem, hoge bewegingssnelheden met energietransfers in de orde van milliseconden en het gebruik van supercondensatoren als energieopslagsmedium. De combinatie van strikte tijdsbeperkingen, dynamische koppeling en het gebruik van supercondensatoren maakt van dit probleem een uniek gegeven binnen het domein van DEO.

1.2 Doelstellingen en onderzoeksvragen

De hoofddoelstelling van deze thesis is het onderzoeken of het mogelijk is om een dynamisch-inductive power transfer (IPT)-systeem te ontwerpen dat in staat is om een supercondensatorbank, die geïntegreerd is op een bewegende grijper, op te laden binnen de beschikbare 'korte' laadtijd. Waarna deze energie uit de supercondensatorbank op het juiste moment, dankzij triggering over een pneumatische actuator, ontladen wordt. De praktische uitvoerbaarheid en werking zijn aangetoond via een *proof-of-concept*.

De concrete doelstellingen van deze thesis kunnen vertaald worden naar volgende (sub-)onderzoeksvragen:

1. Welke compensatie- en invertortopologie is het meest geschikt voor deze magnetisch resonante koppeling (MRC)-toepassing?
 - (a) Wat is het doel en de kenmerken van de meest voorkomende compensatietopologieën binnen MRC?
 - (b) Welke compensatietopologie biedt de beste robuustheid bij een variërende koppelfactor?
 - (c) Welke invertortopologieën worden ingezet in MRC-systemen en welke is het meest aangewezen voor deze toepassing?
2. Wat zijn de systeemvereisten voor een dynamisch MRC-systeem dat een geïntegreerde supercondensatorbank oplaadt op een bewegende grijper van een weefmachine?
3. Wat kunnen de simulatiemodellen in kaart brengen over het systeem?
 - (a) Wat leert het statisch model over stroompieken en koppelingstolerantie bij variërende koppelfactor?
 - (b) Wat leert het dynamisch model over het op- en ontladgedrag van het systeem?
4. Voldoet het ontworpen systeem aan de vooropgestelde vereisten?
 - (a) Wordt de vereiste actuatorspanning bereikt binnen de beschikbare laadtijd?
 - (b) Blijft de spanning over de supercondensatorbank binnen het vereiste bereik van 10 V–15 V tijdens op- en ontladen?
 - (c) Is de 125 kHz actuatortriggering compatibel met het IPT-systeem?
 - (d) Past het *proof-of-concept* binnen de opgelegde vormfactor?

1.3 Structuur van de thesis

Onderzoeksvraag 1 wordt behandeld in Hoofdstuk 2, dat een theoretisch overzicht biedt van de relevante concepten binnen IPT zoals: theorieën, compensatienetwerken, invertorstructuren, gelijkrichters en de nodige informatie over supercondensatoren. Op basis van deze literatuurstudie worden in Hoofdstuk 4 de ontwerpkeuzes gemaakt en gemotiveerd.

Onderzoeksvraag 2 wordt beantwoord in Hoofdstuk 3, waar de huidige opstelling geanalyseerd wordt en de concrete systeemvereisten geformuleerd worden. Deze vereisten leggen belangrijke eisen voor de verdere ontwerpkeuzes in Hoofdstuk 4 vast.

Onderzoeksvragen 3a en 3b worden beantwoord in Hoofdstuk 5, waar LTspice modellen opgesteld worden. Eerst wordt een statisch model opgesteld om stroompieken ten opzichte van een wisselende koppelfactor k te analyseren. Vervolgens wordt een dynamisch model uitgewerkt dat het volledige op- en ontladgedrag van het systeem modelleert.

Onderzoeksvraag 4 wordt beantwoord in Hoofdstuk 6, waar de werking van de *proof-of-concept* praktisch geverifieerd wordt aan de hand van statische en dynamische emulatie metingen. Hierbij wordt nagegaan of de vereiste actuatorspanning bereikt wordt binnen de beschikbare laadtijd bij alle relevante machinesnelheden, of de spanning over de supercondensatorbank binnen het vereiste bereik van 10 V–15 V blijft tijdens op- en ontladen, en of de 125 kHz actuatortriggering compatibel

is met het IPT-systeem. De vormfactor is gedeeltelijk geverifieerd. Maar de definitieve mechanische integratie op de weefmachine valt buiten de scope van deze thesis.

Tenslotte zijn in Hoofdstuk 7 de bevindingen samengevat. Vanuit deze conclusies worden mogelijke toekomstperspectieven besproken.

Hoofdstuk 2

State of art bij inductieve vermogensoverdracht

Dit hoofdstuk biedt een verdieping in de theoretische en technologische achtergrond van wireless power transfer (WPT). Paragraaf 2.1 geeft eerst een historisch overzicht van WPT en vergelijkt de verschillende overdrachtstechnologieën, waarna de relevante standaarden worden toegelicht. Vervolgens werkt Paragraaf 2.2 de theoretische achtergrond bij inductieve koppeling uit, met aandacht voor mutuele inductantie, verliesmodellen en het bifurcatiefenomeen. Daarna bespreekt Paragraaf 2.3.1 de invertortopologieën aan de transmitterzijde, terwijl Paragraaf 2.3.2 de verschillende compensatienetwerken vergelijkt. Tenslotte behandelt Paragraaf 2.5 supercondensatoren als energieopslagcomponent aan de ontvangstzijde. Deze concepten vormen samen de basis voor de ontwerpkeuzes die worden uitgewerkt in Hoofdstuk 4.

2.1 Inleiding tot draadloze energie overdracht

In deze paragraaf wordt er dieper ingegaan in de technologie omtrent WPT. Het heeft als doel: de achterliggende theorieën en concepten bij WPT duidelijk te maken.

2.1.1 Van het ontstaan tot heden: WPT

WPT is geen recente ontwikkeling, de fundamenteen ervan werden reeds gelegd in de 19de eeuw. In 1868 combineerde Maxwell de wetten van Ampère en Faraday, waarmee de theorie van elektromagnetisme werd geformuleerd. Deze wetten staan de dag van vandaag bekend als de vergelijkingen van Maxwell. Enkele jaren later, in 1884, werden de wiskundige formulering van energiestromen in elektromagnetische (EM) velden geïntroduceerd door Poynting, waarmee het theoretische concept van draadloze energie overdracht werd vastgelegd [2].

Van 1885 tot 1889 onderzocht H. Hertz de theoretische voorspellingen van Maxwell en leverde experimenteel bewijs hiervoor door EM radiogolven te genereren en te detecteren. De fundamentele mogelijkheid van energieoverdracht door middel van EM golven werd gedemonstreerd met behulp van spoelen [3]. Kort daarachter patenteerde Hutin en Le Blanc (1894) een eerste WPT-systeem dat toepassingen had binnen het gebied van de railtransport. Aan de hand van een primaire draad waar een frequentie van 3kHz op aangebracht werd. Deze stroom zorgde voor een EM-veld dat opgevangen werd door meerdere resonante ontvangerspoelen. Deze opstelling wordt gezien als de eerste praktische toepassing van WPT [4].

Van 1891 tot 1904 deed Nikola Tesla baanbrekende experimenten met inductieve koppeling en demonstreerde draadloze verlichting en energieoverdracht via zijn tesla-coils. Via zijn ‘*Tesla tower*’ liet hij onder andere lampen draadloos branden over circa 30m. Tot op de dag van vandaag wordt deze opstelling gezien als de basis van de resonante WPT-technologie [5].

In de 20e eeuw bracht Brown het concept van Micro Power Transmission (mpt) op gang, hij ontwikkelde de rectenna. Op deze manier konden microgolven efficiënt worden omgezet naar gelijkstroom. In 1975 demonstreerde hij hiermee een overdracht van 475 W bij een efficiëntie van 54 % [6].

Begin 21e eeuw verschoven de toepassingen ook naar consumenten- en industriële markten. Onderzoekers aan het MIT toonden aan dat een overdracht van 60W over 2m mogelijk was via magnetisch resonante koppeling (MRC) [7]. Verdere implementaties hiervan werden door Miller et al. en KAIST aangetoond. Zij maakten het mogelijk om dynamisch aan WPT te doen met efficiënties tot 29% [8].

Vandaag de dag wordt er wereldwijd intensief onderzoek verricht rond WPT, waarbij de nieuwste technieken en toepassingen jaarlijks worden gepresenteerd op de *Wireless Power Transfer Conference* (WPTCE), wat werelds grootste internationale WPT-conferentie is [9].

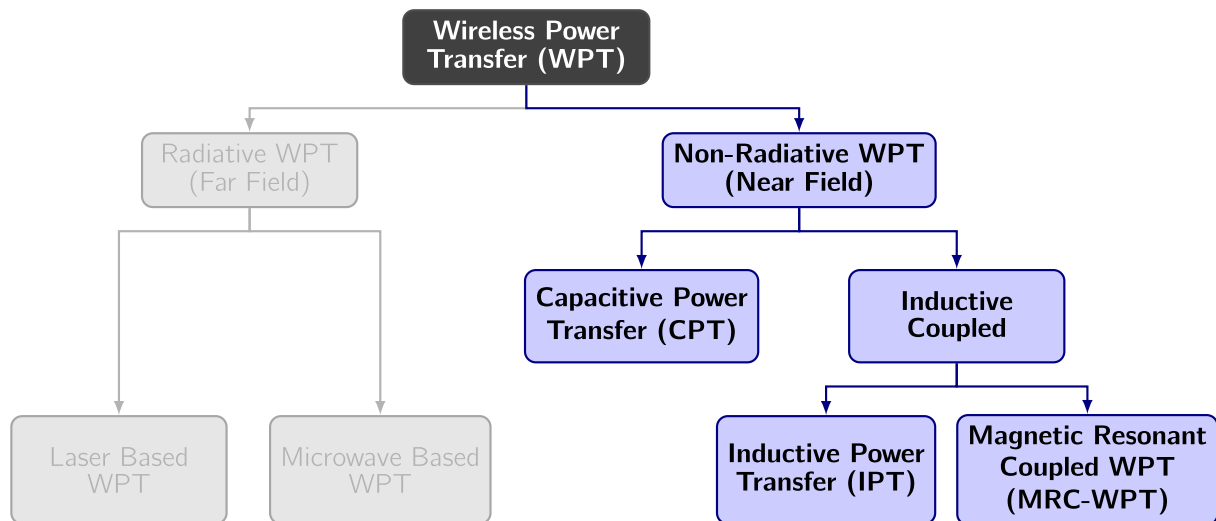
2.1.2 WPT technologieën

Binnen de draadloze energie overdracht bestaan verschillende overdrachtstechnologieën, die op talloze manieren geclassificeerd kunnen worden. In het algemeen wordt WPT onderverdeeld in *near-field* en *far-field* technieken, in de literatuur wordt dit ook wel aangeduid als *non-radiative* en *radiative* overdracht. De grens tussen beide regimes wordt bepaald door de Fraunhofer-afstand d_F :

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

waarbij D de grootste afmeting van de transmitter is en λ de golflengte van het EM veld. Wanneer de afstand tussen zender en ontvanger kleiner is dan d_F , spreekt men van *near-field* of *non-radiative* overdracht; is de afstand groter, dan treedt *far-field* of *radiative* overdracht op waarbij energie als EM straling via antennes wordt uitgewisseld [10, 11].

De bovenstaande onderverdeling komt in essentie neer op een onderscheid tussen niet-stralende EM-overdracht (*near-field*) en in stralende EM-overdracht (*far-field*). Deze categorieën kunnen verder worden opgesplitst in meer specifieke subgroepen, zoals weergegeven in Figuur 2.1. Aangezien *far-field* technieken voornamelijk toegepast worden in telecommunicatie zijn deze technieken niet relevant voor deze thesis en worden ze hier niet verder toegelicht.

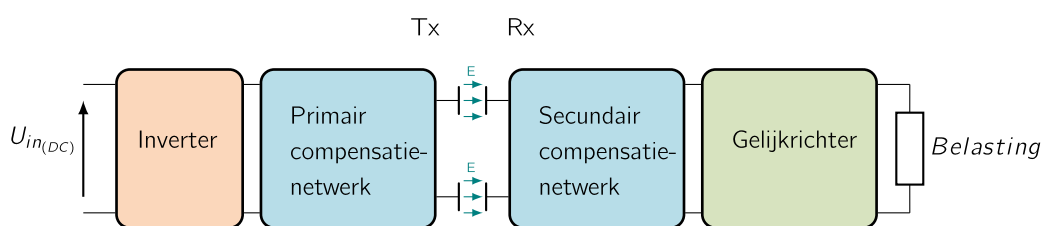


Figuur 2.1: Opdeling van WPT [12]

Als we nader ingaan op de *near-field* technieken zoals te zien is in Figuur 2.1. Kan men ze verder opsplitsen in elektrische (capacitief) en magnetische koppeling (inductief).

2.1.3 Capacitieve vermogensoverdracht

Capacitive power transfer (CPT) of elektrostatische inductie is een methode om energie draadloos over te brengen tussen twee platen (elektroden). Waarbij deze elektroden een condensator vormen zoals te zien is in Figuur 2.2. Als men deze platen dicht tegen elkaar opstelt en er een hoogfrequente AC-stroom aanlegt, ontstaat er een elektrisch veld E . Als gevolg van het ladingsverschil ontstaat er aan de secundaire plaat een verplaatsingsstroom. Bij deze manier van draadloze energie overdracht is de energiedrager het elektrische veld [12].

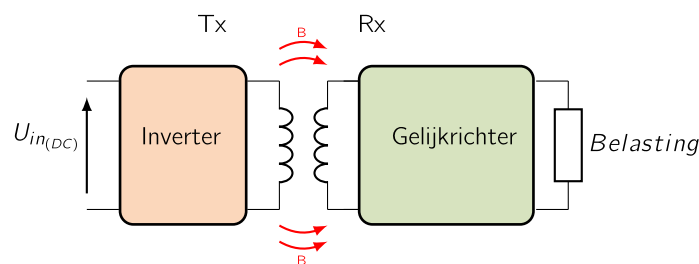


Figuur 2.2: Algemeen blokschema van een CPT opstelling

2.1.4 Inductieve vermogensoverdracht

Inductive power transfer

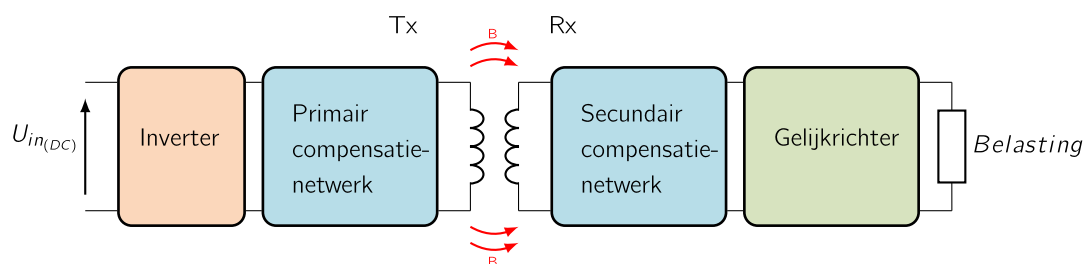
Inductive power transfer (IPT), ook wel elektromagnetische inductie genoemd, is een methode om energie draadloos over te dragen tussen twee spoelen via een wisselend magnetisch veld B , gebaseerd op de wetten van Ampère en Faraday. Een wisselstroom door de primaire spoel genereert een tijdsvariërend magnetisch veld waarvan de flux gekoppeld wordt naar de secundaire spoel, waar vervolgens een spanning wordt geïnduceerd zoals weergegeven in Figuur 2.3. Bij klassieke IPT is de koppeling tussen de spoelen doorgaans sterk, met een koppelfactor $k > 0,3$, wat typisch het geval is bij kleine spoelafstanden. Het compensatienetwerk dat hierbij gebruikt wordt, is niet noodzakelijk exact afgestemd op de werksfrequentie [12].



Figuur 2.3: Algemeen blokschema van een IPT opstelling

Magnetisch resonante koppeling

Bij MRC daarentegen worden spoelen gebruikt met een zwakke onderlinge koppeling, typisch $k < 0,1$, wat grotere afstanden of uitlijningstoleranties mogelijk maakt. Om toch een efficiënte energieoverdracht te realiseren, worden zowel de primaire als de secundaire spoel voorzien van een compensatienetwerk dat beide spoelen exact afstemt op dezelfde resonantiefrequentie $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. Op deze frequentie compenseren de condensatoren de lekreactantie van de spoelen, waardoor de totale impedantie puur reëel wordt en de beschikbare bronspanning volledig bijdraagt aan het opbouwen van stroom en magnetisch veld. Hierdoor wordt het reactief vermogen gereduceerd en het rendement verhoogd, zelfs bij een zwakke koppeling k . Omwille van deze voordelen wordt resonante inductieve koppeling vaak toegepast in moderne WPT-systemen, waaronder toepassingen met intermitterend dynamische energieoverdracht zoals in deze thesis [12].



Figuur 2.4: Algemeen blokschema van een MRC opstelling

2.1.5 Vergelijking van near-field technieken

Zoals zojuist besproken wordt *near-field* draadloze energieoverdracht opgesplitst in CPT, IPT en MRC. Hoewel MRC in literatuur [13, 14] vaak als subklasse van IPT wordt beschouwd, wordt ze in Tabel 2.1 als afzonderlijke techniek behandeld omwille van de relevante prestatieverschillen bij zwakke koppeling.

Tabel 2.1 Kwalitatieve vergelijking tussen CPT, IPT en MRC op basis van de huidige stand van zaken [13, 14]

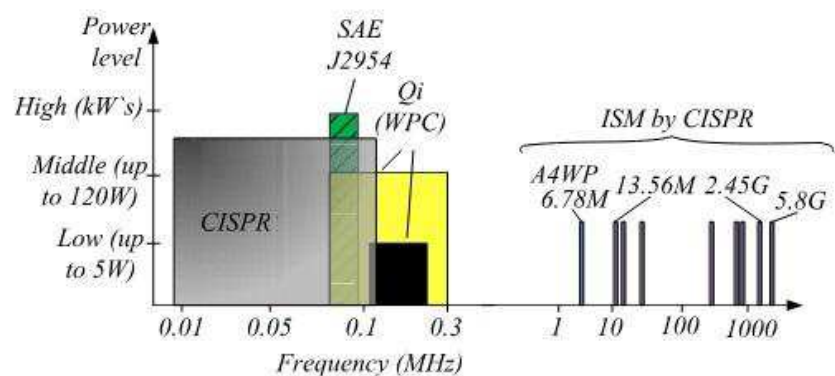
Eigenschap	CPT	IPT	MRC
Overdrachtsafstand	-	+	++
Efficiëntie	+	++	++
Gevoeligheid voor uitlijning	+	-	+
Eenvoud van implementatie	+	++	-
Vermogenscapaciteit	+	++	+
Werkingsfrequentie (hoog)	-	+	+
Geschiktheid voor dynamische overdracht	-	+	++

Uit bovenstaande vergelijking blijkt dat CPT, ondanks recente vooruitgang naar efficiënties boven 90 % en vermogens tot meer dan 44 kW [14], door de vereiste hoge werkingsfrequenties en grotere gevoeligheid voor uitlijningsvariëaties minder geschikt blijft voor dynamische toepassingen. IPT biedt een meer robuuste oplossing maar blijft gevoelig voor variëaties in de koppelingsfactor k bij wisselende uitlijning en overdrachtsafstand [14].

MRC zorgt voor hoge efficiëntie bij uitlijningsvariëaties, wat deze techniek geschikt maakt voor toepassingen met bewegende systemen en een variërende koppelingsfactor zoals in deze thesis het geval is. De verhoogde systeemcomplexiteit vormt hierbij een aanvaardbare *trade-off*.

2.1.6 WPT-standaarden voor toepassingen binnen Europa

Binnen WPT bestaan er verschillende internationale standaarden die onder andere het toegestane vermogen, de werkfrequentie en toepassingsdomeinen definiëren. Deze standaarden verschillen per regio en per toepassing, zoals laadoplossingen voor elektrische voertuigen of compacte elektronische apparaten. In deze sectie worden de meest relevante standaarden besproken die betrekking hebben op IPT en MRC. Een overzicht van de verschillende standaarden en hun bijhorende frequentie(banden) en vermogens wordt weergegeven in Figuur 2.5.



Figuur 2.5: Frequentiestandaarden en vermogenlevels [15]

SAE J2954 (Elektrische Voertuigen)

De SAE J2954-standaard definieert draadloze laadsystemen voor elektrische voertuigen. Het frequentiebereik voor (lichte) EV-voertuigen ligt tussen 81 kHz–90 kHz, met een nominale werkfrequentie van 85 kHz [16, 17]. Deze standaard is afgestemd op internationale regelgeving, waaronder de richtlijnen van de International Telecommunication Union radio ITU-R [18]. Daarnaast wordt deze frequentieband toegepast in dynamische WPT-systemen, zoals on-line electric vehicle (OLEV), waarbij energieoverdracht plaatsvindt tijdens beweging.

Qi-standaard (Draagbare/Mobiele Apparaten)

Deze standaard voor draagbare en mobiele apparaten van het Wireless Power Consortium [19] is gebaseerd op IPT waarbij de spoelen sterk gekoppeld zijn, wat betekent dat er weinig vrijheid is in de plaatsing van de op te laden apparaten [20]. De nieuwste versie van de Qi-standaard is Qi v2.2.1 (merknaam: Qi2 25 W), uitgebracht in juli 2025 [21]. Deze standaard ondersteunt draadloos laden tot 25 W, een aanzienlijke verbetering ten opzichte van de eerdere Qi2 v2.0 (15 W). In toekomstige uitbreidingen willen ze de vermogensspecificatie optrekken tot 60 W zodat bijvoorbeeld het opladen van laptops mogelijk zal worden [20].

Resonante WPT-standaarden

Naast klassieke inductieve systemen bestaan er standaarden gebaseerd op resonante koppeling. Een belangrijk voorbeeld hiervan is de *AirFuel Resonant*-standaard die ontwikkeld werd door de AirFuel Alliance. Deze standaard komt voort uit een samenwerking tussen twee standaardgroepen: power matters alliance (PMA) en Alliance for Wireless Power (A4WP) [22]. Deze groepen hadden het gemeenschappelijk doel om een alternatief te bieden voor de Qi-standaard. Deze standaard maakt gebruik van MRC en opereert typisch in de ISM-band (typ. 6.78 MHz). Dankzij deze resonante werking maakt grotere spoelafstanden, vrijere positionering en gelijktijdig laden van meerdere apparaten mogelijk. [23, 24].

2.2 Theoretische achtergrond bij inductieve koppeling

De werking van inductive power transfer berust volledig op magnetische koppeling tussen spoelen. In deze sectie worden de magnetische grondbeginselen besproken die energieoverdracht mogelijk maken. De behandelde theorie zal de grondslag vormen voor de simulatiemodellen en ontwerpkeuzes die verder in deze thesis aan bod komen.

2.2.1 Resonant-inductieve koppeling

Wanneer men inductive power transfer toepast, kan men niet rondom het feit dat deze vorm van energieoverdracht volledig berust op magnetisme, en meer bepaald de magnetische koppeling die gevormd wordt tussen de transmitter- en receiverspoel. Om de basiswerking van magnetisme duidelijk te maken, is er gebruik gemaakt van het boek 'inductive powering' [25]. In deze sectie wordt er ingegaan op de belangrijke magnetische effecten die de basis van IPT mogelijk maken.

Mutuele inductantie

Wanneer twee spoelen in elkaars nabijheid geplaatst zijn, induceert een veranderende stroom in L_1 een flux Φ_B door L_2 . Deze flux verandert wederom door de stroom doorheen L_1 te veranderen. Deze verandering induceert een elektromagnetische veld in de L_2 ten gevolge van de wet van Faraday. De bekomen spanning wordt beschreven als:

$$v_2(t) = n_2 \cdot \frac{d\Phi_B(t)}{dt} \quad (2.2)$$

In Vergelijking (2.2) stelt n_2 het aantal windingen van spoel L_2 voor. Onder de aanname van een lineair magnetisch medium, zoals lucht, kan de magnetische flux Φ_B als recht evenredig met de stroom i_1 beschouwd worden cfr. Biot-Savart. Dit geldt als het opgewekte magnetische veld lineair afhankelijk is van de stroom, dat de permeabiliteit constant blijft en er geen saturatie optreedt.

Op basis hiervan kan de relatie worden uitgedrukt met evenredigheidsconstante M_{12} , zoals weergegeven in:

$$v_2(t) \propto n_2 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \iff v_2(t) = M_{12} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.3)$$

De stroom i_2 die door de tweede spoel vloeit veroorzaakt op analoge wijze een spanning v_1 in de eerste spoel L_1 :

$$v_1(t) = M_{21} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.4)$$

In Vergelijking (2.3) en Vergelijking (2.4) wordt gebruik gemaakt van M_{12} en M_{21} waarbij het aangetoond kan worden dat $M_{12} = M_{21} = M$, deze evenredigheidsconstante wordt ook wel de *mutuele inductantie* genoemd. Deze inductantie is lineair proportioneel ten opzicht van het product $n_1 \cdot n_2$ en is verder afhankelijk van onder andere de geometrie van de spoelen, hun onderlinge positie en de omliggende materialen die de verdeling van het magnetische veld beïnvloeden [25].

Zelfinductie

Het genereren van een spanning door een wisselend magnetisch veld treedt niet enkel op wanneer twee spoelen in elkaars omgeving worden geplaatst. Ook in één enkele spoel ontstaat een geïnduceerde elektromotorische kracht (emk) wanneer de stroom door deze spoel verandert. Deze emk is zodanig gepolariseerd dat ze de verandering van de stroom tegenwerkt volgens de wet van Lenz, zie Vergelijking (2.5), en dus hierdoor de externe bron die de stroomverandering veroorzaakt probeert te compenseren.

$$v_1(t) = -L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.5)$$

Wanneer twee spoelen in elkaars nabijheid worden geplaatst, ontstaat er een magnetische koppeling tussen beide spoelen, aangeduid als mutuele inductie. Wanneer zowel zelfinductie als mutuele inductie in rekening worden gebracht, kunnen de spanningen in de transmitter- en receiverspoel beschreven worden door Vergelijking (2.6) en Vergelijking (2.7).

$$v_1(t) = L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + M \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.6)$$

$$v_2(t) = M \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.7)$$

Koppelfactor

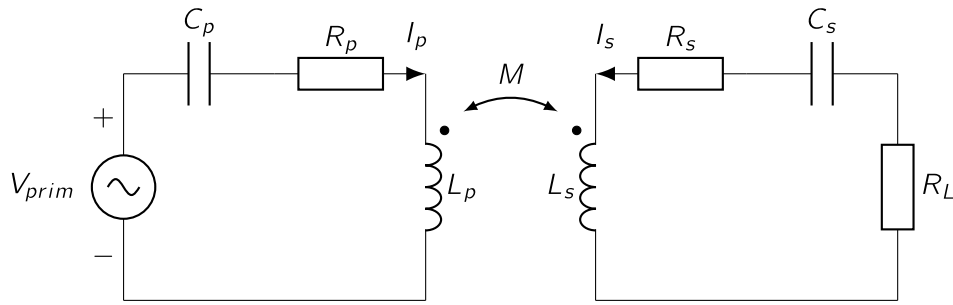
De koppelingscoëfficiënt of koppelfactor k , is een maat voor de sterkte van de magnetische koppeling tussen twee spoelen. Deze factor geeft aan welk deel van de magnetische flux, opgewekt door de ene spoel, gekoppeld wordt naar de andere spoel, en vice versa.

De waarde van k bepaalt in welke mate energie efficiënt kan worden overgedragen tussen de spoelen. Een hogere koppelfactor duidt op een sterkere koppeling, wat resulteert in een efficiëntere energieoverdracht en lagere verliezen. De koppelfactor is dimensieloos en ligt steeds tussen nul en één. Hierdoor vormt ze een directe en schaalonafhankelijke maat om de kwaliteit van de magnetische koppeling te karakteriseren.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.8)$$

Link efficiëntie

Bij MRC werken de spoelen in resonantie, wat betekent dat het reactieve deel van de spoel gecompenseerd wordt door een condensator met gelijke maar tegengestelde reactantie. Op resonantiefrequentie $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ heffen L en C elkaar op, waardoor de totale kringimpedantie puur reëel wordt. Om de kwaliteit van de magnetische koppeling tussen beide spoelen vast te leggen, wordt de link-efficiëntie η_{link} geïntroduceerd. η_{link} geeft een algemeen beeld van hoeveel energie er van de transmitter naar de receiver kan overgebracht worden [25]. De link-efficiëntie houdt enkel



Figuur 2.6: Link efficiëntie bij serie-serie (SS) compensatie

rekening met de overdracht tussen transmitter- en receiverspoel, en laat alle extra verliezen in de omliggende schakeling buiten beschouwing.

Hierbij is:

- L_{prim} en L_{sec} : respectievelijk de primaire en secundaire zelfinductantie.
- R_p en R_s : modelleren de parasitaire verliezen in de spoelen.
- C_p en C_s : vormen het serie-/parallelcompensatienetwerk aan de primaire en secundaire zijde.
- M : de mutuele inductantie tussen primaire en secundaire spoel.
- Z_L : de belasting aan de secundaire zijde.
- V_{prim} : de aangelegde wisselspanning op de primaire spoel.
- I_p en I_s : amplitude van de stromen door de primaire en secundaire spoel.

Vanuit Figuur 2.6 kunnen de kringvergelijkingen van de primaire en de secundaire zijde worden afgeleid met behulp van de spanningswet van Kirchhoff. Hierbij wordt aangenomen dat het systeem in resonantie werkt, dat wil zeggen dat:

$$\omega_{prim}^2 = \omega_{sec}^2 = \frac{1}{L_p \cdot C_p} = \frac{1}{L_s \cdot C_s} \quad (2.9)$$

Onder deze resonantieconditie heffen C en L elkaar op. Dit geldt voor zowel de primaire als secundaire zijde. Hierdoor worden de spanningen over de primaire en secundaire kring als volgt uitgedrukt:

$$V_{prim} = I_p \cdot R_p - j\omega M I_s \quad (2.10)$$

$$0 = I_s \cdot (R_s + R_L) - j\omega M I_p \quad (2.11)$$

Waaruit volgt dat:

$$I_s = \frac{j\omega M I_p}{R_s + R_L} \quad (2.12)$$

De link-efficiëntie wordt bepaald door:

$$\eta_{link} = \frac{P_{sec}}{P_{prim}} \quad (2.13)$$

Hierbij is P_{prim} en P_{sec} : respectievelijk het secundair en primair actief vermogen. Het secundaire vermogen P_{sec} wordt gemiddeld over een periode gegeven door:

$$P_{sec} = \frac{1}{2} \cdot |I_s|^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} \cdot |I_p|^2 \cdot \frac{\omega^2 M^2 \cdot R_L}{(R_s + R_L)^2} \quad (2.14)$$

waarbij de factor 1/2 het gemiddelde vermogen over een cyclus weergeeft. Op dezelfde manier geldt voor het primaire vermogen en is P_{prim} :

$$\begin{aligned} P_{prim} &= \frac{1}{2} \cdot |I_s|^2 \cdot R_p + \frac{1}{2} \cdot |I_s|^2 \cdot (R_s + R_L) \\ &= \frac{1}{2} \cdot |I_p|^2 \cdot \left(R_p + \frac{\omega^2 M^2 \cdot R_L}{R_s + R_L} \right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Door Vergelijking (2.14) en Vergelijking (2.15) te substitueren in Vergelijking (2.13) volgt:

$$\begin{aligned} \eta_{link} &= \frac{\omega^2 M^2 \cdot R_L}{R_p \cdot (R_p + R_L)^2 + \omega^2 M^2 \cdot (R_s + R_L)} \\ &= \frac{\omega^2 M^2 \cdot R_L}{(R_s + R_L) \cdot (R_p \cdot (R_s + R_L) + \omega^2 M^2)} \end{aligned} \quad (2.16)$$

De bekomen uitdrukking voor η_{link} is afgeleid onder de aanname van resonantie, waarbij de reactieve componenten elkaar opheffen en enkel de parasitaire spoelweerstand R_p en R_s overblijven in de kringvergelijkingen. De definitie $\eta_{link} = P_{sec}/P_{prim}$ blijft echter algemeen geldig, ongeacht de wijze waarop de resonantie wordt gerealiseerd. In Paragraaf 2.3.2 wordt nader ingegaan op de verschillende manieren waarop dit in de praktijk wordt toegepast.

Besluiten bij de theoretische achtergrond bij inductieve koppeling

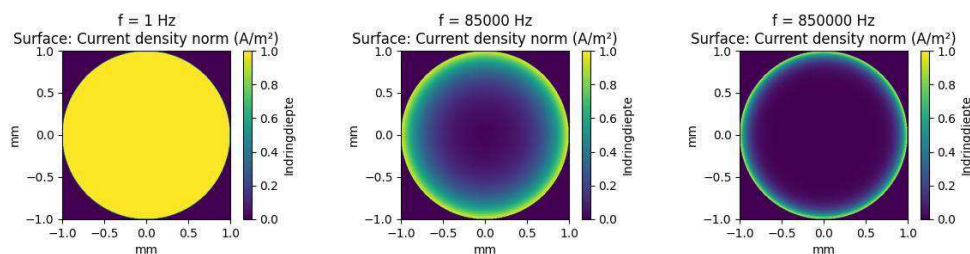
De besproken magnetische grootheden, waaronder mutuele inductantie M , zelfinductantie L , koppelfactor k en link-efficiëntie η_{link} , vormen de theoretische basis voor de analyse van een IPT-systeem. De spanningsvergelijkingen in Vergelijkingen (2.6) en (2.7) beschrijven het gedrag tussen transmitter en receiver in het tijdsdomein, terwijl de koppelfactor en link-efficiëntie toelaten de kwaliteit van de magnetische koppeling op een topologie-onafhankelijke manier uit te drukken. Samen vormen deze concepten het fundament voor de simulatiemodellen en ontwerpkeuzes die in de verdere hoofdstukken van deze thesis worden uitgewerkt.

2.2.2 Hoogfrequente verliesmechanismen in geleiders

Bij het ontwerpen van elektronische schakelingen treden er altijd ongewenste verschijnselen op die de werking en prestatie van de schakeling beïnvloeden. Deze verschijnselen noemt men parasitaire effecten en worden in vele gevallen merkbaar bij hogere frequenties doordat er EM effecten optreden. Verschijnselen zoals het *skin-effect* en *proximity-effect* spelen een belangrijke rol binnen het rendement en het thermisch gedrag van de schakeling, meer bepaald van de spoelen, transformatoren en geleiders. Om een correcte werking van een hoogfrequente schakeling te waarborgen, moet bij het ontwerp rekening worden gehouden met deze effecten.

Skin effect

Bij AC treedt er in geleiders een fenomeen op waarbij de stroomdichtheid niet meer uniform verdeeld is over de doorsnede van de geleider. De stroomdichtheid concentreert zich meer aan de buitenoppervlakte van de geleider. Dit verschijnsel staat bekend als het skin-effect. Dit effect wordt veroorzaakt door EM-inductie die optreedt binnen de geleider zelf. De wisselstroom genereert een wisselend magnetisch veld, dat op zijn beurt wervelstromen induceert. Deze wervelstromen zijn in het centrum van de geleider tegengesteld aan de hoofdstroom, waardoor de hoofdstroom verzwakt en een weerstand vormen voor deze hoofdstroom. Terwijl de wervelstromen aan de rand de hoofdstroom versterken, neemt de effectieve geleidende doorsnede af naarmate de frequentie toeneemt. Wat leidt tot een verhoging van de effectieve weerstand op AC ten opzicht van de gelijkstroomweerstand [26, 27].



Figuur 2.7: Indringdiepte voor 1 Hz, 85 kHz, 850 kHz bepaald via Python simulatie

In Figuur 2.7 is te zien dat voor DC (1 Hz) de stroomdichtheid zich uniform verdeelt over de volledige oppervlakte van de geleider. Wanneer de frequentie met een factor 85000 verhoogt dan is te zien dat de stroomdichtheid al in mindere mate door de kern vloeit en zich al meer naar de buitenkant (de schil) van de geleider begint te begeven. Als deze frequentie nog eens met een factor 10 verhoogt, is het skin-effect duidelijk zichtbaar. Om dit te beperken kan er gebruik gemaakt worden van litzdraad. Dit type draad bestaat uit meerdere geïsoleerde draden die in elkaar geweven zijn. Het voordeel ervan is dat de totale omtrek oppervlakte groter wordt omdat er gebruik wordt gemaakt van meerdere geïsoleerde parallelle draden. De parallelle draden zijn samengesteld uit strands waarvan de straal kleiner is dan de indringdiepte zodat de stroom wel in de volledige doorsnede kan vloeien [28]. De indringdiepte kan benaderd worden via Vergelijking (2.17).

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0\mu_r}} \quad (2.17)$$

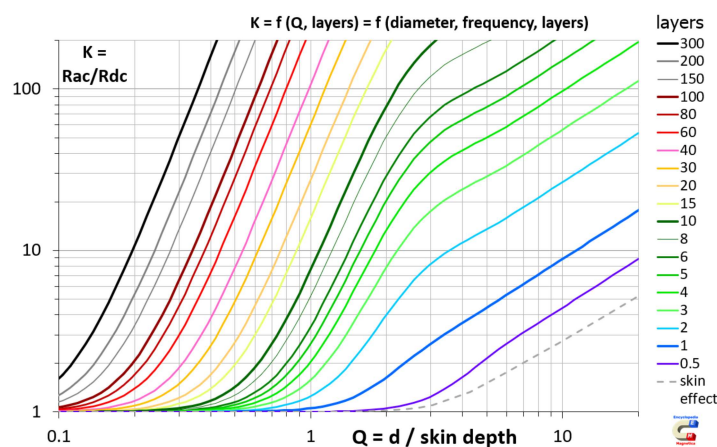
Hierbij is:

- δ : de indringsdiepte [m]
- ρ : de elektrische resistiviteit van de geleider ($\rho = 1/\sigma$) [$\Omega \text{ m}$]
- ω : de pulsatiefrequentie ($\omega = 2\pi f$) [rad s^{-1}]
- μ : de absolute permeabiliteit ($\mu = \mu_0\mu_r$) [H m^{-1}]

Proximity effect

Het *proximity-effect* veroorzaakt een niet-uniforme stroomverdeling binnen een geleider. Dit effect treedt voornamelijk op bij hogere frequenties en wordt veroorzaakt door de magnetische velden van naburige geleiders. Als gevolg hiervan concentreert de stroom zich in bepaalde zones van de geleider, wat leidt tot een verhoogde effectieve weerstand en bijkomende vermogensverliezen. In transformatoren en inductoren zijn deze verliezen vaak zelfs groter dan de skin effectverliezen. Een bepalende factor voor de dominantie van het *proximity-effect* is het aantal wikkellagen. Naarmate het aantal lagen toeneemt, versterken de onderlinge magnetische koppelingen, wat resulteert in grotere stroomvervormingen en dus hogere verliezen. In Figuur 2.8 wordt de invloed van het aantal wikkellagen geïllustreerd. De stippellijn geeft de skin-effectverliezen weer, terwijl de andere curves de bijkomende verliezen door het *proximity-effect* tonen voor de verschillende aantallen wikkellagen. Hieruit blijkt dat het aantal lagen een duidelijke invloed heeft op de totale verliezen, vaak uitgedrukt via de factor $K = R_{AC}/R_{DC}$.

Bij het gebruik van litzdraad kunnen de verliezen ten gevolge van het *proximity-effect* worden gereduceerd, zij het in mindere mate dan de reductie van skin effectverliezen. De specifieke weefstructuur van litzdraad zorgt ervoor dat de individuele geleiders regelmatig van positie wisselen binnen de bundel, waardoor de stroomverdeling homogener wordt. Het gebruik van litzdraad is echter effectiever in het beperken van het *skin-effect* dan van het *proximity-effect* [27].



Figuur 2.8: Afhangelijkheid van aantal lagen bij *proximity-effect* [29]

Implicaties voor het spoelontwerp

Bij het ontwerpen van een WPT-systeem op hogere frequenties, dient er rekening gehouden te worden met hoogfrequente verliesmechanismen in geleiders zoals *skin-effect* en *proximity-effect*. Ze zullen een doorslaggevende factor hebben op onder meer het thermisch gedrag (*proximity-effect* meerdere lagen op de transmitter- en receiverspoel). Door in het ontwerp gebruik te maken van litzdraad worden deze verliezen beperkt. Het aantal windingslagen wordt zoveel mogelijk beperkt om de factor K zo laag mogelijk te houden.

2.2.3 Resonantiegedrag

In WPT-systemen met magnetisch gekoppelde spoelen kan het resonantiegedrag sterk beïnvloed worden door de mate van de koppeling tussen de spoelen. Een belangrijk fenomeen dat hierbij kan optreden is frequentiesplitting meer bekend onder de term bifurcatie. Bifurcatie treedt op wanneer het systeem, door een sterke koppeling k , opsplitst in meerdere resonantiefrequenties waarbij efficiënte vermogensoverdracht mogelijk is, in plaats van één welbepaalde werkingsfrequentie. Deze resonantiefrequenties komen overeen met de zogenaamde zero phase angle-punten, waarbij de ingangsimpedantie van het systeem zuiver reëel is en de faseverschuiving tussen spanning en stroom nul bedraagt.

In het geval van zwakke koppeling ($k < k_{\text{crit}}$) vertoont een serie-serie (SS)-gecompenseerde systeem¹ één enkel ZPA-punt bij de nominale resonantiefrequentie ω_0 . Naarmate de koppeling toeneemt en k_{crit} overschreden wordt, splitsen er twee bijkomende ZPA-frequenties ω_1 en ω_2 af rond ω_0 , zoals geïllustreerd in Figuur 2.9. Het middelste punt ω_0 blijft hierbij bestaan maar correspondeert met een lokaal minimum in de vermogensoverdracht, terwijl de maxima zich verplaatsen naar ω_1 en ω_2 [30]. De frequentie waarbij maximale vermogensoverdracht plaatsvindt, valt bijgevolg niet langer samen met de nominale resonantiefrequentie ω_0 . Hierdoor kan het systeem minder efficiënt functioneren indien er geen frequentieaanpassing of regeling wordt voorzien [31].

De waarde van de kritische koppelfactor k_{crit} is afhankelijk van verschillende parameters, waaronder de spoelen, de belasting en de gekozen compensatietopologie, waarbij sommige compensatietopologieën hier meer resistent tegen zijn dan andere. Om de ZPA-frequenties te bepalen, wordt als voorwaarde gesteld dat het imaginaire deel van de ingangsimpedantie gelijk is aan nul [30, 32]:

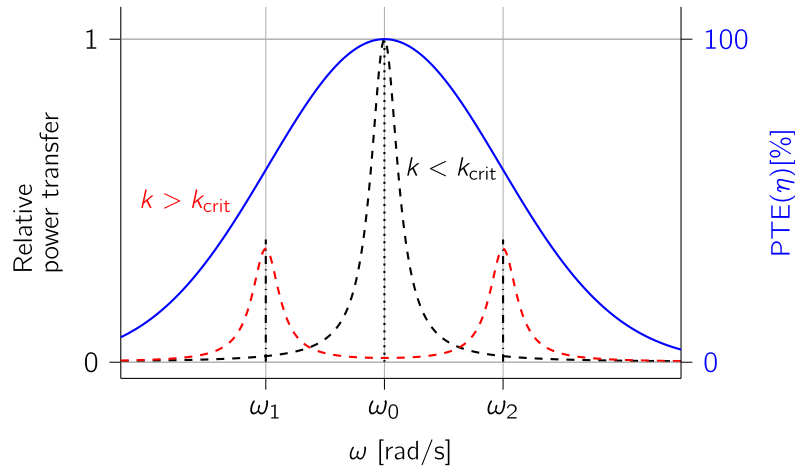
$$\Im(Z_{\text{in}}(\omega, k)) = 0. \quad (2.18)$$

Na uitwerking van $\Im(Z_{\text{in}}(\omega, k)) = 0$ ontstaat een bi-kwadratische vergelijking in ω met k als parameter [30]. Deze vergelijking bezit voor $k < k_{\text{crit}}$ één reële oplossing en voor $k > k_{\text{crit}}$ drie reële oplossingen: de twee splitsingfrequenties ω_1 en ω_2 , en het middelste punt ω_0 . De kritische koppelfactor k_{crit} stemt overeen met de grenswaarde waarbij deze polynoomvergelijking een dubbele wortel bezit. Volgens de aanpak van Niu *et al.* [30] wordt k_{crit} bepaald door de discriminant van deze polynoom gelijk te stellen aan nul:

$$\Delta(\omega, k) = 0. \quad (2.19)$$

¹De meest eenvoudige vorm van compensatie. Waarbij zowel aan de transmitter als de receiver een condensator gebruikt om de reactantie van de spoel te compenseren.

De oplossing van Vergelijking (2.19) levert zowel de kritische koppelfactor k_{crit} als de bijhorende kritische frequentie ω_{crit} op, uitgedrukt in functie van de gekende systeemparemeters. Dit vormt een belangrijke ontwerpoverweging bij WPT-systemen, aangezien in de praktijk een compromis vereist is tussen een voldoende hoge koppeling voor efficiënte vermogensoverdracht en het vermijden van bifurcatieverschijnselen.



Figuur 2.9: Relatieve vermogensoverdracht en power transfer efficiëntie in functie van frequentie bij (SS-compensatie) [31]

Om het gedeelte over bifurcatie af te sluiten is het belangrijk om op te merken dat: bifurcatiegedrag verschilt per compensatietopologie. Bij een SS-netwerk splitst één ZPA-punt zich bij toenemende koppeling op in drie. Bij hogere-orde topologieën zoals LCC-S zijn daarentegen bij zwakke koppeling reeds drie ZPA-punten aanwezig, die bij toenemende koppeling samenvallen [31]. De bepaling van k_{crit} vereist daarom een topologiespecifieke analyse, zoals besproken in Paragraaf 4.3.3.

2.3 Transmitter-zijde

De *transmitter* bestaat uit twee belangrijke onderdelen: een inverter en een compensatienetwerk. De inverter zorgt voor de omzetting van de DC-bron naar een hoogfrequente wisselspanning die de transmitter-spoel nodig heeft voor de energie overdracht. In deze paragraaf worden verschillende inverter-varianten kort vergeleken met elkaar op vlak van geschiktheid, efficiëntie en robuustheid. Vervolgens wordt er ingezoomd op de rol van compensatienetwerken. Er wordt dieper ingegaan waarom ongecompenseerde spoelen tot hoge reactieve stromen leiden en hoe resonantie dit kan verhelpen. De verschillende soorten compensatietopologieën worden vergeleken en afgewogen van elkaar.

2.3.1 Invertoren

In Paragraaf 2.2 werd bewezen dat IPT gebruikmaakt van magnetische velden die opgewekt worden door de wet van Faraday. Deze vorming heeft een tijdsvariërende, magnetische flux nodig, wat dan op zijn beurt een AC-stroom nodig heeft. Om voldoende vermogen over te kunnen dragen, is er

een omvormer gedeelte nodig die deze AC-stromen kan leveren. Deze inverter wekt aan de hand van schakelementen en de juiste timing een hoogfrequente wisselspanning op om de transmitter aan te sturen. Invertors zijn in te delen in verschillende topologieën zoals:

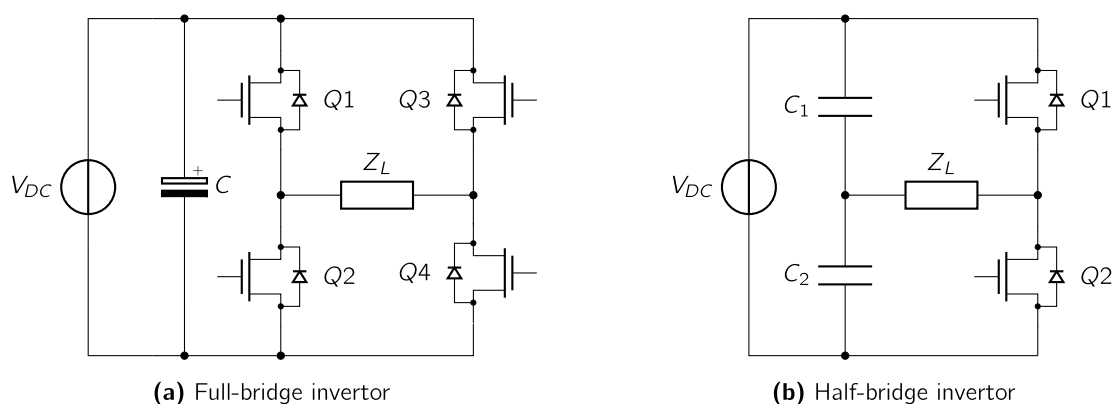
- oscillatoren
- half- en full-bridge invertors
- switch-mode-versterkers: klasse D, E en EF

Deze verschillende types onderscheiden zich in de manier van aansturen, efficiëntie en inzetbaarheid [33]. Oscillatoren zijn eenvoudig in het vereiste aantal componenten maar worden zelden gebruikt om volgende reden: ze kunnen het benodigde vermogen niet schakelen. Ze zijn bedoeld als signaalgeneratoren en niet als vermogensschakelaars.

Half- en full-bridge invertors

Een half-bridge inverter gebruikt twee schakelementen om de wisselspanning te genereren uit de DC-bron. De spanning die overgebracht kan worden van de DC zijde naar AC is beperkt tot de helft van de DC-invoerspanning, wat gepaard gaat met een lager uitgangsvermogen vergeleken met de full-bridge inverter.

De full-bridge inverter is de meest gebruikte inverter voor middelgrote tot grote vermogens in WPT-systemen. Ze zijn onder te verdelen in spanningstypes en stroomtypes. Spanningstypes hebben typisch in IPT-opstellingen een constante DC-spanning als ingang en een blokgolf als uitgang. De stroomtypes hebben een constante DC-stroom als ingang en een blokgolfstroom als uitgang [33]. De opbouw van een spanningstype full-bridge inverter is gelijkaardig aan die van de half-bridge zoals te zien is in Figuur 2.10 met het verschil dat de full-bridge bestaat uit twee half-bridge configuraties. De full-bridge topologie is in staat om de volledige DC-spanning aan de transmitter over te dragen. Hierdoor kan bij eenzelfde DC-ingangsspanning dubbel zoveel vermogen overgedragen worden [34]. Full-bridges zijn vaak gebruikt door hun eenvoudige regeling, gemakkelijke realisatie van ZVS, hoge efficiëntie en onafhankelijkheid van de belasting.



Figuur 2.10: Vergelijking van bridge spanningstype inverter topologieën (voor stroomtype wordt de spanningsbron vervangen door een stroombron)

Bij een gelijk vermogen zijn full-bridge topologieën doorgaans efficiënter dan half-bridge varianten, aangezien de laatstgenoemde een hogere stroom vereisen om hetzelfde vermogen over te dragen. Doordat een full-bridge de volledige voedingsspanning benut, kan voor eenzelfde vermogensoverdracht een lagere stroom worden toegepast, wat resulteert in lagere geleidingsverliezen, die evenredig zijn met I^2 . Dit voordeel is vooral uitgesproken bij lage koppelfactoren, waarbij de geïnduceerde spanning in de secundaire spoel beperkt blijft. In dergelijke omstandigheden maakt een full-bridge het mogelijk om toch voldoende vermogen over te dragen, ten koste van een hogere circuitcomplexiteit en een groter componentenaantal [35].

Invertors gebaseerd op vermogensversterkers

Bij lineaire vermogensversterkers zoals klasse A, B, AB en C werkt het schakelend element (transistor, mosfets, GaN, ...) continu in het actieve gebied, wat betekent dat er tijdens de werking zowel een spanning $v(t)$ als een stroom $i(t)$ over het component aanwezig zijn. Het vermogen dat gedissipeerd wordt, wordt voorgesteld als:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (2.20)$$

Dit vermogen resulteert in aanzienlijke continue vermogensverliezen in de halfgeleiders. Om deze reden worden lineaire versterkers als ongeschikt beschouwd voor invertorschakeling voor WPT-systemen [33].

Schakelende vermogensversterkers als invertorschakeling

Schakelende vermogensversterkers, zoals klasse D, E, DE en F, vermijden de continue vermogensdissipatie die bij lineaire versterkers optreedt. Dit wordt gerealiseerd doordat de halfgeleider slechts in twee toestanden opereert: volledig geleidend of volledig blokkerend. In de geleidende toestand is de spanningsval over de schakelaar minimaal, terwijl in de blokkerende toestand de stroom nagenoeg nul is. Dit resulteert in aanzienlijk lagere vermogensverliezen en bijgevolg een hoger rendement in vergelijking met lineaire versterkers [33]. Hieronder worden de verschillende schakelende versterkertopologieën besproken:

- Klasse D (half-bridge):

De klasse D versterker zijn vaak opgebouwd in een half-bridge opstelling en gebruiken hiervoor twee schakelende halfgeleiders. Dit invertortype genereert een blokvolgspanning die via een serie-resonantekring sinusvormig wordt door gebruik te maken van *hard-switching*, deze opstelling is weergegeven in Figuur 2.11a.

De toepassingen van klasse D versterkers liggen vooral in kleinere tot middelgrote WPT-systemen ($P < 500$ W). Eén van de grootste nadelen van de klasse D versterker is dat hij een DC-component bevat in de uitgang. In een WPT-systeem veroorzaakt deze DC-component een biasstroom door de transmissiespoel en verstoort het de werking van de seriecondensatoren in het compensatienetwerk, wat de resonantiefrequentie en efficiëntie negatief beïnvloedt.

Om dit nadeel op te lossen zijn er aangepaste versies zoals de *mid-point clamped* half-bridge. Dit type haalt de DC-component en de even harmonische eraf, wat het ontwerp flexibeler maakt. Echter wordt er wel wat ingerekend op uitgangsvermogen. Dit is voornamelijk te wijten aan een lagere effectieve uitgangsspanning, alsook de bijkomende verliezen in de extra componenten [33].

- Klasse E:

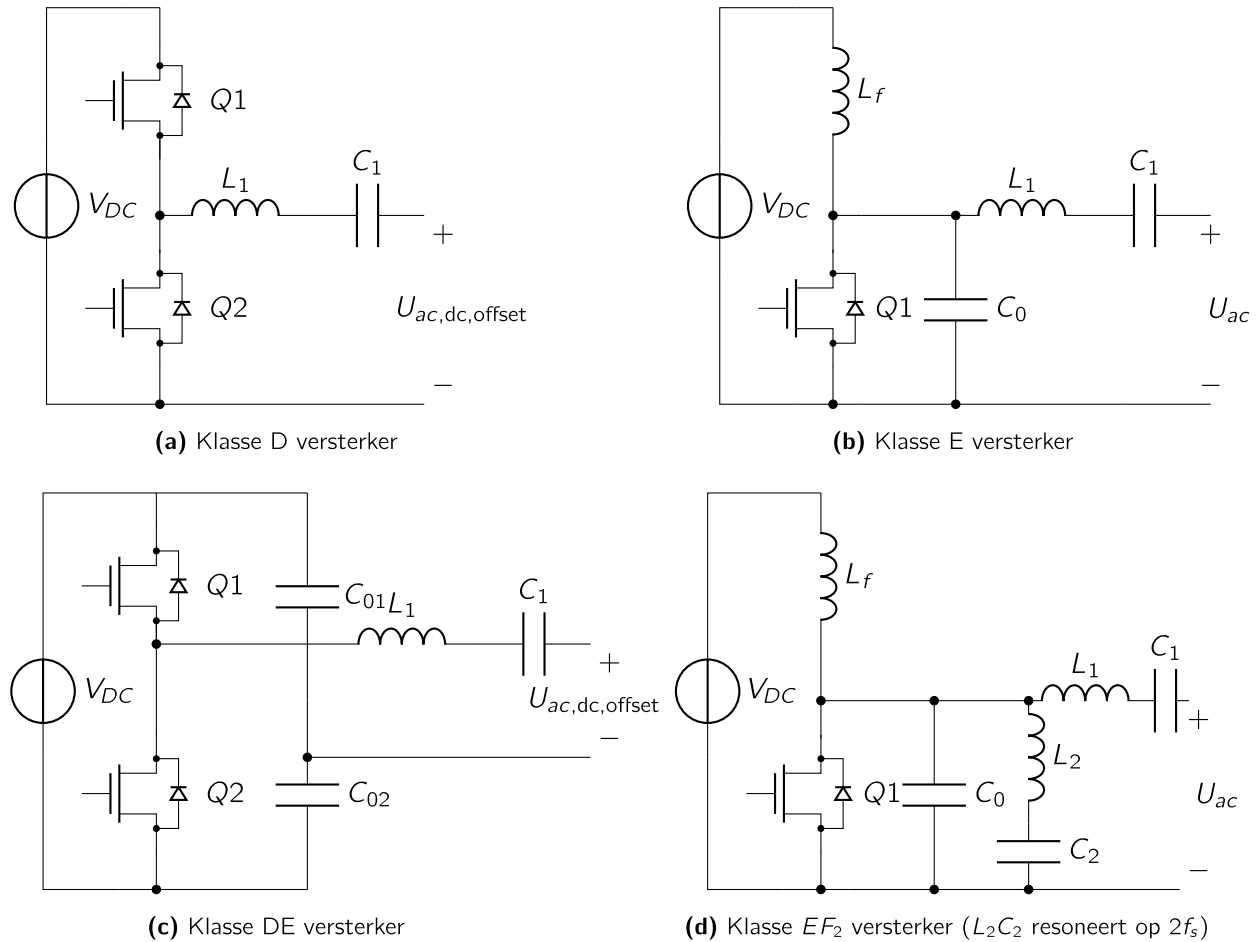
De klasse E versterker gebruikt slechts één halfgeleider voor het schakelen en is ideaal voor hoogfrequente (MHz+) laagvermogen WPT. Dit dankzij de eenvoudige sturing, zero voltage switching en theoretische efficiëntie rond de 100%. Het vermogen wordt beperkt door het feit dat de piekspanning over het schakelement 3,6 keer de ingangsspanning kan bedragen. Hierdoor is het vermogen beperkt tot ~ 1 kW. Eén van de grootste nadelen van de klasse E inverter is de gevoeligheid voor belastingveranderingen [33]. Als gevolg is de efficiëntie ook belastingsafhankelijk. Dit maakt de klasse E inverter minder geschikt voor opstellingen met een veranderlijke belasting. Een typische voorstelling van een klasse E versterker is hieronder te zien in Figuur 2.11b.

- Klasse DE:

Klasse DE versterker combineert de voordelen van een klasse D en een klasse E versterker. Hierbij is de spanning over het schakelement gelijk aan de DC-ingangsspanning wat zorgt voor een hoger vermogen dan bij klasse E en een hogere efficiëntie dan een klasse D. Deze topologieën vragen een veeleisende regeling. Wat ervoor zorgt dat ze vaak minder populair zijn in gebruik [33]. Een veel voorkomende opbouw van een klasse DE wordt in Figuur 2.11c afgebeeld.

- Klasse F:

Bij een klasse F versterker wordt er gebruik gemaakt van LC-resonantiekringen die parallel met een klasse E versterker worden geplaatst. Deze resonantiekringen zijn in staat om harmonische te onderdrukken en efficiëntie te verhogen. Ze worden in de praktijk altijd gecombineerd met een klasse E wat leidt tot een klasse EF_n , waarbij n staat voor het nummer van de harmonische die het onderdrukt. In Figuur 2.11d wordt een klasse EF_2 afgebeeld, deze soort onderdrukt de tweede harmonische wat de elektromagnetische interferentie (EMI) verbetert en piekspanning over het schakelement reduceert tot slechts 2,2 i.p.v. 3,6 keer de ingangsspanning [33].



Figuur 2.11: Overzicht van invertortopologieën voor IPT-systemen [33]

Besluit over invertors

Tabel 2.2 Kwalitatieve vergelijking van invertortopologieën voor IPT [33]

Eigenschap	Half-bridge	Full-bridge	Klasse D	Klasse E	Klasse DE	Klasse EF_n
Vermogenscapaciteit	+	+++	-	--	+	+
Efficiëntie	+	++	+	+++	++	+++
Frequentiebereik	+	+	+	+++	++	+++
ZVS bereikbaar	++	++	+	+++	++	+++
Belastingsgevoeligheid	+	+++	+	---	--	-
Aansturingscomplexiteit	-	--	-	+++	--	-
DC-component in uitgang	++	+++	---	+++	++	+++
Piekspanning halfgeleider	++	++	++	---	++	-
Componentenaantal	++	+	++	+++	-	--
Meest geschikt	++	+++	+	+	-	-

Uit de vergelijking uit Tabel 2.2 kan worden besloten dat switch-mode-vermogensversterkers (klasse D, E, DE en F(E)) in staat zijn zeer hoge efficiënties te behalen dankzij het gebruik van *soft-switching* technieken.

Een belangrijke beperking van deze topologieën is echter hun gevoeligheid voor variaties in de belasting. Ze functioneren optimaal onder specifieke ontwerpcondities, maar presteren minder goed bij veranderende of afwezige belasting. Daarnaast vereisen klasse D (half-bridge) en klasse DE bijkomende maatregelen om de DC-component in de uitgangsspanning te elimineren. Bovendien leidt de beperking tot een halve voedingsspanning, in combinatie met een lage koppelfactor, tot een verminderde geïnduceerde spanning in de secundaire spoel, wat hun toepasbaarheid verder beperkt.

De spannings-type full-bridge invertor komt daarentegen naar voren als een meer robuuste en veelzijdige oplossing. Deze topologie maakt gebruik van de volledige DC-busspanning en vertoont een grotere tolerantie ten opzichte van belastingvariaties, inclusief no-load condities. Hierdoor blijft de uitgangsspanning beter gecontroleerd, zonder het optreden van schadelijke piekspanningen of instabiliteiten. De full-bridge invertor biedt bijgevolg een gunstige combinatie van eenvoudige regeling, ondersteuning voor ZVS, hoge efficiëntie en robuustheid, waardoor deze topologie bijzonder geschikt is voor toepassingen binnen WPT-systemen.

2.3.2 Compensatienetwerken

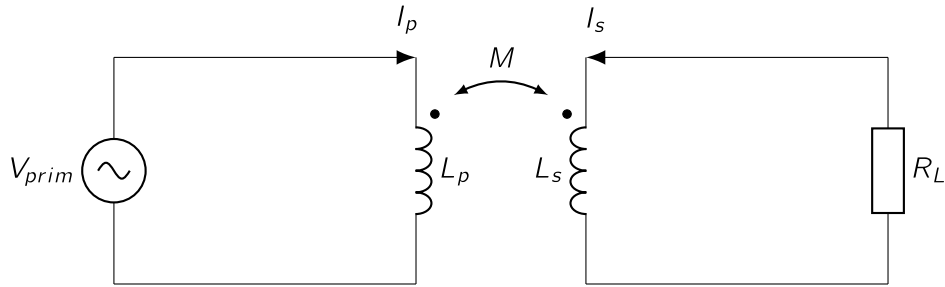
Het onderdeel over compensatienetwerken binnen WPT is een studie op zichzelf en is zeer uitgebreid, daarom wordt er slechts beperkt op ingegaan. De nadruk ligt hier op het duidelijk maken waarom men compensatienetwerken toepast en een algemeen overzicht te geven van welke topologieën er beschikbaar zijn. In Tabel 2.3 worden ontwerpparameters van een MRC-systeem weergegeven met daarbij de al dan niet afhankelijkheid van het compensatienetwerk. Het wordt duidelijk dat het kiezen van de juiste compensatietopologie een belangrijke factor is in de ontwerpfase.

Tabel 2.3 Ontwerpeisen en afhankelijkheden van compensatietopologie en overige afhankelijkheden

Ontwerpeis	Afh. van compensatietopologie	Overig afhankelijk van
Maximum Power Transmission	✓	Lekspanningsinductie
CC- of CV-uitgang	✓	–
Hoge efficiëntie	(✓)	Koppelingsfactor, kwaliteitsfactoren, <i>soft switching</i>
Bifurcatiebestendigheid	✓	Koppelfactor, belasting
Hoge <i>misalignment</i> tolerantie	✓	–
Nul belasting tolerantie	✓	Geometrische factoren van spoeldesign

Probleemstelling

Binnen de IPT maakt men gebruik van verschillende soorten compensatienetwerken. Hierbij heeft elke topologie van compensatienetwerk een verschillende eindtoepassing. Het nut van compensatienetwerken wordt duidelijk a.d.h.v. een ongecompenseerde MRC-opstelling Figuur 2.12.



Figuur 2.12: MRC zonder compensatienetwerk

De primaire piekstroom wordt als referentiefasor gekozen met een fase van nul, uitgedrukt als:

$$I_p = |I_p| \cdot e^{j \cdot 0} = |I_p| \quad (\text{met } \omega = 2\pi f) \quad (2.21)$$

De wisselende primaire stroom I_p door L_p wekt een magnetisch veld op. Via de mutuele inductantie M wordt er een spanning $j\omega M I_p$ geïnduceerd in de secundaire kring. Na het toepassen van de spanningswet van Kirchhoff op de secundaire lus wordt het volgende verkregen:

$$j\omega M I_p = (R_L + j\omega L_s) \cdot I_s \quad (2.22)$$

Hieruit volgt de secundaire stroom:

$$I_s = \frac{j\omega M \cdot I_p}{R_L + j\omega L_s} = \frac{\omega M \cdot |I_p|}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L_s)^2}} \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega L_s}{R_L}\right)} \quad (2.23)$$

Uit Vergelijking (2.23) is duidelijk dat bij toenemende frequentie of inductantie L_s de impedantie ωL_s in de noemer stijgt, waardoor $|I_s|$ afneemt. Het uitgangsvermogen wordt gegeven door:

$$P_o = |I_s|^2 \cdot R_L = \frac{(\omega M |I_p|)^2 \cdot R_L}{R_L^2 + (\omega L_s)^2} \quad (2.24)$$

Als gevolg van de daling van I_s daalt het overgedragen vermogen naar de belasting.

Het maximum van Vergelijking (2.24) is bepaald door de afgeleide naar R_L te nemen en het gelijk te stellen aan nul hieruit volgt:

$$\frac{dP_o}{dR_L} = (\omega M |I_p|)^2 \cdot \frac{(\omega L_s)^2 - R_L}{R_L^2 + (\omega L_s)^2} = 0 \quad (2.25)$$

Vergelijking (2.25) is gelijk aan nul wanneer de teller gelijk aan nul wordt:

$$(\omega L_r)^2 - R_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \boxed{R_L = \omega L_s} \quad (2.26)$$

Uit Vergelijking (2.24) blijkt dat de reactantie van de secundaire spoel L_s een beperkende rol speelt in de vermogensoverdracht. Zelfs bij optimale belasting ($R_L = \omega L_s$) draagt de reactantie ωL_s bij aan de totale impedantie van de secundaire kring. Hierdoor circuleert een aanzienlijk deel van het geïnduceerde vermogen als blindvermogen in de spoel in plaats van dat het aan de belasting wordt geleverd. Een gelijkaardige redenering geldt voor de primaire zijde: de reactantie van L_p vraagt blindvermogen van de voedingsbron, wat de totale systeemefficiëntie verlaagt.

Om deze nadelige reactanties te elimineren worden compensatienetwerken toegepast. Door een condensator in serie of parallel te plaatsen met de transmitter- en/of receiverspoel kan de reactantie van de spoel worden opgeheven. Dit gebeurt door de resonantieconditie te vervullen, waarbij de reactantie van de condensator gelijk is aan die van de spoel. Voor een serie/parallel-resonantiekring geldt dat de impedantie:

$$Z_{\text{serie}} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad , \quad Z_{\text{parallel}} = j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C} \quad (2.27)$$

In beide gevallen is de resonantieconditie identiek:

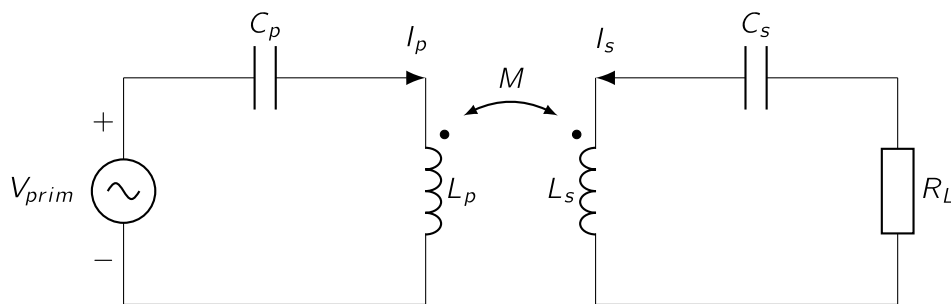
$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.28)$$

Wanneer de schakeling op de resonantiefrequentie ω_0 werkt, heffen de reactantie van de condensator en die van de spoel elkaar volledig op. Hierdoor wordt de totale impedantie van het resonante netwerk puur resistief: de blindstroom en de bijbehorende verliezen worden tot een minimum beperkt. Voor een serie-resonantiekring daalt de impedantie naar nul (kortsluitkarakter), terwijl een parallel-resonantiekring een oneindig hoge impedantie vertoont (open karakter). Dit principe vormt de basis voor de compensatietopologieën.

Toelichting van de compensatietopologieën

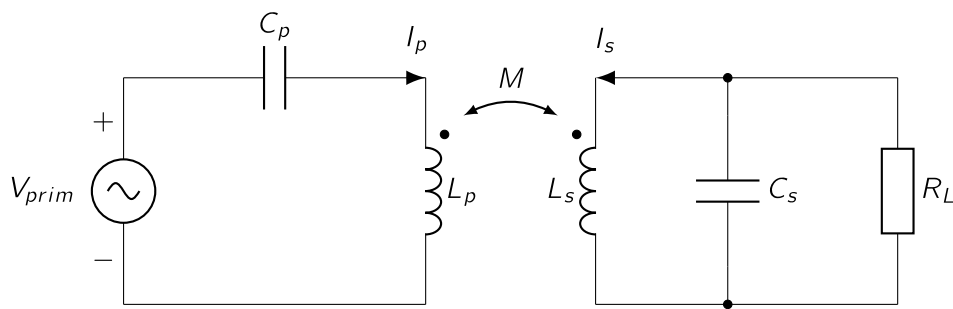
Zoals hierboven in Paragraaf 2.3.2 is aangetoond, spelen compensatienetwerken een cruciale rol om onder andere het reactieve vermogen te compenseren, resonantie te bereiken, het maximaliseren van de efficiëntie en het ongevoelig maken voor variatie in koppelfactor of belasting. De compensatietopologieën kunnen in het algemeen ingedeeld worden in vier basis-schakelingen en in meer geavanceerde schakelingen. De basis-schakelingen gebruiken een simpele condensator in serie (S) of in parallel (P) met de transmitter- of receiverspoel. Zo bekomen we de serie-serie (SS), SP, PP en PS als mogelijke topologieën. De geavanceerdere schakelingen maken vaak gebruik van een mix van zowel spoelen als condensatoren die in serie of parallel met de transmitter- of receiverspoel worden geplaatst. Daaronder horen bijvoorbeeld de LCL en LCC compensatiemethoden. Hieronder worden de verschillende compensatietopologieën kort besproken.

serie-serie (SS): Een SS-compensatie, zoals in Figuur 2.13, kan een hoge efficiëntie behalen, vaak ($> 93 - 97\%$)[36–38]. Verder is het onafhankelijk van de koppelfactor k en minimaal afhankelijk van de aangelegde belasting en een lage gevoeligheid voor misalignment [36]. Het is samen met de SP -compensatie de meest gebruikte compensatiemethode voor hoge vermogensoverdracht door hun hogere efficiëntie [15]. Een toepassingsgebied waarin het regelmatig gebruikt wordt is bij het dynamisch, in beweging laden van elektrische voertuigen (EV) vanwege hun hoge vermogensrating en hun eenvoud [38]. De meest limiterende factor bij het gebruik van een SS-compensatie ligt in het feit dat deze opstelling niet om kan met een nul-belasting. Het afwezig zijn van een receiver leidt tot het verdwijnen van de dampingeffecten waardoor de stroom in de transmitterszijde een theoretische oneindige stroom zal worden wat leidt tot een defect.



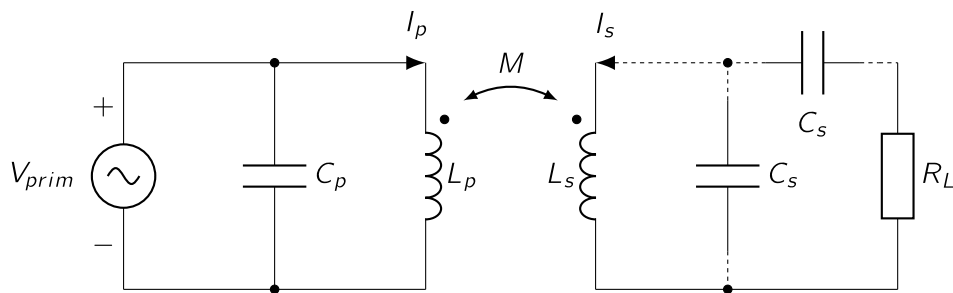
Figuur 2.13: SS-compensatie

serie-parallel (SP): Een SP-compensatie kan net zoals de SS-compensatie gebruikt worden bij hogere vermogens om tot enkele kilowatts over te brengen. Waarin de SP zich onderscheidt t.o.v. de SS is in het feit dat een SP een lagere secundaire inductantie nodig heeft wat zorgt voor meer compacte toepassingen [15, 37], een betere prestatie heeft bij een hogere belastingsweerstand en een hogere efficiëntie heeft bij een toenemende koppelfactor. Verder is het zeer geschikt voor constant current (CC)/constant voltage (CV)-toepassingen [15, 37]. De nadelen van een SP is dat het een grote afhankelijkheid heeft van de koppelfactor wat zorgt dat er een grote primaire capaciteit nodig is bij een sterke koppeling (deze capaciteitswaarde is de limiterende factor bij een SP-compensatie). Een typische voorstelling van een SP-compensatie is te zien in Figuur 2.14.



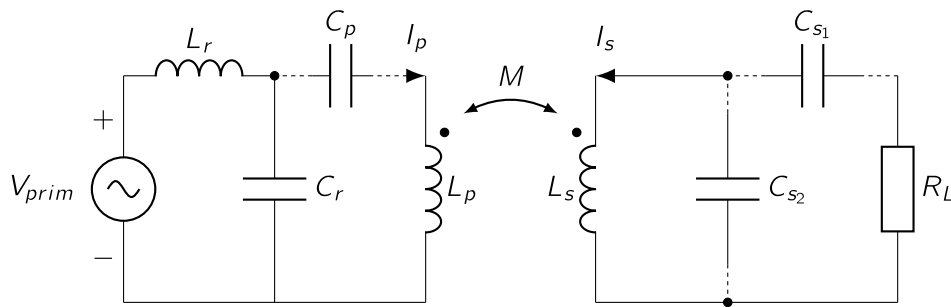
Figuur 2.14: SP-compensatie

parallel-serie (PS) en parallel-parallel (PP): Algemeen gezien wordt een parallel (P) primaire compensatie te zien in Figuur 2.15 niet vaak gebruikt. Compensatietopologieën zoals PS en PP, vinden eerder toepassingen in specifieke opstellingen bv. bij opstellingen met zeer lage koppelfactor of heel specifieke industriële hoogvermogenstoepassingen [15]. De enkele voordelen wegen meestal niet op tegen de nadelen die deze compensatienetwerken opleveren. De zeer hoge ingangsimpedantie die gevormd wordt door de parallelle resonantie, de complexe berekeningen, de sterke afhankelijkheid van de koppelfactor en het snelle dalen van de stroom bij misalignment. Dit zijn factoren die ervoor zorgen dat deze manier van compenseren niet vaak toegepast wordt [15].



Figuur 2.15: PS- en PP-compensatie (serie ofwel parallel aan secundaire kant)

Hybride topologieën: De algemene trend bij de hybride topologieën zoals (LCC, LCL, etc.) is: dat deze topologieën een hoge efficiëntie over een breed bereik van koppelfactoren en belastingen aankunnen. Maar door het gebruik van extra componenten, met name een spoel, hebben deze topologieën een hoger verlies en kost dan een SS. Deze topologieën kunnen eenvoudiger ZVS en/of zero current switching (ZCS) behalen. Ze zijn beter bestand tegen *misalignment* en zijn belastings-onafhankelijk [39]. LCC compensatie en dergelijke worden vaak toegepast aan de transmitterszijde. Deze compensatietopologie zorgt ervoor dat de transmitterszijde zich als een constante stroombron gedraagt. Wat dus zorgt voor een stroombeperking bij de afwezigheid van een receiver of bij een zeer lage koppelfactor. De stroom zal in alle tijden quasi constant blijven. Aan de receiverszijde wordt meestal een parallel- of seriecompensatie toegepast omdat de vormfactor van de receiver een limiterende factor is en een LCC/LCL-compensatie een grotere omvang heeft. In Figuur 2.16 wordt een typische opbouw van een LCC/LCL topologie voorgesteld.



Figuur 2.16: LCC-S (L_r , C_r , C_p en C_{s1}) , LCC-P (L_r , C_r , C_p en C_{s2}) ,
LCL-S (L_r , C_r , $C_p = \text{kortgesloten}$ en C_{s1}) en LCL-P (L_r , C_r , $C_p = \text{kortgesloten}$ en C_{s2})

Besluiten bij compensatietopologieën

Uit de vergelijking in Tabel 2.4 blijkt dat geen enkele topologie op alle vlakken optimaal scoort. De keuze van compensatietopologie is dan ook steeds een afweging tussen toepassingsspecifieke eisen. De eenvoudige basisschakelingen SS en SP bieden een hoge efficiëntie en zijn gemakkelijk te dimensioneren, maar vertonen een beperkte robuustheid bij variërende koppelfactoren en zijn gevoelig voor lichte of afwezige belasting. PS- en PP-compensatie bieden dan wel een betere bescherming bij nul-belasting door hun constante stroombronkarakter, maar hun sterke koppelaafhankelijkheid, lage efficiëntie en beperkte misalignmenttolerantie maken ze minder geschikt voor dynamische overdrachtstoepassingen.

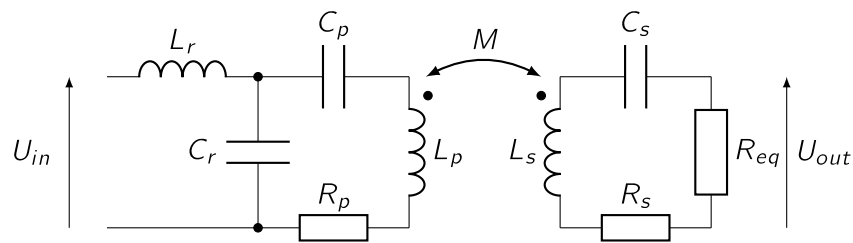
De hybride topologieën LCL en LCC vormen een middenweg: zij combineren de hoge efficiëntie en belastingsonafhankelijkheid van de seriecompensatie met de nul-belastingstolerantie van de parallelcompensatie. Dit gaat wel gepaard met een groter componentenaantal en een hogere ontwerpcomplexiteit. De LCC-topologie aan de primaire zijde gedraagt zich als een constante stroombron, wat de transmitterstroom begrenst ongeacht de belasting of koppelfactor. Aan de secundaire zijde blijft een eenvoudige serie- of parallelcompensatie vaak de voorkeur genieten omwille van de compacte vormfactor. De keuze van de meest geschikte topologie die bepaald wordt in Hoofdstuk 4, is bijgevolg sterk afhankelijk van de specifieke ontwerpisen: vermogensniveau, variabiliteit van de koppelfactor, belastingsprofiel en vorm factor.

Tabel 2.4 Kwalitatieve vergelijking van compensatietopologieën voor IPT[15, 36, 37, 39]

Eigenschap	SS	SP	PS	PP	LCL-S/P	LCC-S/P
Efficiëntie	+++	+++	+	+	++	++
Onafh. van koppelfactor k	+++	-	--	--	++	+++
Onafh. van belasting R_L	++	++	+	+	+++	+++
Nul-belasting tolerantie	---	-	++	+++	++	+++
Misalignement tolerantie	++	+	-	--	++	+++
CC/CV-uitgang	+	+++	+	+	++	+++
ZVS/ZCS bereikbaar	+	+	+	+	++	+++
Componentenaantal	+++	+++	+++	+++	-	-
Eenvoud	+++	++	+	-	-	+
Algemene geschiktheid	++	+	-	-	++	+++

LCC-S compensatie: werking en analyse

Aangezien de LCC-S-topologie een belangrijke rol speelt in deze thesis wordt de werking ervan toegelicht. De LCC-S-topologie breidt de klassieke SS-compensatie uit door aan de primaire zijde een extra resonantie-inductantie L_r en een condensator C_r toe te voegen, terwijl de secundaire zijde een enkelvoudige seriecompensatie C_s behoudt. Het equivalent schema is weergegeven in Figuur 2.17.

**Figuur 2.17:** Equivalent schema bij een LCC-S compensatie

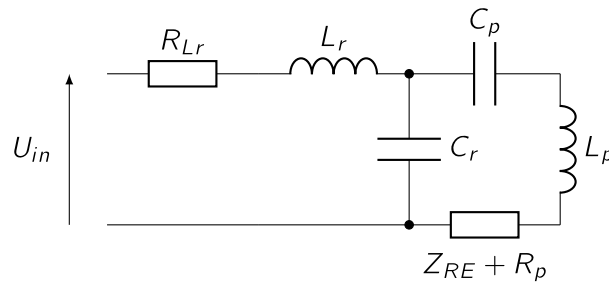
De resonantievoorwaarden voor het netwerk zijn [40]:

$$\omega^2 L_r C_r = 1, \quad \omega^2 L_s C_s = 1 \quad (2.29)$$

De primaire condensator C_P wordt gekozen zodat de ingangsimpedantie reëel is:

$$C_P = \frac{1}{\omega^2 (L_P - L_r)} \quad (2.30)$$

Via de twee-poortnetwerkmethode en door gebruik te maken van de gereflecteerde secundaire impedantie kan het netwerk vereenvoudigd worden tot Figuur 2.18



Figuur 2.18: Equivalente transformatie van een LCC-S compensatie

De gereflecteerde impedantie van de secundaire zijde naar de primaire is dan:

$$Z_{RE} = \frac{(\omega M)^2}{R_{eq} + R_S} \quad (2.31)$$

Spanningsversterking

Uit deze twee-poortsnetwerk benadering kan de totale spanningsversterking die van de invertoruitgang naar de uitgang van het WPT-systeem worden afgeleid. Voor vlottere leesbaarheid en wiskundige belasting van de thesis is de volledige afleiding bijgevoegd in Bijlage A hieruit volgt dat:

$$H_U = \frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{\omega^2 M L_r \cdot \frac{R_{eq}}{R_S + R_{eq}}}{R_{Lr} \left(\frac{(\omega M)^2}{R_S + R_{eq}} + R_P \right) + (\omega L_r)^2} \quad (2.32)$$

Wanneer de parasitaire weerstanden R_P , R_S en R_{Lr} worden verwaarloosd, vereenvoudigt Vergelijking (2.32) tot:

$$\boxed{H_U \approx \frac{M}{L_r}} \quad (2.33)$$

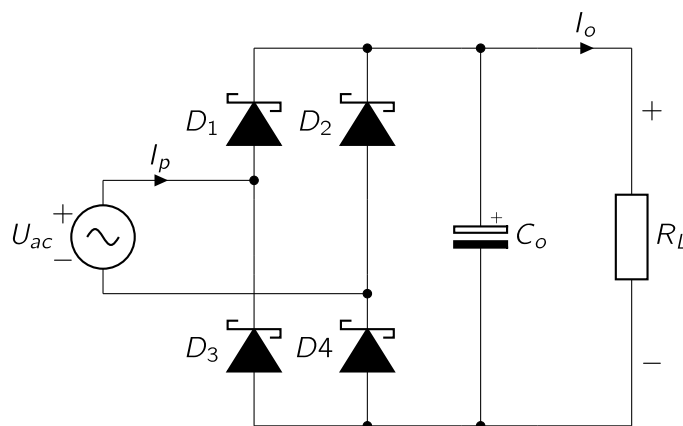
Dit resultaat toont aan dat de spanningsversterking bekeken vanuit een eerste orde benadering enkel afhangt van de verhouding tussen de wederzijdse inductantie M en de resonantie-inductantie L_r . Omdat L_r een vaste componentwaarde is en M bepaald wordt door de geometrie van de spoelconfiguratie, is H_U onafhankelijk van de belasting R_{eq} . Dit impliceert een quasi-constante uitgangsspanning bij een vaste invertorvoedingsspanning U_{in} , wat de bediening van een eventueel nageschakeld DC/DC-omzetter sterk vereenvoudigt. Bovendien kan de gewenste spanningsversterking worden ingesteld door de keuze van L_r , wat ontwerpvrijheid biedt voor het systeem.

2.4 Receiver-zijde

Aan de receiver van de WPT-opstelling dient de opgewekte hoogfrequentie wisselspanning omgezet te worden naar een bruikbare DC-spanning om de belasting (vaak een batterij of supercondensator) op te laden. Deze AC/DC-omzetting gebeurt aan de hand van een ontvanger-topologie. Voor deze ontvangersopstelling zijn er verschillende topologieën beschikbaar, deze worden in de volgende paragrafen besproken.

2.4.1 Enkele-trap ontvangers

Zoals de naam het duidelijk maakt, bestaat een enkele-trap ontvanger slechts uit één enkele trap met name: enkel een gelijkrichtingstrap met afvlak- of filtercondensator. Deze soorten ontvangers vinden hun toepassingen hoofdzakelijk bij WPT-opstellingen waar er een eenvoudige ontvanger volstaat en er geen extra DC-converter nodig is. Ze zijn vooral geschikt wanneer er geen strenge regeling vereist is voor de oplaadspanning of -stroom. Vaak worden enkele-trap ontvangers gebruikt bij systemen die enkel een capaciteit/supercondensator als belasting hebben omdat deze een minder strenge laadregeling vereisen dan batterijen. De blokschematische opbouw wordt voorgesteld in Figuur 2.19.



Figuur 2.19: Enkele-traps ontvanger bestaande uit een Schottky-gelijkrichterbrug en uitgangscondensator C_o [41]

Binnen enkele-traps ontvangers kunnen er 2 categorieën onderscheiden worden: passieve en actieve gelijkrichters.

- Passieve gelijkrichters

Passieve gelijkrichters maken gebruik van diodes en bieden daardoor een eenvoudige/plaats-efficiënte oplossing. Doordat ze enkel gebruik maken van diodes zijn deze soort opstellingen ook de goedkoopste. De passieve gelijkrichters splitsen zich nogmaals op in twee subgroepen: de volle-brug en halve-golf gelijkrichter:

- **Halve-golf gelijkrichter** : Bij een halve-golf gelijkrichter wordt slechts één alternantie van de wisselspanning doorgelaten naar de belasting, zoals voorgesteld in Figuur 2.20a. De gemiddelde uitgangsspanning bedraagt:

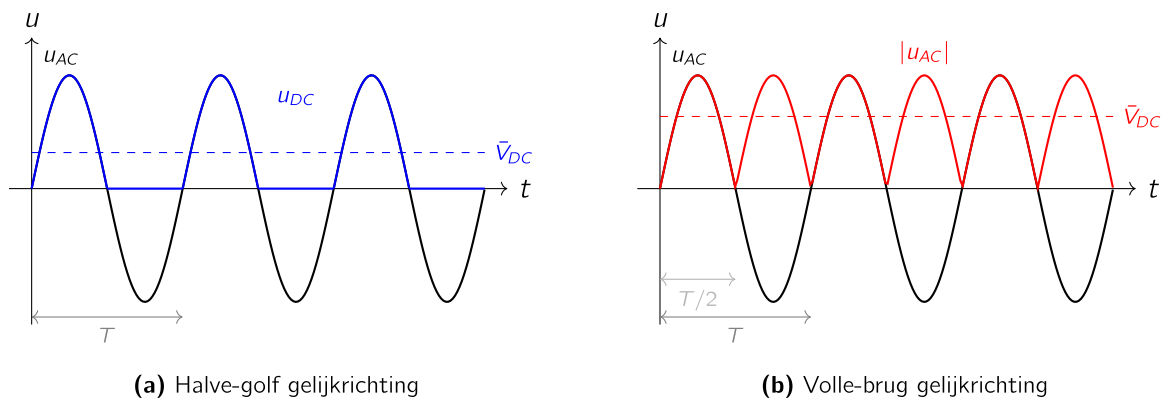
$$\bar{U}_{DC} = \frac{\hat{U}_{AC}}{\pi} - U_f \approx 0,318 \cdot \hat{U}_{AC} - U_f \quad (2.34)$$

met $\hat{U}_{AC}$ de piekwaarde van de ingangsspanning en U_f de voorwaartse spanningsval van de diode. Doordat enkel de positieve alternantie bijdraagt aan de vermogensoverdracht, is de rimpelfrequentie gelijk aan de bronfrequentie f_s . Dit resulteert in een relatief grote rimpelspanning en vereist een grotere afvlakcondensator C_o dan bij een volle-brug gelijkrichter. Bijkomend nadeel is de asymmetrische belasting van de secundaire kring: slechts de helft van de wisselstroom draagt bij aan nuttig vermogen, waardoor de RMS-waarde van de stroom hoger ligt voor eenzelfde gemiddeld overgedragen vermogen.

- **Volle-brug gelijkrichter** : Bij een volle-brug gelijkrichter worden beide alternanties benut door vier diodes in een brugschakeling, zoals weergegeven in Figuur 2.20b. De gemiddelde uitgangsspanning bedraagt:

$$\bar{U}_{DC} = \frac{2\hat{U}_{AC}}{\pi} - 2U_f \approx 0,637 \cdot \hat{U}_{AC} - 2U_f \quad (2.35)$$

De rimpelfrequentie bedraagt $2f_s$, waardoor het een kleinere afvlakcondensator C_o toelaat. Doordat beide alternanties bijdragen aan de vermogensoverdracht, is de belasting van de secundaire kring symmetrisch en liggen de RMS-stromen lager voor eenzelfde gemiddeld vermogen. Het enige nadeel ten opzichte van de halve-golf gelijkrichter is de extra spanningsval van $2U_f$ door het gebruik van twee diodes tegelijk in de geleidende toestand.



Figuur 2.20: Vergelijking tussen halve-golf en volle-brug gelijkrichting

Een kwalitatieve vergelijking van beide topologieën is samengevat in Tabel 2.5.

Tabel 2.5 Vergelijking tussen halve-golf en volle-brug gelijkrichter

Eigenschap	Halve golf	Volle brug
Aantal diodes	1	4
Spanningsval per alternantie	$1 \times V_f$	$2 \times V_f$
Rimpelfrequentie	f_s	$2f_s$
Rimpelspanning (zelfde C_o)	Groot	Klein
Vereiste C_o	Groter	Kleiner
Stroomstress diodes	Hoger	Lager
Symmetrische belasting secundaire kring	Nee	Ja

- Actieve gelijkrichters

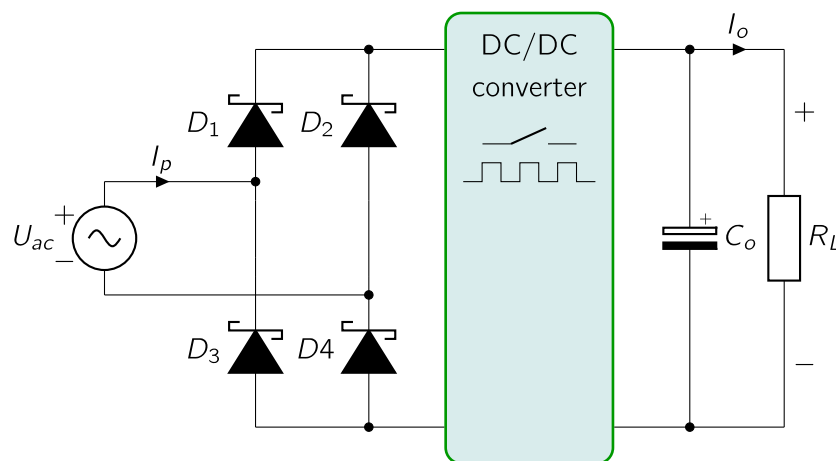
Bij actieve gelijkrichters worden de passieve diodes vervangen door actieve halfgeleiders zoals schakelende MOSFET's, GaN-transistoren, Door deze schakelementen op de juiste momenten te laten geleiden wordt de werking van een diode gesimuleerd, maar deze schakelementen hebben lagere conductieverliezen dan diodes, wat de efficiëntie verhoogt. [41]. Nadelen zijn echter de complexe aansturing, waarbij een nauwkeurige synchronisatie en de hoge spanningsstress bij hoogfrequente werking door parasitaire capaciteiten van de halfgeleiders [41].

2.4.2 Twee-traps ontvangers

Twee-traps ontvangers zijn de meest gebruikte ontvangers binnen middel tot hoge-vermogen WPT-toepassingen zeker ook bij de opkomst van dynamisch laden [41]. Deze twee-traps ontvangers hebben een grote flexibiliteit en hebben de mogelijkheid tot spanningsregeling. De opbouw is meestal als volgt:

- eerste trap: een (meestal volle-brug) gelijkrichter die voor de AC/DC-omvorming zorgt, in combinatie met een output-capacitor die voor de afvlakking, filtering en stabiele DC-spanning zorgt
- tweede trap: een DC/DC converter voor nauwkeurige regeling en aanpassing van de oplaadspanning of oplaadstroom aan de belasting.

De tweede trap bestaat vaak uit een buck-converter maar kan ook bestaan uit andere convertertopologieën zoals: boost, buck-boost, cuk, SEPIC, DC/DC topologieën hebben het voordeel dat ze hoge efficiënties ($\pm 85\%$) halen en compact zijn. Blokschematisch kan een twee-traps ontvanger dus voorgesteld worden zoals te zien is in Figuur 2.21.



Figuur 2.21: Twee-traps ontvanger bestaande uit een Schottky-gelijkrichterbrug gevolgd door een DC/DC-converter [41]

Besluit bij ontvangers

Wanneer men een ontvanger moet ontwikkelen voor een WPT-systeem dient er een keuze gemaakt te worden over de ontvangerstopologie. Hierbij dient men rekening te houden met het gewenste vermogensniveau, regelvereisten voor de belasting, efficiëntie en vormfactor. Twee-traps ontvangers bieden een brede regeling en stabiliteit, maar verhogen de complexiteit en volume aanzienlijk. Enkele-traps ontvangers minimaliseren componentenaantal en volume-inname, maar beperken de laadmogelijkheden. Deze oplijsting van de verschillende configuraties maakt duidelijk dat de praktische restricties zoals vormfactor doorslaggevend zijn bij de keuze van ontvangerstopologie.

2.5 Supercondensatoren

Supercondensatoren vormen een aanzienlijk onderdeel binnen deze thesis. Aangezien de WPT-opstelling gebruikt zal worden om supercondensatoren op te laden. In deze paragraaf worden de belangrijkste eigenschappen en onderliggende technologieën besproken waarmee men rekening dient te houden wanneer men met supercondensatoren werkt.

2.5.1 Werkingsprincipe van supercondensatoren

Hieronder wordt kort toegelicht wat de basiswerkingsprincipes zijn. Verder worden ook de verschillen tussen supercondensatoren en conventionele condensatoren/batterijen uitgelegd.

Supercondensatoren versus conventionele condensatoren

Supercondensatoren, soms ook wel ultracondensatoren genoemd, zijn een energieopslagtechnologie die zich bevindt tussen de klassieke condensatoren en de batterijen. De klassieke condensator slaagt energie op in een elektrisch veld tussen de twee platen. Waarin de supercap zich onderscheid van de standaard condensator is het feit dat de supercap hoofdzakelijk energie opslaat via

elektrostatistische processen aan het grensvlak tussen de elektrode en elektrolyt [42]. Het meest voorkomende type is de electrostatic double-layer capacitors, waarbij de energie opgeslagen wordt door de vorming van een elektrische dubbellaag op het oppervlak van poreuze koolstofelektroden [43]. Hierdoor kan er een zeer groot effectief oppervlak gevormd worden, wat zorgt voor een veel hogere capaciteitswaarde dan traditionele condensatoren.

De opgeslagen energie in een supercondensatoren wordt beschreven door Vergelijking (2.36):

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (2.36)$$

Supercondensatoren versus batterijen

Wanneer supercondensatoren vergeleken worden met batterijen hebben supercaps een lagere energiedichtheid, maar een veel hogere vermogensdichtheid. Dit maakt ze uitermate geschikt voor toepassingen waarbij snelle laad- en ontlaadtijden vereist zijn [43]. Een belangrijk nadeel van supercaps is de lage maximale spanning per cel (typisch tussen de 2.5 V–3 V). Dit wordt in de literatuur opgelost door meerdere cellen in serie te schakelen, wat zorgt voor een hogere werkspanning. Maar gelijktijdig ontstaat het probleem van spanningsonbalans tussen de individuele cellen, wat opgelost kan worden door balanceringsnetwerken. Zie Paragraaf 2.5.3 voor meer toelichting over balanceringsnetwerken.

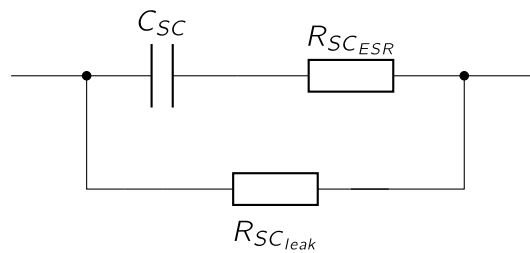
In tegenstelling tot batterijen kennen supercondensatoren vrijwel geen *aging* door laad- en ontlaadcycli: er vinden geen chemische reacties plaats aan de elektroden, waardoor de levensduur typisch 500 000 cycli bedraagt [43]. De capaciteit neemt wel licht af bij blootstelling aan hoge spanning of hoge temperatuur over langere tijd, maar dit verloopt veel trager dan bij batterijen [43]. Vanuit elektrisch oogpunt gedraagt een supercondensator zich als een dv/dt -beperkte component: de spanning over een condensator kan niet sprongsgewijs veranderen, waarbij de laadstroom wordt bepaald door:

$$i(t) = C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.37)$$

Dit impliceert dat bij een abrupte aanlegging van spanning de instroom theoretisch onbegrensd is, in de praktijk enkel begrensd door de equivalent series resistance (ESR) van de supercondensator.

Equivalent circuit model (ESR, capaciteit, leakage)

Hoe een supercondensatoren zich elektrisch gedraagt, wordt gemodelleerd aan de hand van een equivalent circuit model. In Figuur 2.22 is te zien dat het bestaat uit een ideale capaciteit C_{SC} in serie met $R_{SC_{esr}}$ en parallel met de lekweerstand $R_{SC_{leak}}$.



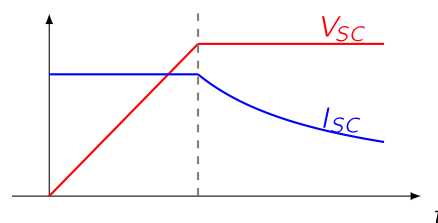
Figuur 2.22: Equivalent circuit van een supercap

Bij dit equivalent circuit stelt de ESR de interne weerstand van de elektrode, het elektrolyt en de aansluitingen voor. Over het algemeen hebben supercaps een lage ESR, wat toelaat om zeer hoge laad- en ontladstromen te verwerken zonder al te grote verliezen [42].

Een ander fenomeen dat gemodelleerd wordt is: zelfontlading. Dit fenomeen wordt gemodelleerd door een lekweerstand parallel te plaatsen over de capaciteit en de ESR. Dit zelfontladingseffect zorgt ervoor dat de supercondensator niet oneindig lang zijn lading kan behouden, maar dat de lading door de tijd afneemt. Het effect is te wijten aan verschillende (elektro)-chemische processen [44].

2.5.2 Laadgedrag van supercondensatoren

Het laadgedrag van supercondensatoren is minder veeleisend dan bij batterijen. Dit is vooral te vertalen in het feit dat supercondensatoren een veel lagere ESR hebben, waardoor ze veel hogere laadstromen aankunnen. Het laadproces kan plaatsvinden door het gebruik van verschillende methoden zoals: CC, CV en CP en waarbij elke laadoptie zijn voor- en nadelen heeft. Vaak wordt er in de literatuur geadviseerd om te schakelen tussen deze verschillende opties [42]. Men kan vaststellen dat er vaak gestart wordt met het laden van de supercap via een constante stroom tot de maximale spanning bereikt is, om dan vervolgens over te schakelen naar het laden met een constante spanning [40]. De keuze voor deze laadvolgorde is tweeledig. Bij een lege supercap zou CV laden door de lage spanning op de supercap theoretisch een onbegrensde stroom veroorzaken ($I = P/U \rightarrow \infty$). De CC-fase voorkomt dit en maximaliseert de laadsnelheid. Na het bereiken van de maximale spanning zorgt de overgang naar CV-laden voor een gecontroleerde stroomafname terwijl de gewenste spanning constant gehouden blijft. De afwisseling tussen deze verschillende laadmethode wordt weergegeven in Figuur 2.23.



Figuur 2.23: Supercapacitor laadmethode CC/CV hierbij is V_{SC} de laadspanning en I_{SC} de laadstroom

Wanneer de supercondensatoren geladen wordt met een constante stroom stijgt de spanning lineair in de tijd en blijft de stroom constant zoals te zien is in Figuur 2.23. Dit is te verklaren uit de relatie tussen stroom en spanning bij de supercap weergegeven in Vergelijking (2.38). Eens de spanning bereikt is dient deze constant te blijven. Dit wordt gedaan door de supercondensator te laden aan een constante spanning. Spanning wordt constant gehouden terwijl de stroom variabel blijft.

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (2.38)$$

Door de lage ESR kan er aan hoge constante stromen geladen worden zonder dat de supercap oververhit. Deze eigenschap maakt dat supercaps zeer geschikt zijn als energieopslag in systemen waar er snelle energieoverdracht nodig is.

2.5.3 Bescherming van supercondensatoren

Hoewel supercondensatoren hoge stromen toelaten, kunnen er best toch bepaalde beschermingsmaatregelen genomen worden. Eén van de belangrijkste beperkingen van supercaps is de maximale toegelaten spanning per cel (typische 2.7 V). Het overladen van de supercaps door het overschrijden van deze maximale spanning per cel kan leiden tot elektrolytdegradatie, gasvorming en het aanzienlijk verkorten van de levensduur [42]. Daarom is zoals al eerder aangehaald overspanningsbescherming een niet te ontbreken onderdeel bij het ontwerpen van een systeem met supercondensatoren.

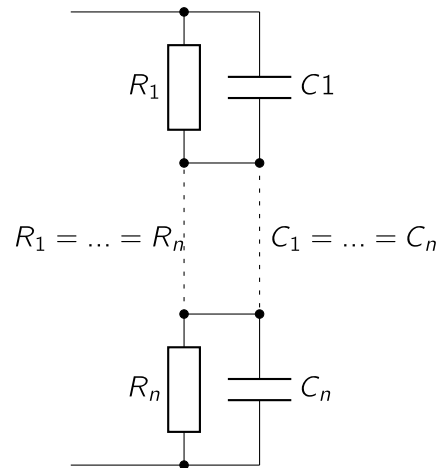
De overspanningsbescherming kan verkregen worden door balanceringsnetwerken. Hier zijn verschillende opties voor. Voor deze verschillende opties is het boek *'Electrochemical Supercapacitors for Energy Storage and Delivery: Fundamentals and Applications'* [42] geraadpleegd. Hieronder worden de opties kort besproken:

Passieve balancering

Passieve balancering is de eenvoudigste manier om de spanningsverdeling over de verschillende cellen te controleren. Bij deze methode wordt een shuntcomponent zoals een weerstand of zenerdiode, parallel over elke cel geplaatst om overtollige energie af te voeren wanneer de celspanning een te hoge waarde bereikt. De eenvoudigste voorstelling wordt in Figuur 2.24 weergegeven, deze weerstanden zorgt voor een 'eerlijke' spanningsverdeling over de cellen.

Een nadeel van deze aanpak is dat de weerstandswaarde laag moet zijn om het gewenste balancereffect te bekomen, wat resulteert in een continue vermogensdissipatie in de vorm van warmte. Dit kan beperkt worden door gebruik te maken van een comparator die de celspanning bewaakt en een FET aanstuurt van zodra de maximale celspanning bereikt wordt. Deze FET koppeld de weerstand over de cellen wanneer het nodig is en vice versa. Hierdoor wordt de overtollige energie enkel afgevoerd wanneer de celspanning maximaal is en wordt permanente dissipatie vermeden.

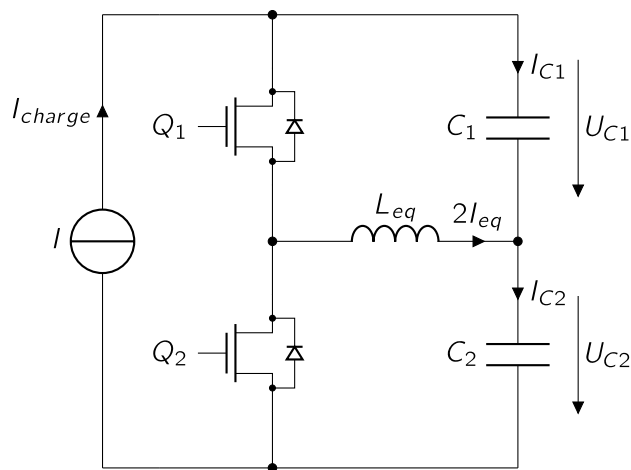
Een andere alternatieve passieve methode maakt gebruik van zenerdiodes. Aangezien er enkel vermogen gedissipeerd wordt als de geleidingsspanning van de zenerdiode overschreden wordt. Kan deze methode een hogere efficiëntie behalen.



Figuur 2.24: Passieve balancerings met weerstanden [42]

Actieve balancerings

Bij actieve balancerings wordt de overtollige energie niet gedissipeerd, maar wordt deze energie herverdeeld over de verschillende cellen door actieve circuits. Deze actieve circuits bestaan typisch uit converters (buck–boost) of schakelende transistoren zoals in Figuur 2.25 te zien is. De term ‘actief’ komt voort uit het feit dat de spanningsverdeling actief gelijkgetrokken wordt van de cel met hogere spanning naar de cel met een lagere spanning. Actieve balancerings kan grote efficiëntiewinsten boeken ten opzichte van de passieve balancerings.



Figuur 2.25: Actieve balancerings circuit met omkeerbare buck–boost converters [42]

Besluiten over supercondensatoren

Supercaps hebben een zeer hoge vermogensdichtheid wat de mogelijkheid geeft om zeer snel energie op te kunnen nemen of af te geven. In tegenstelling tot batterijen hebben supercaps geen complexe laadprofielen nodig. Een belangrijk nadeel van supercaps is de relatief lage maximale spanning per cel. Dit kan worden opgelost door meerdere cellen in serie te schakelen. Hierdoor kan spanningsonbalans ontstaan tussen de verschillende cellen. Om een veilige en betrouwbare werking te garanderen zijn balanceringsnetwerken noodzakelijk. Waarbij passieve methoden uitblinken in hun eenvoud, maar actieve methoden een betere efficiëntie halen.

Binnen deze thesis worden supercondensatoren gebruikt als energieopslag. De keuze voor supercondensatoren in plaats van batterijen is vooral voor de snelle laad- en ontlaadtijd. Echter dienen deze supercondensatoren beschermt te worden tegen overspanningen. Hier zal men steeds rekening mee moeten houden.

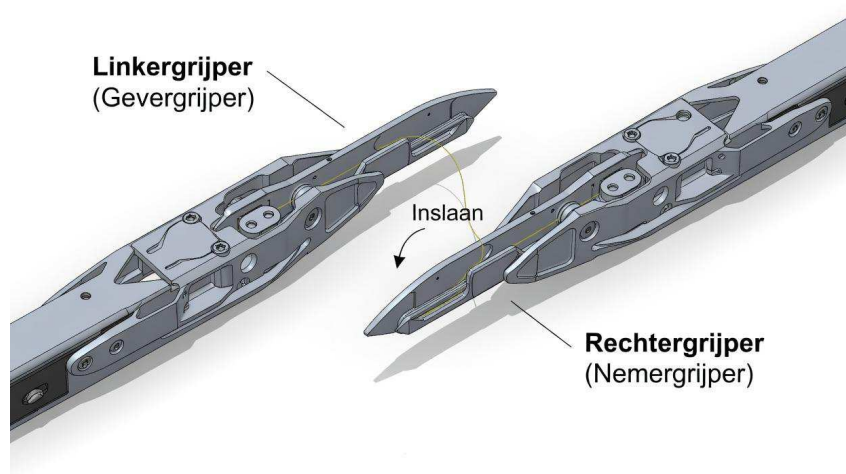
Hoofdstuk 3

Syteemvereisten en analyse

Dit hoofdstuk analyseert de startpositie van de oorspronkelijke opstelling en formuleert de vereisten waaraan het ontwerp moet voldoen. Paragraaf 3.1 beschrijft de huidige opstelling van de grijperweefmachine en legt de werking ervan uit, waarna de beperkingen van het bestaande laadsysteem via koolstofborstels bepaald worden. Vervolgens formuleert Paragraaf 3.2 de functionele vereisten en ontwerprichtlijnen waaraan voldaan moet worden. Hierbij wordt toegelicht aan welke voorwaarden de draadloze energieoverdracht moet voldoen en hoe de compatibiliteit met de bestaande aansturing mogelijk blijft. De geformuleerde vereisten vormen de randvoorwaarden voor de ontwerpkeuzes die worden uitgewerkt in Hoofdstuk 4.

3.1 Probleemanalyse van de huidige opstelling

Binnen deze sectie wordt de huidige opstelling voorgesteld en de werking ervan duidelijk gemaakt. Er wordt uitgelegd hoe de opstelling de dag van vandaag werkt en wat de pijnpunten zijn. De oorspronkelijke opstelling bestaat uit een grijperweefmachine met twee grijpers: een linkergrijper, ook wel de gevergrijper genoemd en een rechtergrijper, die ook wel de nemergrijper genoemd wordt, zoals weergegeven in Figuur 3.1. De draad, in vakjargon het inslaggaren genoemd, wordt in deze machine van links naar rechts door het getouw gevoerd, zoals te zien is in Figuur 3.1. De gevergrijper aan de linkerkant van de weefmachine neemt het inslaggaren en brengt het naar het midden van de machine, waarna het overgedragen wordt aan de nemergrijper. Tijdens deze overdracht wordt de draad vastgeklemd door de klemdelen.



Figuur 3.1: Linker- en rechtergrijper [1]

Deze pneumatische, positieve grippers zijn ontwikkeld om een hoge variëteit aan inslaggarens (van fijne tot grovere) te kunnen verwerken. Als de positieve gripper vergeleken wordt met de negatieve gripper kan er geconstateerd worden dat: een negatieve gripper slecht een passief element is waarbij de klem een passieve wig vormt en dat positieve grippers de klemdelen actief openen (vandaar de term positief) vanuit een kleine luchttank die meebeweegt met de gripper [1].

De gripper voert een lineaire slag uit van circa 1.2 m (amplitude ongeveer 0.6 m) in een sinusoidale beweging met een periode van ongeveer 110 ms bij 550 min^{-1} . De luchttank wordt bijgevuld in een stationair laadstation via een indringingskoppeling bij een voedingsdruk van 6 bar, met een beperkte overlappings tijd met het laden.

De aansturing van de actuator, die de gripper zal bedienen voor de draaddoorgave, gebeurt via een 3/2-klep. De triggering van deze actuator gebeurt via een resonant-inductieve methode op een frequentie van 125 kHz, waarvoor er een sturings printed circuit board (PCB) met een band-doorlaatfilter aan boord van de gripper is. Deze PCB filtert het signaal en bepaalt of het signaal ontvangen is of niet (type: signaal aanwezig of signaal niet aanwezig). De voeding van de elektropneumatische klep gebeurt door een serieschakeling van zes supercondensatoren, die geladen worden tot 15 VDC. Het laden van het systeem gebeurt in een beweging over een afstand van 5 cm via slepende koolstofborstels met een contact/laadweerstand van 8Ω , deze opstelling is te zien in Figuur 1.2. Deze koolstofborstels worden gevoed van een algemene DC-spanningsbron van 26 VDC [1].

Het huidige systeem kampt met enkele doorwegende beperkingen, waardoor de opzet van deze thesis tot stand is gekomen. Namelijk het laden van de supercondensatoren via de koolstofborstels. Deze borstels moeten ongeveer om de drie maanden vervangen worden. Dit leidt tot hoge vervangingskosten en productieverlies door machinestilstand. Bovendien hebben deze borstels een verhoogde kans op vonkvorming, wat in een stofrijke omgeving met weefgetouwen, beter te vermijden is (ATEX-relevantie).

3.2 Systeemvereisten en ontwerprichtlijnen

Om een draadloze energieoverdracht naar de bewegende gripper mogelijk te maken, worden in deze paragraaf de belangrijkste vereisten en randvoorwaarden geformuleerd. Deze vereisten zijn afgeleid uit de oorspronkelijke werking van het systeem en de geïdentificeerde beperkingen.

3.2.1 Draadloze energieoverdracht

De draadloze energieoverdracht vormt de kern van het systeem. Aangezien de energieoverdracht plaatsvindt tijdens de beweging van de gripper, heeft het systeem variërende koppelfactoren en een beperkte overdrachtstijd. De bijkomende vereisten zijn verder opgelijst:

- Het systeem dient draadloze energieoverdracht te realiseren op basis van MRC, tussen een stationaire primaire spoel en een bewegende secundaire spoel op de gripper
- Het ontwerp moet in staat zijn om energie een ~ 80 mJ over te dragen binnen het beperkte tijdsvenster van 17 ms–28 ms
- De spanning over de supercondensatoren dient tijdens het op- en ontladen binnen het bereik van 10 V–15 V te blijven
- Overladen van de serieschakeling van zes 1 F/3 V supercondensatoren dient vermeden te worden door een geschikt beveiligingsmechanisme
- De oplossing moet compatibel zijn met de originele vormfactor (afmetingen receiver-PCB 2 cm×5 cm)

3.2.2 Compatibiliteit met de bestaande aansturing

Naast de energieoverdracht is de compatibiliteit met de bestaande aansturing van cruciaal belang. De voorwaarde worden hieronder opgelijst:

- De 125 kHz resonant-inductieve triggering van de gripper moet functioneel blijven
- Het laden moet mogelijk zijn met de verschillende machinesnelheden die er zijn

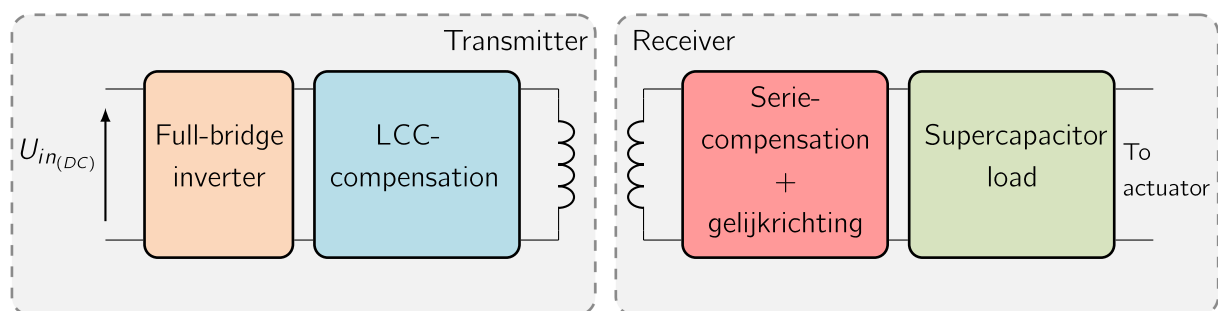
Hoofdstuk 4

Systeemopbouw en theoretisch ontwerp van het IPT-systeem

Dit hoofdstuk beschrijft de systeemopbouw en het theoretisch ontwerp van het MRC-systeem dat de koolstofborstels vervangt. Er wordt gestart met een algemeen overzicht in Paragraaf 4.1. Paragraaf 4.2 gaat hierop verder met de bespreking van de inverter, waarbij de topologiekeuze, het schakelgedrag en de componentdimensionering worden uitgewerkt. Vervolgens behandelt Paragraaf 4.3 het transmitterszijde, waarbij de spoelselectie, de koppelfactor, de keuze van de resonantiefrequentie en de dimensionering van het LCC-S compensatienetwerk aan bod komen, aangevuld met een bifurcatieanalyse om de stabiliteit van het systeem te garanderen. Daarna bespreekt Paragraaf 4.4 de receiverszijde, met aandacht voor de gelijkrichter, de belasting en de overlaadbeveiliging van de supercondensatorbank. Tenslotte worden in Paragraaf 4.5 de theoretische vermogeneigenschappen van het volledige systeem numeriek bepaald. De gemaakte ontwerpkeuzes vormen de basis voor de simulaties die in Hoofdstuk 5 besproken worden en voor de praktische validatie die uitgewerkt is in Hoofdstuk 6.

4.1 Opbouw van de opstelling

Om de structuur van het te ontwikkelen systeem te verduidelijken, wordt in Figuur 4.1 een algemeen blokschema gegeven van de opstelling. Dit schema maakt de opbouw en onderlinge afhankelijkheden tussen de verschillende blokken duidelijk. De kern van deze thesis is het ontwerpen en de werking aantonen via een *proof-of-concept* van een dynamisch-(MRC)-systeem dat in staat is om supercondensatoren te voeden. Deze supercondensatoren zijn bevestigd op een bewegende gripper. Vervolgens wordt door een triggersignaal, de opgeslagen energie gedeeltelijk ontladen over de pneumatische actuator. In de volgende paragrafen worden alle blokken toegelicht. Daarna wordt er ingegaan op hoe het MRC-systeem voor deze opstelling uitgewerkt kan worden.



Figuur 4.1: Totaal overzicht van de opstelling in een blokschema

4.1.1 Ontwerpvereisten en randvoorwaarden

Zoals beschreven in Hoofdstuk 3, dient een MRC-systeem ontwikkeld te worden dat in staat is supercondensatoren op te laden tot een maximale spanning van 15 V, bij een contactweerstand van $8\ \Omega$. Deze weerstand is afgeleid van de weerstandswaarde van de koolstofborstels en wordt behouden in het MRC-systeem, enerzijds om de laadstroom te begrenzen en anderzijds om de huidige werking zo veel mogelijk te behouden. Op basis van de wet van Ohm volgt hieruit een maximale initiële laadstroom van 1.875 A op tijdstip t_0 , wanneer de lading van de supercondensator Q_{SC} gelijk is aan nul. Dit impliceert dat het maximaal over te dragen vermogen binnen het bereik van $\sim 25\text{ W} - 45\text{ W}$ valt. De exacte vermogensvereiste wordt verder in dit hoofdstuk bepaald op basis van het theoretische overdrachtsmodel.

4.2 Invertor

Om de transmitterspoel aan te sturen, is een invertor nodig die een DC-ingangsspanning omzet naar een hoogfrequente wisselspanning. In deze sectie wordt eerst de invertortopologiekeuze gemotiveerd op basis van drie criteria: de robuustheid bij variërende koppelfactoren, het gedrag onder no-load condities en de benutting van de DC-busspanning. Ten slotte wordt het schakelgedrag toegelicht, waarbij ZVS centraal staat als methode om de schakelverliezen te beperken. Vervolgens worden de componenten gedimensioneerd en geselecteerd op basis van de spannings- en stroomvereisten van de opstelling.

4.2.1 Topologiekeuze

Zoals besproken in Paragraaf 2.3.1, zijn er verschillende invertortopologieën beschikbaar. Schakelende vermogensversterkers zoals klasse D, E, DE en F bieden in theorie hoge efficiënties maar hebben telkens het gemeenschappelijke nadeel dat ze gevoelig zijn voor belastingvariëaties [33].

In deze opstelling is de koppelfactor tussen transmitter- en receiverspoel sterk wisselend, variërend van nul tot $\sim 0,75$ (zie Figuur 4.6), afhankelijk van de positie van de grijper. Bovendien treden er regelmatig *no-load* toestanden op wanneer er geen receiver in de nabijheid van de transmitter aanwezig is. Onder dergelijke omstandigheden is de stabiliteit van schakelende vermogensversterkers niet te garanderen en is de regeling ervan bijzonder complex.

Om deze redenen worden *bridge*-invertoren als geschikte optie gekozen, meer specifiek een full-bridge invertor. Deze topologie legt de volledige DC-busspanning aan de transmitterspoel aan, wat een hoger overgedragen vermogen mogelijk maakt in vergelijking met een half-bridge configuratie, die slechts de helft van de DC-spanning benut [34]. Daarnaast beschikt de full-bridge over vier schakelementen die een volledige spanningsomkering genereren, waardoor de volledige DC-bus efficiënt wordt aangewend. Ten slotte is de full-bridge inherent robuust tegen *no-load* condities: de uitgangsspanning blijft gecontroleerd zonder gevaarlijke piekspanningen of instabiliteit.

4.2.2 Werkingsprincipe en schakelgedrag

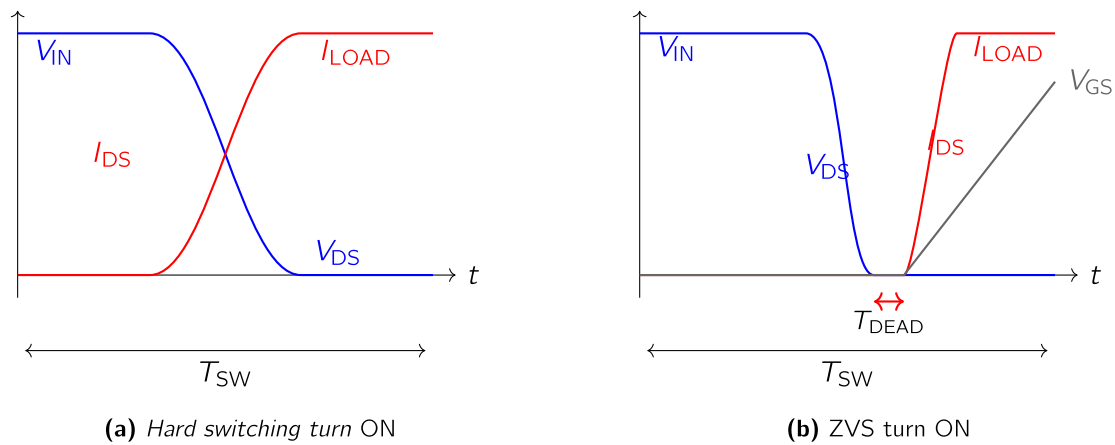
De full-bridge inverter wordt aangestuurd op een resonantiefrequentie van het LCC-compensatienetwerk. Door deze combinatie kan gebruik gemaakt worden van ZVS. Hierbij schakelen de schakelelementen op het moment dat de spanning erover nul is, waardoor de schakelverliezen sterk gereduceerd worden.

Zoals te zien is in Figuur 4.2a, is bij *hard switching* de spanning nog niet gedaald tot nul op het moment dat de stroom door de belasting begint te vloeien, wat aanleiding geeft tot aanzienlijke schakelverliezen. Bij ZVS wordt dit vermeden doordat de body-diode van de metal-oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET) eerst geleidt tijdens de *deadtime*, waardoor de spanning over het component tot nul daalt alvorens het wordt ingeschakeld. Deze *deadtime* is noodzakelijk om te vermijden dat beide MOSFET's gelijktijdig geleiden, wat zou leiden tot een kortsluiting of *shoot-through*.

Hoewel de body-diode ZVS mogelijk maakt, introduceert het een bijkomende verliesterm. Bij het beëindigen van haar geleiding moeten de minderheidsladingsdragers weggeruimd worden, wat een 'kortstondige' *reverse-recovery* stroom veroorzaakt [45]. Het bijbehorende vermogensverlies wordt gegeven door:

$$P_{rr} = \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot V_{DS} \cdot f_s \quad (4.1)$$

De *body-diode* wordt onder andere gekarakteriseerd door deze Q_{rr} -parameter. Bijgevolg zal een te hoge Q_{rr} de gemaakte efficiëntiewinst door ZVS teniet doen [45]. Om dit te vermijden wordt een MOSFET geselecteerd met een zo laag mogelijke Q_{rr} .



Figuur 4.2: Vergelijking tussen *hard switching* en ZVS

4.2.3 Componentkeuze en aansturing

MOSFET-selectie

Het selecteren van een geschikte MOSFET gebeurt aan de hand van vier primaire parameters: de *drain-source* spanning V_{DS} , de *drain-source* stroom I_D , de kanaalweerstand tijdens geleiding $R_{DS(on)}$ en de totale *gate*-lading Q_g [46].

De vereiste spanningsrating dient minstens gelijk te zijn aan de DC-busspanning, bij voorkeur met een veiligheidsmarge. Daarnaast is een lage $R_{DS(on)}$ gewenst om de geleidingsverliezen te beperken, aangezien het gedissipeerde vermogen tijdens geleiding gegeven wordt door:

$$P_{\text{cond}} = (I_D)^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (4.2)$$

Naast de geleidingsverliezen treden er bij elke schakelovergang ook *gate*-aansturingsverliezen op. Deze zijn evenredig met de totale *gate*-lading Q_g , de *gate*-spanning V_{GS} en de schakelfrequentie f_s :

$$P_{\text{gate}} = Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_s \quad (4.3)$$

Bij hoge schakelfrequenties vormen deze verliezen een niet te verwaarlozen bijdrage. Aangezien V_{GS} en f_s vastliggen voor een gegeven ontwerp, is een lage Q_g wenselijk om de *gate*-aansturingsverliezen te beperken. Bovendien bepaalt Q_g de maximaal haalbare schakelsnelheid: hoe lager de *gate*-lading, hoe sneller de *gate* geladen kan worden en hoe hogere schakelfrequentie het systeem aankan [46].

Gate-driver en aansturing

De aansturing van de inverter gebeurt via een microcontroller, die typisch werkt met spanningen tussen 1.2 V–5 V. Het rechtstreeks aansturen van de MOSFET's is echter niet mogelijk, aangezien zowel de uitgangsspanning als de uitgangsstroom van de microcontroller onvoldoende zijn om de *gate*-capaciteit Q_g snel genoeg te laden. Daarom wordt een *gate-driver* toegepast die de stuursignalen vertaalt naar het vereiste spanningsniveau en voldoende piekstroom levert, gegeven door:

$$I_{\text{gate,peak}} = \frac{V_{GS}}{R_{\text{gate}}} \quad (4.4)$$

Voor de full-bridge inverter zijn twee half-bridge *gate-drivers* vereist. Hierbij dient een onderscheid gemaakt te worden tussen de aansturing van de *low-side* en de *high-side* MOSFET. De *low-side* MOSFET heeft zijn *source-pin* verbonden met de gemeenschappelijke referentiespanning GND , waardoor deze rechtstreeks aangestuurd kan worden vanuit een vaste voedingsspanning. De *high-side* MOSFET daarentegen heeft een zwevende *source-pin*, die het potentiaal van het schakelknooppunt volgt en bijgevolg varieert tussen 0 V en U_{DC} . Dit vereist een geïsoleerde of zwevende *gate*-voeding.

Hiervoor zijn drie gangbare oplossingen mogelijk [47, 48]:

- **Bootstrapvoeding:** een condensator wordt opgeladen via een diode wanneer de *low-side* MOSFET geleidt. Deze lading uit de condensator wordt vervolgens gebruikt om de *high-side gate* aan te sturen. Deze methode is eenvoudig en goedkoop, maar is *duty cycle* afhankelijk, het vereist een minimale aan-tijd van de *low-side* MOSFET om de bootstrapcondensator voldoende op te laden.
- **Geïsoleerde DC-DC voeding:** een galvanisch geïsoleerde voeding levert een zwevende spanning voor de *high-side driver*. Dit werkt onafhankelijk van de *duty cycle*, maar verhoogt de complexiteit en kostprijs.
- **Charge pump:** een schakelend ladingscircuit laadt een bootstrap condensator op en genereert zo de benodigde zwevende spanning. Geschikt voor lagere vermogens en hogere frequenties.

Daarnaast dient de propagatievertraging van de *gate-driver* klein en symmetrisch te zijn voor de *high-side* en *low-side* kanalen, om een correcte *deadtime* te garanderen. Deze *deatime* vermijdt *shoot-trough*

4.2.4 Dimensionering van de inverter

Zoals in Figuur 4.1 vormt de inverter de schakel tussen de DC-voedingsspanning en het LCC-compensatienetwerk. Op basis van de werkfrequentie $f_s = 85 \text{ kHz}$ (zie Paragraaf 4.3.1), de voedingsspanning U_{DC} en het gewenste vermogen (25 W–45 W), kunnen de vereiste parameters bepaald worden.

Dimensionering van de MOSFET

Om voldoende veiligheidsmarge te verkrijgen wordt V_{DS} gekozen als:

$$V_{(BR)DS} = 1.5 \cdot U_{DC} = 1.5 \cdot 26 \approx 40 \text{ V} \quad (4.5)$$

De stroom door de MOSFET wordt bepaald door het resonante netwerk. In resonantie kan deze benaderd worden door:

$$I_p = \frac{U_{DC}}{\omega \cdot L_r} \quad (4.6)$$

Met $U_{DC} = 26 \text{ V}$ en $L_r = 2.2 \mu\text{H}$ volgt:

$$I_p \approx 22.1 \text{ A} \quad (4.7)$$

Deadtime-bepaling

De minimale *deadtime* wordt bepaald door de schakelkarakteristieken van de MOSFET:

$$t_{d,\min} = t_f + t_{d(off)} \quad (4.8)$$

Daarnaast moet voldaan zijn aan de voorwaarde voor ZVS:

$$t_{d,ZVS} \geq \frac{2 \cdot C_{oss} \cdot U_{DC}}{I_p} \quad (4.9)$$

De effectieve *deadtime* wordt gekozen als:

$$t_d = \max(t_{d,\min}, t_{d,ZVS}) \quad (4.10)$$

De *deadtime* mag echter niet te groot gekozen worden, aangezien dit de effectieve *duty-cycle* verlaagt en de symmetrie van de schakeling verstoort.

4.2.5 Samenvatting en vergelijking met praktische keuzes

Mosfet

Op basis van de dimensioneringsberekeningen uit Paragraaf 4.2.4 worden de minimale vereisten voor de MOSFET vastgelegd: een spanningsrating van minstens 40 V, een piekstroom van circa 22.1 A en een lage Q_g . Rekeninghoudend met de compacte vormfactor van de opstelling en de beschikbaarheid bij gangbare distributeurs, wordt gekozen voor de DMTH6010SK3. Deze MOSFET biedt met een $V_{(BR)DS}$ van 40 V een ruime veiligheidsmarge op de busspanning, een lage $R_{DS(on)}$ van 10 mΩ en een kleine *gate*-lading Q_g van 10 nC, wat de snelle schakeling bij 85 kHz biedt. De lage *reverse recovery* lading Q_{rr} van 16 nC maakt de body-diode geschikt voor gebruik tijdens de *deadtime* bij ZVS-werking. Tabel 4.1 geeft een volledig overzicht van de vereisten en de verificatie van de geselecteerde componenten.

Tabel 4.1 Verificatie van de MOSFET-selectie (DMTH6010SK3)

Parameter	Symbol	Vereiste	DMTH6010SK3	Voldoet?
Max. drain-source spanning	$V_{(BR)DS}$	$\geq 40 \text{ V}$	60 V	✓
Max. drainstroom (piek)	$I_{D(max)}$	$\approx 22.1 \text{ A}$	40 A	✓
Kanaalweerstand	$R_{DS(on)}$	zo laag mogelijk	10 mΩ	✓
Totale gate-lading	Q_g	zo laag mogelijk	10 nC	✓
Gate-spanning	V_{GS}	10 V–12 V	10 V	✓
Schakelfrequentie	f_s	85 kHz	$\leq 1 \text{ MHz}$	✓
Reverse recovery lading	Q_{rr}	zo laag mogelijk (voor ZVS)	16 nC	✓
Deadtime	t_d	$\max(t_{d,\min}, t_{d,ZVS})$	16 ns	✓

Gatedriver

Voor de keuze van de *gate-driver* is een *integrated circuit (IC)* geselecteerd dat voldoet aan de vooropgestelde *gatedrivereisen* uit Paragraaf 4.2.3. Op basis hiervan is gekozen voor de *IR2110*. Deze MOSFET-*driver* beschikt over zowel een *high-side* als een *low-side* uitgang, waardoor hij geschikt is voor het aansturen van een half-bridge configuratie. Door dubbel gebruik is hij geschikt voor een *full-bridge* aan te sturen. Daarnaast is de *driver* voorzien van een ingebouwde bootstrap-schakeling, waardoor een zwevende voedingsspanning voor de *high-side* gerealiseerd kan worden. Dit maakt het mogelijk om de *high-side* MOSFET correct aan te sturen, ondanks het variabele potentiaal van de *source-pin*.

4.3 Transmitter

De transmitterspoel vormt het primaire gedeelte van het IPT-systeem en wekt het wisselende magnetische veld op waardoor de draadloze energie overdracht mogelijk wordt gemaakt. Op deze manier kan er energie overgedragen worden naar de receiverspoel. In de opstelling is de spoel statisch opgesteld ten opzichte van de bewegende grijper en is aangesloten op het LCC-compensatienetwerk. Om het reactief vermogen dat gedissipeerd wordt in de transmitterspoel, wordt er een compensatienetwerk tussen de transmitter en de invertor geplaatst. De keuze van de transmitterspoel heeft een grote invloed op onder andere de koppelfactor, de dimensionering van het compensatienetwerk en de grootte van het overgedragen vermogen. In Paragraaf 4.3.2 is de transmitterspoel van Würth Elektronik opgemeten verder gedimensioneerd. Vervolgens wordt de topologiekeuze en dimensionering van het compensatienetwerk in Paragraaf 4.3.3 besproken.

4.3.1 Resonantiefrequentie

Het bepalen van de resonantiefrequentie is een belangrijke parameter in de ontwerpfase. Deze parameter heeft onder andere invloed op de dimensionering van de spoelen, het compensatienetwerk en de vermogensverliezen die zullen optreden in het systeem. Zoals in Paragraaf 2.1.6 besproken werd valt deze opstelling niet bindend onder een bepaalde standaard: 'Maar kan het gebruikt worden als bron van inspiratie voor het nemen van realistische ontwerpkeuzes.' Het vindt onder meer inspiratie binnen de SAE J2954-standaard aangezien het om een OLEV-opstelling gaat. Deze standaard beveelt een werkfrequentie van 85 kHz aan [16].

Om deze reden wordt in dit ontwerp gekozen voor een resonantiefrequentie van 85 kHz. Deze keuze is gebaseerd op drie overwegingen. Ten eerste is 85 kHz de aanbevolen werkfrequentie binnen de SAE J2954-standaard voor dynamische WPT-systemen, wat de vergelijkbaarheid met bestaande OLEV-toepassingen bevordert [16]. Ten tweede biedt deze frequentie een aanvaardbaar compromis tussen enerzijds de schakelverliezen in de invertor, die toenemen met de frequentie, en anderzijds de vereiste componentwaarden van het compensatienetwerk, die bij lagere frequenties te groot in omvang worden. Ten derde dient het WPT-systeem het 125 kHz triggersignaal van de grijper niet te verstoren. Bij een werkfrequentie van 85 kHz vallen de relevante harmonische,

met name de derde harmonische op 255 kHz buiten het 125 kHz-bereik, waardoor interferentie op deze manier vermeden wordt. Echter is er een bandfilter dat de mogelijke triggersignalen nog zal beperken. Enkel de signalen die binnen deze band vallen zullen doorgelaten worden.

De resonantiefrequentie van het compensatienetwerk wordt afgestemd op deze werkfrequentie hieruit volgt dat:

$$\omega_0 = 2\pi f = 534.1 \text{ krad s}^{-1} \quad (4.11)$$

4.3.2 Spoelselectie en karakterisatie

Selectiecriteria en spoelkeuze

De keuze van de spoelen zijn uiterst belangrijk, aangezien deze een grote invloed hebben op verschillende systeemp parameters zoals koppelfactor, resonantiefrequentie en de dimensionering van het compensatienetwerk. In deze thesis werd er gekozen voor spoelen van Würth Elektronik, aangezien zij verschillende inductiewaarden in verschillende afmetingen aanbieden, voor het maken van een IPT-opstelling.

Aangenomen dat het systeem $\sim 25\text{ W} - 45\text{ W}$ moet kunnen overdragen, dienen de gekozen spoelen aan deze vermogensvereiste te voldoen. Voor het selecteren van de juiste spoelen werd gebruik gemaakt van de selectietool van Würth: 'REDEXPERT®'. Deze tool maakt het mogelijk om restricties en vrijheden op te leggen voor het bepalen van de geschikte spoel, zoals de gewenste inductantie-waarde, afmetingen, spoelvorm en de rol van de spoel (transmitter of receiver).

Eerst werden de mogelijke transmitterspoelen geselecteerd. Waarna vervolgens op basis van deze keuzes, een geschikte receiverspoel bepaald kon worden. De selectietool biedt hierbij ondersteuning door, voor de geselecteerde transmitterspoel een optimale receiverspoel voor te stellen, waarbij er een maximale koppelfactor kan worden gehaald. De meest limiterende factor in deze opstelling is de vormfactor. Dit wordt opgelegd door de afmetingen van de grijparm. De dimensies van de spoel dienen zodanig gekozen te worden dat de spoel op de grijper kan gemonteerd worden. De eigenschappen van de geselecteerde transmitterspoel staan weergegeven in Tabel 4.2:

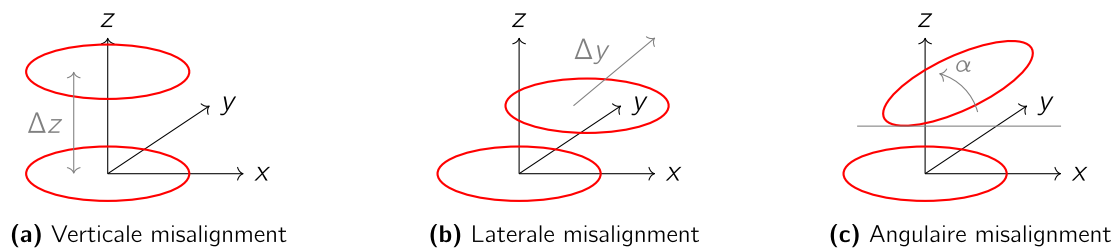
Tabel 4.2 Eigenschappen van de geselecteerde transmitterspoelen TX-spoel: (760308102142)

Eigenschappen	Waarde	Eenheid	Tolerantie
Inductantie L @125 kHz	5.8	μH	$\pm 10\%$
Q-factor Q @125 kHz	100	-	typ.
Nominale stroom I_R	18	A	max.
Saturatie stroom I_{SAT}	30	A	typ.
DC weerstand R_{dc}	10	$\text{m}\Omega$	typ.
DC weerstand R_{dc}	12	$\text{m}\Omega$	max.
Zelfresonantiefrequentie f_{res}	12	MHz	

Uitlijning en misalignment

Aangezien deze thesis over een beweegbare opstelling gaat, heeft de opstelling te kampen met variaties in koppelfactor. Vooraleer de koppelfactor bepaald kan worden, is het noodzakelijk een duidelijk beeld te vormen over de mogelijke verschuivingen die kunnen optreden tussen de transmitter- en receiverspoel. Er kunnen drie vormen van *misalignment* onderscheiden worden, zoals weergegeven in Figuur 4.3.

- **Verticale misalignment:** hier varieert de onderlinge afstand Δz loodrecht op het spoelvlak (zie Figuur 4.3a).
- **Laterale misalignment:** hier treedt een horizontale verschuiving op langs de Y-as, waarbij Δz constant blijft (zie Figuur 4.3b). Deze vorm zal continu aanwezig zijn aangezien de gripper zich repetitief over de Y-as verplaatst. Zolang er nog overlap is tussen de windingen van de spoelen¹, heeft deze verschuiving een beperkte impact op de koppelfactor en is ze de minst destructieve vorm van *misalignment*.
- **Angulaire misalignment:** hierbij zijn de spoelen onderling gekanteld onder een hoek α , terwijl Δz constant blijft (zie Figuur 4.3c). Hoewel de verticale afstand ongewijzigd blijft, heeft deze vorm de meest nadelige invloed op de koppelfactor [49].



Figuur 4.3: Verschillende vormen van *misalignment* in een IPT-systeem [50]

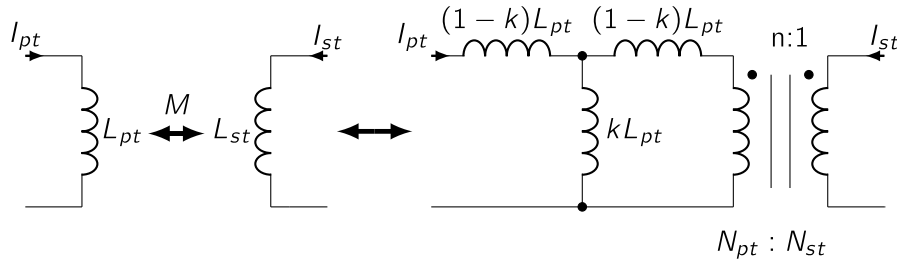
Voor verdere dynamische berekeningen en metingen wordt er steeds van uitgegaan dat binnen deze opstelling enkel laterale verschuivingen mogelijk zijn. Aangezien de transmitterspoel statisch is en de receiverspoel zich statisch op de gripper bevindt. Deze manier van opstellen maakt het enkel mogelijk dat er laterale verschuivingen kunnen/zullen optreden en sluit door de manier van opstellen angulaire of verticale *misalignment* uit. Er is gekozen voor een *airgap* tussen de transmitter- en receiverspoel te laten van 3 mm. Bijgevolg geldt voor alle hierop volgende stationaire berekeningen en metingen dat: $\Delta z = 3 \text{ mm}$, $\Delta y = 0$ en $\alpha = 0$.

Bepaling van de koppelfactor en mutuele inductantie

Met de mogelijke *misalignments* in kaart gebracht, kan de koppelfactor en dus bij gevolg de mutuele inductantie bepaald worden als functie van de laterale verschuiving Δy . Met de gekozen *airgap* van 3 mm, kan via het transformator T-equivalent van een IPT-systeem, weergegeven in Figuur 4.4,

¹Waarmee men met 'contact houden' bedoelt: dat er nog overlap is tussen de windingen van de spoelen tegenover elkaar, (de transmitter 'ziet' de receiver nog.)

de koppelfactor opgemeten worden [51]. Binnen een statische opstelling zal deze factor niet veranderen, aangezien de afstand tussen de spoelen niet wijzigt en de spoelen ideaal uitgelijnd zijn ten opzichte van elkaar. Om statisch en dynamisch de koppelfactor te kunnen meten is er een 3D-stuk ontworpen dat in staat is om de transmitterspoel statisch te klemmen, terwijl het mogelijk is om de receiver te verplaatsen. Hierdoor kan een laterale verschuiving uitgevoerd worden.



Figuur 4.4: Transformator T-equivalent van een IPT-systeem [51]

Eerst wordt de zelfinductantie van de primaire spoel gemeten door de twee spoelen uit te lijnen. De inductantie die gezien wordt vanuit deze primaire spoel terwijl de receiverspoel opengelaten is, komt overeen met de zelfinductantie van de transmitterspoel [51]. In Vergelijking (4.12) is de formule voor de zelfinductantie weergegeven.

$$L_{pt(oc)} = (1 - k) \cdot L_{pt} + k \cdot L_{pt} = L_{pt} \quad (4.12)$$

Vervolgens wordt de secundaire spoel kortgesloten. In dit geval wordt een inductantie gemeten die afhankelijk is van zowel inductantie L_{pt} als de koppelfactor k . Deze relatie wordt gegeven in Vergelijking (4.13).

$$L_{pt(sc)} = (1 - k) \cdot L_{pt} + \frac{k \cdot (1 - k) \cdot L_{pt}^2}{k \cdot L_{pt} + (1 + k) \cdot L_{pt}} = (1 - k^2) \cdot L_{pt} \quad (4.13)$$

Door Vergelijking (4.12) en Vergelijking (4.13) uit te werken naar L_{pt} en gelijk te stellen aan elkaar, kan de koppelfactor k hieruit afgeleid worden. Het resulterend verband staat in Vergelijking (4.14).

$$k = \sqrt{\frac{L_{pt(oc)} - L_{pt(sc)}}{L_{pt(oc)}}} \quad (4.14)$$

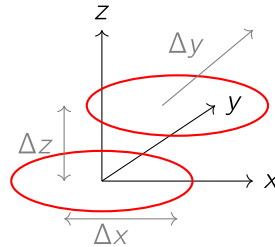
Aan de hand van het verband tussen de koppelfactor k en mutuele inductantie M kan vervolgens de mutuele inductantie bepaald worden door:

$$M = k \cdot \sqrt{L_p \cdot L_s} \quad (4.15)$$

In Figuur 4.6 worden de resultaten van de hierboven beschreven metingen weergegeven voor een transmitterspoel met een inductantie $5.8 \mu\text{H}$. Telkens werd $L_{pt(oc)}$ en $L_{pt(sc)}$ gemeten². Vervolgens werd hieruit de koppelfactor berekend met behulp van Vergelijking (4.14). Deze procedure werd herhaald in stapjes van 1 cm om zo de koppelfactor te kunnen bepalen voor verschillende laterale

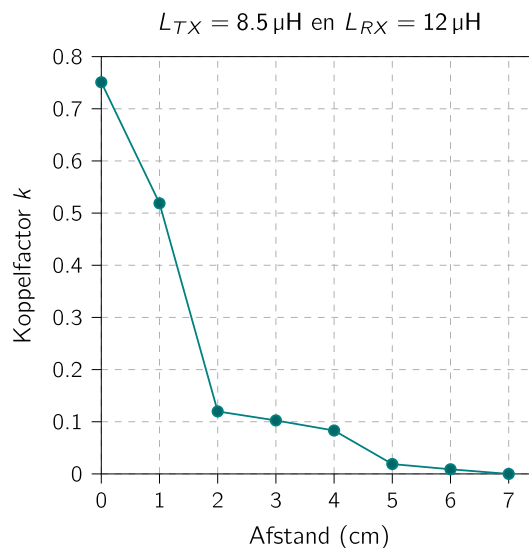
²metingen zijn uitgevoerd met behulp van een frequentiesweep van 20 kHz–500 kHz.

verschuivingen tussen de spoelen. Een laterale verschuiving wordt gezien als een verplaatsing over de y-as waarbij er geen verschuiving is ten opzichte van de x-as en de onderlinge afstand Δz tussen de spoelen niet wijzigt. Figuur 4.5 maakt deze laterale verschuiving duidelijk.



Figuur 4.5: Laterale verschuiving Δy tussen de spoelen (rode cirkels), waarbij Δx en Δz onveranderlijk zijn

Uit Figuur 4.6 kan bepaald worden dat bij een statische ‘perfect’ uitgelijnde opstelling de koppelfactor steeds een waarde van ~ 0.75 zal aannemen. Ook maakt de figuur duidelijk dat de koppelfactor al snel wegzakt bij een relatief kleine laterale verschuiving. Wanneer er een gemiddelde waarde voor de koppelfactor bepaald wordt, ligt deze waarde rond de ~ 0.3 .



Figuur 4.6: Gemeten koppelfactor k als functie van de afstand tussen de spoelen

In Tabel 4.3 werden de mutuele inductanties voor verschillende laterale verschuivingen bepaald aan de hand van Vergelijking (4.15). Uit de vergelijking van de resultaten voor de verschillende transmitterspoelen blijkt dat de mutuele inductantie M sterk afhankelijk is van de specifieke spoelparameters, zoals de geometrie en de zelfinducties. Hierdoor is de M niet geschikt als algemene maat om verschillende configuraties onderling te vergelijken. Om dit tegen te gaan wordt de koppelfactor k geïntroduceerd, die de mutuele koppeling normaliseert ten opzichte van de zelfinductanties. Hierdoor wordt de invloed van absolute spoelparameters geëlimineerd. Aangezien k dimensieloos is en zich tussen nul en één bevindt, vormt deze een schaalonafhankelijke en robuuste maat voor het vergelijken van koppelingen. Om deze reden wordt in het verdere verloop van deze thesis k gebruikt als belangrijke parameter tijdens de simulaties (zie Hoofdstuk 5).

Tabel 4.3 Koppelfactor k en mutuele inductantie M als functie van de laterale verschuiving Δy ($L_p = 5.8 \mu\text{H}$ en $L_s = 12 \mu\text{H}$)

Δy (cm)	k	M (μH)
0	0.75	6.264
1	0.52	4.328
2	0.12	0.999
3	0.10	0.855
4	0.08	0.694
5	0.02	0.158
6	0.01	0.074
7	0.00	0

4.3.3 Compensatienetwerk en dimensionering

Zoals aangetoond in Paragraaf 2.3.2 biedt de LCC-S-topologie een belastingsonafhankelijke spanningsversterking, ondersteuning van ZVS en een inherente stroombegrenzing bij afwezigheid van een receiver. In combinatie met de relatief lage gevoeligheid voor variaties in de koppelfactor, zoals blijkt uit Tabel 2.4, vormt deze topologie de meest geschikte keuze als compensatienetwerk voor dit dynamisch IPT-systeem.

De componentwaarden worden gedimensioneerd op basis van de volgende ontwerpparameters: de resonantiefrequentie $\omega_0 = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz}$ bepaald in Paragraaf 4.3.1, de gemiddelde koppelfactor $k_{\text{gem}} = 0,27$ die bepaald is in Paragraaf 4.3.2 en de ontwerpeis $H_U \geq 1$, zodat de uitgangsspanning minstens gelijk is aan de ingangsspanning. De volledige berekening is opgenomen in Bijlage B. Tabel 4.4 geeft een overzicht van de gedimensioneerde componentwaarden, de bijhorende praktische keuzes en de maximale toelaatbare stroom per component.

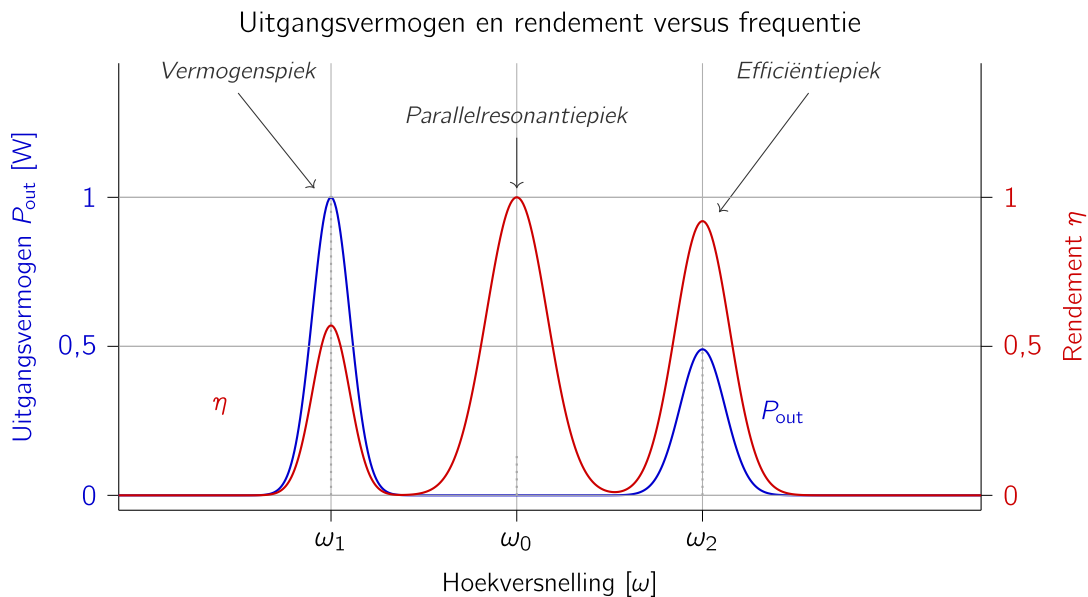
Tabel 4.4 Gedimensioneerde componentwaarden van het LCC-S-compensatienetwerk

Component	Symbool	$L_{TX} = 5.8 \mu\text{H}$	I_{max}
Resonantie-inductantie (7443330220)	L_r	$2.2 \mu\text{H}$	16.5 A
Parallele condensator ($2 \times \text{R76MR382050H3J}$)	C_r	$1.60 \mu\text{F}$	19 A
Primaire condensator ($6 \times \text{R76PI23305050J}$)	C_P	975 nF	24.6 A
Secundaire condensator ($2 \times \text{R75MI3150AA30J}$)	C_S	292 nF	11.62 A
Spanningsversterking bij $k_{\text{gem}} = 0.2$	H_U	≈ 1.03	/

Bifurcatieanalyse bepaling van k_{crit}

Zoals reeds toegelicht in Paragraaf 2.2.3 verschilt het bifurcatiegedrag van een LCC-S netwerk sterk met dat van een SS-topologie. Aangezien $\text{Im}(Z_{\text{in}}) = 0$ voor de LCC-S topologie een derdegraadsveelterm in ω^2 oplevert³, bezit het systeem bij zwakke koppeling drie ZPA-punten, weergegeven in Figuur 4.7:

- Vermogenspiek ($\omega_1 < \omega_0$): frequentie waarbij het maximale vermogen kan worden overgedragen
- Parallelresonantie (ω_0): ontwerpfrequentie van het netwerk
- Efficiëntiepiek ($\omega_2 > \omega_0$): frequentie waarbij de maximale efficiëntie wordt bereikt en er nog vermogen overgedragen wordt



Figuur 4.7: Uitgangsvermogen en rendement in functie van de genormaliseerde frequentie ω/ω_0 voor het LCC-S compensatienetwerk bij $k \ll k_{\text{crit}}$.

Uit de numerieke analyse van $\text{Im}(Z_{\text{in}}(\omega))$, waarvan de afleiding is opgenomen in Bijlage C, blijkt dat het bifurcatiegedrag van een LCC-S netwerk fundamenteel verschilt van dat van een SS-topologie. Bij een SS-systeem ontstaan bij toenemende koppelfactor extra ZPA-punten zodra de koppelfactor k een kritische waarde overschrijdt: één ZPA-punt splitst op in meerdere [31]. Bij een LCC-S netwerk daarentegen zijn er bij zwakke koppeling drie ZPA-punten aanwezig en verloopt bifurcatie in omgekeerde richting in vergelijking met een SS-compensatie. Naarmate k toeneemt, schuift de efficiëntiepiek ω_2 op naar de parallelresonantiefrequentie ω_0 , totdat beide samenvallen bij $k = k_{\text{crit}}$, waarna het systeem nog slechts twee ZPA-punten vertoont.

³De volledige uitdrukking voor Z_{in} is afgeleid in Bijlage C.

Indien het systeem op de efficiëntiepiek ω_2 wenst gebruikt te worden, dient k_{crit} gekend te zijn zodat de frequentie niet tijdens de werking zou veranderen door een verandering in koppelfactor. Het kritische punt wordt gedefinieerd als de grenswaarde waarbij $\text{Im}(Z_{\text{in}}(\omega)) = 0$ overgaat van drie naar twee nulpunten in het frequentiedomein. Dit is analytisch moeilijk oplosbaar, daarom wordt k_{crit} numeriek bepaald via een Python-script bijgevoegd in Bijlage D. Hieruit volgt:

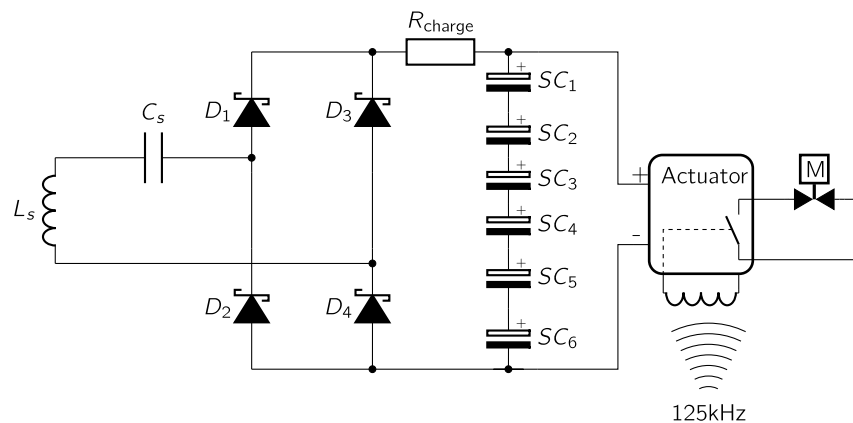
$$k_{\text{crit}} = 0,76 \quad (4.16)$$

Uit Figuur 4.6 blijkt dat $k_{\text{max}} \approx 0,75 < k_{\text{crit}}$, waardoor het ontworpen LCC-S systeem vrij is van bifurcatie. De drie ZPA-punten blijven behouden over het volledige werkbereik. Dit impliceert dat er vrijheid is in de keuze van de werkfrequentie, afhankelijk van de gewenste optimalisatie: vermogen of efficiëntie.

4.4 Receiver en belasting

De receiver en de bijbehorende belasting worden in deze paragraaf besproken. De receiver bestaat uit een ontvangspoel met een seriecompensatiecondensator C_s , gevolgd door een enkeltrap-ontvanger die de ontvangen wisselspanning naar een bruikbare gelijkspanning omzet. Deze omzetting wordt gerealiseerd met een *full-bridge* gelijkrichter, gevolgd door een afvlakcondensator om de uitgangsspanning te stabiliseren. Daarnaast wordt een overlaadbeveiliging voorzien om te voorkomen dat de spanning over de supercondensatoren hoger oploopt dan de toegelaten waarde. De bekomen gelijkspanning wordt gebruikt om een serieschakeling van zes supercondensatoren op te laden via een laadweerstand R_{charge} . Een schematische voorstelling van de receiver is weergegeven in Figuur 4.8. De dimensionering van de componenten wordt verder in deze sectie behandeld.

De opgeslagen energie in de supercondensatoren wordt tijdens de werking van het weefgetouw gedeeltelijk ontladen om een pneumatische actuator M aan te sturen. Deze actuator wordt geactiveerd via een resonant-inductieve koppeling op 125 kHz. Hierbij wordt een persluchtklep op de grijper bekrachtigd, waardoor de grijperklem geopend wordt en het inslaggaren kan worden gegrepen.



Figuur 4.8: Schematische voorstelling van de receiver die belast is

4.4.1 Gelijkrichter

De hoogfrequente wisselspanning aan de uitgang van het seriecompensatienetwerk aan de receiver-zijde dient omgezet te worden naar een gelijkspanning om de supercondensatoren te kunnen opladen. Om dit te verwezenlijken is er gekozen voor een volle-brug gelijkrichter. Zoals Tabel 2.5 in Hoofdstuk 2 aangetoont, biedt de volle-brug ten opzichte van de halve-golf gelijkrichter een lagere rimpelspanning, symmetrische stroomverdeling over beide alternanties en een lagere stroomstress per diode. Met als enige nadeel een spanningsval van $2 \times V_f$. Dit kan geminimaliseerd worden door de juiste diodekeuze, zoals hieronder aangetoond wordt.

Diodekeuze: Schottky

Bij hogere schakelfrequenties zijn gewone gelijkrichter-diodes ongeschikt. Door de relatief grote *reverse recovery charge* Q_{rr} kunnen zij de overgang van geleiding naar sper niet snel genoeg maken, wat aanleiding geeft tot *reverse recovery* verliezen, wat zonder bewijs weergegeven wordt in Vergelijking (4.17) [52]. Schottky-diodes worden hiervoor als standaardkeuze beschouwd: zij hebben een verwaarloosbare Q_{rr} en een typische omschakeltijd van 10 ns voor vermogenstypes, tegenover meer dan 100 ns voor gewone siliciumdiodes [52]. Bovendien bedraagt de voorwaartse spanningsval van een Schottky-diode voor deze vermogensratings typisch 0.4 V–0.6 V[53].

$$P_{\text{loss,RR}} \approx \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{RR,max}} \cdot t_b \cdot f_s}{6} \quad (4.17)$$

Minimale vereiste piekwisselspanning

De ontwerpeis stelt dat de gelijkgerichte uitgangsspanning minstens $\bar{V}_{DC,\min} = 15 \text{ V RMS}$ dient te bedragen om de supercondensatoren volledig op te laden. Met de volle-brug gelijkrichter geldt Vergelijking (2.35), deze leidt dit tot de minimale piekspanning $\hat{V}_{AC,\min}$:

$$\hat{V}_{AC,\min} = \frac{\pi}{2} (\bar{V}_{DC,\min} + 2V_f) \quad (4.18)$$

Uitgedrukt als effectieve waarde $V_{AC,\text{rms},\min}$:

$$V_{AC,\text{rms},\min} = \frac{\hat{V}_{AC,\min}}{\sqrt{2}} \quad (4.19)$$

Dit stelt een minimale eis dat de RMS-spanning die aan de secundaire spoel ontvangen wordt, minimaal $V_{AC,\text{rms},\min}$ dient te bedragen, dit bij een laterale verschuiving van 1.5 cm. Zodat de supercondensator kan opladen van zodra de receiver 1.5 cm uitgelijnd is.

4.4.2 Samenvatting en praktische keuze

Op basis van de minimale spanningseis $\hat{V}_{AC,\min}$ en de vereiste gemiddelde doorstroom wordt de SK54A-LTP Schottky-diode geselecteerd voor de volle-brug gelijkrichter. De keuze voor een Schottky-type is ingegeven door de hoge schakelfrequentie van 85 kHz: de verwaarloosbare *reverse*

recovery lading Q_{rr} van 6.9 nC voorkomt schakelverliezen tijdens de overgang van geleiding naar sper. Tabel 4.5 geeft een volledig overzicht van de vereisten en de verificatie van de geselecteerde component.

Tabel 4.5 Verificatie van de Schottky-diodekeuze voor de volle-brug gelijkrichter

Parameter	Symbol	Vereiste	Gekozen diode (SK54A-LTP)	✓
Max. piekspanning (reverse)	V_{RRM}	$\geq 30 \text{ V}$	40 V	✓
Max. gemiddelde doorstroom	$I_{F(AV)}$	$\geq 3 \text{ A}$	5 A	✓
Max. piekstroom (@25 °C)	I_{FSM}	$\geq 3 \text{ A}$	100 A	✓
Voorwaartse spanningsval	V_f	$\leq 0.6 \text{ V}$	0.55 V	✓
Reverse recovery lading	Q_{rr}	~ 0 (Schottky)	6.9 nC	✓
Schakelfrequentie	f_s	$\geq 85 \text{ kHz}$	1 MHz	✓
Max. junction temperatuur	$T_{j,max}$	$> 100 \text{ °C}$ (marge)	150 °C	✓

4.4.3 Belasting

De belasting bestaat uit een serieschakeling van zes supercondensatoren in combinatie met een laadweerstand van 8Ω . Vanwege de strikte vormfactorbeperkingen op de receiverzijde, is er namelijk geen ruimte beschikbaar voor een extra DC/DC-converter. Daarom is er geopteerd voor een enkeltrap-ontvanger. Dit type ontvanger is het meest geschikt voor de beoogde toepassing, aangezien supercondensatoren minder strikte laadvereisten hebben dan batterijen en geen nauwkeurige spanningsregeling vereisen. De voornaamste beperking waarmee rekening gehouden dient te worden, is de maximaal toelaatbare spanning over de serieschakeling. Voor zes identieke supercondensatoren met individuele maximale spanning $V_{SCn,max}$ geldt:

$$V_{SC,serie,max} = \sum_{n=1}^6 V_{SCn,max} = 6 \cdot V_{SCn,max} = 6 \cdot 3 \text{ V} = 18 \text{ V} \quad (4.20)$$

Om overschrijding van deze maximale spanning te vermijden, dient een overspanningsbeveiliging voorzien te worden. Daarnaast dient rekening gehouden te worden met de spanningsbalans over de afzonderlijke cellen: door componenttoleranties kunnen de individuele celspanningen ongelijk verdeeld worden, wat de levensduur van de supercondensatoren negatief beïnvloedt. Een passief balanceringsnetwerk (bv. balanceerweerstand parallel over elke cel) kan dit probleem wegwerken.

Samenvatting en praktische keuze

Tabel 4.6 geeft een overzicht van de ontwerpvereisten voor de supercondensatorbank en de bijhorende componentkeuze. De geselecteerde supercondensatoren zijn identiek aan de types die *Picanol Group* integreert op de effectieve gripper. Deze keuze laat toe dat het laad- en ontladgedrag van de *proof-of-concept* opstelling zo nauw mogelijk te laten aansluiten bij het reële systeem, zodat de validatiemetingen rechtstreeks vergelijkbaar zijn met de verwachte werking in de weefmachine.

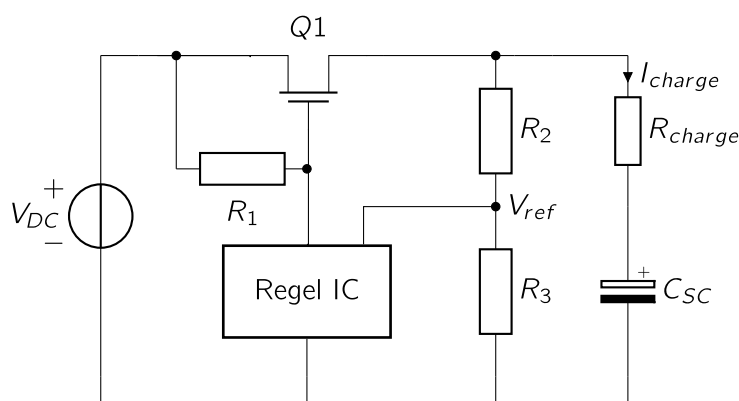
Tabel 4.6 Verificatie van de supercondensatorkeuze

Parameter	Symbol	Vereiste	Gekozen component (ADCR-S03R0SA105MB)
Capaciteit per cel	C_{SC}	1 F	1 F
Max. spanning per cel	$V_{SCn,max}$	$\geq 3\text{ V}$	3 V
Max. spanning serieschakeling	$V_{SC,serie,max}$	$\geq 15\text{ V}$	18 V
Max. laadstroom	$I_{SC,max}$	2 A	3 A
Interne weerstand (ESR)	R_{ESR}	zo laag mogelijk	350 m Ω
Aantal cellen in serie	N	6	6
Equivalenten capaciteit	$C_{eq} = \frac{C_{SC}}{N}$	166 mF	166 mF

4.4.4 Overspanningsbeveiliging

De maximale spanning over de supercondensatoren is begrensd tot $V_{SC,serie,max}$. Aangezien de spanning bij een minimale uitlijning van 1.5 cm minstens gelijk moet zijn aan $V_{AC,rms,min}$, zal de spanning bij perfecte uitlijning van 0 cm hoger uitvallen.

Dit kan ertoe leiden dat de spanning de toegelaten limiet van de supercondensatoren overschrijdt. Om dit te voorkomen, wordt een overspanningsbeveiliging toegepast. Een mogelijke implementatie hiervan is weergegeven in Figuur 6.6. Wanneer de spanning over de supercondensator C_{SC} stijgt, zodat de referentiespanning V_{ref} via de spanningsdeler van R_2 en R_3 bereikt wordt, zal het Regel IC MOSFET Q_1 aansturen. Hierdoor wordt de laadstroom I_{charge} onderbroken en wordt verdere spanningsstijging verhinderd. Als de spanning weer onder V_{ref} zakt, zal het IC terug de MOSFET aansturen waardoor het laden terug verder kan gezet worden.

**Figuur 4.9:** Opbouw van het overspanningsbeveiliging circuit

De overspanningsbeveiliging dient enkel als extra bescherming tegen occasionele spanningspieken. Aangezien de uitgangsspanning hardwarematig begrensd wordt tot 15 V, zal de beveiliging slechts occasioneel kortdurend actief hoeven te zijn. Hysteresis is bij deze schakeling dus niet vereist.

Samenvatting en praktische keuze

De overspanningsbeveiliging bestaat uit een spanningsdeler, een *TL431* spanningsreferentie en een MOSFET die een ontlaadweerstand inschakelt zodra de referentiespanning overschreden wordt. De referentiespanning wordt ingesteld via de spanningsdeler en bedraagt:

$$V_{th} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = 2.5 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{47 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) = 14.25 \text{ V} \quad (4.21)$$

Tabel 4.7 geeft een overzicht van de gebruikte componenten en hun functie binnen de schakeling.

Tabel 4.7 Componentoverzicht van de overspanningsbeveiliging

Component	Type/Waarde	Symbol	Functie
Spanningsreferentie	TL431	U_1	Vergelijkt de gemeten spanning met de interne referentiespanning van 2.5 V en stuurt de gate van de MOSFET aan
Spanningsdeler	47 k Ω & 10 k Ω	R_2 & R_3	Vormen een referentiespanning voor de TL431 te laten geleiden $V_{th} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$
N-kanaal MOSFET	DMTH6010SK3	M_1	Schakelt de ontlaadweerstand de serieschakeling van de laadweerstand R_{charge} en supercondensatoren C_{SC} los zodra V_{th} overschreden wordt
Ontlaadweerstand	8 Ω	R_{charge}	Begrenst de laadstroom

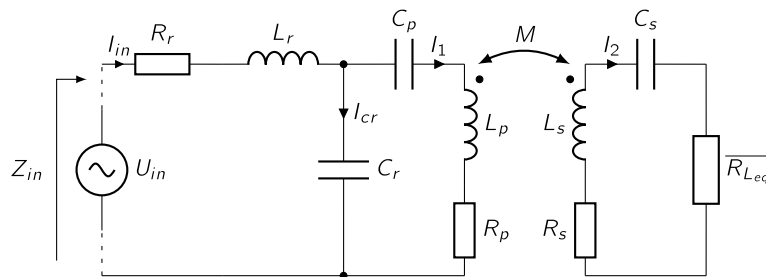
4.5 Systeembrede beschouwing van het draadloze

Om het schijnbaar ingangsvermogen S_{in} , het uitgangsvermogen P_{out} en de transmissie-efficiëntie η_{trans} van het LCC-S gecompenseerd MRC-systeem te bepalen, is een circuitanalyse op basis van complexe impedanties noodzakelijk. De volledige afleiding hiervan is opgenomen in Bijlage C. In deze sectie wordt een beknopt overzicht gegeven van de gehanteerde methode en de bekomen eindresultaten.

Note: Complexe grootheden worden steeds aangeduid met een overlijning ($\overline{}$), ter onderscheid van reële grootheden. Impedanties zijn hierbij complexe grootheden van de vorm $\overline{Z} = R + jX$.

4.5.1 Ingangsimpedantie en in- en uitgangsvermogen

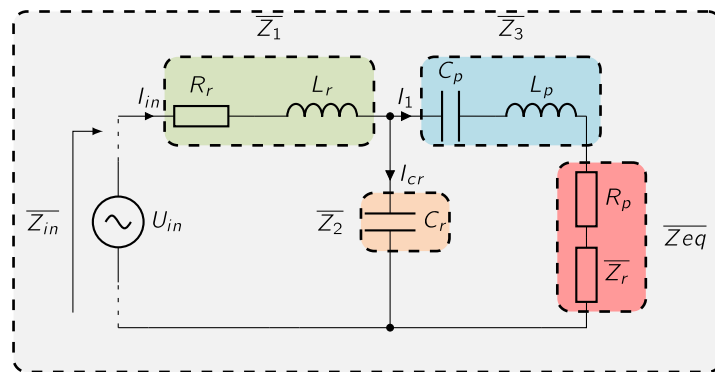
De beschouwde opstelling is weergegeven in Figuur 4.10.



Figuur 4.10: LCC-S gecompenseerde IPT-opstelling

Complexe impedanties en A-parameters

De componenten worden voorgesteld door hun complexe impedanties. De secundaire zijde wordt via de gereflecteerde impedantie $\overline{Z}_r$ in de primaire zijde voorgesteld. Het equivalent schema dat hierdoor tot stand komt, is weergegeven in Figuur 4.11. Hierbij worden de parasitaire weerstanden R_r , R_p en R_s van respectievelijk de compensatiespoel, de primaire- en secundaire-spoel expliciet meegenomen. De relevante impedanties zijn:



Figuur 4.11: Equivalent schema van een LCC-S gecompenseerde IPT-opstelling met complexe impedanties

$$\overline{Z}_1 = R_r + j\omega L_r, \quad \overline{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C_r}, \quad \overline{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p, \quad (4.22)$$

$$\overline{Z}_s = R_s + \overline{R}_{Leq} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}, \quad \overline{Z}_r = \frac{(\omega M)^2}{\overline{Z}_s}, \quad \overline{Z}_{eq} = R_p + \overline{Z}_r \quad (4.23)$$

Om het uitgangsvermogen te kunnen bepalen, wordt de equivalente belastingsimpedantie $\overline{Z}_{Leq}$ ingevoerd. Deze grootheid benadert de bruggelijkrichter en de effectieve belasting ($R_L + \overline{X}_{SC}$) via een eerste-orde benadering [54]:

$$\overline{Z}_{Leq} = \frac{8 \cdot (R_L + \overline{X}_{SC})}{\pi^2} \quad (4.24)$$

Om de netwerkvergelijkingen compact te schrijven, worden de A-parameters gedefinieerd als:

$$\overline{A}_{11} = \frac{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2}{\overline{Z}_2}, \quad \overline{A}_{12} = \frac{\overline{Z}_1 \cdot \overline{Z}_2 + \overline{Z}_2 \cdot \overline{Z}_3 + \overline{Z}_1 \cdot \overline{Z}_3}{\overline{Z}_2}, \quad \overline{A}_{21} = \frac{1}{\overline{Z}_2}, \quad \overline{A}_{22} = \frac{\overline{Z}_2 + \overline{Z}_3}{\overline{Z}_2} \quad (4.25)$$

Ingangsimpedantie en stromen

Vanuit Figuur 4.11 kan deingangsimpedantie worden uitgedrukt als:

$$\overline{Z}_{in} = \frac{\overline{A}_{11} \cdot \overline{Z}_{eq} + \overline{A}_{12}}{\overline{A}_{21} \cdot \overline{Z}_{eq} + \overline{A}_{22}} \quad (4.26)$$

De ingangsstroom $\overline{I}_{in}$ volgt rechtstreeks hieruit:

$$\overline{I}_{in} = \frac{\overline{U}_{in}}{\overline{Z}_{in}} = \frac{\overline{U}_{in} \cdot (\overline{A}_{21} \cdot \overline{Z}_{eq} + \overline{A}_{22})}{\overline{A}_{11} \cdot \overline{Z}_{eq} + \overline{A}_{12}} \quad (4.27)$$

De stroom door de primaire spoel $\overline{I}_1$, die de magnetische koppeling met de secundaire spoel bepaalt, wordt via de stroomdelerformule bekomen als:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_{in}}{\overline{A}_{11} \cdot \overline{Z}_{eq} + \overline{A}_{12}} \quad (4.28)$$

De stroom door de secundaire spoel $\overline{I}_2$ wordt geïnduceerd via de mutuele inductantie M en is gelijk aan:

$$\overline{I}_2 = \frac{j\omega M \cdot \overline{U}_{in}}{\overline{Z}_s \cdot (\overline{A}_{11} \cdot \overline{Z}_{eq} + \overline{A}_{12})} \quad (4.29)$$

Ingangsvermogen en uitgangsvermogen

Met de bekomen stroomuitdrukkingen kan het schijnbaar-ingangsvermogen S_{in} bepaald worden:

$$S_{in} = \left| \frac{\overline{U_{in}}^2 \cdot (\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}})}{\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}} \right| \quad (4.30)$$

Het uitgangsvermogen P_{out} is het vermogen dat effectief gedissipeerd wordt in de equivalente belastingsweerstand $\overline{Z_{Leq}}$:

$$P_{out} = |I_2|^2 \cdot \overline{Z_{Leq}} = \frac{\overline{Z_{Leq}} \cdot (\omega M \cdot \overline{U_{in}})^2}{|\overline{Z_s} \cdot (\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}})|^2} \quad (4.31)$$

4.5.2 Transmissie-efficiëntie

De transmissie-efficiëntie η_{trans} van het LCC-S systeem wordt gedefinieerd als de verhouding van het actief uitgangsvermogen ten opzichte van het schijnbaar ingangsvermogen. Deze verhouding wordt verkozen zodat het zowel rekening houdt met de verliezen als met de vermogensfactor. Indien er gekozen wordt om op een ZPA-frequentie te werken dan geldt dat het schijnbaar vermogen gelijk is aan het actief vermogen aangezien de ingangsimpedantie Z_{in} puur reëel is:

$$\eta_{trans} = \frac{P_{out}}{S_{in}} = \frac{\overline{Z_{Leq}} \cdot (\omega M)^2}{|\overline{Z_s}^2 \cdot (\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}) \cdot (\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}})|} \quad (4.32)$$

4.5.3 Bepalen van de praktische werkfrequentie

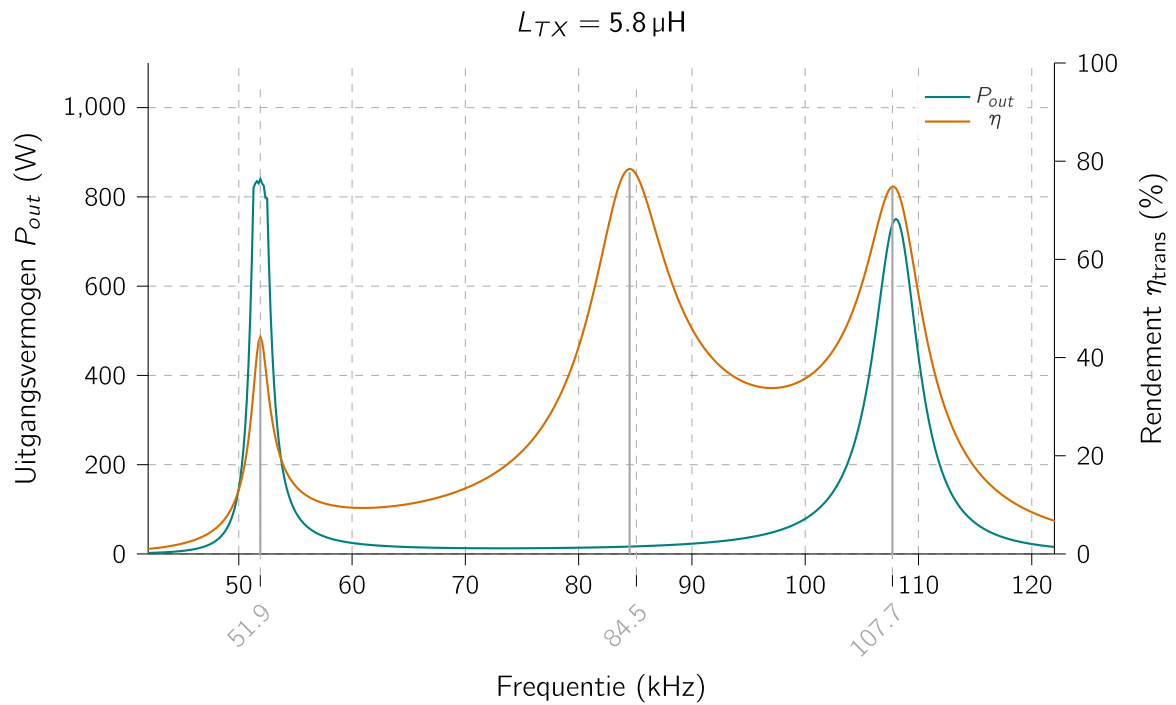
Nu alle relevante componenten voor het IPT-systeem gedimensioneerd zijn en alle benodigde formules gedefinieerd zijn, kan de effectieve werkfrequentie bepaald worden. Zoals vastgesteld in Paragraaf 4.3.3, treedt er geen bifurcatie op, waardoor het systeem drie ZPA-punten heeft.

In theorie wordt er bij voorkeur gewerkt op een ZPA-punt, aangezien de ingangsimpedantie daar puur reëel is en er geen reactieve stromen zullen vloeien. De vermogensresonantiepiek is hierbij het meest aangewezen, omdat deze piek een goede balans biedt tussen maximale overgedragen vermogen bij een redelijke efficiëntie. De parallelresonantiepiek levert praktisch geen vermogen, terwijl de efficiëntiepiek verschuift met de koppeling en hierdoor actieve frequentieregeling vereist.

De theoretische richt-werkfrequentie bij de vermogensresonantiepiek bedraagt 51.8 kHz. Zoals te zien is in Figuur 4.12, bedraagt het theoretisch uitgangsvermogen op deze frequentie circa 840 W bij de minimale DC-ingangsspanning en een gebruikte belastingsweerstand van 11 Ω . De bijhorende secundaire RMS-stroom bedraagt:

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_{out}}{R_L}} = \sqrt{\frac{840}{11}} \approx 8.7 \text{ A} \quad (4.33)$$

Dit overschrijdt ruimschoots de maximale toegelaten stroom van de receiverspoel, waardoor operatie op deze frequentie praktisch niet haalbaar is.



Figuur 4.12: Theoretisch uitgangsvermogen P_{out} en transmissie-efficiëntie η_{trans} als functie van de frequentie bij $k_{gem} = 0,3$; $U_{in,DC} = 11\text{V}$

Daarom wordt gekozen voor een werkfrequentie van 69 kHz, gelegen tussen de vermogensresonantiepiek en de parallelresonantiepiek. In dit gebied vertoont de ingangsimpedantie een inductief karakter, waardoor ZVS mogelijk is bij de *full-bridge* inverter waardoor de schakelverliezen beperkt blijven [55]. Het overgedragen vermogen bij 69 kHz is wel haalbaar binnen de componentlimieten.

Het nadeel is dat er niet meer op een ZPA-punt gewerkt wordt, waardoor reactieve stromen en bijkomende verliezen optreden. Aangezien deze thesis een *proof-of-concept* betreft en efficiëntieoptimalisatie geen hoofddoel van deze thesis is, wordt deze *trade-off* als aanvaardbaar beschouwd.

Door middel van de hierboven bepaalde componentwaarden en formules is Figuur 4.12 tot stand gekomen. Deze grafieken tonen het theoretisch uitgangsvermogen P_{out} en het theoretisch haalbare rendement η_{trans} als functie van de frequentie, bij een koppelfactor van $k_{gem} = 0,3$, zodat de drie ZPA-punten duidelijk zichtbaar zijn. Als extra controle zijn deze punten ook via simulatie achterhaald, deze controlegrafiek is te vinden in Bijlage E.

De werkfrequentie is samengevat in Tabel 4.8.

Tabel 4.8 Werkfrequentie bij de transmitterspoel

Transmitterspoel L_{TX}	Theoretische ZPA-freq.	Praktische werkfrequentie f_w
5.8 μH	51.9 kHz	69 kHz

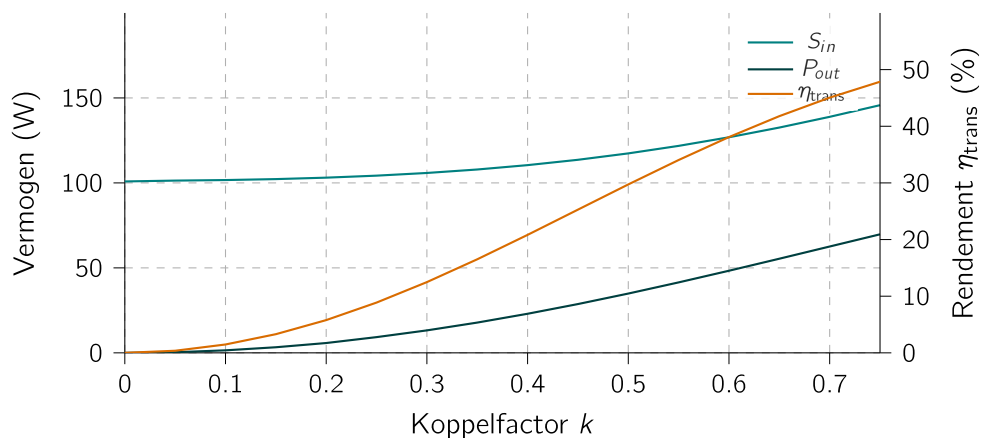
4.5.4 Numerieke bepaling van de vermogenseigenschappen

Nu alle parameters van het IPT-systeem vastgelegd zijn en de theoretische richt-werkfrequentie f_w bepaald is, kan het theoretische ingangsvermogen S_{in} , het uitgangsvermogen P_{out} en de theoretische transmissie-efficiëntie η_{trans} numeriek bepaald worden. Deze waarde leggen de systeemgrenzen op vlak van vermogen theoretisch vast. Om deze theoretische grenzen vast te leggen, werd er gebruikgemaakt van een excel-rekenblad waarin elke parameter afzonderlijk instelbaar is en doorgerekend wordt via de hierboven gedefinieerde formules. In Tabel 4.9 wordt voor de verschillende laterale verschuivingen Δy en de daarbij opgemeten koppelfactor k telkens, het bijhorende theoretische ingangsvermogen, uitgangsvermogen en de transmissie-efficiëntie weergegeven. Deze waarden zijn bepaald bij de praktische werkfrequentie f_w en eeningangsspanning $U_{in} = 11 \text{ V}$.

Tabel 4.9 Theoretisch S_{in} , P_{out} en η_{trans} als functie van de laterale verschuiving Δy

Δy (cm)	k	S_{in} (VA)	P_{out} (W)	η_{trans} (%)
0	0.75	145.74	69.75	47.86
1	0.52	119.06	37.48	31.48
2	0.12	101.87	2.16	2.12
3	0.10	101.68	1.50	1.47
4	0.08	101.52	0.96	0.94
5	0.02	101.27	0.06	0.06
6	0.01	101.26	0.02	0.014
7	0.00	100.86	0	0

In Figuur 4.13 wordt zowel het ingangs-, het uitgangsvermogen en de transmissie-efficiëntie geplott. Hierbij wordt het duidelijk dat het uitgangsvermogen zeer afhankelijk is van de koppelfactor en dat het ingangsvermogen min of meer constant blijft naarmate de koppelfactor daalt.



Figuur 4.13: Theoretisch schijnbaar ingangsvermogen S_{in} , uitgangsvermogen P_{out} en transmissie-efficiëntie η_{trans} als functie van de koppelfactor k voor $L_{TX} = 5.8 \mu\text{H}$ bij $f_w = 69 \text{ kHz}$

Hoofdstuk 5

Simulatie van het IPT-systeem

Het hoofdstuk heeft een opbouw als volgt: in Paragraaf 5.1 wordt eerst de twee gebruikte modellen voor de magnetische koppeling toegelicht: het T-equivalent transformatormodel voor statische analyses bij een vaste koppelfactor k ; en het gekoppeld inductormodel voor dynamische simulaties waarbij $k(t)$ is. Vervolgens in Paragraaf 5.2 worden via statische simulaties de minimale DC-ingangsspanning en de vermogensverliezen bij afwezige koppeling van de gebruikte componenten bepaald. Daarna wordt in Paragraaf 5.3 via dynamische simulaties het laad- en ontlaadgedrag van de supercondensatorbank over een volledige grijpercyclus bij 500 rpm gesimuleerd, ook de energiebalans wordt gecontroleerd net als de spanningsgrenzen tijdens de actuatiepuls. De werking van het bandfilter is nagegaan in Paragraaf 5.4. Waarna ten slotte een besluit wordt gevormd over het hoofdstuk in Paragraaf 5.5.

5.1 Modellen voor de magnetische koppeling

In dit hoofdstuk worden twee verschillende circuitmodellen gehanteerd voor de simuleren van de magnetische koppeling tussen transmitter- en receiverspoel. Waarbij elk model geschikt is voor een specifiek type van simulatie.

5.1.1 Het T-equivalent transformatormodel

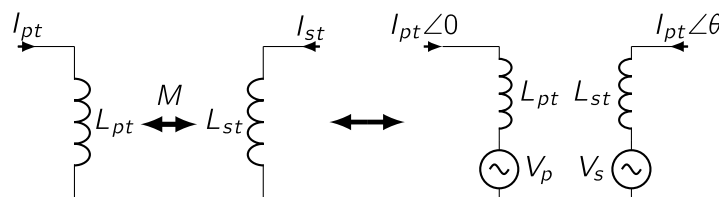
Het T-equivalent transformatormodel maakt gebruik van een SPICE-directive $KL_p L_s k$, die specifiek bedoeld is voor het simuleren van transformatoren. Deze directive kan op een efficiënte en rekenkundig lichtere manier toegepast worden voor het modelleren van een IPT-systeem. De toepasbaarheid ervan is echter beperkt tot statische simulaties. De koppelfactor k kan namelijk niet als functie van de tijd/positie gedefinieerd worden, waardoor deze tijdens de simulatie niet kan variëren. Dit vormt de belangrijkste beperking van het T-equivalent transformatormodel. In Figuur 4.4 wordt dit model schematisch voorgesteld.

5.1.2 Het gekoppeld inductormodel

Het gekoppeld-inductormodel is gebaseerd op de inductiespanningsvergelijkingen afgeleid in Paragraaf 2.2: Ter volledigheid worden deze hieronder weergegeven.

$$\begin{aligned}v_1(t) &= L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + M \frac{di_2(t)}{dt} \\v_2(t) &= M \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt}\end{aligned}$$

In SPICE worden deze relaties geïmplementeerd met behulp van *behavioral voltage sources* (B-bronnen). Deze bronnen berekenen de totale geïnduceerde spanningen in zowel de primaire als de secundaire spoel, waarbij de koppeling wordt bepaald door de mutuele inductantie M . Deze mutuele inductantie is afhankelijk van de koppelfactor k en de zelfinductanties van de spoelen. Er dient echter rekening gehouden te worden met het feit dat de zelfinductanties van de spoelen eveneens variëren naarmate de onderlinge positie verandert. Deze variatie in zelfinductantie moet bijgevolg expliciet in het model worden opgenomen. Het belangrijkste voordeel van dit model is dat het toelaat om een tijdsvariërende koppelfactor te simuleren, wat essentieel is voor het analyseren van dynamische IPT-systemen. In Figuur 5.1 wordt dit model schematisch voorgesteld.



Figuur 5.1: Schematische voorstelling van een gekoppeld inductor model

5.2 Statische simulaties

De statische simulaties worden uitgevoerd met het T-equivalent transformator model bij een vaste koppelfactor k . Het doel hiervan is om ontwerpparameters te bepalen die niet rechtstreeks uit de theoretische analyse afgeleid kunnen worden.

In Paragraaf 4.5.4 is aangetoond dat bij werking op de vermogenspiek, en in het bijzonder bij lage of afwezige koppeling, de overgedragen vermogens kunnen oplopen tot enkele honderden W. In dat geval kunnen de stroom- en vermogensratings van de gebruikte componenten overschreden worden. Daarom wordt in deze sectie eerst de maximale DC-ingangsspanning bepaald waarbij de supercondensatorbank nog voldoende wordt opgeladen (minimaal 10 V) en alle componenten binnen hun respectievelijke veiligheidsmarges kunnen werken. Vervolgens worden de componentstromen bij afwezige koppeling geverifieerd via simulaties om zo de dimensionering van de reële systeemcomponenten te kunnen evalueren.

5.2.1 Bepaling van de DC-ingangsspanning

De vereiste DC-ingangsspanning wordt bepaald door de minimale uitgangsspanning die nodig is om de supercondensatorbank tot 10 V op te kunnen laden. Voor het opladen van de supercondensatorbank is immers niet uitsluitend het overgedragen vermogen bepalend, maar vooral de gelijkgerichte uitgangsspanning waarbij deze vermogensoverdracht plaatsvindt. Door de aanwezige overspanningsbeveiliging is het bovendien toegestaan dat de uitgangsspanning bij hogere koppelingen maximale spanning van de supercondensatorbank overschrijdt.

Als ontwerpeis wordt daarom gesteld dat de supercondensatorbank nog steeds tot de minimale werkspanning van 10 V geladen kan worden bij een laterale verschuiving van 1.5 cm tussen transmitter- en receiverspoel. Uit de koppelfactor-karakteristiek in Figuur 4.6 volgt dat deze verschuiving overeenkomt met $k = 0,31$.

Om de bijhorende vereiste DC-ingangsspanning te bepalen, wordt een statisch simulatiemodel opgesteld op basis van het T-equivalent transformatormodel. De uitgangsspanning wordt hierin geëvalueerd als functie van de DC-ingangsspanning en de koppelfactor k . Door de ingangsspanning stapsgewijs te variëren en de minimale waarde te bepalen waarbij de uitgangsspanning voldoende hoog blijft om de supercondensatorbank te laden, volgt een vereiste DC-ingangsspanning van 11 V. De resultaten van deze analyse zijn samengevat in Tabel 5.1.

Tabel 5.1 Ingangsspanning van de invertor met resulterende uitgangsspanning van het IPT-systeem een laterale verschuiving van 1.5 cm $k = 0.31$

Parameter	Gewenst	Gesimuleerd	
Koppelfactor k bij 1.5 cm	0.31		✓
Ingangsspanning U_{DC} (V)	(n.t.b.)	11 V	–
Uitgangsspanning V_{out} (V)	≥ 10 V	25.35 V	✓
Spanning op supercap (≥ 10 V)	≥ 10 V	11.66 V	✓

5.2.2 Stroom- en spanningsverificatie bij afwezige koppeling

Bij afwezige koppeling valt de gereflecteerde impedantie weg en oscilleert de primaire resonante kring vrijwel ongedempt, wat maximale stromen door de spoelen, condensatoren en halfgeleiders veroorzaakt. Dit vormt het zwaarste werkingpunt van het systeem, en alle componenten zijn daarom expliciet onder deze worst-case conditie geverifieerd. Uit simulatie blijkt dat alle componenten voldoen aan de vooropgestelde vermogens- en stroomlimieten, zelfs bij volledige afwezigheid van koppeling.

5.3 Dynamische simulaties

De statische simulaties uit de vorige sectie verifieert het analytische ontwerpmodel onder vaste koppelcondities. In werkelijkheid varieert de koppelfactor k continu naarmate de grijper zich langs de transmitterspoel beweegt. Dit dynamische gedrag kan zeer moeilijk analytisch bepaald worden, hierdoor is een tijdsdomeinsimulatie aan te raden. De dynamische simulaties vormen hierbij een belangrijke verificatie van het IPT-systeem dat gerealiseerd is in deze thesis. Ze tonen het werkelijke systeemgedrag tijdens een volledige grijpercyclus, inclusief de laad- en ontladsequentie van de supercondensatorbank en dit bij een tijdsafhankelijke koppelfactor $k(t)$.

5.3.1 Tijdsbepalingen van de grijpercyclus

Om de simulatie uit te voeren dienen de timingspunten, waarop de grijper op- of ontlad, gekend te zijn. De grijper voert namelijk een lineaire beweging uit waarbij een aantal vaste timingspunten optreden deze worden uitgedrukt in hoekgraden [1]. Deze hoekgraden kunnen omgerekend worden naar tijden uitgedrukt in seconden aan de hand van onderstaande formule:

$$t = \frac{\theta}{360^\circ} \cdot T_{\text{period}} \quad (5.1)$$

Tabel 5.2 geeft een overzicht van de kritische processtappen en de bijhorende tijdsduren voor drie verschillende rotatiesnelheden.

Tabel 5.2 Tijdsbepalingen van de kritische processtappen in de grijpercyclus bij verschillende rotatiesnelheden

Processtap	Hoekbereik (°)	$\Delta\theta$ (°)	@300 rpm (ms)	@500 rpm (ms)	@600 rpm (ms)
Laden & luchttank vullen	328 → 25	57°	31.7	19.0	15.8
waarvan luchttank vullen	329 → 7	38°	21.1	12.7	10.6
Verplaatsen naar meename	25 → 30	5°	2.8	1.7	1.4
Actuatie (meename)	30 → 55	25°	13.9	8.3	6.9
Verplaatsen naar overgave	55 → 180	125°	69.4	41.7	34.7
Actuatie (overgave)	180 → 205	25°	13.9	8.3	6.9
Terugkeer naar laadzone	205 → 328	123°	68.3	41.0	34.2
Volledige periode	0 → 360	360°	200	120	100

Note: Aangezien de dynamische werking van de grijper kan ingesteld worden op verschillende snelheden, is er echter in het simulatie hoofdstuk steeds gewerkt met de tijden die gelden bij de werking op 500 rpm - wat de standaard snelheid is van de grijper [1]. Uit Tabel 5.2 volgt dat bijvoorbeeld: het laadvenster per cyclus 19 ms bedraagt en de ontladperiode van de supercondensatorbank actuatietijd 8.3 ms bedraagt.

5.3.2 Energiebehoefte en dimensionering van de ontladweerstand

Om de energiebehoefte en de benodigde ontladweerstand voor het simuleren van de ontladfase te bepalen, is het aangewezen eerst de totale opgeslagen energie in de supercondensatorbank te bepalen. Deze condensatorbank heeft een equivalente capaciteit van $C_{eq} = 166 \text{ mF}$ (zoals eerder bepaald). De totale opgeslagen energie bij een nominale spanning van 14 V bedraagt dan:

$$E_{\text{totaal}} = \frac{C_{eq} \cdot U^2}{2} = \frac{0,166 \cdot 14^2}{2} \approx 16.33 \text{ J} \quad (5.2)$$

Per grijpercyclus wordt een energie van 80 mJ onttrokken door de pneumatische actuator [1]. Dit stemt overeen met slechts 0,43 % van de totale opgeslagen energie, waardoor de spanningsschommeling per cyclus beperkt blijft.

Zoals in Tabel 5.2 wordt weergegeven laadt de supercondensatorbank gedurende T_{charge} en is er een dubbele ontladingsperiode waarin een totale waarde van 80 mJ ontladen wordt. Om dit te modelleren in de simulatie, wordt de supercondensatorbank via een MOSFET gedurende elke actuatietijd kortgesloten over een ontladweerstand. Per grijpercyclus vinden er twee actuaties plaats: de meename ($30 \rightarrow 55$) en de overgave ($180 \rightarrow 205$), elk met een duur van 8.3 ms bij 500 rpm. De vereiste weerstandswaarde, zodat de totale energieontlading over beide pulsen gelijk is aan 80 mJ, wordt bepaald via de energiedissipatieformule bij constante spanning¹. Om een marge voor de spanningsval na de eerste ontlad puls te compenseren, wordt er verondersteld dat de spanning die maximaal aanwezig is op de supercondensatorbank 11 V bedraagt. Deze aanname dekt de eventuele spanningsdaling na de eerste ontladingspuls in:

$$E_{\text{tot}} = \frac{U^2}{R} \cdot 2 \cdot t_{\text{act}} \Rightarrow R_{\text{ontlaad}} = \frac{U^2 \cdot 2 \cdot t_{\text{act}}}{E_{\text{tot}}} = \frac{11^2 \cdot 2 \cdot 8.3 \text{ m}}{80 \text{ m}} = 25.10 \Omega \approx 22 \Omega \quad (5.3)$$

Het bijhorende dissipatievermogen tijdens de ontladpuls bedraagt:

$$P = \frac{V^2}{R_5} = \frac{11^2}{22} \approx 5.5 \text{ W} \quad (5.4)$$

Aangezien het slechts twee kortdurende pulsen van elk 8.3 ms per 120 ms betreft, is een weerstand met een vermogensrating van 5 W tot 10 W voldoende.

5.3.3 Modelling van de tijdsvariabele koppelfactor $k(t)$ en zelfinductanties

Aangezien het om een dynamische opstelling gaat is het noodzakelijk om een tijdsafhankelijke koppelfactor $k(t)$ te modelleren in LTspice, is er gebruik gemaakt van een cosinusvormige functie die de passage van de grijper over de transmitterspoel beschrijft aangezien deze functie het best de opgemeten koppelfactor-karakteristiek uit Figuur 4.6 benaderd:

$$k(t) = \begin{cases} \frac{k_{\text{max}}}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi t_{\text{cyc}}}{T_{\text{charge}}}\right) \right) & \text{als } t_{\text{cyc}} < T_{\text{charge}} \\ 0 & \text{anders} \end{cases} \quad (5.5)$$

waarbij $t_{\text{cyc}} = t \bmod T_{\text{period}}$ de tijd binnen één cyclus voorstelt en $k_{\text{max}} = 0,75$ de maximale koppelfactor bij ideale uitlijning.

In tegenstelling tot vereenvoudigde modellen waarbij de zelfinductanties van de primaire- en de secundairespoel L_p en L_s als constant worden beschouwd, worden in dit model de gemeten variaties in zelfinductanties meegenomen. Deze zelfinductanties zijn bepaald door metingen met een impedantieanalyse. Hieruit bleek dat $L_p(\Delta y)$ als $L_s(\Delta y)$ aanzienlijk variëren in functie van de laterale verschuiving, zoals weergegeven in Tabel 5.3.

¹Men mag stellen dat de spanning nagenoeg constant blijft na de eerste ontladingspuls, de spanningsdaling hierdoor veroorzaakt zal minimaal zijn. De spanningsdaling na de eerste puls bedraagt maximaal 2 V, zodat de beginspanning van de tweede puls nog ruim boven de minimale actuatorspanning van 10 V ligt.

Tabel 5.3 Gemeten zelfinductanties als functie van de laterale verschuiving Δy , met bijhorende koppelfactor

$$L_{TX} = 5.8 \mu\text{H} \text{ \& } L_{RX} = 12 \mu\text{H}:$$

Δy (cm)	k	L_{TX} (μH)	L_{RX} (μH)
0	0.75	9.50	18.48
1	0.52	9.24	18.39
2	0.12	9.18	18.016
3	0.10	8.52	16.48
4	0.08	6.50	13.61
5	0.02	5.75	12.64
6	0.01	5.75	12.63
7	0.00	5.75	12.63

Deze sterke verandering in zelfinductantie is te verklaren als volgt: bij een goede uitlijning wordt een groot deel van de magnetische flux van de primaire spoel gekoppeld naar de secundaire, waardoor het magnetisch pad een lage reluctantie vertoont en de zelfinductanties maximaal zijn. Wanneer de spoelen echter verschuiven, neemt de lekflux toe en wordt het magnetisch pad minder efficiënt, wat resulteert in een hogere reluctantie en een daling van de effectieve zelfinductanties.

Aangezien $k(t)$ gekend is als functie van de tijd, worden L_p en L_s uitgedrukt als functie van k via stuksgewijs lineaire interpolatie op de meetdata:

$$L_p(t) = L_p(k(t)) \quad (5.6)$$

$$L_s(t) = L_s(k(t)) \quad (5.7)$$

De volledige inductiespanningsvergelijkingen worden daarmee:

$$v_p(t) = L_p(k(t)) \cdot \frac{di_p}{dt} + k(t) \sqrt{L_p(k(t)) \cdot L_s(k(t))} \cdot \frac{di_s}{dt} \quad (5.8)$$

$$v_s(t) = L_s(k(t)) \cdot \frac{di_s}{dt} + k(t) \sqrt{L_p(k(t)) \cdot L_s(k(t))} \cdot \frac{di_p}{dt} \quad (5.9)$$

waarbij:

- $v_p(t)$: de spanning over de primaire spoel als functie van de tijd
- $v_s(t)$: de spanning over de secundaire spoel als functie van de tijd
- $i_p(t)$: de stroom door de primaire spoel
- $i_s(t)$: de stroom door de secundaire spoel
- $L_p(k(t))$: de (tijdsafhankelijke) zelfinductie van de primaire spoel, afhankelijk van de koppelfactor
- $L_s(k(t))$: de (tijdsafhankelijke) zelfinductie van de secundaire spoel, afhankelijk van de koppelfactor

- $k(t)$: de koppelingsfactor tussen beide spoelen, variërend in de tijd
- $\frac{di_p}{dt}$: de tijdsafgeleide van de primaire stroom
- $\frac{di_s}{dt}$: de tijdsafgeleide van de secundaire stroom
- $k(t)\sqrt{L_p(k(t)) \cdot L_s(k(t))}$: de wederzijdse inductie $M(t)$ tussen beide spoelen

Om Vergelijkingen (5.8) en (5.9) in LTspice te implementeren, wordt dit gedaan aan de hand van het gekoppeld inductormodel door gebruik te maken van *behavioral voltage sources* (B-bronnen), waarbij zowel $k(t)$, $L_p(k)$ en $L_s(k)$ op elk tijdstip herberekend worden via de `table()`-interpolatiefunctie. In Tabel 5.4 worden de gebruikte simulatietijden weergegeven.

Tabel 5.4 Overzicht van de simulatieparameters voor de dynamische simulatie @500rpm

Parameter	Symbool	Waarde
Cyclusduur	T_{period}	120 ms
Laadperiode	t_{charge}	19 ms
Ontlaadperiode (2×)	$t_{\text{discharge}}$	8.3 ms (tot = 16.6ms)
Verplaatsen na lading	t_{move}	41 ms
Max. koppelfactor	k_{max}	0,75
Beginspanning supercap	$V(\text{out})_{t=0}$	11 V
Ontlaadweerstand	R_{ontlaad}	22 Ω
Totale simulatieduur	t_{sim}	120 ms

5.3.4 Op- en ontlaadgedrag van de supercondensatoren

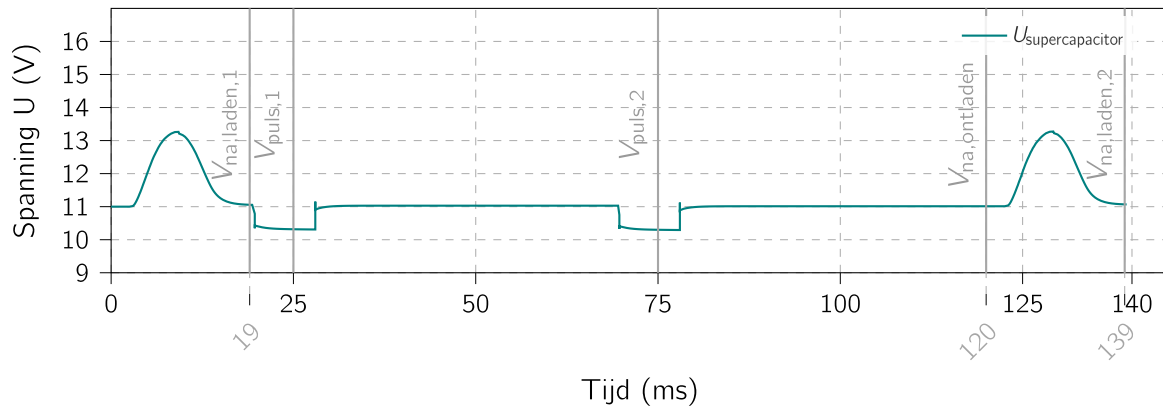
Om het op- en ontlaadgedrag te analyseren, wordt de simulatie uitgevoerd met de hierboven bepaalde laad- en ontlaadtijden. De totale simulatieduur wordt gelijk genomen aan een periode, met een beginspanning op de supercondensatoren van $V_{\text{out},0} = 11 \text{ V}$. Deze beginspanning ligt bewust onder de drempel van de overspanningsbeveiliging, zodat deze niet onmiddellijk wordt geactiveerd en er voldoende marge is voor de supercondensatoren om een opladende trend te kunnen tonen tijdens de uitgevoerde simulaties. De DC-ingangsspanning van de inverter bedraagt 11 V. Deze waarde werd in Paragraaf 5.2 bepaald op basis van statische simulaties en is voldoende om de supercondensatoren op te laden tot de nominale spanning van ongeveer 14 V.

Elke cyclus laadt de condensatorbank gedurende T_{charge} op en ontlaadt telkens twee keer via de ontlaadweerstand R_{ontlaad} gedurende $T_{\text{discharge}}$. Dit ontladingsproces wordt aangestuurd door een schakelende MOSFET. Een schematische voorstelling van het simulatiemodel is weergegeven in Figuur 5.2, waarin het gekoppelde inductormodel wordt voorgesteld door de primaire elementen R_p , V_2 en B_{L_p} , en de secundaire elementen R_s , V_3 en B_{L_s} . Het simuleren van het ontladen wordt bekomen door Q_1 op de gewenste moment te laten schakelen, dit wordt geregeld door B_{pulse} .

5.3.6 Resultaten bij de simulatie van het op- en ontlaadgedrag

Spanningscurves

Om aan te tonen dat het systeem in dynamische bedrijfsomstandigheden stabiel opereert, wordt de spanningsevolutie van de supercondensatorbank geanalyseerd over één volledige grijpercyclus.



Figuur 5.3: Overzicht van de supercondensatorspanning over een volledige grijpercyclus (@500 rpm)

Binnen één cyclus worden vijf kritieke spanningswaarden geregistreerd: $V_{na,laden,1}$, $V_{puls,1}$, $V_{puls,2}$, $V_{na,ontladen}$ en $V_{na,laden,2}$. Deze zijn weergegeven in Figuur 5.3. De spanning $V_{na,laden,1}$ wordt gemeten onmiddellijk na de eerste laadperiode en dient als referentiepunt voor de cyclus. Vervolgens treden twee ontladingspulsen op. Tijdens deze pulsen wordt de spanning opgenomen als respectievelijk $V_{puls,1}$ en $V_{puls,2}$. Hiermee kan worden nagegaan of de spanning binnen het toelaatbare werkingsbereik van 10 V–15 V blijft, zodat de actuator met correcte spanningen bekrachtigd kan worden. Na de tweede ontladingspuls, wanneer de spanning haar minimumwaarde bereikt, wordt $V_{na,ontladen}$ vastgelegd. Tot slot wordt na de daaropvolgende laadperiode de spanning $V_{na,laden,2}$ gemeten. Deze waarde moet minstens gelijk zijn aan $V_{na,laden,1}$. Daarmee wordt aangetoond dat de laadperiode de cumulatieve spanningsdaling ten gevolge van beide ontladingen volledig compenseert en er geen neerwaartse trend in de spanning optreedt.

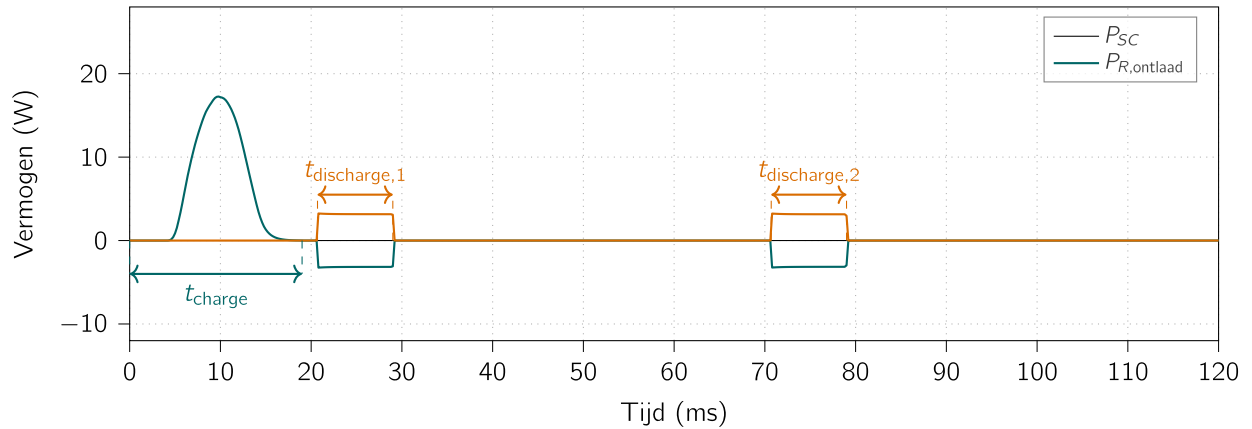
Tabel 5.5 vat de vijf meetpunten samen en vergelijkt de gesimuleerde waarden met de opgelegde spanningsgrenzen.

Tabel 5.5 Verificatie van de spanningswaarden op kritieke meetpunten gedurende één dynamische grijpercyclus bij 500 rpm

Meetpunt	Symbool	Gewenste voorwaarde	Gemeten waarde	✓
Na eerste laadperiode	$V_{na,laden,1}$	$\geq 10 \text{ V}$	11.05 V	✓
Tijdens eerste ontladpuls	$V_{puls,1}$	$10 \text{ V} \leq V_{puls,1} \leq 15 \text{ V}$	10.31 V	✓
Tijdens tweede ontladpuls	$V_{puls,2}$	$10 \text{ V} \leq V_{puls,2} \leq 15 \text{ V}$	10.29 V	✓
Na tweede ontlading	$V_{na,ontladen}$	$\geq 10 \text{ V}$	11.01 V	✓
Na tweede laadperiode	$V_{na,laden,2}$	$\geq V_{na,laden,1}$	11.08 V	✓

Energie op- en afname

Als tweede verificatie werd een expliciete bepaling van E_{laad} en E_{ontlaad} uitgevoerd aan de hand van SPICE-simulaties. De oppervlakte onder de blauwe curve dient minstens even groot te zijn als de oppervlakte onder de oranje curve. Dit wordt weergegeven in Figuur 5.4.



Figuur 5.4: Vermogen over één periode (120 ms): blauw is het capacitief laadvermogen P_{SC} en oranje het resistentief ontlaadvermogen $P_{R, \text{ontlaad}}$ voor de twee actuatiepulsen (meenname: 20.7 ms–29.0 ms, overgave: 70.7 ms–79.0 ms)

De door SPICE berekende energiewaarden uit de simulatie bevestigen dat aan de energievoorwaarde uit Vergelijking (5.14) wordt voldaan. De bekomen resultaten, weergegeven in Tabel 5.6, tonen aan dat de opgenomen energie tijdens de oplaadfase (109.44 mJ) groter is dan de onttrokken energie tijdens de ontlaadfase (82.36 mJ). Hierdoor bedraagt de netto energietoename per cyclus $\Delta E = 27.08 \text{ mJ}$, wat bevestigt dat het systeem per cyclus meer energie opneemt dan het afgeeft en de supercondensatorbank netto wordt opgeladen.

Na voldoende laadcycli zal de spanning over de supercondensatorbank convergeren naar een *steady-state* waarde, waarbij de opgenomen en onttrokken energie per cyclus in evenwicht zijn. Omwille van de hoge computationele kost van de tijdsdomeinsimulaties werd slechts een beperkt aantal cycli gesimuleerd. Hoewel deze simulaties zich nog in de opstartfase bevinden, tonen ze wel aan dat het systeem in staat is de supercondensatorbank op te laden tot het gewenste energieniveau van $\sim 80 \text{ mJ}$ (zie voorwaarde uit Hoofdstuk 3).

Tabel 5.6 Vergelijking van laad- en ontladenergie per cyclus

Grootheid	Symbool	Kleur	waarde (mJ)
Laadenergie (SC)	E_{oplaad}		109.44
Ontlaadenergie puls 1 (R)	$E_{R,\text{ontlaad},1}$		41.24
Ontlaadenergie puls 2 (R)	$E_{R,\text{ontlaad},2}$		41.11
<i>Totaal ontlad</i> (R)	$E_{R,\text{ontlaad,tot}}$	 + 	82.36
Energieafwijking	$\Delta E = E_{\text{oplaad}} - E_{R,\text{ontlaad,tot}} $	 - ( + )	27.08

5.4 Simulatie van het banddoorlaatfilter

Om te verifiëren dat de actuator niet onbedoeld wordt aangestuurd door de transmitterspoel, moet nagegaan worden of de gebruikte energie-overdrachtsfrequentie binnen de doorlaatband van het banddoorlaatfilter valt. Indien dit het geval is, bestaat het risico op ongewenste triggering. De gesimuleerde eigenschappen van het filter zijn weergegeven in Tabel 5.7.

Tabel 5.7 Gesimuleerde eigenschappen van het bandpassfilter

Parameter	Waarde [kHz]
Cut-off frequentie f_0	110
Onderste -3 dB frequentie f_L	92
Bovenste -3 dB frequentie f_H	135
Doorlaatband $\Delta f = f_H - f_L$	42

Uit Tabel 5.7 blijkt dat frequenties lager dan 92 kHz en hoger dan 135 kHz onderdrukt worden. Dit resulteert in een doorlaatband van 42 kHz. Aangezien de gebruikte energie-overdrachtsfrequentie steeds lager ligt dan 92 kHz, kan worden bevestigd dat de transmitter geen ongewenste actuatortriggering veroorzaakt.

5.5 Besluit bij simulaties

De circuitsimulaties in LTspice bevestigen dat het ontworpen IPT-systeem correct functioneert over het volledige werkingsbereik. Uit de statische simulaties volgt dat een DC-ingangsspanning van 11 V volstaat om de supercondensatorbank vanaf een laterale verschuiving van 1.5 cm ($k = 0,31$) op te laden tot de minimale benodigde actuatorspanning van 10 V. De componentverificatie bij afwezige koppeling toont aan dat alle spoelen, condensatoren en halfgeleiders binnen hun vermogens- en stroomlimieten blijven, zelfs onder het zwaarste werkingpunt.

De dynamische simulaties bevestigen een stabiel laad- en ontlaadgedrag gedurende de grijpercyclus bij 500 rpm. De spanning op de supercondensatorbank blijft tijdens beide actuatiepulsen steeds binnen het vereiste bereik van 10 V–15 V. De energiebalans toont dat er een netto energieoverschot van 27.08 mJ per cyclus, waardoor het systeem de supercondensatoren bijgevolg netto oplaadt naar een spanning tussen 10 V–15 V. Uit de dynamische simulaties kan een betrouwbare bekrachtiging van de pneumatische actuator verzekerd worden.

De simulaties tonen verder ook aan dat de gebruikte energie-overdrachtsfrequentie buiten de doorlaatband van het banddoorlaatfilter ligt, waardoor ongewenste actuatortriggering door de transmissie uitgesloten wordt.

Hoofdstuk 6

Praktische validatie van het IPT-systeem

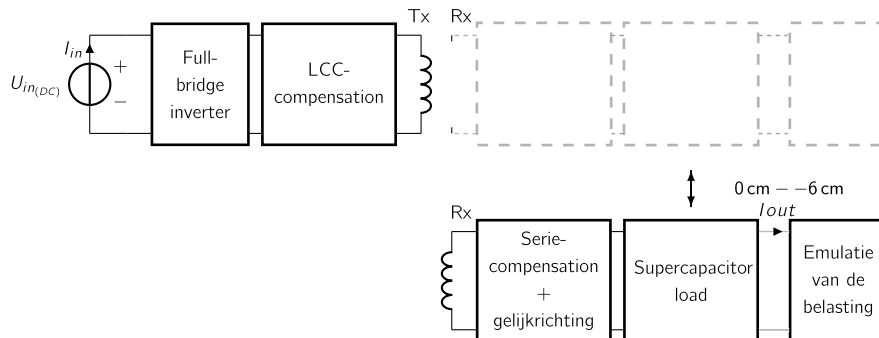
Dit hoofdstuk beschrijft de validatie van het IPT-systeem aan de hand van een *proof-of-concept*-meetopstelling zoals beschreven in Paragraaf 6.1. In Paragraaf 6.2 wordt via statische validatie de uitgangsspanning, -stroom en transmissie-efficiëntie gemeten als functie van de laterale verschuiving tussen transmitter- en receiverspoel. Vervolgens behandelt Paragraaf 6.3 de dynamische validatie via een receiver-emulatiemodel, waarbij de laad- en ontlaadcycli van de supercondensatorbank worden geverifieerd bij drie verschillende machinesnelheden. Daarna wordt in Paragraaf 6.4 de compatibiliteit met de 125 kHz actuatortriggering gecontroleerd aan de hand van een FFT-metingen op de triggerspoel. Tot slot worden in Paragraaf 6.5 mogelijke uitbreidingen besproken die de werking en efficiëntie van het systeem verder kunnen verbeteren. De bekomen resultaten worden samengevat in een tabel dat een overzicht van alle geverifieerde systeemvereisten geeft.

6.1 Overzicht van de proof-of-concept meetopstellingen

Om bepaalde verificaties op de gebouwde opstelling uit te voeren, zijn er twee verschillende meetopstellingen gebruikt: één voor de statische validaties en één voor de dynamische validaties. Deze paragraaf bespreekt beide opstellingen.

6.1.1 Meetopstelling voor de statische metingen

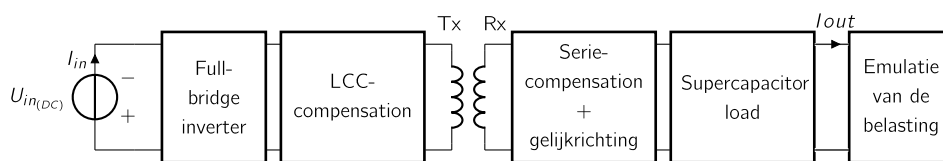
De statische meetopstelling dient voor de verificatie van de spannings- en stroomniveaus bij verschillende laterale verschuivingen. In deze opstelling kan de receiver vrij over de laterale as (y-as) verschoven worden ten opzichte van de transmitter, over een afstand van 0 cm–6 cm. De statische metingen worden uitgevoerd in *steady-state*condities, waarbij de spoelen tijdens elke meting stilstaan. De verschuiving van 6 cm komt overeen met het volledige bereik van maximale tot totaal afwezige koppeling tussen de spoelen. Hierdoor kan het statische gedrag over de volledige koppelingssrange worden gemeten. Figuur 6.1 toont een blokschema van de statische meetopstelling.



Figuur 6.1: Blokvoorstelling van de statische meetopstelling

6.1.2 Meetopstelling voor de dynamische metingen

De dynamische meetopstelling heeft als doel het laad- en ontlaadpatroon van de supercondensatorbank te verifiëren en te bevestigen dat het systeem in staat is om dit binnen de juiste timing te halen. Hoewel de naam anders doet vermoeden, blijft deze opstelling tijdens de metingen fysiek stationair. Aangezien het realiseren van een mechanische opstelling op 500 rpm technisch uitdagend is en buiten de *scope* van deze thesis valt, wordt de receiverbeweging nagebootst via een emulatiemodel. Deze emulatie bevat enerzijds de supercondensatorbank en anderzijds een belasting die de actuator emuleert waarover de opgeslagen energie ontladen wordt. Dit emulatiemodel stelt het systeem in staat om het dynamische gedrag van de receiver te reproduceren zonder dat een fysieke verplaatsing nodig is. Figuur 6.2 geeft een blokschema van de dynamische meetopstelling weer. In Paragraaf 6.3 wordt er dieper ingegaan op de effectieve opbouw.

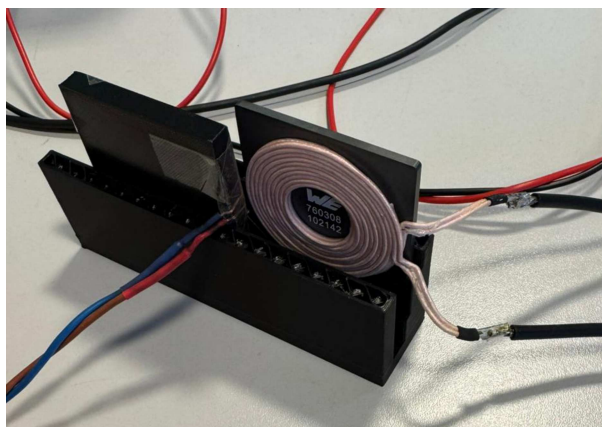


Figuur 6.2: Blokvoorstelling van de dynamische meetopstelling

6.2 Statische validatie

6.2.1 Meetopstelling en -methode

De statische metingen zijn uitgevoerd door de receiver in stappen van 0.5 cm lateraal te verplaatsen ten opzichte van de transmitter. Voor elke positie werd een meting uitgevoerd om het effect van de verschuiving en dus van de veranderende koppeling, om zo spanning, stroom en rendement in kaart te brengen. De gebruikte opstelling is weergegeven in Figuur 6.3, waarbij de receiver gemonteerd is op het zwarte verschuifbare plaatje. Deze configuratie laat toe een gecontroleerde laterale verplaatsing uit te voeren, terwijl verticale en angulaire *misalignment* uitgesloten worden.



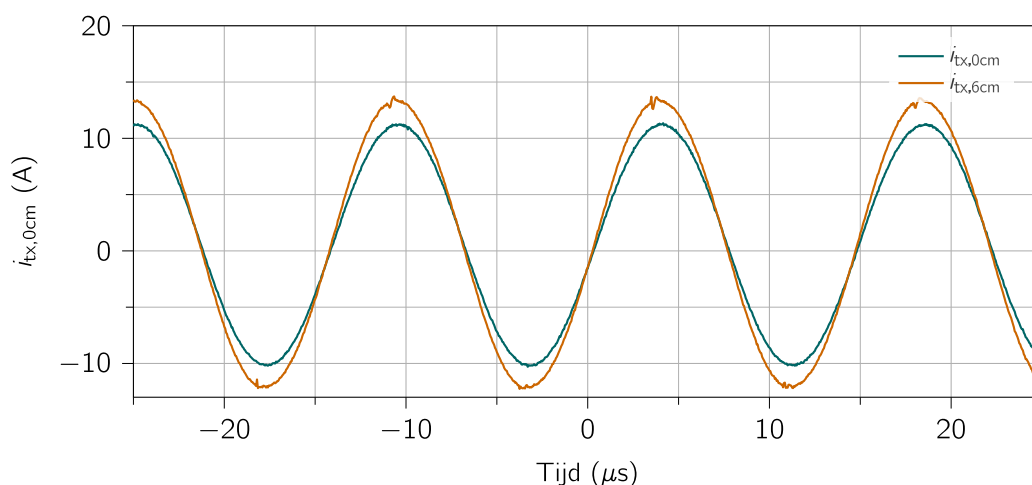
Figuur 6.3: Verschuifbare statische meetopstelling bij $k = 0$

6.2.2 Uitgangsspanning en -stroom als functie van de koppelfactor

Om het gedrag van het IPT-systeem bij verschillende koppelfactoren in kaart te brengen, zijn bij laterale verschuivingen in stappen van 0.5 cm de spanning en stroom gemeten. Alle metingen zijn uitgevoerd bij een DC-ingangsspanning van 11 V (zie Paragraaf 5.2.1), zodat de actuator nog getriggerd kan worden en reeds kan laden vanaf een laterale verschuiving van 1.5 cm. De volledige meetdata inclusief scoopbeelden zijn opgenomen in Bijlage F.

Uit de metingen blijkt dat de uitgangsspanning en -stroom sterk afnemen bij een toenemende laterale verschuiving, wat het directe gevolg is van de dalende koppelfactor. Vanaf een uitlijning van 1.5 cm daalt de uitgangsspanning onder de drempelwaarde van 10 V, waardoor de actuator niet meer getriggerd kan worden. Dit vertaalt zich in een effectieve laadzone van 3 cm.

De stroom door het LCC-netwerk I_{LCC} blijft nagenoeg constant over de volledige laterale verschuivingsrange, met een variatie van 19 % (7.60 A–9.06 A RMS). Figuur 6.4 bevestigt de constante stroombronwerking, deze figuur geeft de gemeten stroom weer zowel bij maximale uitlijning $k = 0.75$ als bij minimale uitlijning $k = 0$.



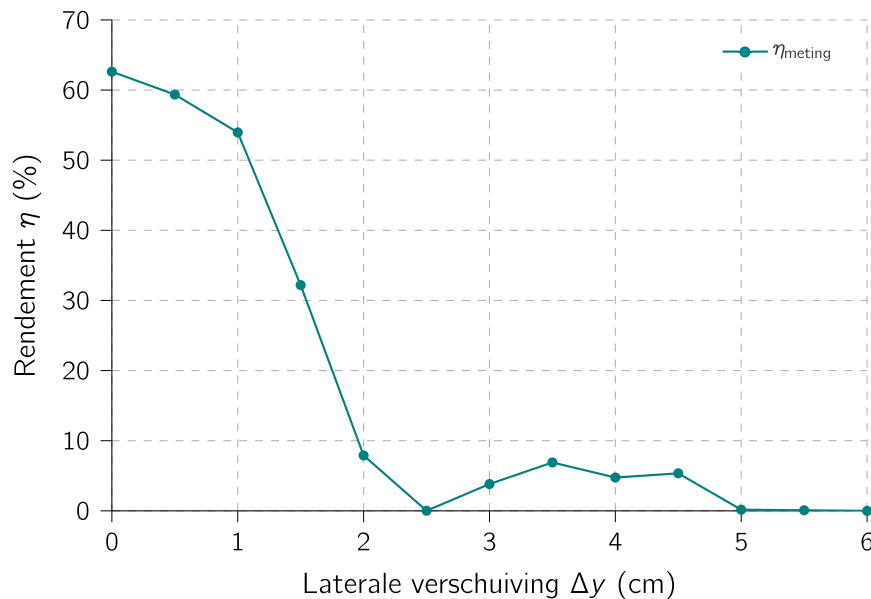
Figuur 6.4: Scoopbeeld van de gemeten stroom door de zenderspoel bij nominale koppelafstand ($k = 0.75$) en bij 6 cm verschuiving ($k = 0$)

Overspanningsbeveiliging validatie

Als bijkomende controle is tijdens de statische metingen gevalideerd of de overspanningsbeveiliging correct functioneert. Een belangrijk nadeel van deze topologie gebaseerd op een TL431 met een NMOS-transistor is dat ze wel beschermt tegen overspanning, maar geen ideale spanningsvolger vormt. Door de serieweerstand en de *drain-source*-weerstand van de MOSFET treedt er een spanningsval op tussen ingang en uitgang. De uitgangsspanning van de receiver, vóór de overspanningsbeveiliging, dient bijgevolg hoger te zijn dan de gewenste effectieve spanning over de supercondensatoren.

Bepaling van de efficiëntiecurve bij veranderlijke koppeling

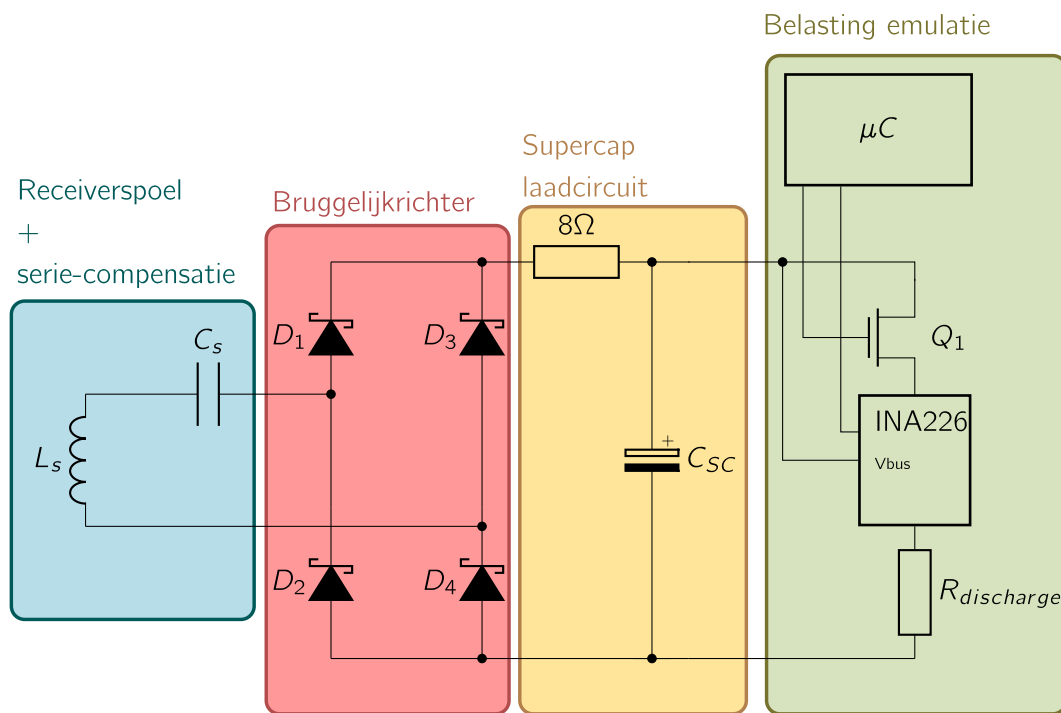
Figuur 6.5 toont de gemeten efficiëntie als functie van de laterale verschuiving. Bij volledige uitlijning bedraagt het rendement 62.6 % en daalt dit gestaag naar 32.2 % bij $\Delta y = 1.5$ cm. Vanaf 2 cm zakt het rendement abrupt onder 10 %. De lichte rendementspieken bij 3 cm en 4.5 cm zijn toe te schrijven aan de koppelingsstructuur van de spoelgeometrie, waarbij een tweede koppelingszone optreedt.



Figuur 6.5: Gemeten efficiëntiecurve: η als functie van de laterale verschuiving Δy bij $R_L = 11 \Omega$ en $U_{in} = 11$ V

6.3 Dynamische validatie met het receiver-emulatiemodel

Het werkelijke systeem beweegt op hoge snelheden. Deze snelheden zijn in de praktijk moeilijk te benaderen zonder gebruik te maken van machines die speciaal ontworpen zijn om deze snelheden te behalen. Daarom is er gekozen om de werking van de receiver te valideren zonder dat deze fysiek hoeft te bewegen. De statische replica-opstelling verder benoemd als het emulatiemodel is in staat om het volledige receivergedeelte inclusief beweging na te bootsen. Een microcontroller (μC) stuurt twee MOSFET's aan en bootst op deze manier zowel de periodieke verplaatsing na - onder de vorm van ontkoppeling van de receiver - als de ontlading van de supercondensatorbank. Figuur 6.6 toont een schematische voorstelling van de meetopstelling. Het emulatiemodel dient louter als verificatie van de *proof-of-concept*-opstelling.

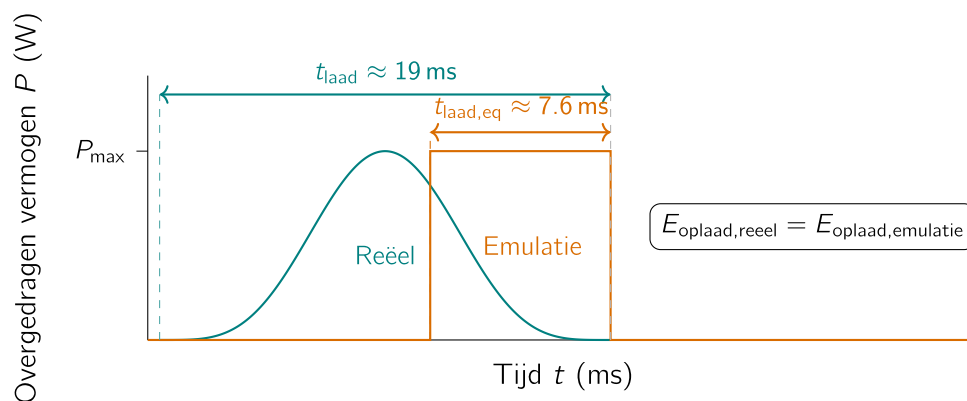


Figuur 6.6: Opstelling voor emulatie van de dynamische receiver

6.3.1 Beperking t.o.v. het reëel systeem

Aangezien de receiver in het emulatiemodel niet beweegt, wijkt deze aanpak af van het reële systeem. Het model houdt namelijk geen rekening met de periodieke op- en afbouw van de koppelfactor tijdens de beweging. Deze beperking wordt in het reële systeem opgevangen door het systeem zo te dimensioneren dat vanaf een uitlijning van 1.5 cm al een voldoende hoge spanning geleverd wordt om de supercondensatorbank te laden. Hierdoor ontstaat een effectieve laadzone van ongeveer 3 cm, waarin de spanning binnen het gewenste bereik van de supercondensatorbank (10 V–15 V) blijft.

In het reële systeem volgt het overgedragen vermogen een cosinusvormig profiel als gevolg van de variërende koppeling. In de emulatie daarentegen wordt een rechthoekig profiel gehanteerd waarbij het maximale vermogen gedurende een (kortere) equivalente laadtijd aangelegd wordt. De essentiële voorwaarde hierbij is dat de totale overgedragen energie in beide gevallen gelijk blijft, zodat geldt dat $E_{\text{oplaad, reel}} = E_{\text{oplaad, emulatie}}$, zoals geïllustreerd in Figuur 6.7.



Figuur 6.7: Vergelijking van het laadprofiel in het reëel model en het emulatiemodel @500 rpm. De emulatielaadtijd is 60 % korter, de overgedragen energie blijft nagenoeg gelijk ($\Delta E = 0.501\%$).

Bepalen van de equivalente laadtijd

Per snelheid werd een equivalente laadtijd bepaald waarbij de overgedragen energie in de emulatie gelijk is aan die in het reëel model. Omdat de emulatie constant op maximaal vermogen werkt, dient deze equivalente laadtijd beduidend korter te zijn dan in het reëel model; de μC activeert het laadcircuit dan ook later, zodat beide modellen op hetzelfde tijdstip eindigen. Figuur 6.7 illustreert dit voor 500 rpm en Tabel 6.1 geeft een overzicht van de equivalente laadtijden en energieniveaus voor de drie gesimuleerde machinesnelheden.

Tabel 6.1 Laadtijd en opgenomen energie voor drie snelheden: vergelijking tussen het reëel- en het emulatiemodel

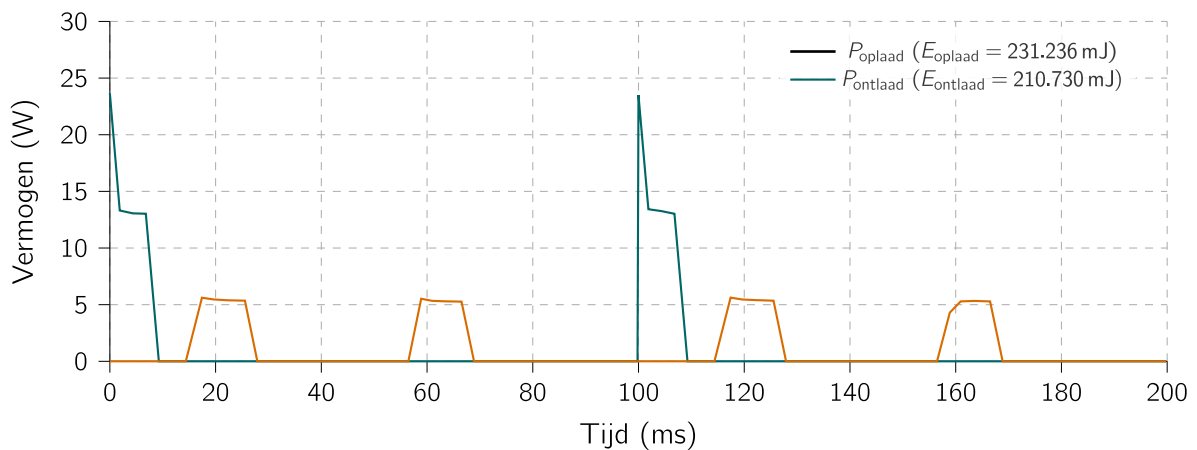
Snelheid (rpm)	Reëel model		Emulatiemodel		Afwijking	
	t_{laad} (ms)	E_{laad} (mJ)	$t_{\text{laad,em}}$ (ms)	$E_{\text{laad,em}}$ (mJ)	Δt (%)	ΔE (%)
@300	31.7 ms	177.89 mJ	12.6 ms	176.06 mJ	60.25 %	1.029 %
@500	19 ms	107.95 mJ	7.6 ms	107.15 mJ	60 %	0.501 %
@600	15.8 ms	90.742 mJ	6.3 ms	89.23 mJ	60.1 %	1.666 %

6.3.2 Spanningsverloop van de supercondensatorbank

Door gebruik te maken van equivalente laadtijden wordt verzekerd dat de overgedragen energie in de emulatie gelijk is aan die in het reëel model. Daarbij moet echter ook de spanning over de supercondensatorbank voldoende hoog blijven, zodat deze binnen het vereiste bereik voor de actuatortriggering vallen (10 V–14 V). Uit metingen blijkt dat de spanning over de supercondensatorbank, zelfs bij de verkorte laadtijden, steeds binnen dit bereik blijft. Hierdoor blijft betrouwbare actuatortriggering gegarandeerd.

6.3.3 Energiebalans: laden versus ontladen

Door gebruik te maken van de equivalente laadtijden kan de vermogensopname en -afgifte van de supercondensatorbank in de tijd geplot worden. In Figuur 6.8 is dit gedaan voor een snelheid van 600 rpm. Deze snelheid wordt beschouwd als het *worst-case* scenario, aangezien de laadtijd hier het kortst is.



Figuur 6.8: Gemeten laad- en ontladvermogen van de supercondensatorbank @600 rpm (2 cycli)

Uit Figuur 6.8 kan de energieopname bepaald worden door het laadvermogen P_{oplaad} en het ontladvermogen P_{ontlaad} te integreren in de tijd. De bekomen resultaten zijn hieronder weergegeven in Tabel 6.2. Aangezien het totale energie-overschot ΔE_{tot} (20.51 mJ) positief is, kan geconcludeerd worden dat er netto energie wordt opgeslagen. Dit bevestigt dat de IPT-opstelling in staat is om de supercondensatorbank op te laden terwijl de machine aan de hoogste snelheid werkt.

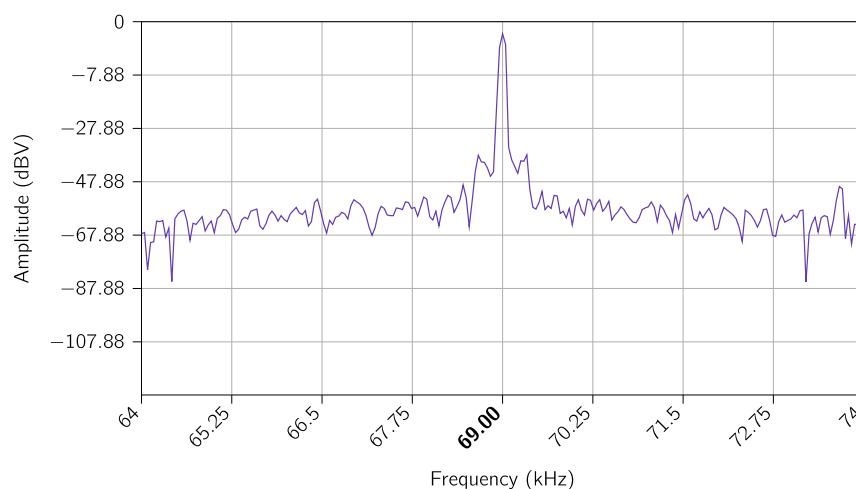
Tabel 6.2 Vergelijking van laad- en ontladenergie per cyclus

Grootheid	Symbol	Kleur	Cyclus 1 (mJ)	Cyclus 2 (mJ)	Totaal (mJ)
Opladenergie (SC)	E_{oplaad}		115.295	115.941	231.236
Ontladenergie puls 1 (R)	$E_{R,\text{ontlaad},1}$		59.040	59.109	118.149
Ontladenergie puls 2 (R)	$E_{R,\text{ontlaad},2}$		46.917	45.664	92.581
Totale ontladenergie (R)	$E_{R,\text{ontlaad,tot}}$	 + 	105.957	104.773	210.730
Energieafwijking	ΔE	 - (+)	9.338	11.168	20.51

Note: De schuine flanken in Figuur 6.8 zijn een gevolg van de beperkte samplefrequentie van de opstelling, waardoor de vermogenspulsen niet scherp worden weergegeven. De werkelijke overgedragen energiewaarden liggen hierdoor vermoedelijk dichter bij elkaar dan de gemeten waarden suggereren, en het reële energie-overschot ΔE kan bijgevolg lager uitvallen.

6.4 Compatibiliteit met de 125 kHz triggering

Metingen op de triggerspoel, die gemonteerd staan op de receiver, bevestigen dat er effectief energie overgekoppeld wordt vanuit de transmitterspoel. De actuator wordt enkel getriggerd op basis van de effectieve aanwezigheid van het 125 kHz signaal. Het ontvangen signaal op de triggerspoel wordt via een banddoorlaatfilter zodanig geselecteerd, dat uitsluitend frequenties die binnen de doorlaatband ($\Delta f = 42$ kHz, 92 kHz–135 kHz) vallen, doorgelaten worden. Aangezien de energie-overdracht plaatsvindt op een frequentie buiten deze doorlaatband, wordt het signaal niet doorgelaten door het filter. Hierdoor treedt er geen ongewenste triggering van de actuator op. Figuur 6.9 toont de gemeten fast Fourier transform (FFT) van het ontvangen signaal op de triggerspoel. Enkel de eerste harmonische op 69 kHz is prominent aanwezig, dit wijst erop dat het signaal een zuivere sinusvorm heeft. Hierdoor is het uitgesloten dat eventuele hogere harmonischen ongewenste triggeringen zouden veroorzaken.



Figuur 6.9: Opgemeten scoopbeeld van de FFT van het ontvangen signaal op de triggerspoel

6.5 Mogelijke uitbreidingen

In deze sectie wordt er ingegaan op mogelijke uitbreidingen die toegevoegd kunnen worden aan het de bestaande opstelling.

Een eerste uitbreiding betreft de integratie van een DC/DC converter op de ontvangerzijde. In de huidige implementatie wordt de spanning over de supercondensatorbank enkel passief begrensd door de overspanningsbeveiliging. Een actieve regelaar zou de laadspanning nauwkeuriger kunnen instellen en tevens de efficiëntie bij lage koppeling verbeteren. De complexiteit van deze uitbreiding is beperkt: geschikte IC's zijn commercieel beschikbaar en de integratie in het bestaande schema is rechtlijnig, mits de vormfactorbeperking van de grijper in acht wordt genomen.

Een tweede uitbreiding betreft het uitschakelen van de transmitter tijdens periodes zonder koppeling. Aangezien de timing van de op- en ontladcyclus gekend is en aangestuurd wordt door een μC , kan dezelfde μC de invertor uitschakelen wanneer er geen receiver aanwezig is. In de huidige opstelling

staat de transmitter continu aan, ook tijdens de periodes zonder koppeling en dit bij een extreem lage efficiëntie zoals bepaald in Paragraaf 6.2.2. De mogelijke energiewinst hangt echter af van de opstarttijd van het resonant netwerk na uitschakeling: deze dient korter te zijn dan de tijd waarin de receiver zich buiten de laadzone bevindt.

Een derde uitbreiding is de implementatie van een soft-start routine bij het (her)inschakelen van de inverter. Bij een (her)start ontstaat een opstarttransiënt in het LCC-netwerk die componenten kan belasten [56]. Door de *duty cycle* geleidelijk op te bouwen via de μC kan deze transiënt beperkt worden. Deze techniek is rechtstreek implementeerbaar op de bestaande hardware en vormt een logische aanvulling op de transmitteruitschakeling uit de vorige uitbreiding.

Tot slot bestaat er een elegantere en meer algemene oplossing voor beide bovenstaande uitbreidingen is de toepassing van een *phase-shift control* systeem. Door de faseverschuiving tussen de twee takken van de *full-bridge* inverter continu te variëren, kan het overgedragen vermogen actief geregeld worden zonder de schakelfrequentie te wijzigen [57]. Hiermee kan zowel een zachte opstart als een geleidelijke uitschakeling gerealiseerd worden, waardoor de transmitter nooit abrupt in- of uitgeschakeld moet worden. Deze techniek vereist enkel aanpassingen aan de μC -sturing.

6.6 Besluit bij praktische validatie

De statische metingen bevestigen de stroombronwerking van het LCC-compensatienetwerk, wat aantoont dat de opstelling bestand is tegen *no-load*condities. De dynamische validatie toont aan dat de supercondensatorbank succesvol op- en ontladen kan worden bij alle beschouwde snelheden. Bij het *worst-case* scenario bij 600 rpm (kortste laadtijden) levert een positief energie-overschot van 20.51 mJ per cyclus op. FFT-metingen bevestigen daarnaast dat de 125 kHz actuatortriggering niet verstoord wordt door het IPT-systeem. Alle functionele systeemvereisten zijn voldaan, zoals samengevat in Tabel 6.3. Enkel de definitieve mechanische integratie in de weefmachine is nog niet geverifieerd, echter is er alles aan gedaan om de integratie mogelijk te maken binnen de vormfactor.

Tabel 6.3 Verificatie van de systeemvereisten

Vereiste (uit Hoofdstuk 3)	Waar beantwoord	Status
IPT-overdracht tussen stationaire Tx en bewegende Rx	Statische metingen in Paragraaf 6.2.2	✓
Energieoverdracht binnen 17 ms–28 ms	Tabel 6.1 in Paragraaf 6.3.1	✓
Spanning 10 V–15 V tijdens laden en ontladen	Statische metingen in Paragraaf 6.2.2	✓
Beveiliging tegen overlading	Statische metingen in Paragraaf 6.2.2	✓
Compatibele vormfactor	/	~
125 kHz triggering functioneel	Figuur 6.9 in Paragraaf 6.4	✓
Werking bij 300, 500 en 600 rpm	Tabel 6.1 in Paragraaf 6.3.3	✓

Hoofdstuk 7

Conclusie en toekomstig werk

7.1 Conclusie

Deze thesis onderzocht de haalbaarheid van een dynamisch IPT-systeem voor het draadloos opladen van een supercondensatorbank, geïntegreerd als voedingsbron op een bewegende grijper van een weefmachine. De centrale onderzoeksvraag luidde: 'Is dynamische energieoverdracht via een IPT-systeem haalbaar voor het draadloos opladen van een supercondensatorbank op een bewegende grijper, rekeninghoudend met zeer korte oplaadtijden (17 ms–28 ms) en variërende koppelfactor die voortvloeien uit de hoge machinesnelheden van de weefgetouwen van de *Picanol Group*?'

Uit de literatuurstudie omtrent IPT-systemen in Hoofdstuk 2 blijkt dat compensatie noodzakelijk is om het systeem te kunnen *tunen* naar de gewenste resonantiefrequentie en bovendien wordt het blindvermogen ook gereduceerd. Van de onderzochte compensatietopologieën biedt een LCC-S netwerk de hoogste robuustheid bij een variërende koppelfactor. De constante stroombronwerking die het biedt, zorgt dat de primaire tankstroom I_{LCC} nagenoeg constant gehouden wordt over het volledige koppelingsbereik. Statistische metingen bevestigen deze eigenschap met een stroomvariatie van 19 % (7.60 A–9.06 A). Hieruit volgt dat een LCC-S topologie het meest geschikt is voor toepassingen waarbij de koppelfactor continu varieert. Verder bleek uit de vergelijking van de verschillende invertoren dat de *full-bridge* inverter werkend op 69 kHz het meest geschikt voor deze toepassing. Hierbij werd ZVS gerealiseerd door het systeem op licht inductief gedrag te laten werken.

Uit de analyse van de bestaande opstelling in Hoofdstuk 3 blijkt dat koolstofborstels een beperkte levensduur hebben en bovendien een potentieel veiligheidsrisico vormen door vonkvorming in de stofrijke omgeving van weefmachines. Hieruit volgt dat een DEO-systeem een relevante meerwaarde biedt. Daarnaast werden de systeemvereisten vastgelegd: een effectieve laadzone van minimaal 3 cm, een uitgangsspanning binnen 10 V–15 V, energieoverdracht van ongeveer 80 mJ binnen 17 ms–28 ms en compatibiliteit met de bestaande 125 kHz actuatortriggering. Deze randvoorwaarden vormden de basis voor het ontwerp en de evaluatie van het systeem.

In Hoofdstuk 4 toont de dimensionering van transmitter- en receiverzijde aan dat een IPT-systeem realiseerbaar is binnen de beschikbare vormfactor. De koppelfactor-karakteristiek bevestigt een sterke variatie van $k \approx 0.75$ bij volledige uitlijning tot $k = 0$ bij een laterale verschuiving van 6 cm, wat bevestigt dat het compensatienetwerk hiertegen bestand moet zijn. Aan receiverzijde blijkt een Schottky-bruggelijkrichter in combinatie met een *TL431*-gebaseerde overspanningsbeveiliging voldoende om de supercondensatorbank veilig op te laden.

De simulaties uit Hoofdstuk 5 bevestigen dat het ontworpen systeem voldoet aan de vooropgesteld functionele vereisten onder een variërende koppelfactor. Het statisch model toont aan dat een DC-ingangsspanning van minstens 11 V vereist is om actuatortriggering mogelijk te maken bij een uitlijning van 1.5 cm, waardoor er een 3 cm laadzone gevormd wordt. Het dynamisch model bevestigt bovendien dat de vereiste laadniveaus binnen de beschikbare laadtijd gehaald worden, ondanks de beperkte koppelingsduur.

In Hoofdstuk 6 werd de energieoverdracht gevalideerd via een statische emulatieopstelling bij drie machinesnelheden. De statische emulatieopstelling toont een maximale energieafwijking van slechts 1.67 % tussen simulatie en emulatie, wat de betrouwbaarheid van het emulatiemodel bevestigt. Binnen een effectieve laadzone van 3 cm blijft de uitgangsspanning binnen het vereiste bereik van 10 V–15 V. Bovendien toont het worst-case-scenario bij 600 rpm een positief energieoverschot van 20.51 mJ per cyclus, wat bevestigt dat de supercondensatorbank netto oplaadt binnen de eerste machine-cycli. FFT-analyse toont daarnaast aan dat de gebruikte frequentie voor energieoverdrachts (69 kHz) buiten de doorlaatband (92 kHz–135 kHz) van het bestaande actuatorfilter valt. Hierdoor is ongewenste triggering uitgesloten, waardoor er besloten kan worden dat aan alle functionele systeemvereisten voldaan wordt. De haalbaarheid van het IPT-systeem als vervanging voor de slepende koolstofborstels is hiermee aangetoond.

Naast de industriële relevantie levert deze thesis ook een academische bijdrage. Bestaande onderzoeken naar dynamische IPT-systemen richten zich voornamelijk op toepassingen met continu bewegende systemen aan constante snelheid, zoals elektrische (rail)voertuigen. De combinatie van een hoogdynamisch, lineair versnellend systeem met een zeer kort koppelingsvenster (in de orde van milliseconden), waarbij de receiver de transmitter slechts kort passeert, vormt een zeer niche probleem dat nauwelijks in de literatuur beschreven is. Dit wordt verder gespecificeerd door het gebruik van supercondensatoren als opslagmedium, waardoor gerelateerde onderzoeken beperkt blijven.

De periodieke, kortdurende en sterk variërende koppeling, stelt fundamenteel andere eisen aan de robuustheid van het compensatienetwerk dan bij quasi-statische koppelingen, net als de energieoverdracht die per cyclus gerealiseerd moet worden.

Deze thesis toont aan dat een dergelijk hoogdynamisch IPT-systeem realiseerbaar is en reikt een methodologie aan die als referentie kan dienen voor gelijkaardige dynamische IPT-toepassingen met periodieke, kortdurende koppeling.

7.2 Toekomstig werk

De belangrijkste open onderzoeksvraag is de validatie met een praktische, dynamische opstelling, waarbij de grijper fysiek beweegt. De huidige statische emulatie modelleert het energetische gedrag, maar valideert op deze manier niet het transiënt gedrag tijdens de koppelingsopbouw en -afname. Een dergelijke dynamische testopstelling vereist implementatie op een effectieve reële grijper, aangevuld met geschikte meetinfrastructuur. Dit vormt een belangrijke vervolgstap naar een industriële implementatie.

Een tweede onderzoeksvraag betreft de bepaling van de opstarttijd van het resonant netwerk na uitschakeling. Zoals besproken in Paragraaf 6.5 kan de transmitter uitgeschakeld worden tijdens periodes zonder koppeling om zo de *no-load* verliezen te beperken. De energetische meerwaarde hiervan is echter onzeker, aangezien er bij de opstarttransiënt na (her)inschakeling extra verliezen optreden. De nettowinst hangt af van de verhouding tussen de *no-load*-energieverliezen en de transiëntverliezen. De bepaling van de opstarttijd, gecombineerd met een energiebalansanalyse, is noodzakelijk om te bepalen of het gesynchroniseerd uitschakelen voordelig is.

Ten slotte verdient het thermisch gedrag van het systeem bij langdurige werking verder onderzoek te worden. De huidige validatie is uitgevoerd over een beperkt aantal cycli. Bij een reële weefmachine, die gedurende meerdere uren ononderbroken werkt, kunnen thermische effecten optreden in de spoelen, de inverter en de ontvangerszijde. Deze effecten kunnen een invloed hebben op de efficiëntie en betrouwbaarheid van het systeem.

Bibliografie

- [1] B. Cuvelier, *Persoonlijke communicatie over grijperweefmachines*, Persoonlijke communicatie, Word-document, 2025.
- [2] S. N., "History, Present and Future of WPT", in *Wireless Power Transfer Via RadioWeaves*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013.
- [3] D. Cichon en W. Wiesbeck, "The Heinrich Hertz wireless experiments at Karlsruhe in the view of modern communication", in *Proceedings of the 1995 International Conference on 100 Years of Radio*, 1995, p. 1–6. doi: 10.1049/cp:19950782.
- [4] R. Shadid, S. Noghianian en A. Nejadpak, "A literature survey of wireless power transfer", in *2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*, 2016, p. 0782–0787. doi: 10.1109/EIT.2016.7535339.
- [5] M. Rehman, Z. Baharudin, P. Nallagownden en E. D. B. Ul Islam, "Design and Analysis of Resonant Wireless Power Transfer System", *MATEC Web of Conferences*, jrg. 225, p. 02 020, jan 2018. doi: 10.1051/mateconf/201822502020.
- [6] W. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, jrg. 32, nr. 9, p. 1230–1242, 1984. doi: 10.1109/TMTT.1984.1132833.
- [7] M. Kesler, "Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance", WiTricity Corporation, Watertown, MA, USA, Technical Report, 2013, White paper, p. 1–32. adres: https://witricity.com/wp-content/uploads/2016/12/White_Paper_20161218.pdf.
- [8] A. M. Jawad, R. Nordin, S. K. Gharghan, H. M. Jawad en M. Ismail, "Opportunities and Challenges for Near-Field Wireless Power Transfer: A Review", *Energies*, jrg. 10, nr. 7, 2017, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en10071022. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/7/1022>.
- [9] *IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo*, <https://ieee-wptce.org/>, Jaarlijkse internationale conferentie gewijd aan draadloze vermogensoverdracht.
- [10] *Near-field and Far-field EMI: What's Causing Noise Problems in My PCB?*, en, apr 2020. bezocht op 3 nov 2025. adres: <https://resources.altium.com/p/near-field-vs-far-field-emi-whats-causing-noise-problems-my-pcb>.
- [11] A. Badawi, I. M. Elzein, C. Z. El-bayeh, W. Alqaisi, A. M. Zyoud en W. Ghanem, "A Review on Near-Field and Far-Field Wireless Power Transfer Technologies", *Energies*, jrg. 19, nr. 1, 2026, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en19010157. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/19/1/157>.
- [12] *Trilogy of Wireless Power Transfer: Basic Principles, WPT Systems and Applications*, 2de ed. Waldenburg, Germany: Wurth Elektronik, 2023, Application note / design guide.
- [13] 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, nov 2015, issn: 1941-0107. doi: 10.1109/TPEL.2015.2415253. bezocht op 12 mei 2026. adres: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7064773>.
- [14] A. van Ieperen, S. Derammelaere en B. Minnaert, "Empirical Performance Survey of Inductive and Capacitive Wireless Power Transfer Systems", *Electronics*, jrg. 15, nr. 8, p. 1575, 2026. doi: 10.3390/electronics15081575. adres: <https://www.mdpi.com/2079-9292/15/8/1575>.
- [15] 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.
- [16] SAE International, "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology", *SAE Standard J2954*, 2016, Standard for wireless charging of electric vehicles, 81-90 kHz.

- [17] D. Kettles, "Electric Vehicle Charging Technology Analysis And Standards", Florida Solar Energy Center, Technical Report FSEC-CR-1996-15, 2015.
- [18] *On-Line Electric Vehicle (OLEV) Project and Vehicular Wireless Power Transfer Technology*, <http://greentechlatvia.eu/wp-content/uploads/bsk-pdf-manager/2-5aOLEVProjectandTechnologyAhnreva15.pdf>, Accessed: 2019.
- [19] Wireless Power Consortium, *Qi - Wireless Power Consortium*, <https://www.wirelesspowerconsortium.com>, Qi standard for wireless charging of portable and mobile devices, 2015.
- [20] 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>.
- [21] Wireless Power Consortium, *WPC Ushers in Next Generation of Faster Wireless Charging*, <https://www.wirelesspowerconsortium.com/media/wvsmia32/qi2-25w-news-release-v72.pdf>, Qi2 25W press release, jul 2025.
- [22] A. Cloet, H. Farbakhsh, M. Kleemann en B. Minnaert, "Recent Advancements in Technologies, Applications, and Regulations of Near-Field Wireless Power Transfer", *IEEE Access*, jrg. 14, p. 49 285–49 310, 2026. doi: 10.1109/ACCESS.2026.3674000.
- [23] R. Tseng, B. von Novak, S. Shevde en K. A. Grajski, "Introduction to the alliance for wireless power loosely-coupled wireless power transfer system specification version 1.0", in *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, 2013, p. 79–83. doi: 10.1109/WPT.2013.6556887.
- [24] X. Lu, D. Niyato, P. Wang, D. I. Kim en Z. Han, "Wireless charger networking for mobile devices: fundamentals, standards, and applications", *IEEE Wireless Communications*, jrg. 22, nr. 2, p. 126–135, 2015. doi: 10.1109/MWC.2015.7096295.
- [25] K. Van Schuylenbergh en R. Puers, red., *Inductive Powering*, en. Dordrecht: Springer Netherlands, 2009, isbn: 978-90-481-2411-4 978-90-481-2412-1. doi: 10.1007/978-90-481-2412-1. bezocht op 28 sep 2025. adres: <http://link.springer.com/10.1007/978-90-481-2412-1>.
- [26] Unknown, *Skin Effect and Skin Depth*, Lecture notes, Department of Applied Physics, Accessed: 29 Nov. 2025, 2019. adres: https://gnindia.dronacharya.info/APS/Downloads/SubjectInformation/Physics/Unit2/L-7_Skin-depth_13022019.pdf.
- [27] E. Coca, red., *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*, en. InTech, jun 2016, isbn: 978-953-51-2467-2 978-953-51-2468-9. doi: 10.5772/61488. adres: <http://www.intechopen.com/books/wireless-power-transfer-fundamentals-and-technologies>.
- [28] C. Sullivan, "Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding", *IEEE Transactions on Power Electronics*, jrg. 14, nr. 2, p. 283–291, 1999. doi: 10.1109/63.750181.
- [29] *dowell_curves_porosity_0.785_magnetica.png* [*Encyclopedia Magnetica™*]. bezocht op 20 dec 2025. adres: https://www.e-magnetica.pl/lib/exe/detail.php/dowell_curves_porosity_0.785_magnetica.png?id=file%3Adowell_curves_porosity_0.785_magnetica.png.
- [30] W.-Q. Niu, J.-X. Chu, W. Gu en A.-D. Shen, "Exact Analysis of Frequency Splitting Phenomena of Contactless Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, jrg. 60, nr. 6, p. 1670–1677, 2013. doi: 10.1109/TCSI.2012.2221172.
- [31] Y. Shin, S. Woo en S. Ahn, "Design of Series Inductors to Reduce EMI and Improve Power Bifurcation Phenomenon in WPT System", in *2022 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2022, p. 70–72. doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999937.
- [32] T. Thabet en J. Woods, "Using Input Impedance to Calculate the Efficiency Numerically of Series-Parallel Magnetic Resonant Wireless Power Transfer Systems", en, *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, jrg. 3, nr. 3, p. 38–42, mei 2018, issn: 24156698. doi: 10.25046/aj030305. bezocht op 23 mrt 2026. adres: <https://astesj.com/v03/i03/p05/>.

- [33] 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>.
- [34] S. Samanta, A. K. Rathore en S. K. Sahoo, "Current-fed full-bridge and half-bridge topologies with CCL transmitter and LC receiver tanks for wireless inductive power transfer application", in *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 2016, p. 756–761. doi: 10.1109/TENCON.2016.7848105.
- [35] G. Sankar, "Wireless Power System", US20170222466A1, 3 aug 2017. adres: <https://patents.google.com/patent/US20170222466A1/en>.
- [36] M. Abou Houran, X. Yang en W. Chen, "Magnetically Coupled Resonance WPT: Review of Compensation Topologies, Resonator Structures with Misalignment, and EMI Diagnostics", *Electronics*, jrg. 7, nr. 11, 2018, issn: 2079-9292. doi: 10.3390/electronics7110296. adres: <https://www.mdpi.com/2079-9292/7/11/296>.
- [37] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanović, B. Wunsch en F. Canales, "Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, jrg. 3, nr. 1, p. 50–64, 2015. doi: 10.1109/JESTPE.2014.2311302.
- [38] S. Ghazizadeh, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, J. Chandran en A. Stojcevski, "Performance Evaluation of Coil Design in Inductive Power Transfer for Electric Vehicles", *IEEE Access*, jrg. 12, p. 108 201–108 223, 2024. doi: 10.1109/ACCESS.2024.3439027.
- [39] B. Esteban, M. Sid-Ahmed en N. C. Kar, "A Comparative Study of Power Supply Architectures in Wireless EV Charging Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, jrg. 30, nr. 11, p. 6408–6422, 2015. doi: 10.1109/TPEL.2015.2440256.
- [40] Y. Geng, B. Li, Z. Yang, F. Lin en H. Sun, "A High Efficiency Charging Strategy for a Supercapacitor Using a Wireless Power Transfer System Based on Inductor/Capacitor/Capacitor (LCC) Compensation Topology", en, *Energies*, jrg. 10, nr. 1, p. 135, jan 2017, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en10010135. bezocht op 7 okt 2025. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/1/135>.
- [41] 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>.
- [42] A. Yu, V. Chabot en J. Zhang, *Electrochemical supercapacitors for energy storage and delivery : fundamentals and applications* (Electrochemical energy storage and conversion), eng, 1st ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013, isbn: 0-367-84345-5.
- [43] M. E. Şahin, F. Blaabjerg en A. Sangwongwanich, "A Comprehensive Review on Supercapacitor Applications and Developments", *Energies*, jrg. 15, nr. 3, 2022, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en15030674. adres: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/3/674>.
- [44] T. Ghanbari, E. Moshksar, S. Hamed, F. Rezaei en Z. Hosseini, "Self-discharge modeling of supercapacitors using an optimal time-domain based approach", *Journal of Power Sources*, jrg. 495, p. 229 787, 2021, issn: 0378-7753. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2021.229787>. adres: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877532100327X>.
- [45] Nexperia B.V., "Half-Bridge MOSFET Switching and Its Impact on EMC", Nexperia B.V., tech. rap. AN90011, feb 2025, Rev. 2.0. adres: <https://www.nexperia.com/dam/jcr:ad01e06f-c99d-4815-80b6-89079daa7f71/MOSFET%20body-diode%20behaviour,%20optimising%20Qrr%20%26%20VSD%20to%20give%20efficiency%20gains%20%26%20reduced%20spiking.pdf>.
- [46] Nexperia B.V., "Understanding Power MOSFET Data Sheet Parameters", Nexperia B.V., tech. rap. AN11158, 2017, Rev. 3. adres: <https://assets.nexperia.com/documents/application-note/AN11158.pdf>.
- [47] Texas Instruments, "Providing Continuous Gate Drive Using a Charge Pump", Texas Instruments, tech. rap., 2011. adres: <https://www.ti.com/lit/an/slva444/slva444.pdf>.

- [48] Texas Instruments, "Challenges and Solutions for Half-Bridge Gate Drivers in Bidirectional DC-DC Converters", Texas Instruments, tech. rap., 2024. adres: <https://www.ti.com/lit/an/sluaat9/sluaat9.pdf?ts=1779022759047>.
- [49] X. Wang, J. Pang, N. Zhao, L. Liu, H. Dong, Q. Tan en J. Xiong, "Lateral and angular misalignments of coil in wireless power transfer system", *Sensors and Actuators A: Physical*, jrg. 341, p. 113 577, 2022, issn: 0924-4247. doi: <https://doi.org/10.1016/j.sna.2022.113577>. adres: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424722002151>.
- [50] "WIRELESS POWER TRANSFER - Choosing the Right Coils", en, 2017. adres: https://www.we-online.com/files/pdf1/webinar_wpt_05.06.2019.pdf.
- [51] *Fundamentals of Inductive Power Transfer*. bezocht op 23 mrt 2026. adres: <https://wirelesspower.github.io/SeminarsWorkshops/FundamentalsofIPTDJT/presentation.html#1>.
- [52] ON Semiconductor, *Introduction to Schottky Rectifier and Application Notes*, Geraadpleegd: april 2026, Farnell, 2002. adres: <https://www.farnell.com/datasheets/312532.pdf>.
- [53] Micro Commercial Components (MCC), *SK54A Schottky Rectifier — Datasheet N1768 Rev. A*, $V_f = 0.55\text{ V}$ (max.) bij $I_F = 5\text{ A}$, $V_{RRM} = 40\text{ V}$, pakket: DO-214AC (SMA), Micro Commercial Components, 2023. adres: <https://www.mccsemi.com/products/diodes/%20schottky-barrier-rectifiers/SK54A-L>.
- [54] Z. Guo, J. Nai, S. Chen, H. Zhang, M. Ye, H. Yu, Z. Li, R. Liu en M. Zhang, "Optimized configuration and characterization of LCC-S based wireless power transmission system", en, *wpt*, jrg. 12, nr. 1, p. 0–0, 2025, issn: 2052-8418, 2052-8418. doi: 10.48130/wpt-0025-0005. bezocht op 29 mrt 2026. adres: <https://www.maxapress.com/article/doi/10.48130/wpt-0025-0005>.
- [55] F. Grazian, T. B. Soeiro, P. Van Duijsen en P. Bauer, "Auto-Resonant Detection Method for Optimized ZVS Operation in IPT Systems With Wide Variation of Magnetic Coupling and Load", en, *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, jrg. 2, p. 326–341, 2021, issn: 2644-1284. doi: 10.1109/OJIES.2021.3072024. bezocht op 2 mei 2026. adres: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9399232/>.
- [56] D. Vinko, I. Biondić en D. Bilandžija, "Soft-Start Circuit in Wireless Power Transmission System", in *2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, 2019, p. 98–101. doi: 10.23919/MIPRO.2019.8756886.
- [57] A. Hu, "Selected resonant converters for IPT power supplies", adres: <https://hdl.handle.net/2292/3>.

Bijlage A

Afleiding spanningsversterking LCC-S compensatienetwerk

Hier wordt de volledige afleiding uitgewerkt van de spanningsversterking H_U van een LCC-S-gecompenseerd DEO-systeem, zoals beschreven door Geng, Li, Yang, Lin en Sun [40]. De afleiding vertrekt vanuit de resonantievoorwaarden en maakt gebruik van twee-poortnetwerktheorie.

A.1 Resonantievoorwaarden

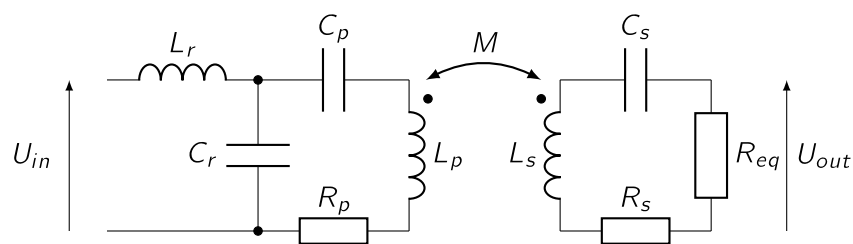
Zoals weergegeven in Figuur A.1 bevat de primaire LCC-tak een resonantie-inductantie L_r met parasitaire weerstand R_{Lr} en een parallelle condensator C_r . De secundaire spoel L_s wordt in serie gecompenseerd door C_s . De resonantievoorwaarden zijn:

$$\omega^2 L_r C_r = 1, \quad \omega^2 L_s C_s = 1 \quad (\text{A.1})$$

Uit de eerste voorwaarde volgt dat de parallelle tak $L_r \parallel C_r$ zich bij resonantiefrequentie gedraagt als een ideale stroombron voor de primaire spoel L_p . Uit de tweede voorwaarde volgt dat de secundaire impedantie na resonantie enkel $R_s + R_{eq}$ overblijft.

De primaire compensatiecondensator C_p wordt gekozen zodat de ingangsimpedantie reëel is:

$$j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_r} = 0 \implies C_p = \frac{1}{\omega^2(L_p - L_r)} \quad (\text{A.2})$$



Figuur A.1: Equivalent schema bij een LCC-S compensatie

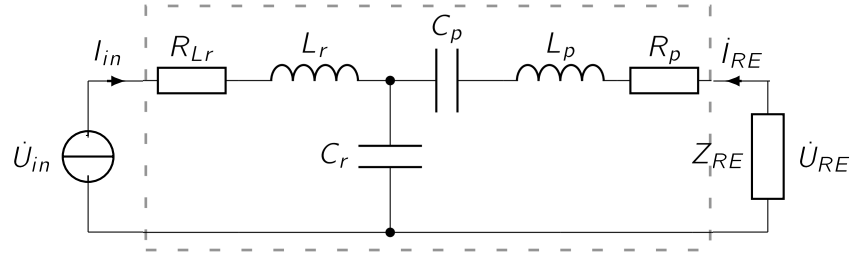
A.2 Gereflecteerde impedantie van de secundaire kring

Na secundaire resonantie ($j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} = 0$) ziet de primaire kring via de wederzijdse koppeling M een gereflecteerde impedantie die gelijk is aan:

$$Z_{RE} = \frac{(j\omega M)^2}{Z_{sec}} = \frac{-\omega^2 M^2}{j \cdot 0 + R_s + R_{eq}} = \frac{(\omega M)^2}{R_s + R_{eq}} \quad (\text{A.3})$$

A.3 Twee-poortnetwerkmodel van de primaire LCC-kring

De primaire kring wordt beschreven als een twee-poortnetwerk dat afgebeeld wordt in Figuur A.2.



Figuur A.2: Twee-poortnetwerkmodel van een LCC-S compensatienetwerk

hieruit volgt de impedantiematrix:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{in} \\ \dot{U}_{RE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{in} \\ \dot{I}_{RE} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

De vier impedantieparameters worden bepaald door een poort open te schakelen ($\dot{I} = 0$):

$$Z_{11} = \left. \frac{\dot{U}_{in}}{\dot{I}_{in}} \right|_{\dot{I}_{RE}=0} = R_{Lr} + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} \quad (\text{A.5})$$

$$Z_{12} = \left. \frac{\dot{U}_{in}}{\dot{I}_{RE}} \right|_{\dot{I}_{in}=0} = \frac{1}{j\omega C_r} \quad (\text{A.6})$$

$$Z_{21} = \left. \frac{\dot{U}_{RE}}{\dot{I}_{in}} \right|_{\dot{I}_{RE}=0} = \frac{1}{j\omega C_r} \quad (\text{A.7})$$

$$Z_{22} = \left. \frac{\dot{U}_{RE}}{\dot{I}_{RE}} \right|_{\dot{I}_{in}=0} = R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_r} \quad (\text{A.8})$$

Na toepassen van de resonantievoorwaarden uit Vergelijkingen (A.1) en (A.2) geldt $j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_r} = 0$ hierdoor heffen alle reactieve termen in Z_{22} elkaar op. Bovendien geldt bij resonantie $j\omega L_r = \frac{1}{j\omega C_r}$. De vereenvoudigde matrix wordt hierdoor:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Lr} & j\omega L_r \\ j\omega L_r & R_p \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A.4 Spanningsversterking G_U : van U_{in} naar U_{RE}

Uit de twee-poortvergelijkingen volgt:

$$\dot{U}_{in} = Z_{11} \dot{I}_{in} + Z_{12} \dot{I}_{RE} \quad (\text{A.10})$$

$$\dot{U}_{RE} = Z_{21} \dot{I}_{in} + Z_{22} \dot{I}_{RE} \quad (\text{A.11})$$

De belastingsconditie legt op $\dot{U}_{RE} = -Z_{RE} \dot{I}_{RE}$, dus:

$$\dot{I}_{RE} = -\frac{\dot{U}_{RE}}{Z_{RE}} \quad (\text{A.12})$$

Substitutie in Vergelijking (A.11):

$$\dot{U}_{RE} = Z_{21} \dot{I}_{in} - \frac{Z_{22}}{Z_{RE}} \dot{U}_{RE} \implies \dot{U}_{RE} \left(1 + \frac{Z_{22}}{Z_{RE}}\right) = Z_{21} \dot{I}_{in} \implies \dot{I}_{in} = \dot{U}_{RE} \frac{Z_{RE} + Z_{22}}{Z_{21} Z_{RE}} \quad (\text{A.13})$$

Uit Vergelijking (A.10) en Vergelijking (A.12) volgt:

$$\dot{I}_{in} = \frac{\dot{U}_{in} + Z_{12} (\dot{U}_{RE}/Z_{RE})}{Z_{11}} \quad (\text{A.14})$$

Stel Vergelijking (A.13) gelijk aan Vergelijking (A.14), de uitwerking geeft:

$$G_U = \left| \frac{\dot{U}_{RE}}{\dot{U}_{in}} \right| = \frac{Z_{21} Z_{RE}}{Z_{11}(Z_{RE} + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}} \quad (\text{A.15})$$

Met de vereenvoudigde matrix Vergelijking (A.9) en $(j\omega L_r)^2 = -(\omega L_r)^2$:

$$G_U = \frac{j\omega L_r Z_{RE}}{R_{Lr}(Z_{RE} + R_P) + (\omega L_r)^2} \quad (\text{A.16})$$

In grootte:

$$|G_U| = \frac{\omega L_r Z_{RE}}{R_{Lr}(Z_{RE} + R_P) + (\omega L_r)^2} \quad (\text{A.17})$$

A.5 Spanningsversterking van U_{RE} naar U_{out}

De primaire spoelstroom $\dot{I}_P$ induceert dankzij de koppeling M een spanning in de secundaire kring. Na resonantie is de secundaire impedantie enkel $R_S + R_{eq}$, zodat:

$$\dot{I}_S = \frac{j\omega M \dot{I}_P}{R_S + R_{eq}} \quad (\text{A.18})$$

De uitgangsspanning over de equivalente belasting R_{eq} :

$$U_{out} = |\dot{I}_S| R_{eq} = \frac{\omega M |\dot{I}_P| R_{eq}}{R_S + R_{eq}} \quad (\text{A.19})$$

Omdat $U_{RE} = Z_{RE} \cdot |\dot{I}_P|$ geldt $|\dot{I}_P| = U_{RE}/Z_{RE}$. Substitutie in Vergelijking (A.19) en gebruik van Vergelijking (A.3):

$$\left| \frac{U_{out}}{U_{RE}} \right| = \frac{\omega M R_{eq}}{(R_S + R_{eq}) Z_{RE}} = \frac{\omega M R_{eq}}{(R_S + R_{eq})} \cdot \frac{R_S + R_{eq}}{(\omega M)^2} = \frac{R_{eq}}{\omega M} \quad (\text{A.20})$$

A.6 Totale spanningsversterking H_U

De totale versterking is het product van de twee deelversterkers Vergelijkingen (A.17) en (A.20):

$$H_U = \left| \frac{U_{out}}{U_{in}} \right| = \left| \frac{U_{out}}{U_{RE}} \right| \cdot |G_u| = \frac{R_{eq}}{\omega M} \cdot \frac{\omega L_r Z_{RE}}{R_{Lr}(Z_{RE} + R_P) + (\omega L_r)^2} \quad (A.21)$$

Door $Z_{RE} = (\omega M)^2 / (R_S + R_{eq})$ in te vullen:

Teller:

$$\frac{R_{eq}}{\omega M} \cdot \omega L_r \cdot \frac{(\omega M)^2}{R_S + R_{eq}} = \frac{\omega^2 M L_r R_{eq}}{R_S + R_{eq}} \quad (A.22)$$

Noemer:

$$R_{Lr} \left(\frac{(\omega M)^2}{R_S + R_{eq}} + R_P \right) + (\omega L_r)^2 \quad (A.23)$$

Dit geeft de volledige spanningsversterking:

$$H_U = \frac{\omega^2 M L_r \cdot \frac{R_{eq}}{R_S + R_{eq}}}{R_{Lr} \left(\frac{(\omega M)^2}{R_S + R_{eq}} + R_P \right) + (\omega L_r)^2} \quad (A.24)$$

A.7 Vereenvoudiging: verwaarlozing van parasitaire weerstanden

Wanneer $R_P, R_S, R_{Lr} \rightarrow 0$, vereenvoudigt Vergelijking (A.24):

- **Teller:** $\omega^2 M L_r \cdot \frac{R_{eq}}{R_S + R_{eq}} \xrightarrow{R_S \rightarrow 0} \omega^2 M L_r$
- **Noemer:** $R_{Lr}(\dots) + (\omega L_r)^2 \xrightarrow{R_{Lr} \rightarrow 0} (\omega L_r)^2$

Zodat:

$$H_U \approx \frac{\omega^2 M L_r}{(\omega L_r)^2} = \frac{M}{L_r} \quad (A.25)$$

De spanningsversterking is in eerste orde benadering gelijk aan de verhouding van de wederzijdse inductantie M en de resonantie-inductantie L_r en is volledig onafhankelijk van de belasting R_{eq} .

Bijlage B

Dimensionering van componenten

Voor de dimensionering van de componentwaarden bij een LCC-S is er uitgegaan van een statische opstelling met een vaste resonantiefrequentie van $\omega_0 = 2\pi \cdot 85\text{kHz}$.

- Bepaling van L_r

De waarde van L_r wordt bepaald op basis van de gewenste spanningsversterking. Uit Bijlage: A volgt dat $H_U \approx \frac{M}{L_r}$. Als ontwerpeis wordt gesteld dat $H_U \geq 1$, zodat de uitgangsspanning minstens gelijk is aan de ingangsspanning en de supercondensator effectief opgeladen kunnen worden. Dit impliceert dat:

$$L_r \leq M \quad (\text{B.1})$$

Voor de dimensionering wordt gerekend met de gemiddelde koppelfactor $k_{gem} = 0.27$, om op deze manier een buffer te hebben die rekening houdt met het dynamische bedrijf van de opstelling (zie Figuur 4.6). De mutuele inductantie bij deze koppelfactor bedraagt:

$$M = k_{gem} \cdot \sqrt{L_P \cdot L_S} = 0.27 \cdot \sqrt{5.8 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^{-6}} = 2.25 \mu\text{H} \quad (\text{B.2})$$

Om te voldoen aan Vergelijking (B.1) wordt $L_r = 2,2 \mu\text{H}$ gekozen, wat de dichtstbijzijnde E-reeks waarde is. Dit geeft de volgende spanningsversterkingen voor beide transmitterspoelen:

$$H_U \approx \frac{M}{L_r} = \frac{2.27 \cdot 10^{-6}}{2.2 \cdot 10^{-6}} \approx 1.03 < 1 \quad (\text{B.3})$$

Er wordt voldaan aan de voorwaarde $H_U \geq 1$.

- Bepaling van C_r

Met de gekozen waarde $L_r = 2.2 \mu\text{H}$ volgt C_r rechtstreeks uit de resonantievoorwaarde Vergelijking (2.29):

$$C_r = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 85 \cdot 10^3)^2 \cdot 2.2 \cdot 10^{-6}} = 1.58 \mu\text{F} \approx 1.60 \mu\text{F} \quad (\text{B.4})$$

- Bepaling van C_P

De primaire compensatiecondensator C_P wordt bepaald via de nulfaseconditie Vergelijking (2.30). Dit geeft:

$$C_P = \frac{1}{\omega_0^2 (L_P - L_r)} = \frac{1}{(2\pi \cdot 85 \cdot 10^3)^2 \cdot (5.8 \cdot 10^{-6} - 2.2 \cdot 10^{-6})} = 975 \text{nF} \approx 1 \mu\text{F} \quad (\text{B.5})$$

- Bepaling van C_S

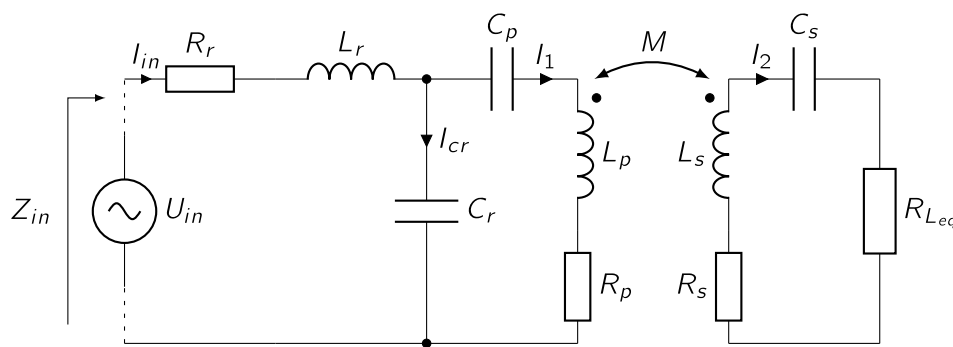
De secundaire compensatiecondensator C_S is voor beide spoelcombinaties identiek, aangezien de receiverspoel dezelfde inductantiewaarde $L_S = 12\text{ }\mu\text{H}$ heeft:

$$C_S = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_S} = \frac{1}{(2\pi \cdot 85k)^2 \cdot 12\mu} == 292\text{nF} \approx 300\text{nF} \quad (\text{B.6})$$

Bijlage C

Afleiding van ingangsimpedantie, ingangs- en uitgangsvermogen en transmissie-efficiëntie

Hier wordt de afleiding van de ingangsimpedantie Z_{in} , het ingangs- en uitgangsvermogen P_{in} en P_{out} , evenals de transmissie-efficiëntie η_{trans} van een LCC-S gecompenseerd IPT-systeem besproken. Zoals beschreven door Zhen Guo et al. [54]. Het beschouwde systeem is weergegeven in Figuur C.1.



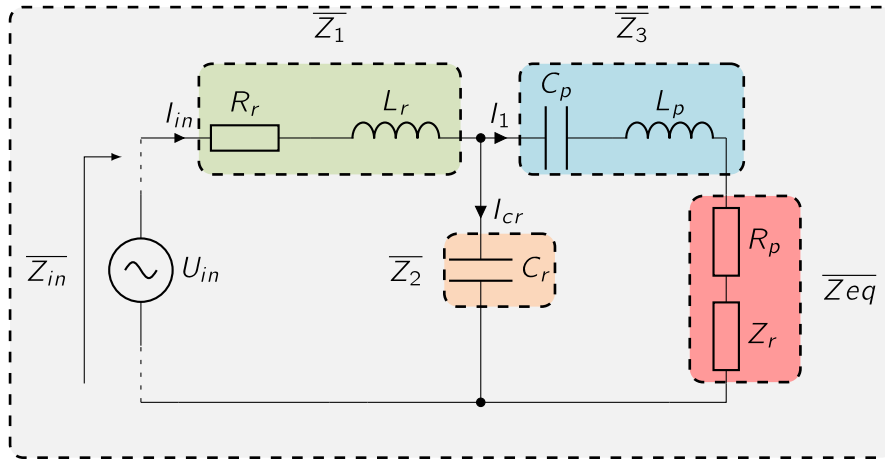
Figuur C.1: LCC-S gecompenseerd IPT-opstelling

Hierbij zijn:

- U_{in} : piekwaarde van de uitgangsspanning van de inverter
- R_r, L_r : respectievelijk de parasitaire weerstand en inductantie van de spoel in het compensatienetwerk
- C_r : parallelcondensator van het LCC-compensatienetwerk
- C_p : primaire compensatiecondensator
- L_p, R_p : inductantie en parasitaire weerstand van de primaire spoel
- L_s, R_s : inductantie en parasitaire weerstand van de secundaire spoel
- C_s : seriecompensatiecondensator aan de secundaire zijde
- M : mutuele inductantie tussen primaire en secundaire spoel
- R_{Leq} : eerste-orde benadering van de gelijkrichter en belasting aan de secundaire zijde
- I_{in}, I_{cr}, I_1, I_2 : stromen door de respectieve componenten

C.1 Complexe impedantie definities

Om de analyse te vereenvoudigen, wordt het systeem omgevormd naar een equivalent schema waarin alle componenten worden voorgesteld door hun complexe impedanties. Daarnaast wordt de secundaire zijde gereflecteerd naar de primaire zijde via de gereflecteerde impedantie. Het resulterende equivalent schema is weergegeven in Figuur C.2.



Figuur C.2: Equivalent schema van een LCC-S gecompenseerde IPT-opstelling met complexe impedanties

De relevante impedanties worden als volgt gedefinieerd:

$$\overline{Z}_1 = R_r + j\omega L_r \quad (\text{C.1})$$

$$\overline{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C_r} \quad (\text{C.2})$$

$$\overline{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p \quad (\text{C.3})$$

$$\overline{Z}_s = R_s + R_{Leq} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (\text{C.4})$$

$$\overline{Z}_r = \frac{(\omega M)^2}{\overline{Z}_s} = \frac{(\omega M)^2}{R_s + R_{Leq} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (\text{C.5})$$

$$\overline{Z}_{eq} = R_p + \overline{Z}_r = R_p + \frac{(\omega M)^2}{R_s + R_{Leq} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (\text{C.6})$$

Voor een compactere formulering van de netwerkvergelijkingen worden de volgende hulpgrootheden (A-parameters) gedefinieerd:

$$\overline{A_{11}} = \frac{\overline{Z_1} + \overline{Z_2}}{\overline{Z_2}} \quad (\text{C.7})$$

$$\overline{A_{12}} = \frac{\overline{Z_1} \cdot \overline{Z_2} + \overline{Z_2} \cdot \overline{Z_3} + \overline{Z_1} \cdot \overline{Z_3}}{\overline{Z_2}} \quad (\text{C.8})$$

$$\overline{A_{21}} = \frac{1}{\overline{Z_2}} \quad (\text{C.9})$$

$$\overline{A_{22}} = \frac{\overline{Z_2} + \overline{Z_3}}{\overline{Z_2}} \quad (\text{C.10})$$

C.2 Bepaling van de ingangsimpedantie

Uit Figuur C.2 kan de ingangsimpedantie bepaald worden en is gedefinieerd als:

$$\overline{Z_{in}} = \overline{Z_1} + \frac{(\overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}) \cdot \overline{Z_2}}{\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}} \quad (\text{C.11})$$

$$= \frac{\overline{Z_1} \cdot (\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}) + (\overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}) \cdot \overline{Z_2}}{\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}} \quad (\text{C.12})$$

$$= \frac{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}}{\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}} \quad (\text{C.13})$$

Dit kan met behulp van de A-parameters geschreven worden als:

$$\overline{Z_{in}} = \frac{\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}}{\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}}} \quad (\text{C.14})$$

C.3 Bepaling van de ingangsstroom

Met behulp van de ingangsimpedantie kan de ingangsstroom bepaald worden:

$$\overline{I_{in}} = \frac{\overline{U_{in}}}{\overline{Z_{in}}} = \frac{\overline{U_{in}} \cdot (\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}})}{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}} \quad (\text{C.15})$$

Met behulp van de A-parameters wordt dit:

$$\overline{I_{in}} = \frac{\overline{U_{in}} \cdot (\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}})}{\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}} \quad (\text{C.16})$$

C.4 Bepaling van de stroom door de primaire spoel

De ingangsstroom I_{in} splitst zich enerzijds in de stroom door de parallelcondensator I_r en anderzijds in de stroom door de primaire spoel (I_1). In het bijzonder is de stroom door de primaire spoel I_1 van belang, aangezien deze rechtstreeks de geïnduceerde spanning en stroom aan de secundaire zijde bepaalt. Met behulp van de stroomdeler formule is de stroom I_1 bepaald:

$$\overline{I_1} = \overline{I_{in}} \cdot \frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}} \quad (\text{C.17})$$

$$= \frac{\overline{U_{in}} \cdot (\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}})}{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}} \cdot \frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}}} \quad (\text{C.18})$$

$$= \frac{\overline{U_{in}} \cdot \overline{Z_2}}{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}} \quad (\text{C.19})$$

Uitgedrukt met A-parameters wordt dit:

$$\overline{I_1} = \frac{\overline{U_{in}}}{\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}} \quad (\text{C.20})$$

C.5 Bepaling van secundaire stroom

De primaire stroom $\overline{I_1}$ die door de gereflecteerde impedantie $\overline{Z_r}$ vloeit zal resulteren in een secundaire gereflecteerde stroom I_2 . Deze stroom wordt bepaald als volgt:

$$\overline{I_2} = \frac{j\omega M \overline{I_1}}{\overline{Z_s}} = \frac{j\omega M}{\overline{Z_s}} \cdot \frac{\overline{U_{in}} \cdot \overline{Z_2}}{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}} \quad (\text{C.21})$$

Met behulp van de A-parameter kan het als volgt geschreven worden:

$$\overline{I_2} = \frac{j\omega M \overline{U_{in}}}{\overline{Z_s} \cdot (\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}})} \quad (\text{C.22})$$

C.6 Bepaling van het ingangsvermogen

Nu alle nodige stromen en impedanties bepaald zijn, kan hieruit het ingangsvermogen bepaald worden. Het ingangsvermogen wordt weergegeven als:

$$S_{in} = |\overline{U_{in}} \cdot \overline{I_{in}}| = \left| \overline{U_{in}} \cdot \frac{\overline{U_{in}} \cdot (\overline{Z_2} + \overline{Z_3} + \overline{Z_{eq}})}{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}} \right| \quad (C.23)$$

Door gebruik te maken van de A-parameters kan het ingangsvermogen P_{in} bepaald worden als volgt:

$$S_{in} = \left| \frac{\overline{U_{in}}^2 \cdot (\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}})}{\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}} \right| \quad (C.24)$$

C.7 Bepaling van het uitgangsvermogen

Het uitgangsvermogen wordt gedefinieerd als het vermogen dat gedissipeerd wordt in de equivalente belastingweerstand R_{Leq} . Deze belasting wordt benaderd met een eerste-orde benadering van een bruggelijkrichter en de effectieve belasting, gegeven door:

$$R_{Leq} = \frac{8 \cdot \overline{R_L}}{\pi^2} \quad (C.25)$$

Hierdoor dan het uitgangsvermogen worden bepaald en resulteert in:

$$P_{out} = |I_2|^2 \cdot R_{Leq} = \left(\frac{\omega M}{\overline{Z_s}} \right)^2 \cdot \left(\frac{\overline{U_{in}} \cdot \overline{Z_2}}{\overline{Z_{eq}} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_2}) + \overline{Z_2} \cdot (\overline{Z_1} + \overline{Z_3}) + \overline{Z_1} + \overline{Z_3}} \right)^2 \quad (C.26)$$

Uit Vergelijking (C.26) wordt duidelijk dat de uitwerking zonder de A-parameters zal leiden tot een zeer uitgebreide vergelijking. Daarom wordt er overgegaan tot de schrijfwijze die gebruik maakt van de A-parameters:

$$P_{out} = \frac{\overline{R_{Leq}} \cdot (\omega M \overline{U_{in}})^2}{|\overline{Z_s} \cdot (\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}})|^2} \quad (C.27)$$

C.8 Bepaling van de transmissie-efficiëntie

De transmissie-efficiëntie kan bepaald worden vanuit het ingangs- en uitgangsvermogen en is gedefinieerd met behulp van de A-parameters als:

$$\eta_{trans} = \frac{P_{out}}{S_{in}} = \frac{\frac{\overline{R_{Leq}} \cdot (\omega M \overline{U_{in}})^2}{|\overline{Z_s} \cdot (\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}})|^2}}{\left| \frac{\overline{U_{in}}^2 \cdot (\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}})}{\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}} \right|} = \frac{\overline{R_{Leq}} \cdot (\omega M)^2}{\left| \overline{Z_s}^2 \cdot (\overline{A_{11}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{12}}) \cdot (\overline{A_{21}} \cdot \overline{Z_{eq}} + \overline{A_{22}}) \right|} \quad (C.28)$$

Bijlage D

Python code voor het bepalen van de bifurcatie frequenties

Deze code werd gegenereerd met behulp van *Perplexity.ai* (geraadpleegd op 24 maart 2026), vertrekkende vanuit de analytisch afgeleide uitdrukking voor deingangsimpedantie Z_{in} (zie Bijlage: C) en de theoretische achtergrond over het bifurcatiefenomeen uit Hoofdstuk 2 [32]. De gegenereerde code werd geverifieerd en aangepast aan de specifieke systeemparameters van de opstelling.

```
import numpy as np
from scipy.optimize import fsolve
import matplotlib.pyplot as plt

# ===== PARAMETERS =====
Lf = 2.2e-6
Cp = 1.6e-6
Cs = 200e-9
L1 = 19.5e-6
R1 = 0.045
L2 = 12e-6
C2 = 300e-9
RL = 10
k = 0.8
M = k * np.sqrt(L1 * L2)

# ===== IMPEDANTIE FUNCTIE =====
def Zin_imag(omega):
    j = 1j
    # secundair
    Z2 = RL + j*(omega*L2 - 1/(omega*C2))
    # reflectie
    Zref = (omega*M)**2 / Z2
    # primaire tak
    ZL1 = j*omega*L1
    ZCs = 1/(j*omega*Cs)
    Zbranch = ZCs + ZL1 + Zref
    # parallel Cp
    ZCp = 1/(j*omega*Cp)
    Znode = (ZCp * Zbranch) / (ZCp + Zbranch)
```

```

    # totaal
    Zin = j*omega*Lf + Znode
    return np.imag(Zin)

# ===== ROOT FINDING =====
guesses = [2*np.pi*50e3, 2*np.pi*80e3, 2*np.pi*120e3]
solutions = []

for g in guesses:
    try:
        sol = fsolve(Zin_imag, g, xtol=1e-10)[0]
        if sol > 0:
            solutions.append(sol)
    except:
        pass

# unieke oplossingen (met afronding om dubbels te vermijden)
solutions = np.unique(np.round(solutions, -1))
frequencies = solutions / (2 * np.pi)

print("Gevonden resonantiefrequenties (Hz):")
for f in frequencies:
    print(f"{f:,.0f} Hz")

# ===== PLOT VAN Im(Zin) =====
# Frequentiebereik maken (bijv. 10 kHz tot 200 kHz)
f_plot = np.logspace(4, 5.5, 1000)          # 10 kHz tot ~316 kHz
omega_plot = 2 * np.pi * f_plot

imag_zin = np.array([Zin_imag(w) for w in omega_plot])

plt.figure(figsize=(12, 7))
plt.plot(f_plot/1000, imag_zin, 'b-', linewidth=2, label='Im(Zin())')

# Nulpunten markeren
for f in frequencies:
    plt.axvline(x=f/1000, color='red', linestyle='--', alpha=0.7)
    plt.text(f/1000, plt.ylim()[1]*0.85, f'{f/1000:.1f} kHz',
             rotation=90, color='red', ha='center', va='top', fontsize=10)

plt.axhline(y=0, color='black', linestyle='-', alpha=0.5)
plt.grid(True, alpha=0.3)
plt.xlabel('Frequentie (kHz)')

```

```
plt.ylabel('Im(Zin) [Ohm]')
plt.title('Imaginaire deel van deingangsimpedantie\nResonantiefrequenties  
↔ zichtbaar als nulpunten')
plt.legend()
plt.tight_layout()
plt.show()
```

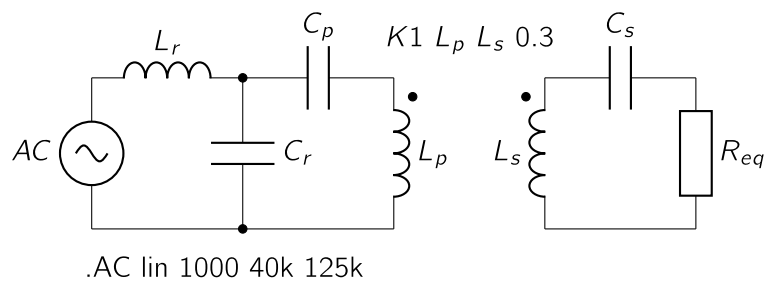
codefragment 1:: Code voor bepalen van k_{crit} en bifurcatie frequenties

Bijlage E

ZPA controle

E.0.1 ZPA-verificatie

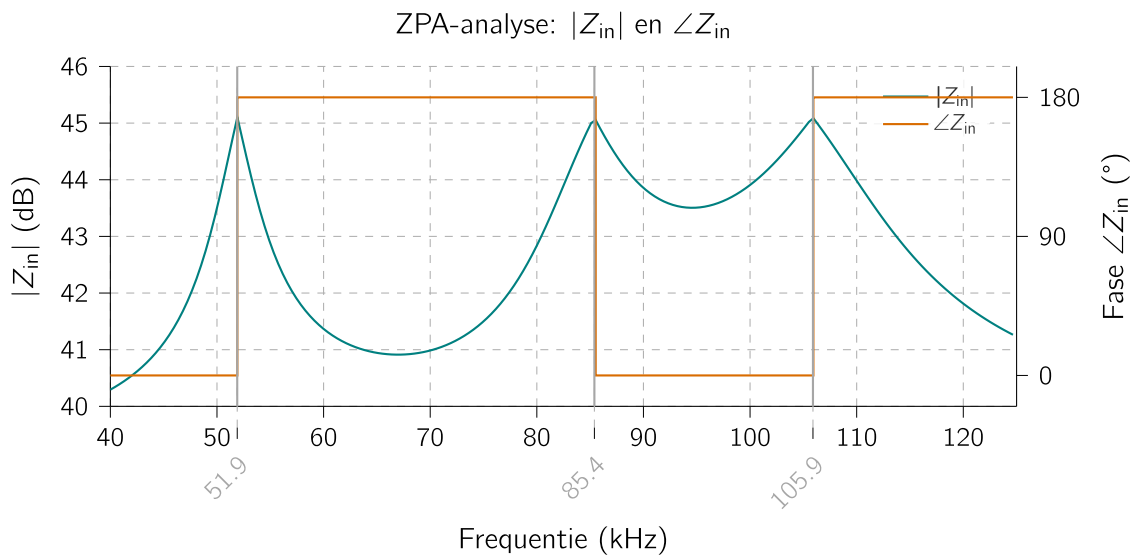
Om de ZPA-frequenties van het LCC-S-compensatienetwerk te bepalen, is de opstelling uit Figuur E.1 gesimuleerd met $k = 0,3$ over een sweep van 40 kHz–125 kHz.



Figuur E.1: Gebruikte simulatieopstelling

LCC-compensatienetwerk met 5.8 μ H

Dezelfde analyse werd herhaald voor het compensatienetwerk rond de transmitterspoel van 5.8 μ H. Figuur E.2 toont het bijhorende frequentiespectrum.



Figuur E.2: Fase en magnitude van de ingangsimpedantie Z_{in} in functie van de frequentie

De bekomen ZPA-frequenties worden vergeleken met de theoretische waarden in Tabel E.1.

Tabel E.1 Werkfrequentie per ZPA-punt: theoretisch vs. gesimuleerd (5.8 μ H)

ZPA-punt	Theoretisch (kHz)	Gesimuleerd (kHz)	Afwijking (%)
Vermogenspiek	51.8	51.9	0.19
Parallelresonantiepiek	84.1	85.4	1.55
Efficiëntiepiek	106.9	105.9	0.94

Besluiten bij ZPA-verificatie

Voor beide compensatienetwerken liggen de gesimuleerde ZPA-frequenties zeer dicht bij de theoretisch bepaalde waarden, met een maximale afwijking van 1.55 %. Dit bevestigt de correctheid van de analytische bepaalde ontwerpvergelijkingen en de juistheid van de gekozen componentwaarden. De lichte afwijkingen zijn te wijten aan afrondingen bij de componentkeuze en het gebruik van ideale ('juistere') componentmodellen in de simulatie. Beide netwerken vertonen drie ZPA-punten, waarbij de rechtse frequentie de vermogenspiek gekozen wordt als gewenste werkfrequentie f_w . Op deze frequentie wordt maximale vermogensoverdracht gecombineerd met inductieve werking waardoor ZVS-gedrag van de invertor gegarandeerd wordt.

Bijlage F

Statisch meetresultaten

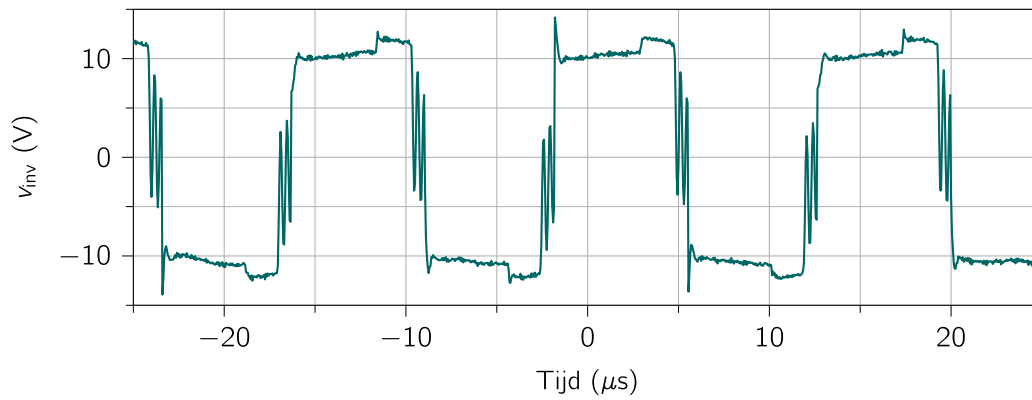
F.1 Meetwaarde in tabelvorm

Tabel F.1 Gemeten grootheden als functie van de uitlijning bij $R_L = 11\ \Omega$ en $U_{in} = 11\ \text{V}$ (alle waarde worden weergegeven als RMS-waarden)

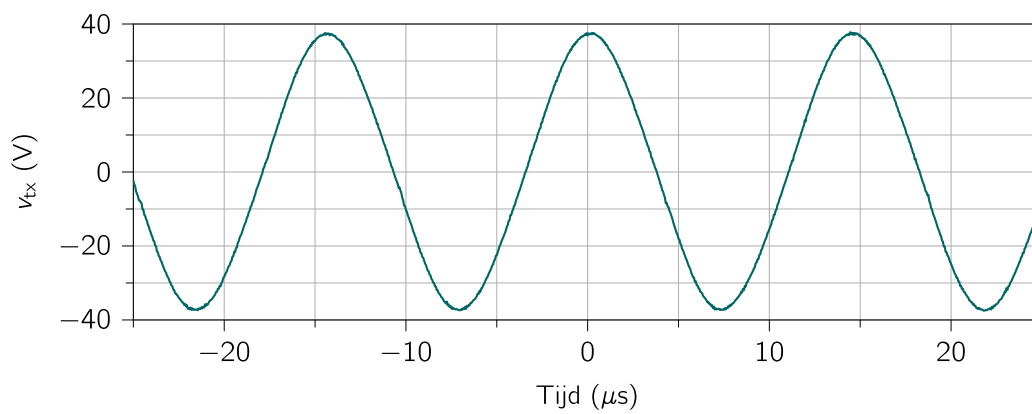
Laterale verschuiving Δy (cm)	Koppel- factor k (–)	Ingangs- spanning U_{in} (V)	Ingangs- stroom I_{in} (A)	Ingangs- vermogen P_{in} (W)	LCC-netwerk- stroom I_{LCC} (A)	Transmitter- spoel-stroom I_{TX} (A)	Transmitter- spoel-spanning U_{TX} (V)	Uitgangs- stroom I_{out} (A)	Uitgangs- spanning U_{out} (V)	Uitgangs- vermogen P_{out} (W)	Rende- ment η (%)
0	0,75	11	7,22	60,43	7,74	6,60	17,34	1,814	20,86	37,84	62,62
0,5	0,63	11	6,45	53,67	7,81	7,25	18,27	1,700	18,74	31,86	59,36
1	0,52	11	5,55	45,09	7,70	7,77	19,37	1,490	16,33	24,33	53,96
1,5	0,31	11	4,22	29,51	7,66	8,54	21,24	0,929	10,23	9,50	32,19
2	0,14	11	3,71	22,23	7,75	8,89	22,15	0,399	4,40	1,756	7,90
2,5	0,02	11	3,61	20,36	7,79	8,98	22,40	0,017	0,191	0,003	0,016
3	0,10	11	3,65	21,09	7,76	8,93	22,28	0,270	2,98	0,805	3,82
3,5	0,13	11	3,69	21,49	7,75	8,90	22,19	0,367	4,04	1,483	6,90
4	0,11	11	3,66	21,17	7,76	8,92	22,24	0,302	3,33	1,006	4,75
4,5	0,047	11	3,61	20,25	7,77	8,96	22,37	0,993	1,091	1,083	5,35
5	0,02	11	3,60	20,08	7,79	8,98	22,40	0,174	0,191	0,033	0,165
5,5	0,018	11	3,61	20,23	7,79	8,98	22,42	0,125	0,137	0,017	0,085
6	0,01	11	3,61	20,83	7,81	8,99	22,49	0,000	0,005	≈ 0	≈ 0

F.2 Scoopbeelden van de gemeten spanningen en stromen

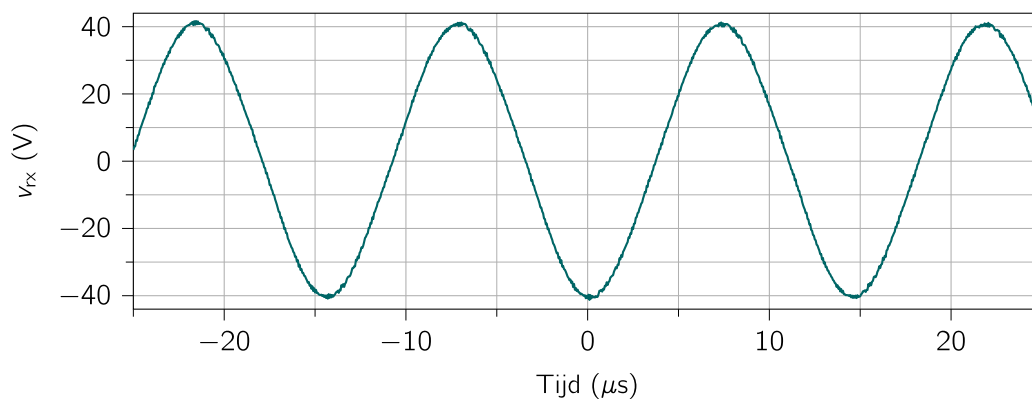
F.2.1 Gemeten spanningen



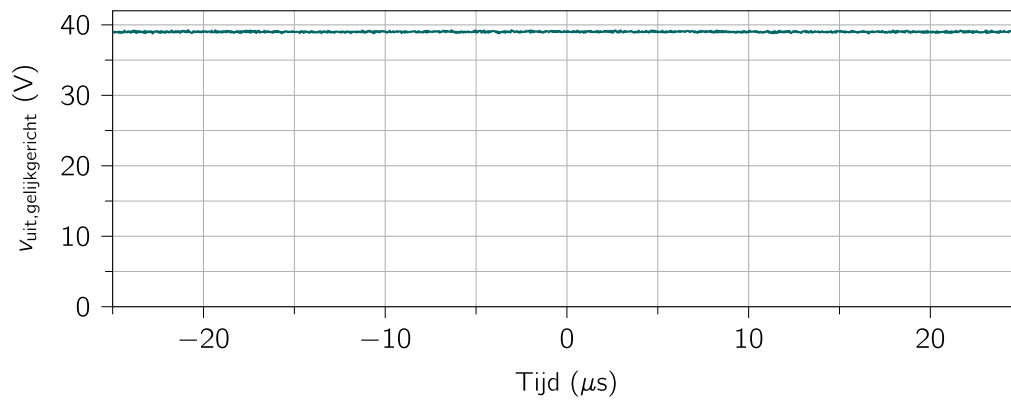
Figuur F.1: Gemeten spanning aan de uitgang van de LCC belaste-invertor (v_{inv})



Figuur F.2: Gemeten spanning aan de zenderspoel V_{tx}

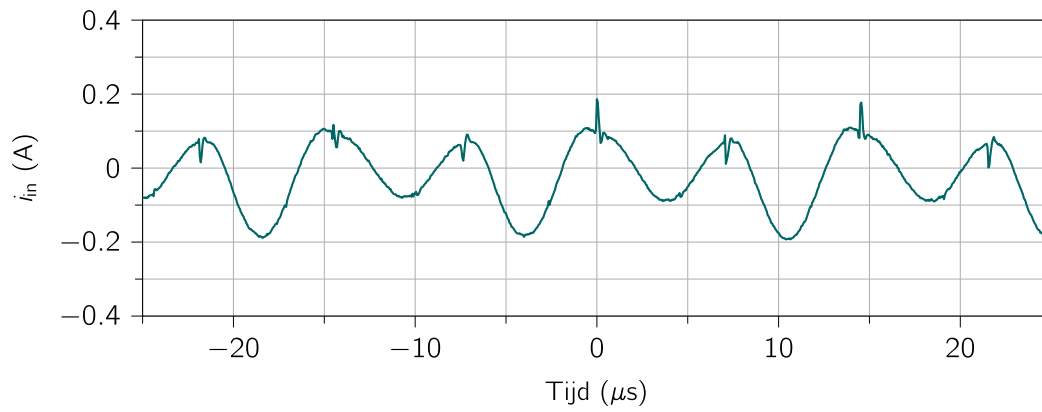


Figuur F.3: Gemeten spanning aan de ontvangerspoel V_{rx}

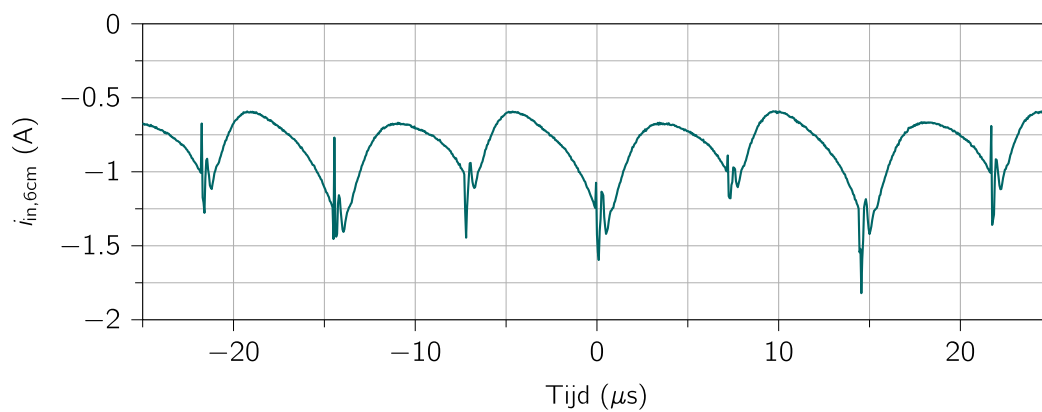


Figuur F.4: Gemeten spanning op de uitgang vlak na de gelijkrichter $v_{uit,rect}$

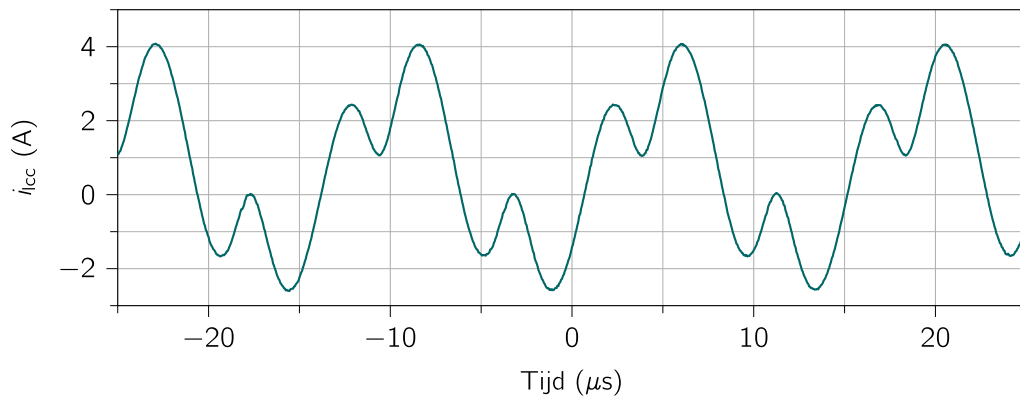
F.2.2 Gemeten stromen



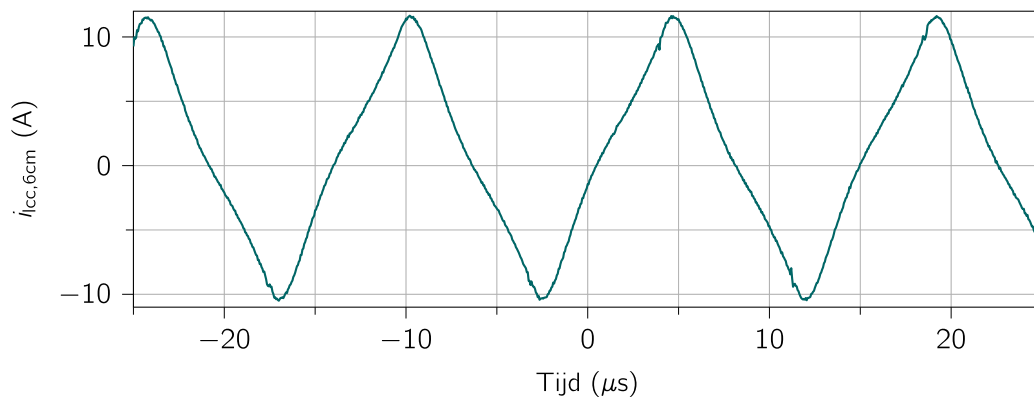
Figuur F.5: Gemeten ingangsstroom i_{in} bij 0 cm laterale verschuiving



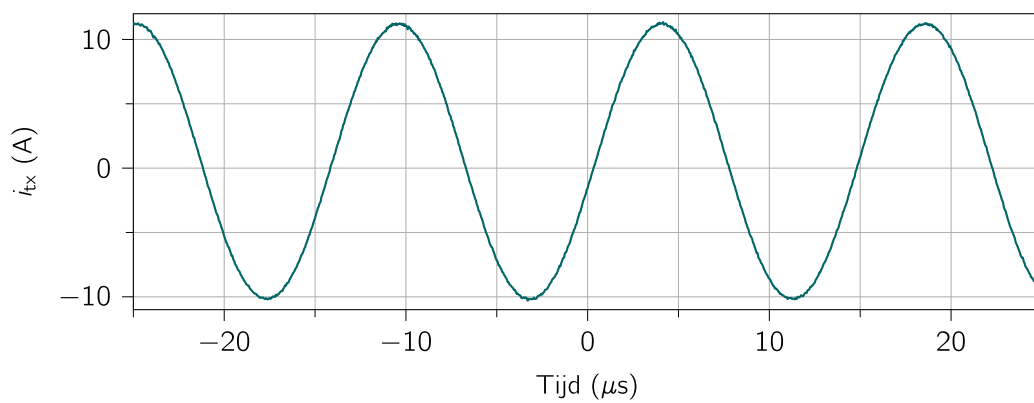
Figuur F.6: Gemeten ingangsstroom $i_{in,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving



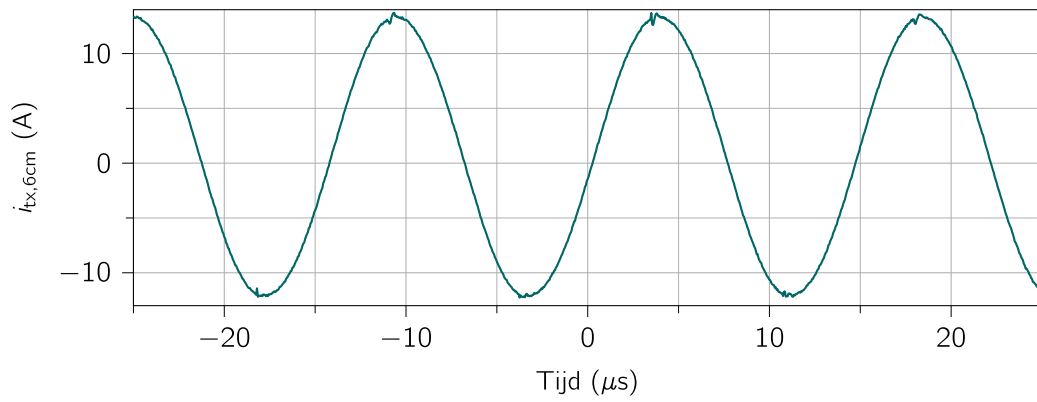
Figuur F.7: Gemeten stroom in de LCC-tak i_{Lcc} bij 0 cm laterale verschuiving



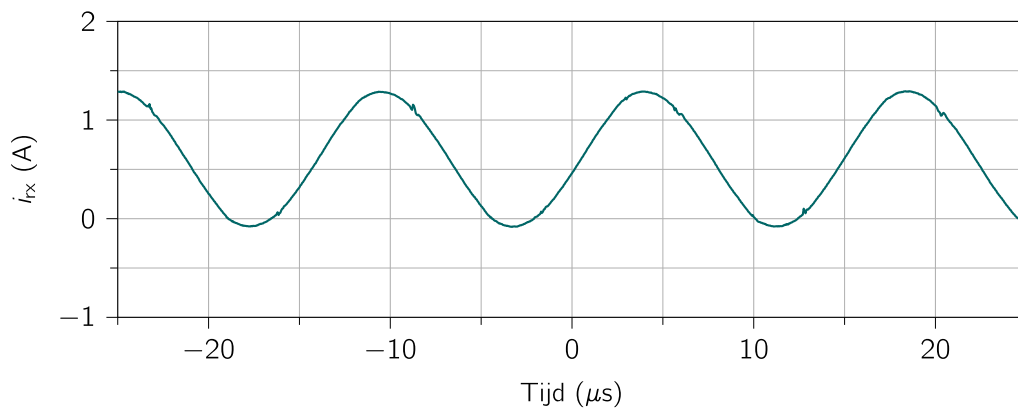
Figuur F.8: Gemeten stroom in de LCC-tak $i_{Lcc,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving



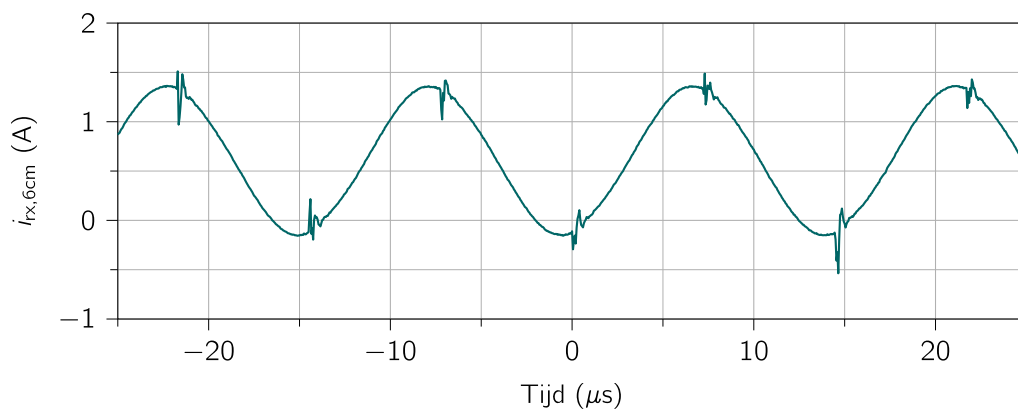
Figuur F.9: Gemeten stroom door de zenderspoel i_{tx} bij 0 cm laterale verschuiving



Figuur F.10: Gemeten stroom door de zenderspoel $i_{tx,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving



Figuur F.11: Gemeten stroom door de ontvangerspoel i_{rx} bij 0 cm laterale verschuiving



Figuur F.12: Gemeten stroom door de ontvangerspoel $i_{rx,6cm}$ bij 6 cm laterale verschuiving

Bijlage G

**Beschrijving van deze masterproef in de
vorm van een wetenschappelijk artikel**

Bijlage H

Poster

Bijlage I

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: Syme Vandenbosch

This form is related to my Master thesis.

Title Master thesis: Draadloze vermogensoverdracht voor het laden van supercapacitors bij een lineair versnellend systeem

Promoter: Prof. dr. ir. M. Kleemann dr. ing. J. Van Mulders

Daily supervisor: ing. A. 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, ...): Perplexity.ai, Grok.com en 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): AI-generated illustrative figures

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

