KU LEUVEN

FACULTEIT INDUSTRIËLE INGENIEURSWETENSCHAPPEN

KU Leuven - Gent

Simulatie en demonstratie van capacitieve draadloze vermogensoverdracht in water

Lennert DERAEDT

Promotor: Prof. dr. ir. M. Kleemann

Copromotor: Ing. A. Cloet

Masterproef ingediend tot het behalen van de graad van Master of Science in de industriële wetenschappen: energie

Academiejaar 2025-2026

© Copyright KU Leuven

Zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van zowel de promotor(en) als de auteur(s) is overnemen, kopiëren, gebruiken of realiseren van deze uitgave of gedeelten ervan verboden. Voor aanvragen i.v.m. het overnemen en/of gebruik en/of realisatie van gedeelten uit deze publicatie, kan u zich richten tot: KU Leuven Faculteit Industriële Ingenieurswetenschappen, W. de Croylaan 56, B-3000 Heverlee, email info.iiw@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, om te refereren naar dit werk in publicaties en voor de inzending van deze publicatie ter deelname aan wetenschappelijke prijzen of wedstrijden.

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.

Voorwoord

Ik ben verheugd om u deze masterproef over capacitieve draadloze vermogensoverdracht in water te presenteren als sluitstuk van mijn opleiding tot industrieel ingenieur in de afstudeerrichting energie.

Deze masterproef had niet tot stand kunnen komen zonder de begeleiding en ondersteuning van verschillende personen. In het bijzonder wil ik mijn promotor, prof. dr. ir. M. Kleemann, bedanken voor zijn deskundige richting en waardevolle feedback. Daarnaast ben ik mijn copromotor, ing. A. Cloet, zeer dankbaar voor de wekelijkse meetings, periodieke feedback en gesprekken tussendoor. Zijn praktische inzichten, technische ondersteuning en bereidheid om mee te denken wanneer ik vastliep, waren van grote waarde gedurende het volledige proces van deze masterproef.

Verder wil ik mijn ouders bedanken. Dankzij hun inzet en vertrouwen kreeg ik de kans om mij gedurende vier jaar zowel academisch als professioneel te ontwikkelen. Hun mentale en financiële steun hebben mij de mogelijkheid gegeven om aan een mooie toekomst te bouwen.

Tot slot wil ik mijn vriendin, zus, grootouders en goede vrienden bedanken voor het onvoorwaardelijk vertrouwen in mijn kunnen. Zonder hun aanmoediging was dit traject niet mogelijk geweest.

Terugkijkend ben ik dankbaar voor de kans om mij te verdiepen in een domein dat voor mij aanvankelijk volledig nieuw was. Dit proces heeft niet alleen mijn technische kennis verbreed, maar ook mijn probleemoplossend vermogen versterkt en mijn interesse in innovatieve vermogensoverdrachtstechnieken verder aangewakkerd.

Lennert Deraedt

Bredene, mei 2026

Samenvatting

De belangstelling voor capacitieve draadloze vermogensoverdracht (CWPT) in onderwatertoepassingen groeit, omdat deze technologie meer autonomie kan bieden aan onderwatervoertuigen en elektrisch aangedreven vaartuigen. In tegenstelling tot inductieve draadloze vermogensoverdracht (IWPT) ondervindt CWPT minder wervelstroomverliezen in water en laat het vermogensoverdracht door metalen wanden toe, doordat het gebruik maakt van een elektrisch veld voor de koppeling.

Deze masterproef onderzoekt hoe water als diëlektrisch medium de performantie van een capacitief WPT-systeem beïnvloedt. Het doel is een demo-opstelling te bouwen die 150 W kan overdragen door 4mm osmosewater naar een resistieve belasting. Het onderzoekstraject omvat een literatuurstudie, experimentele karakterisatie van de coupler en de bouw en validatie van een onderwater CWPT-opstelling.

Uit de literatuursudie blijkt dat water zich niet uitsluitend als diëlektricum gedraagt. Afhankelijk van het ionengehalte is het ook geleidend. Twee verliescomponenten werden onderzocht. Diëlektrische verliezen, beschreven door het Debye-model, zijn verwaarloosbaar binnen het beoogde frequentiebereik van 0,5 tot 4,5MHz. De dominante verliescomponent is ionische geleiding, die het sterkst optreedt bij lage frequenties en afneemt naarmate de frequentie stijgt.

De 4-platencoupler werd experimenteel gekarakteriseerd via impedantiemetingen, eerst in lucht en vervolgens ondergedompeld in osmosewater. In water bleek de equivalente serieweerstand (ESR) bij 1MHz en 2mm plaatafstand 3,5 keer groter dan in lucht, en de kruiscapaciteit zelfs 87 keer groter. Dit toont aan dat het klassieke capacitieve pi-model, dat enkel capaciteiten modelleert, onvoldoende is voor nauwkeurige simulatie in water, en dat de invloed van de kruiscapaciteit niet mag worden verwaarloosd.

Op basis van de meetdata werd met een optimalisatiescript, gebaseerd op T-parameters, een dubbel LC-compensatienetwerk gedimensioneerd. De vooropgestelde eisen werden geverifieerd aan de hand van PLECS-simulaties, waarna een fysieke demo-opstelling werd gerealiseerd. Validatiemetingen bevestigden dat het capacitieve pi-model niet volstaat voor nauwkeurige simulatie in water. De resultaten bekomen met het impedante pi-model sluiten nauwer aan bij de praktisch meetwaarden.

Uiteindelijk werd 120,8W overgedragen bij een resonantiefrequentie van 1,23MHz en een AC-AC-efficiëntie van 83,8%. Van de totale verliezen werd 66,3% gedissipeerd in de coupler als gevolg van ionische geleiding. Het impedante pi-model is hiermee bevestigd als het geschikte simulatiemodel voor een 4-platencoupler ondergedompeld in osmosewater. De demo-opstelling toont de haalbaarheid van CWPT in water aan, maar verdere technologische ontwikkeling blijft noodzakelijk om te technologie in de toekomst te commercialiseren.

Trefwoorden: capacitieve draadloze vermogensoverdracht, onderwater energieoverdracht, diëlektrische eigenschappen van water, impedant pi-model, LC-compensatienetwerk

Summary

Interest in capacitive wireless power transfer (CWPT) for underwater applications is growing, as this technology could offer greater autonomy to underwater vehicles and electrically powered vessels. Unlike inductive wireless power transfer (IWPT), CWPT suffers less from eddy current losses in water and enables power transfer through metallic walls, owing to its use of an electric field for coupling.

This master's thesis investigates how water, as a dielectric medium, affects the performance of a capacitive WPT system. The objective is to build a demonstration setup capable of transferring 150W through 4mm of osmosis water to a resistive load. The research trajectory comprises a literature study, experimental characterisation of the coupler, and the design and validation of an underwater CWPT setup.

The literature study reveals that water does not behave exclusively as a dielectric. Depending on its ion content, it is also conductive. Two loss components were investigated. Dielectric losses, described by the Debye model, are negligible within the intended frequency range of 0.5 to 4.5MHz. The dominant loss component is ionic conduction, which is most pronounced at low frequencies and decreases as frequency increases.

The four-plate coupler was experimentally characterised through impedance measurements, first in air and subsequently submerged in osmosis water. In water, the equivalent series resistance (ESR) at 1MHz and a plate spacing of 2mm proved to be 3.5 times greater than in air, while the cross-capacitance was even 87 times greater. This demonstrates that the classical capacitive pi-model, which only models capacitances, is insufficient for accurate simulation in water, and that the influence of the cross-capacitance cannot be neglected.

Based on the measurement data, a double LC-compensation network was dimensioned using an optimisation script based on T-parameters. The predefined requirements were verified through PLECS-simulations, after which a physical demonstration setup was realised. Validation measurements confirmed that the capacitive pi-model is inadequate for accurate simulation in water. The results obtained with the impedance pi-model show closer agreement with the practical measurement values.

A total of 120.8 W was transferred at a resonant frequency of 1.23 MHz with an AC-to-AC efficiency of 83.8 %. Of the total losses, 66.3 % were dissipated in the coupler due to ionic conduction. The impedance pi-model is thereby confirmed as the appropriate simulation model for a four-plate coupler submerged in osmosis water. The demonstration setup establishes the feasibility of CWPT in water, though further technological development remains necessary for the technology to be commercialised in the future.

Keywords: capacitive wireless power transfer, underwater power transfer, dielectric properties of water, impedance pi-model, LC-compensation network

INHOUD

Voorwoord ..... **ii**

Samenvatting ..... **iii**

Summary ..... **iv**

Figurenlijst ..... **vii**

Tabellenlijst ..... **ix**

Symbolenlijst ..... **x**

Lijst met afkortingen ..... **xi**

1 Inleiding **1**

2 Grondbeginselen van capacitieve draadloze vermogensoverdracht **4**

2.1 Opbouw van een CWPT-systeem *4*

2.1.1 Coupler 5

2.1.2 Compensatienetwerken 8

2.1.3 Invertor en gelijkrichter 9

2.2 Onderwater CWPT-systemen *9*

2.2.1 De verplaatsings- en geleidingsstroom 9

2.2.2 Diëlektrische eigenschappen van water 11

2.2.3 Vaststellingen uit literatuur en voorgaand onderzoek 14

2.3 Conclusie *17*

3 Onderzoeksmethodiek en meetresultaten **18**

3.1 Meetopstelling *18*

3.2 Meetmethode *22*

3.3 Impedantiemetingen *22*

3.3.1 Coupler in lucht 22

3.3.2 Coupler ondergedompeld in water 25

3.4 Conclusie *28*

4 Demo-opstelling **29**

4.1 Dimensionering van onderwater CWPT-opstelling *29*

4.1.1 Optimalisatie van compensatienetwerk 30

4.1.2 Gebruikte componenten 32

4.2 Validatie *35*

4.2.1 Coupler in lucht 36

4.2.2 Coupler ondergedompeld in water 38
4.3 Discussie..... 43
4.4 Conclusie 44
5 Conclusie en verder onderzoek 45
5.1 Conclusie 45
5.2 Verder onderzoek..... 46
Referenties..... 48
Bijlagen 50
Bijlage A Rekenvoorbeeld Debye-model 1
Bijlage B Rekenvoorbeeld T-parameters..... 2
Bijlage C Rekenvoorbeeld capacitief pi-model coupler 4
Bijlage D Rekenvoorbeeld impedant pi-model coupler 5
Bijlage E Effect van parameters uit het pi-model op het uitgangsvermogen 6
Bijlage F PLECS-simulaties (elektronisch beschikbaar)..... 8
Bijlage G Pythonscripts (elektronisch beschikbaar) 8
Bijlage H Meetdata (elektronisch beschikbaar)..... 8
Bijlage I Gedragscode en transparantieverklaring voor het gebruik van genAI (elektronisch beschikbaar) 8

Figurenlijst

Figuur 1-1: Opdeling van draadloze vermogensoverdracht [2]..... 1

Figuur 1-2: Basiscircuit CWPT-systeem [3] 1

Figuur 1-3: Blokschema van een CWPT-systeem voor het opladen van een elektrische boot [5] 2

Figuur 2-1: Twee-platenstructuur coupler 5

Figuur 2-2: Zes-platenstructuur coupler 6

Figuur 2-3: Vier-platenstructuur coupler in serie (a) en parallel (b) 7

Figuur 2-4: Capacitief pi-model 4-platen coupler 7

Figuur 2-5: CWPT-systeem met dubbele L-compensatie..... 8

Figuur 2-6: CWPT-systeem met dubbele LC-compensatie 9

Figuur 2-7: Permanente dipoolstructuur van water [10] 11

Figuur 2-8: Polarisatie onder invloed van een elektrisch veld [4] 12

Figuur 2-9: Grafische voorstelling Debye-model [11] 13

Figuur 2-10: Model van geïsoleerde, ondergedompelde 2-platen coupler 15

Figuur 2-11: Equivalent impedantiemodel 4-platen coupler 16

Figuur 2-12: Impedant pi-model 4-platen coupler 16

Figuur 3-1: Verschillende reflecties bij transmissielijnen [20] 19

Figuur 3-2: Schematische voorstelling Wayne Kerr 6500B verbindingen [21] 19

Figuur 3-3: Meetopstelling schematisch (a) werkelijk (b) 21

Figuur 3-4: Flowchart meetmethode 22

Figuur 3-5: Meetresultaten voor hoofdcapaciteit (boven) en ESR (onder) van één paar couplerplaten in lucht in functie van de frequentie 23

Figuur 3-6: Meetresultaten voor kruis- en lekcapaciteit tussen de couplerplaten in lucht in functie van de frequentie 24

Figuur 3-7: Meetresultaten voor hoofdcapaciteit (boven) en ESR (onder) van één paar couplerplaten in water in functie van de frequentie 25

Figuur 3-8: Meetresultaten voor kruiscapaciteit tussen de couplerplaten in water in functie van de frequentie 27

Figuur 4-1: CWPT-systeem met dubbele LC-compensatie gesplitst in T-matrices.....30

Figuur 4-2: Onderwater CWPT-opstelling (a) equivalent schema van de opstelling (b) 34

Figuur 4-3: Capaciteit en ESR in functie van de frequentie voor C_1 en C_2 35

Figuur 4-4: Inductantie en ESR in functie van de frequentie voor L_1 en L_2 35

Figuur 4-5: Capacitief pi-model 4-platen coupler met 2mm lucht tussen de platen 36

Figuur 4-6: Meetschema gemiddeld uitgangsvermogen bij coupler met 2mm lucht als diëlektricum en 10V DC ingangsspanning 37

Figuur 4-7: Gemiddeld uitgangsvermogen in functie van de frequentie bij een coupler met 2mm lucht tussen de platen en 10V DC-voeding.....37

Figuur 4-8: Capacitief pi-model 4-platen coupler met 4mm water tussen de platen 38

Figuur 4-9: Meetschema gemiddeld uitgangsvermogen en efficiëntie bij coupler met 4mm water als diëlektricum en 25V DC ingangsspanning 39

Figuur 4-10: Uitgangsvermogen in functie van de frequentie bij een coupler met 4mm water tussen de platen en 25V DC-voeding 39

Figuur 4-11: Efficiëntie in functie van de frequentie bij een coupler met 4mm water tussen de platen en 25V DC-voeding 40

Figuur 4-12: Impedant pi-model 4-platen coupler met 4mm water tussen de platen 40

Figuur 4-13: Verdeling van het verloren actief vermogen uit PLECS-simulatie bij 1,19MHz..41

Figuur 4-14: Golfvormen V_{in}, I_{in}, V_{uit}, I_{uit}, P_{in} en P_{uit} bij 1,23MHz en 48V DC ingangsspanning 42

Figuur E-1: Effect C_m op het gemiddeld uitgangsvermogen 6

Figuur E-2: Effect C_{tr} op het gemiddeld uitgangsvermogen 6

Figuur E-3: Effect R_m op het gemiddeld uitgangsvermogen 7

Figuur E-4: Effect R_{tr} op het gemiddeld uitgangsvermogen 7

Tabellenlijst

Tabel 2-1: Watertype en conductiviteit [21] 14

Tabel 3-1: Vergelijking gemeten en berekende couplercapaciteit in lucht bij 1MHz 23

Tabel 3-2: Vergelijking gemeten en berekende couplercapaciteit in water bij 1MHz 25

Tabel 3-3: Vergelijking gemeten en berekende couplercapaciteit in water bij 1MHz met correctie voor kaptonlaag 26

Tabel 4-1: Ingangsgegevens optimalisatiescript T-parameters 30

Tabel 4-2: Resultaten optimalisatie 31

Tabel 4-3: Resultaten simulatie T-parameters en PLECS met geoptimaliseerd compensatienet 32

Tabel 4-4: Gebruikte componenten 33

Tabel 4-5: Gebruikte meetapparatuur 36

Tabel 4-6: Vergelijking meet- en simulatiewaarden voor meting bij 1,23MHz met 48V DC ingangsspanning 41

Tabel B-1: Gegevens rekenvoorbeeld T-parameters 2

Symbolenlijst

d	Afstand tussen de couplerplaten	[m]
t	Tijd	[s]
A	Oppervlakte van de dwarsdoorsnede	[m^2]
C	Capaciteit	[F]
D	Elektrische verplaatsing	[C/m^2]
E	Elektrische veldsterkte	[V/m]
H	Magnetische veldsterkte	[A/m]
I	Stroom	[A]
J	Stroomdichtheid	[A/m^2]
Q	Lading	[C]
S	Integraaloppervlak	[m^2]
V	Spanning	[V]
Z	Impedantie	[Ω]
ε	Permittiviteit	[F/m]
ε_0	Permittiviteit van het vacuüm	[F/m]
ε_r	Relatieve permittiviteit	[dimensieloos]
ε'	Reële pemittiviteit (energieopslag)	[F/m]
ε''	Imaginaire permittiviteit (energiedissipatie)	[F/m]
σ	Conductiviteit	[S/m]
τ	Relaxatietijd	[s]
ω	Hoeksnelheid	[rad/s]

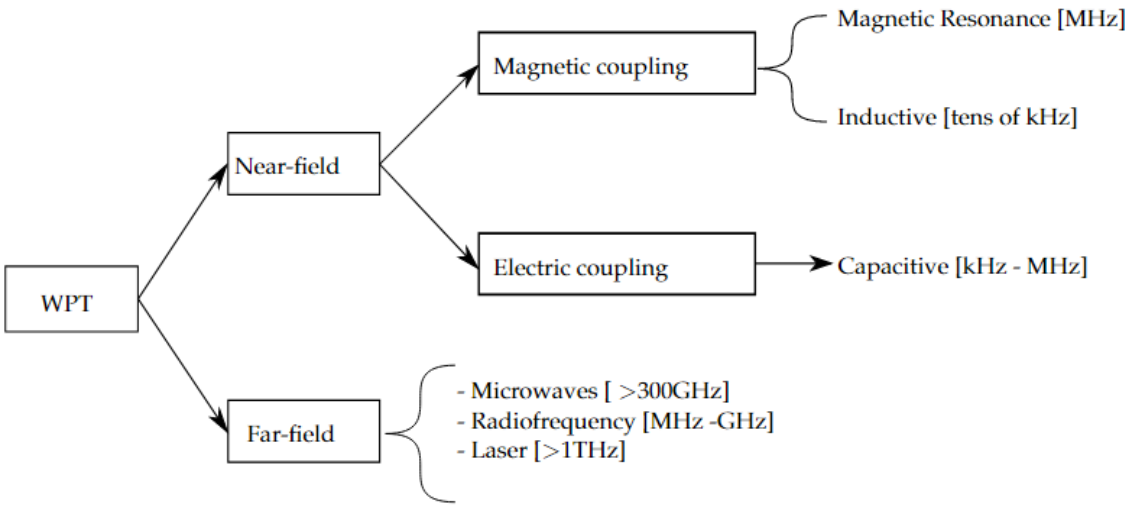
Lijst met afkortingen

AC	Alternating current
AUV	Autonomous underwater vehicle
CWPT	Capacitive wireless power transfer
DC	Direct current
EMI	Elektromagnetic interference
ESR	Equivalent series resistance
FEM	Finite element method
IWPT	Inductive wireless power transfer
MLCC	Multi-layer ceramic capacitor
PCB	Printed circuit board
SMD	Surface-mounted device
SMT	Surface-mount technology
WPT	Wireless power transfer

1 INLEIDING

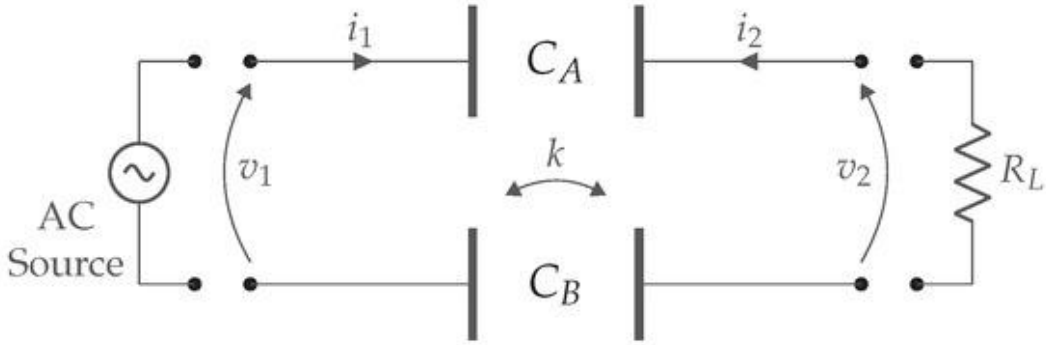
Draadloze vermogensoverdracht wordt tegenwoordig veelvuldig toegepast in bijvoorbeeld smartphoneladers, medische implantaten, onbemande drones en elektrische wagens [1].

Draadloze vermogensoverdracht verspreidt zich over verschillende takken. Men onderscheidt, zoals te zien op Figuur 1-1, near-field en far-field draadloze vermogensoverdracht. Systemen waarbij de golflengte van de elektromagnetische golven langer is dan de overdrachtsafstand, vallen binnen de categorie near-field. Als de overdrachtsafstand de golflengte overschrijdt, spreekt men van far-field [2].



Figuur 1-1: Opdeling van draadloze vermogensoverdracht [2]

Deze masterproef situeert zich binnen capacitieve draadloze vermogensoverdracht (CWPT). Bij CWPT wordt de draadloze koppeling verwezenlijkt via een elektrisch veld in plaats van een magnetisch veld, zoals bij inductieve draadloze vermogensoverdracht (IWPT). Hierbij gedragen de couplerplaten zich als een condensator, gescheiden door een diëlektrisch medium. Het schema op Figuur 1-2 verduidelijkt dit.



Figuur 1-2: Basiscircuit CWPT-systeem [3]

In vergelijking met IWPT staat CWPT nog in zijn kinderschoenen, maar de technologie bezit wel enkele voordelen in vergelijking met IWPT [2]:

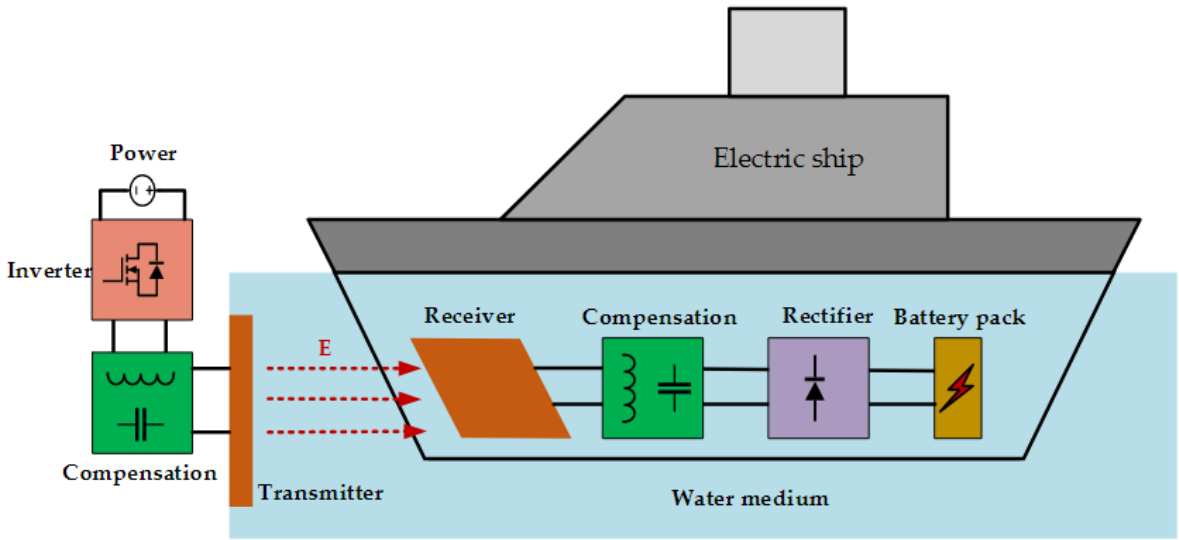
- De verliezen ten gevolge van wervelstromen zijn minimaal.
- Het is mogelijk om draadloze energieoverdracht te doen doorheen metalen.
- CWPT-systemen zijn minder uitlijningsgevoelig.
- De couplerplaten hebben een eenvoudige vorm en zijn goedkoper dan litz-draad. Dit drukt de kostprijs en geeft meer vrijheid qua ontwerp.
- CWPT-systemen nemen minder plaats in.
- Minder warmteproductie als gevolg van verliezen.
- Bij CWPT blijft het elektrische veld veel sterker gebundeld dan het magnetische veld bij IWPT. Hierdoor straalt er minder veld naar de omgeving, wat meestal resulteert in lagere EMI bij korte afstand.

In tegenstelling tot IWPT is CWPT hedendaags nog niet gecommercialiseerd [2]. Onderzoekers [4] zijn er wel al in geslaagd om dergelijke CWPT-opstellingen te verwezenlijken met kant-en-klare componenten.

Energievoorziening van onderwatersystemen via kabelverbinding beperkt de bewegingsvrijheid en autonomie. Men ziet draadloze vermogensoverdracht als de oplossing voor dergelijke autonome onderwatersystemen [5].

Overdracht van energie via IWPT in waterig midden, bijvoorbeeld bij AUV's [6], is moeilijk te bewerkstelligen omdat IWPT onderwater resulteert in wervelstroomverliezen en niet mogelijk is doorheen metalen [5]. CWPT is meer geschikt voor onderwatertoepassingen aangezien het gebruik maakt van een elektrisch veld waardoor wervelstroomverliezen minimaal zijn [5]. Bovendien zijn de couplerplaten eenvoudiger af te dichten en beter bestand tegen onderwateromgevingen [5].

Een mogelijke toepassing van CWPT, is het draadloos opladen elektrische aangedreven boten. Een schematische voorstelling van de toepassing wordt weergegeven in Figuur 1-3.



Figuur 1-3: Blokschema van een CWPT-systeem voor het opladen van een elektrische boot [5]

Om dergelijke toepassingen in de toekomst te realiseren is onderzoek naar onderwater CWPT essentieel. Deze masterproef heeft als doel een demo-opstelling te bouwen die een gemiddeld vermogen van 150W kan overdragen doorheen 4mm osmosewater naar een resistieve

belasting. Gedurende het traject van simulatie tot demonstratie wordt onderzocht welke invloed water als diëlektrisch medium heeft op de werking van een CWPT-systeem. Dit leidt tot de onderzoeksvraag:

Hoe beïnvloedt water als diëlektrisch medium de performantie van een capacitief WPT-systeem?

Om een goed onderbouwd antwoord te kunnen formuleren op de onderzoeksvraag, worden er deelvragen gesteld:

(D1) Hoe is een capacitief WPT-systeem opgebouwd en wat is het werkingsprincipe?

Om de invloed van water als diëlektrisch medium te kunnen onderzoeken en conclusies te kunnen formuleren, is het essentieel om te weten hoe een CWPT-systeem is opgebouwd, wat de functie is van elk van de componenten en hoe die opbouw de werking van het systeem bepaalt.

(D2) Wat zijn de diëlektrische eigenschappen van water?

CWPT werkt op hoge frequenties (kHz - MHz), maar de diëlektrische eigenschappen van water worden nauwelijks in verband gebracht met CWPT-systemen.

(D3) Met welke eigenschappen van water als tussenmedium dient er rekening te worden gehouden bij het ontwerp van een capacitieve WPT-opstelling met een frequentiebereik van 500kHz tot 4,5MHz?

Hiermee wordt onderzocht welke van de diëlektrische eigenschappen van water effectief van belang zijn bij het bouwen van een coupler onderwater.

(D4) Hoe verhouden de praktische meetresultaten zich tot de waarden uit de simulatiemodellen?

De simulatie van een CWPT-systeem wordt gevalideerd met een experiment.

In het verdere verloop van deze masterproef worden eerst de theoretische grondbeginselen van capacitieve draadloze vermogensoverdracht besproken. Hierna volgt een literatuurstudie rond de diëlektrische eigenschappen van water. Vervolgens worden de gebruikte meetmethodiek en de experimentele karakterisatie van de coupler toegelicht. Tot slot wordt een praktische demo-opstelling gerealiseerd en vergeleken met simulatiemodellen om de invloed van water op de performantie van het systeem te evalueren.

2 GRONDBEGINSELEN VAN CAPACITIEVE DRAADLOZE VERMOGENSOVERDRACHT

In dit hoofdstuk worden de grondbeginselen van capacitieve draadloze vermogensoverdracht uiteengezet als theoretisch kader voor het verdere onderzoek. Het hoofdstuk tracht een antwoord te formuleren op deelvragen:

- (D1) Hoe is een capacitief WPT-systeem opgebouwd en wat is het werkingsprincipe?
- (D2) Wat zijn de diëlektrische eigenschappen van water?

Eerst wordt de algemene opbouw van een CWPT-systeem besproken. Hierbij worden verschillende couplerstructuren aangehaald, daarnaast worden ook compensatienetwerken en schakeltopologieën kort besproken. De focus van deze masterproef ligt niet op coupler-, compensatienetwerk- of invertorontwerp, wel op het gedrag van water als medium voor draadloze vermogensoverdracht. Bij het voorstellen van systeemrendementen moeten de schakeltopologieën echter wel in beschouwing worden genomen omdat ze bijkomende verliezen introduceren.

Vervolgens wordt dieper ingegaan op de fysische principes die essentieel zijn om CWPT in water te begrijpen. Aangezien deze masterproef zich richt op toepassingen in een waterig midden, worden de diëlektrische en geleidende eigenschappen van water en hun frequentie- en temperatuurafhankelijk gedrag bestudeerd.

Tot slot worden relevante vaststellingen uit de literatuur besproken met betrekking tot CWPT-systemen in onderwateromgevingen. Dit gebeurt als basis voor modelleringen en keuzes die gemaakt worden in volgende hoofdstukken.

2.1 Opbouw van een CWPT-systeem

De coupler van een CWPT-systeem gedraagt zich als een parallelle plaatcondensator [4]:

$$C = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \qquad 2\text{-}1$$

Waarbij:

- C = capaciteit van de condensator (F)
- ε_r = relatieve permittiviteit van het medium
- ε_0 = permittiviteit van het vacuüm ($8{,}854 \cdot 10^{-12}$ F/m)
- A = plaatoppervlakte (m^2)
- d = afstand tussen de parallelle platen (m)

Uit (2-1) valt af te leiden dat de capaciteitswaarde voor de koppeling zeer laag is omwille van de lage permittiviteit van het vacuüm. De impedantie van een capaciteit wordt als volgt berekend:

$$Z_C = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \qquad 2\text{-}2$$

Waarbij:

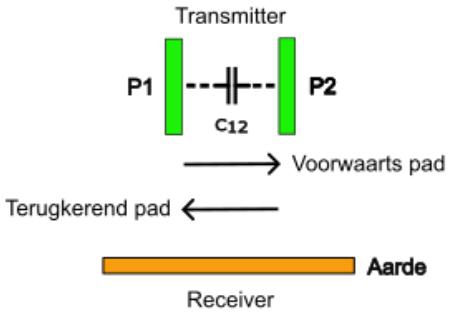
- Z_C = complexe impedantie (Ω)
- ω = hoekfrequentie (rad/s)

Met de kennis dat de hoekfrequentie recht evenredig is met de frequentie, kan uit (2-2) worden besloten dat bij een zeer lage capaciteit, de frequentie zeer groot moet worden gemaakt om de complexe impedantie laag te houden. Het is in de praktijk ongewenst om met zeer hoge frequenties te werken, dus vereist dit probleem andere oplossingen [4]:

- Toevoeging van compensatienetwerken aan het CWPT-systeem.
- Gebruik van een diëlektrisch medium met een hogere relatieve permittiviteit.
- Optimalisatie van de schakeltopologieën.

2.1.1 Coupler

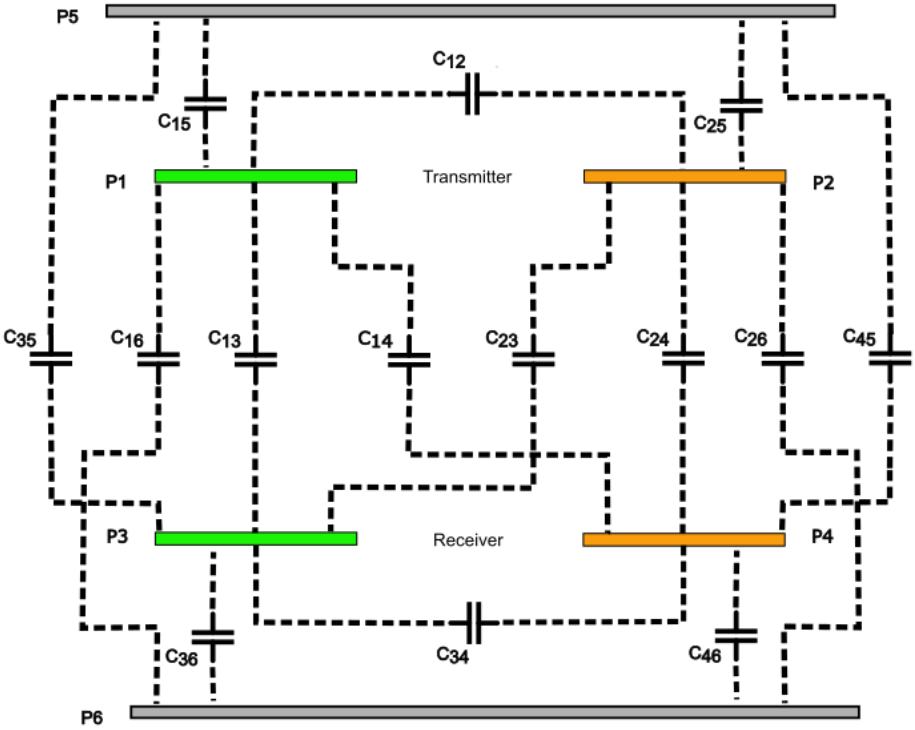
2-platenstructuur



Figuur 2-1: Twee-platenstructuur coupler

Zoals te zien op Figuur 2-1, biedt een coupler met slechts twee platen de eenvoudigste platenstructuur. Het nadeel van de structuur is het terugkerend pad langs de aarde. Voor de gebruiksveiligheid moet de contactspanning tussen de aarde en de behuizing, dat kan bijvoorbeeld het chassis van een EV zijn, worden beperkt [2]. Een twee-platenstructuur is niet toepasbaar voor de demo-opstelling vanwege veiligheidsrisico's die gepaard gaan met het terugkerend pad langs de aarde.

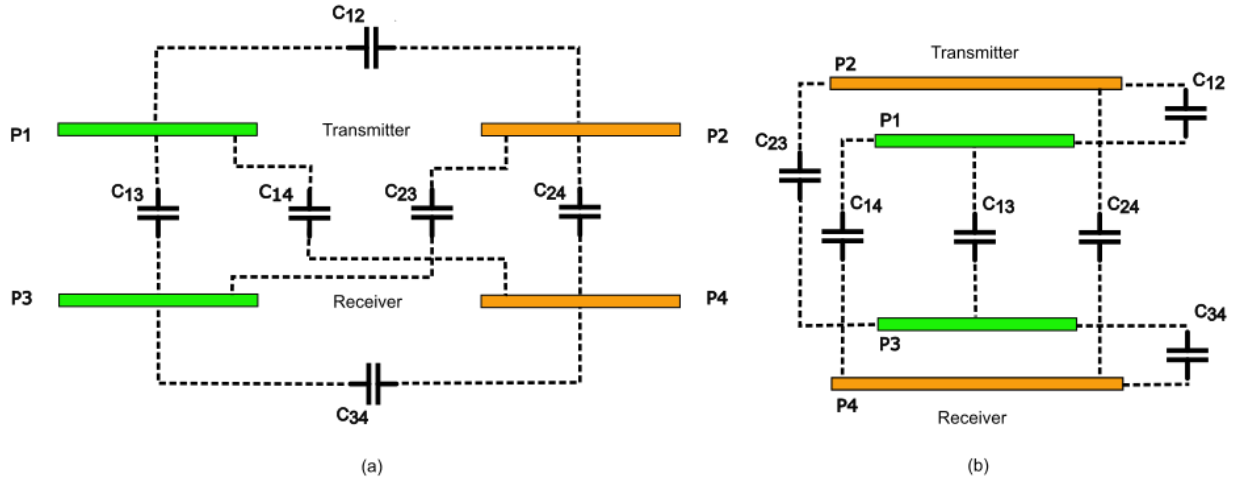
6-platenstructuur



Figuur 2-2: Zes-platenstructuur coupler

Zoals te zien op Figuur 2-2, is een coupler met zes platen eigenlijk een 4-platen structuur in serie, afgeschermd door twee omvattende platen, de shielding. De twee shieldingplaten reduceren de elektrische veldsterkte, maar dragen niet bij tot de vermogensoverdracht. De twee extra platen zorgen voor extra parasitaire capaciteiten, dat resulteert in een systeem met 15 capaciteiten [2]. Een zes-platenstructuur is in de context van de demo-opstelling eveneens te vermijden, want 15 capaciteiten maken de analyse complex.

4-platenstructuur



Figuur 2-3: Vier-platenstructuur coupler in serie (a) en parallel (b)

Zoals te zien op Figuur 2-3 biedt de vier-platenstructuur de mogelijkheid om de couplerplaten in serie of parallel aan te sluiten. Door de platen in parallel te plaatsen wordt de coupler compacter, maar de parasitaire capaciteiten stijgen als gevolg van die compacte structuur [2].

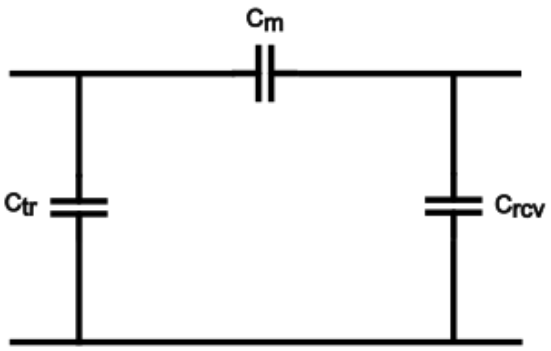
De vier-platenstructuur in serie wordt het meest gebruikt [2]. In wat volgt zal deze structuur theoretisch worden uitgediept om tot een ideaal model te komen als basis voor complexere afleidingen en inzichten.

Pi-model voor 4-platen coupler

Op Figuur 2-3 (a) worden de aanwezige capaciteiten van de 4-platen coupler geïllustreerd [2]:

- C_{13} en C_{24} : de hoofdcapaciteiten
- C_{12} en C_{34} : de lekcapaciteiten
- C_{14} en C_{23} : de kruiscapaciteiten

Aangezien de zes verschillende capaciteiten leiden tot overmatig rekenwerk kan dit model worden vertaald naar een eenvoudigere weergave, namelijk het pi-model.



Figuur 2-4: Capacitief pi-model 4-platen coupler

De vereenvoudiging wordt bekomen door het toepassen van de volgende vergelijkingen [4]:

$$C_m = \frac{C_{13} \cdot C_{24} - C_{14} \cdot C_{23}}{C_{13} + C_{24} + C_{14} + C_{23}} \qquad 2\text{-}3$$

$$C_P = \frac{(C_{13} + C_{14}) \cdot (C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{24} + C_{14} + C_{23}} \qquad 2\text{-}4$$

$$C_S = \frac{(C_{13} + C_{23}) \cdot (C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{24} + C_{14} + C_{23}} \qquad 2\text{-}5$$

Waarbij:

- C_m = de mutuele capaciteit [F]
- C_P = de primaire capaciteit [F]
- C_S = de secundaire capaciteit [F]

Als de coupler symmetrisch wordt veronderstelt, dan zijn de hoofd-, lek- en kruiscapaciteiten onderling gelijk. Die veronderstelling leidt tot een vereenvoudiging van (2-3), (2-4) en (2-5):

$$C_m = \frac{C_{hoofd}^2 - C_{kruis}^2}{2 \cdot (C_{hoofd} + C_{kruis})} \qquad 2\text{-}6$$

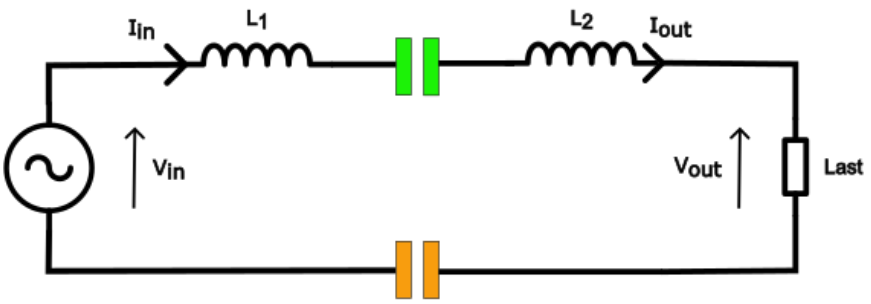
$$C_P = C_S = \frac{(C_{hoofd} + C_{kruis})^2}{2 \cdot (C_{hoofd} + C_{kruis})} \qquad 2\text{-}7$$

$$C_{tr} = C_{rcv} = C_P - C_m \qquad 2\text{-}8$$

2.1.2 Compensatienetwerken

Compensatienetwerken worden toegevoegd aan CWPT-systemen om de capacitieve koppeling te verhogen. Ze maken het mogelijk om schakelfrequenties te reduceren en spanningen tussen couplerplaten beperkt te houden. Dat is nodig, want hogere schakelfrequenties introduceren meer verliezen en spanningen worden gelimiteerd om veiligheidsredenen [2]. Omdat deze masterproef niet in detail ingaat op compensatienetwerken, worden hieronder enkel een aantal eenvoudige en frequent gebruikte types compensatienetwerken kort voorgesteld.

L-compensatie



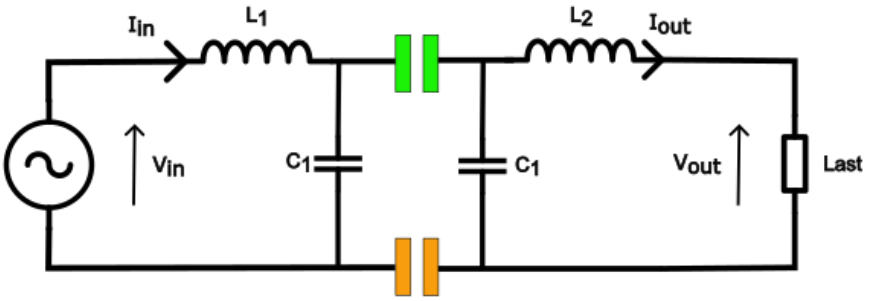
Figuur 2-5: CWPT-systeem met dubbele L-compensatie

Op Figuur 2-5 is het circuit van een CWPT-systeem met dubbele L-compensatie te zien. Naast dubbele L-compensatie kan er ook voor worden geopteerd om slechts één inductantie toe te voegen aan primaire of aan secundaire zijde.

Aangezien de koppelingscapaciteit typisch van de grootteorde picofarad is, vereist dit type compensatienetwerk een grote inductantie. Daardoor boet het ontwerp in op compactheid en

bovendien is het systeem gevoelig voor uitlijningsfouten en temperatuurvariaties omdat het belastingafhankelijk is [4].

LC-compensatie



Figuur 2-6: CWPT-systeem met dubbele LC-compensatie

Op Figuur 2-6 is het circuit van een CWPT-systeem met dubbele LC-compensatie te zien. Naast dubbele LC-compensatie kan er ook voor worden geopteerd om slechts één LC-tak toe te voegen aan primaire of aan secundaire zijde.

Door toevoeging van capaciteiten C_1 en C_2 kan de koppelingscapaciteit verhoogd worden en de inductanties van het compensatienetwerk verkleind, zodanig dat het systeem compacter wordt gemaakt. Aan primaire zijde zorgen L_1 en C_1 voor een spanningstoename over de coupler bij resonantie, terwijl men aan de secundaire zijde een stroomtoename wenst te realiseren met behulp van L_2 en C_2 zodanig dat de spanning over de coupler, die kan oplopen tot enkele kilovolts, niet over de belasting komt te staan [4].

2.1.3 Invertor en gelijkrichter

Na de voedingsbron wordt een invertor geplaatst. De invertor maakt het mogelijk om de DC-voeding om te zetten in een AC-signaal met de gewenste frequentie en golfvorm. Via een gelijkrichter kan er aan de belasting, die meestal een batterij is, een gelijkgerichte spanning worden aangeboden om op te laden.

2.2 Onderwater CWPT-systemen

2.2.1 De verplaatsings- en geleidingsstroom

Om de volgende paragrafen te begrijpen is het essentieel om kennis te hebben van de fysische werking van een parallelle plaatcondensator en het begrip verplaatsingsstroom.

De verplaatsingsstroom doorheen een condensator is abstract omdat de definitie van een diëlektrisch medium stelt dat het ideale diëlektricum geen elektrische stroom geleidt [7]. Met behulp van de wetten van Maxwell kan het begrip worden verklaard.

Gegeven is een parallelle plaatcondensator. Wanneer een sinusoïdale wisselspanning wordt aangelegd aan de platen, ontstaat er ladingsaccumulatie op de platen zodat er een elektrisch veld ontstaat in het diëlektricum. De wet van Gauss beschrijft dit [8]:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \qquad 2\text{-}9$$

Waarbij:

- $\vec{\nabla}$: de elektrische spanningsvector [V]
- $\vec{D}$: de elektrische verplaatsingsvector [C/m^2]
- ρ: de ladingsdichtheid [C/m^3]

Aangezien een ideaal diëlektricum geen elektrische stroom geleidt, kan worden besloten dat er in een ideaal diëlektricum geen vrije ladingsdragers, zoals elektronen en ionen, aanwezig zijn en dus de ladingsdichtheid gelijk is aan nul. Het elektrische veld is dus bepaald door de randvoorwaarden op de metalen platen. Voor een ideale condensator geldt:

$$E(t) = \frac{V(t)}{d} \qquad 2\text{-}10$$

Hieruit kan worden besloten dat een tijdsafhankelijke spanning $V(t)$ resulteert in een tijdsafhankelijk elektrisch veld $E(t)$.

De wet van Ampère-Maxwell stelt het volgende [8]:

$$\oint_r \vec{H} \cdot d\vec{l} = i_{in} + \frac{d}{dt}\left(\iint_A \vec{D} \cdot d\vec{A}\right) \qquad 2\text{-}11$$

Waarbij:

- r: de integratielus [m]
- $\vec{H}$: de magnetische veldsterkte [A/m]
- i_{in}: de geleidingsstroom [A]

Indien (2-11) wordt ingevuld voor een oppervlak A tussen de platen van een ideale condensator, valt de geleidingsstroom weg:

$$\oint_r \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{d}{dt}\left(\iint_A \vec{D} \cdot d\vec{A}\right) \qquad 2\text{-}12$$

Uit de literatuur volgt dat [8]:

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \qquad 2\text{-}13$$

Indien het veld homogeen wordt verondersteld en de permittiviteit ε constant geldt:

$$\iint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = D \cdot A \qquad 2\text{-}14$$

Nu kunnen (2-13) en (2-14) worden gecombineerd en ingevuld in (2-12):

$$\oint_r \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{d}{dt}(\varepsilon \cdot E \cdot A) \qquad 2\text{-}15$$

Met (2-1) en (2-9) kan het volgende worden afgeleid:

$$Q = C \cdot V \qquad 2\text{-}16$$

$$Q = \varepsilon \cdot E \cdot A \qquad 2\text{-}17$$

Nu kan (2-17) worden ingevuld in (2-15):

$$\oint_r \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{dQ}{dt} = I \qquad 2\text{-}18$$

Deze afleiding verklaart de betekenis van het begrip verplaatsingsstroom. Een wisselend elektrisch veld E, die evenredig is aan de lading Q volgens (2-17), induceert een stroom I, namelijk de verplaatsingsstroom. De verplaatsingsstroom zorgt ervoor dat de wet van Ampère ook geldig is op plaatsen in de kring waar geen echte ladingsverplaatsing optreedt, zoals in het diëlektricum van een condensator.

2.2.2 Diëlektrische eigenschappen van water

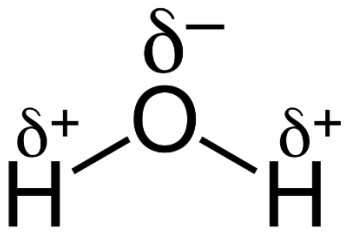
Met (2-1) werd de invloed van de permittiviteit van het diëlektricum op de capaciteit van een parallelle plaat condensator al beschreven. De permittiviteit is een maat voor het vermogen van het medium om te polariseren onder invloed van een elektrisch veld [9].

De gehele polarisatie van een medium is het gevolg van verschillende polarisatiemechanismen:

- Elektronenpolarisatie
- Ionische polarisatie
- Oriëntatiepolarisatie

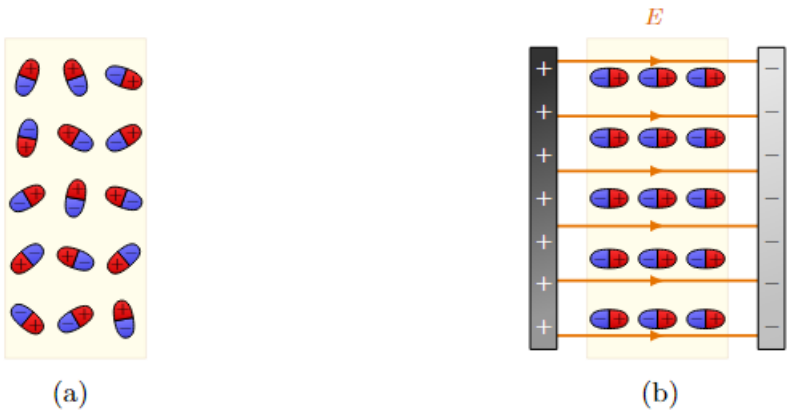
In ieder diëlektricum treedt elektronenpolarisatie op als gevolg van de verschuiving van de elektronenwolk ten opzichte van de atoomkern onder invloed van een elektrisch veld. Daarnaast kan er ook ionische polarisatie optreden. Hierbij verschuiven positieve en negatieve ionen onder invloed van een elektrisch veld [9].

In water is oriëntatiepolarisatie dominant omwille van de permanente, polaire structuur van een watermolecuul [9]. Water bezit een permanente dipoolstructuur omdat het zuurstofatoom gedeeltelijk negatief geladen is en de waterstofatomen op hun beurt gedeeltelijk positief geladen zijn, zoals geïllustreerd op Figuur 2-7.



Figuur 2-7: Permanente dipoolstructuur van water [10]

Bij afwezigheid van een elektrisch veld is de netto-polarisatie van het medium nul, want de dipoolmoleculen zijn willekeurig gericht. Die situatie is voorgesteld op Figuur 2-8a. Als het medium wordt blootgesteld aan een elektrisch veld, richten de dipoolmoleculen zich naargelang het veld. Die situatie is voorgesteld op Figuur 2-8b. De hoge relatieve permittiviteit heeft water dus te danken aan haar chemische structuur [9].



Figuur 2-8: Polarisatie onder invloed van een elektrisch veld [4]

Water bevat ook ionen. De hoeveelheid ionen varieert naargelang het watertype. Die opgeloste ionen zijn vrije ladingsdragers, die ervoor zorgen dat water ook elektrisch geleidend is. Hierdoor treedt er naast de verplaatsingsstroom ook een geleidingsstroom op, wat leidt tot geleidingsverliezen. De stroomdichtheid wordt beschreven door [11]:

$$J = \sigma E + j\omega\varepsilon E \qquad 2\text{-}19$$

Waarbij:

- J = de stroomdichtheid
- σ = de conductiviteit
- E = de elektrische veldsterkte
- ω = de hoeksnelheid

Om zowel de energieopslag als de energiedissipatie te omschrijven in een term, werd de complexe permittiviteit geïntroduceerd [11]:

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' - j\frac{\sigma}{\omega} \qquad 2\text{-}20$$

Waarbij:

- ε' = reële permittiviteit: het vermogen van het medium om elektrische energie op te slaan
- ε'' = complexe permittiviteit: de ohmse verliezen als gevolg van geleiding

Uit (2-20) volgt dat het gedrag van het medium sterk frequentie-afhankelijk (ω) is: bij lage frequenties domineert de geleidende component ε'' (σ), terwijl bij hogere frequenties de capacitieve component ε' aan belang wint.

Naast geleidingsverliezen treden er ook diëlektrische verliezen op [9]. De frequentie-afhankelijke respons van polaire media wordt uitgedrukt met behulp van de Debye-vergelijkingen [11]:

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \qquad 2\text{-}21$$

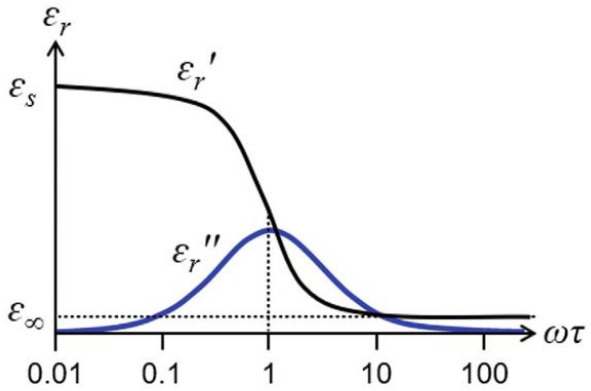
$$\varepsilon''(\omega) = \frac{\omega\tau(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} \qquad 2\text{-}22$$

Waarbij:

- ε_s = de statische grenswaarde van de permittiviteit
- ε_∞ = de hoogfrequente grenswaarde van de permittiviteit
- τ = de relaxatietijd van de dipolen [s]

Het Debye-model beschrijft het feit dat moleculaire dipolen een eindige respons vertonen. De relaxatietijd geeft hierbij aan hoe snel de moleculaire dipolen zich kunnen heroriënteren als het elektrisch veld verandert [11].

Bij lage frequenties hebben de dipolen voldoende tijd om zich uit te lijnen met het elektrisch veld, wat resulteert in een sterke polarisatie en een hoge effectieve permittiviteit [11]. Naarmate de frequentie stijgt, wisselt het elektrisch veld sneller dan de dipolen zich kunnen heroriënteren en treedt diëlektrische dissipatie op [9]. Diëlektrische dissipatie staat voor de omzetting van de opgeslagen elektrische energie in het veld naar warmte door interne botsingen en moleculaire wrijving [9]. Dit wordt geïllustreerd op Figuur 2-9.



Figuur 2-9: Grafische voorstelling Debye-model [11]

Bij lage frequenties ($\omega\tau << 1$) is de rotatiesnelheid waarmee de dipolen zich uitlijnen met het elektrisch veld, die omgekeerd evenredig is met de relaxatietijd τ, sneller dan de frequentie van het elektrische veld en blijft de permittiviteit nagenoeg gelijk aan de statische grenswaarde ε_s.

Bij hoge frequenties ($\omega\tau >> 1$) is de rotatiesnelheid waarmee de dipolen zich uitlijnen met het elektrisch veld, die omgekeerd evenredig is met de relaxatietijd τ, trager dan de frequentie van het elektrische veld en daalt de permittiviteit tot de hoogfrequente grenswaarde ε_∞.

Bij $\omega\tau = 1$ doet de Debye-relaxatiepiek zich voor, zoals te zien op Figuur 2-9 [11].

De typische relaxatietijd bedraagt 10^{-11}s [9][11]. De literatuur geeft aan dat het de maximale diëlektrische verliezen voor water optreden in het microgolffrequentiebereik [11]. Typisch situeert zich dat tussen 300MHz en 300GHz [12]. In Bijlage A werd een rekenvoorbeeld opgenomen bij 5MHz, dat aantoont dat diëlektrische verliezen, voor een CWPT-systeem dat werkt tussen 500kHz en 4,5MHz, verwaarloosbaar zijn.

De permittiviteit ε is ook temperatuurafhankelijk. Naarmate de temperatuur stijgt, stijgt de thermische energie van de moleculen en is de amplitude van hun willekeurige thermische beweging groter. Dit zorgt voor een grotere afwijking van de perfecte uitlijning met het veld, waardoor de moleculen minder nauwkeurig met elkaar zijn uitgelijnd. Hierdoor daalt oriëntatiepolarisatie van het materiaal en bijgevolg ook de permittiviteit bij toenemende temperatuur [9].

Bij frequenties tot 1MHz dient er ook rekening te worden gehouden met interfaciale polarisatie [11]. Dat is een polarisatiemechanisme waarbij vrije ladingsdragers zich verplaatsen, onder invloed van een elektrisch veld, en zich opstapelen bij een interface [11]. Bij een CWPT-coupler is die interface de overgang tussen het tussenmedium en de couplerplaten of isolatie. De gevormde ladingslagen werken het elektrisch veld tegen [9]. Uit (2-8) volgt dat de spanning V daalt als het elektrisch veld E daalt. Indien de lading Q constant blijft, volgt uit (2-16) dat de effectieve capaciteit toeneemt.

2.2.3 Vaststellingen uit literatuur en voorgaand onderzoek

Het gedrag van water als tussenmedium is afhankelijk van de geleidbaarheid. De hoeveelheid opgeloste metalen, zouten en andere ionen hebben een invloed op de geleidbaarheid van het water [13]. In Tabel 2-1 valt te zien hoe de geleidbaarheid, uitgedrukt in microsiemens per centimeter (µS/cm), varieert naargelang het type water:

Tabel 2-1: Watertype en conductiviteit [21]

Watertype	Conductiviteit [µS/cm]	Resistiviteit [Ω·cm]
puur water	0,055	$18{,}2 \cdot 10^6$
gedistilleerd water	0,1 - 0,3	$10 \cdot 10^6$ - $3{,}3 \cdot 10^6$
huiselijk kraantjeswater	500 - 800	2000 - 1250
zeewater	56000	17,9
brak water	100000	10

De literatuur geeft aan dat water vanaf een conductiviteit van 2000 µS/cm, niet langer als uitsluitend diëlektrisch medium mag worden beschouwd [14]. Aan de hand van Tabel 2-1 kan dan worden gesteld dat zeewater en brak water zich niet als zuiver diëlektrisch medium zullen gedragen, maar ook als geleidend medium. Men stelt dat hoge conductiviteit kan leiden tot efficiëntieverlies als gevolg van verplaatsingsstromen doorheen ionen die afhankelijk zijn van het wisselend elektrisch veld [15]. Hiermee dient rekening te worden gehouden bij het opstellen van een theoretisch systeemmodel.

In de praktijk kan er geopteerd worden voor een geïsoleerde of niet-geïsoleerde coupler. Materialen zoals mica [16] of acryl [17] worden gebruikt als isolatielaag. Een isolatielaag biedt vier voordelen [5]:

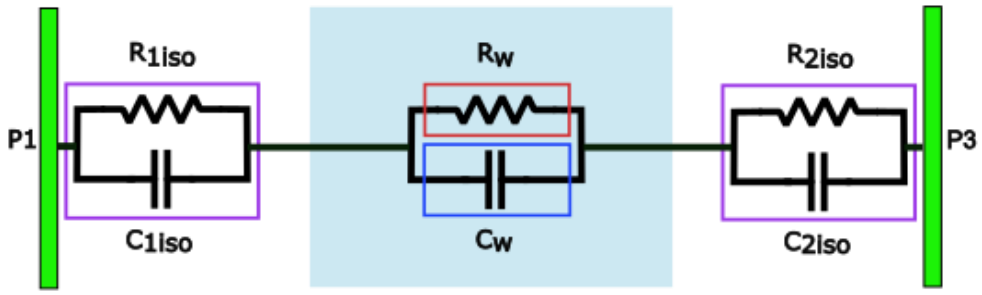
- Verbeterde veiligheid.
- Vermindering van DC-stroombias in het AC-resonantie-circuit.
- Elektrische doorslag van het diëlektricum voorkomen.
- Corrosie van de metalen couplerplaten voorkomen bij langdurig gebruik.

Uit onderzoek werden verschillende zaken vastgesteld bij CWPT-systemen in sterk geleidend water, lees zeewater:

- Als het water zich als een geleidend medium gedraagt, is de koppelingscapaciteit C_m, zoals beschreven met (2-3), onafhankelijk van de permittiviteit ε en de dikte van de waterlaag d of de transportafstand. De koppelingscapaciteit wordt dan uitsluitend bepaald door de eigenschappen van het isolatiemateriaal [5][16].

- Aangezien het water geen invloed uitoefent op de koppelingscapaciteit tussen de platen, is het systeem ook resistent tegen uitlijningsfouten [16].
- Bijkomend zijn de kruiscapaciteiten uit het equivalent pi-model op Figuur 2-4 gelijk aan de hoofdcapaciteiten. Aan de hand van (2-3) kan dan worden bewezen dan de mutuele koppeling gelijk wordt aan nul. Hierdoor is het transport van elektrische energie moeilijk [16][18].

Het theoretisch couplermodel dient rekening te houden met zowel het diëlektrische als het geleidende karakter van water. Op Figuur 2-10 wordt onderscheid gemaakt tussen de verplaatsingsstroombaan (blauw kader) en de geleidingsstroombaan (rood kader). De capaciteit en lekweerstand tussen plaat en isolatie (paars kader) is afhankelijk van het al dan niet toevoegen van isolatie rondom de platen.



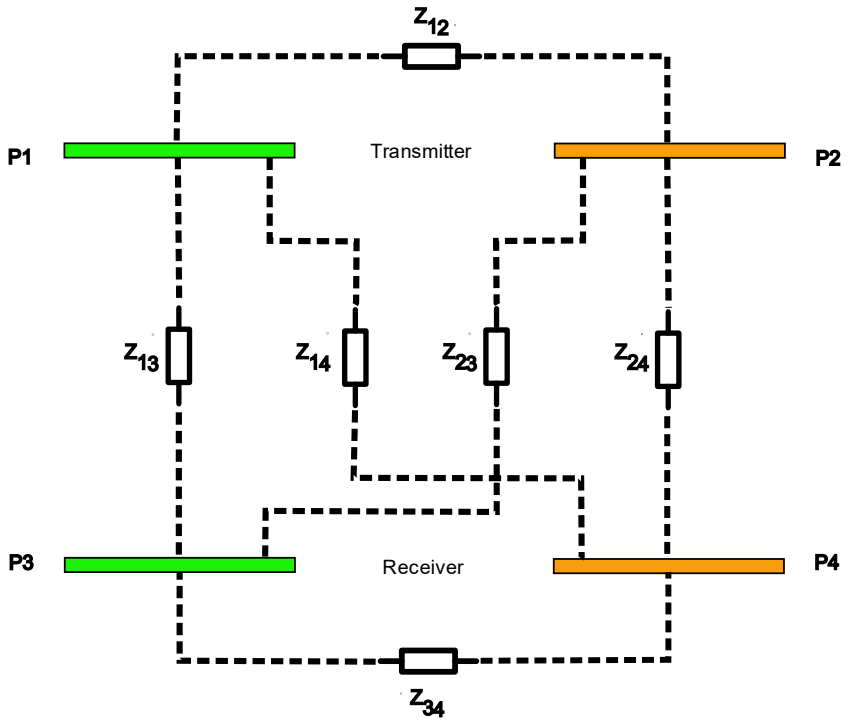
Figuur 2-10: Model van geïsoleerde, ondergedompelde 2-platen coupler

De geleidingsstroombaan draagt niet bij tot het overdragen van vermogen via de capacitieve koppeling. Een hogere conductiviteit σ, leidt tot meer verliezen door het bewegen van ionen en elektronen in het water. Dit verlies uit zich als warmtedissipatie met een efficiëntiedaling van het systeem als gevolg [5].

Voor de 4-platen coupler stelt men in de literatuur het impedantie-model voor [4], zoals afgebeeld op Figuur 2-11, om rekening te houden met het diëlektrische en het geleidende karakter van water. Hierbij wordt de parallelle weerstand, zoals afgebeeld op Figuur 2-10, omgezet naar een serie weerstand [19]:

$$R_{serie} = \frac{R_{parallel}}{1 + (\omega \cdot R_{parallel} \cdot C_{parallel})^2} \qquad 2\text{-}23$$

$$C_{serie} = C_{parallel} \cdot \frac{1 + (\omega \cdot R_{parallel} \cdot C_{parallel})^2}{(\omega \cdot R_{parallel} \cdot C_{parallel})^2} \qquad 2\text{-}24$$

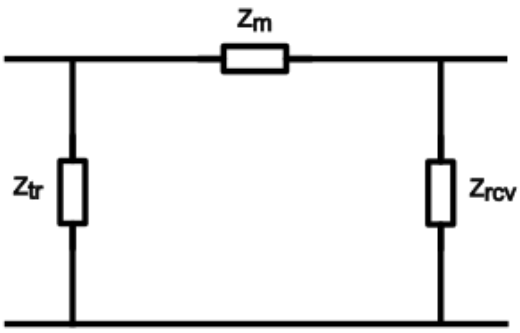


Figuur 2-11: Equivalent impedantiemodel 4-platen coupler

Op Figuur 2-11 worden de aanwezige impedanties van de 4-platen coupler geïllustreerd:

- Z_{13} en Z_{24} : de hoofdimpedanties
- Z_{12} en Z_{34} : de lekimpedanties
- Z_{14} en Z_{23} : de kruisimpedanties

Aangezien de zes verschillende impedanties leiden tot overmatig rekenwerk kan dit model worden vertaald naar een eenvoudigere weergave, namelijk het pi-model.



Figuur 2-12: Impedant pi-model 4-platen coupler

De vereenvoudiging wordt bekomen door het toepassen van de volgende vergelijkingen met de veronderstelling dat de coupler symmetrisch is [4]:

$$Z = R - \frac{j}{\omega \cdot C} \qquad 2\text{-}25$$

$$Z_m = \frac{2 \cdot (-Z_{kruis} \cdot Z_{hoofd})}{-Z_{kruis} + Z_{hoofd}} \qquad 2\text{-}26$$

$$Z_{tr} = Z_{rcv} = \frac{Z_{kruis} \cdot Z_{lek}}{Z_{kruis} + Z_{lek}} \qquad 2\text{-}27$$

Waarbij:

- Z_m = de mutuele impedantie [Ω]
- Z_{tr} = de transmitter impedantie [Ω]
- Z_{rcv} = de receiver impedantie [Ω]

2.3 Conclusie

In dit hoofdstuk werd de algemene structuur van een CWPT-systeem toegelicht en werd er duiding gegeven bij de invloed van design-keuzes zoals de couplerstructuur.

Vervolgens werden de diëlektrische eigenschappen van water bestudeerd. Hieruit volgt dat het medium onderhevig is aan geleidingsverliezen en polarisatieverliezen. De polarisatieverliezen zijn diëlektrische verliezen die worden beschreven door de Debye-vergelijkingen, maar zijn voor een CWPT-systeem met een frequentiebereik van 0,5 tot 4,5MHz verwaarloosbaar. Daarnaast kan worden geconcludeerd dat de permittiviteit temperatuursafhankelijk is en dat interfaciale polarisatie een rol kan spelen indien er vrije ladingsdragers in het water zijn opgelost.

Tot slot kan er uit voorgaand onderzoek worden geconcludeerd dat de theoretische modellering van de onderwater coupler dient rekening te houden met zowel geleidingsstromen als verplaatsingsstromen ten gevolge van het conductieve en diëlektrische karakter van water.

Algemeen kan worden besloten dat water zich niet gedraagt als homogeen, lineair diëlektricum.

3 ONDERZOEKSMETHODIEK EN MEETRESULTATEN

Dit hoofdstuk beschrijft de onderzoeksmethodiek die wordt gevolgd om de elektrische eigenschappen van de 4-platen-coupler experimenteel te karakteriseren. Het hoofdstuk formuleert een antwoord op deelvraag: (D3) Met welke eigenschappen van water als tussenmedium dient er rekening te worden gehouden bij het ontwerp van een capacitieve WPT-opstelling met een frequentiebereik van 500kHz tot 4,5MHz?

Om te starten, wordt er geopteerd voor een praktijkgerichte benadering waarbij de coupler eerst wordt gebouwd en vervolgens opgemeten met een 'impedance analyzer'. De meetopstelling vereist een aangepaste configuratie om betrouwbare metingen van kleine capaciteiten bij hoge frequenties mogelijk te maken.

Vervolgens wordt de meetmethode besproken, waarna de resultaten voor zowel de coupler in lucht als ondergedompeld in water worden geanalyseerd. Deze resultaten vormen de basis voor verdere modellering en simulatie in PLECS of Python.

3.1 Meetopstelling

Het doel van de meetopstelling is het meten van de capaciteit tussen de couplerplaten en de equivalente serieweerstand. Het meettoestel dat hiervoor gebruikt wordt, is de Wayne Kerr Precision Impedance Analyzer 6500B. Door de opbouw en omvang van de coupler is meten met de bijhorende 'component fixture' praktisch niet haalbaar. De zelfgemaakte meetopstelling dient om die reden te worden toegelicht.

Het meetbereik van het toestel varieert van 20Hz tot 20MHz en de te meten capaciteit, tussen de 150mm x 200mm aluminium platen, werd vooraf geschat tussen de 1pF en 15nF. Om metingen van dermate lage capaciteiten bij hoge frequenties zo correct mogelijk uit te voeren, moeten er meerdere zaken in acht worden genomen. Eerst en vooral moet er rekening worden gehouden met reflecties.

De transmissielijntheorie gebruikt het begrip reflectiecoëfficiënt om uit te drukken in welke mate de karakteristieke impedantie van de transmissielijn en de impedantie van de belasting elkaar benaderen [8]:

$$\bar{\Gamma}_{\mathrm{R}} = \frac{\bar{\mathrm{Z}}_{\mathrm{R}} - \bar{\mathrm{Z}}_{\mathrm{C}}}{\bar{\mathrm{Z}}_{\mathrm{R}} + \bar{\mathrm{Z}}_{\mathrm{C}}} \qquad 3\text{-}1$$

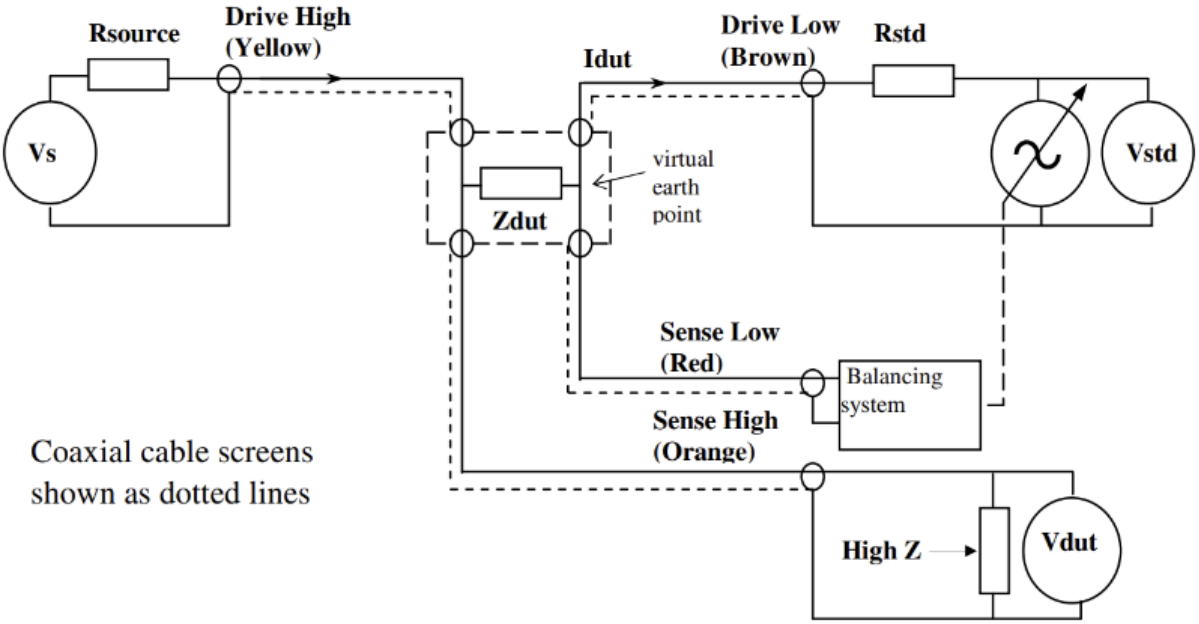
Waarbij:

- $\bar{\Gamma}_R$ = de reflectiecoëfficiënt
- $\bar{Z}_R$ = de impedantie van de belasting
- $\bar{Z}_C$ = de karakteristieke impedantie van de transmissielijn

Volgens (3-1) kunnen reflecties worden vermeden door ervoor te zorgen dat de impedantie van de belasting gelijk is aan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn. Wanneer deze maatregel niet wordt toegepast, ontstaan reflecties die het meetresultaat foutief maken. De verschillende mogelijkheden worden geïllustreerd op Figuur 3-1.

Figuur 3-1: Verschillende reflecties bij transmissielijnen [20]

Om reflecties te vermijden moeten er terminatieweerstanden worden opgenomen in het meetcircuit. Er wordt een vierpuntsmeting gehanteerd om te vermijden dat de impedanties van de meetkabels de meetresultaten beïnvloeden. Een blik op het schema van de impedance analyzer, op Figuur 3-2, verklaart waar de terminatieweerstanden vereist zijn.



Figuur 3-2: Schematische voorstelling Wayne Kerr 6500B verbindingen [21]

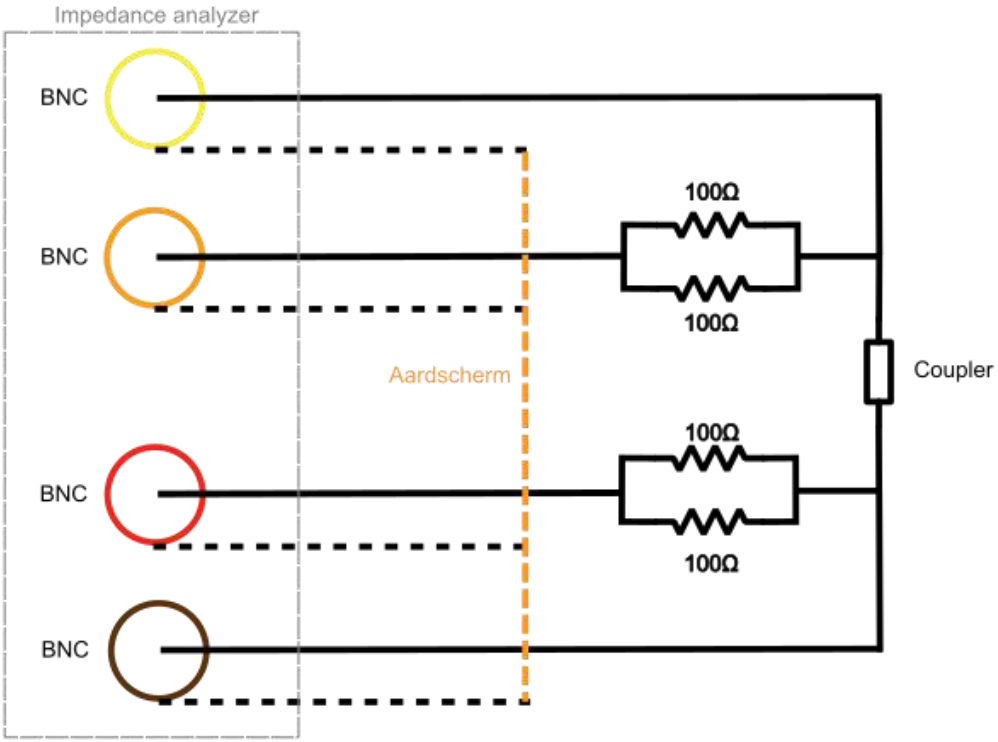
Op Figuur 3-2 is te zien dat zowel de “drive high” als “drive low” getermineerd zijn met een weerstand: “Rstd” en “Rsource”. In de constructeurstekst wordt vermeld dat die weerstanden een waarde hebben van 50Ω [21]. Om die reden werd er geopteerd voor coaxkabels met een karakteristieke impedantie van 50Ω. Volgens (3-1) zijn de “drive high” en “drive low” dan correct getermineerd. De “sense high” en “sense low” zijn, zoals te zien op Figuur 3-2, niet intern getermineerd, dus dient er aan het uiteinde van de twee coaxkabels eigenhandig nog een weerstand van 50Ω te worden toegevoegd. Hierdoor ziet het ‘balancing system’ geen foutieve meetwaarden, omwille van de reflectie. Dit werd praktisch verwezenlijkt door twee weerstanden van 100Ω in parallel te schakelen.

Naast het voorzien van terminatieweerstanden, moeten ook de shields (lees massa) van de coaxkabels op eenzelfde potentiaal worden gebracht. Naast afscherming voor elektromagnetische interferentie uit de omgeving [20], fungeren de shields ook als gemeenschappelijk referentiepunt voor het meettoestel.

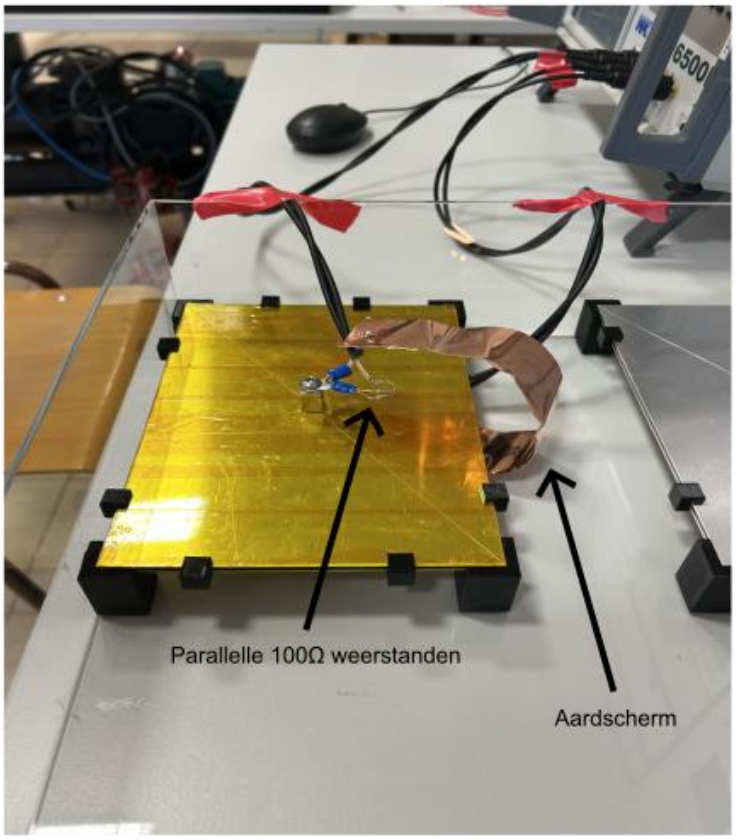
De shields zijn verbonden met een dunne koperen strip die als aardscherm fungeert. Op die manier wordt er een laag-impedant referentiepunt gecreëerd zodat kleine spanningsverschillen tussen de shields, die leiden tot meetfouten bij zeer kleine capaciteiten, vermeden worden.

De fabrikant, Wayne Kerr Electronics, hanteert dezelfde aanpak, namelijk toevoeging van terminatieweerstanden en verbinden van de coax shields, op de bijhorende “component fixture” [21].

De praktische meetopstelling en bijhorende schematische weergave worden voorgesteld op Figuur 3-3.



(a)

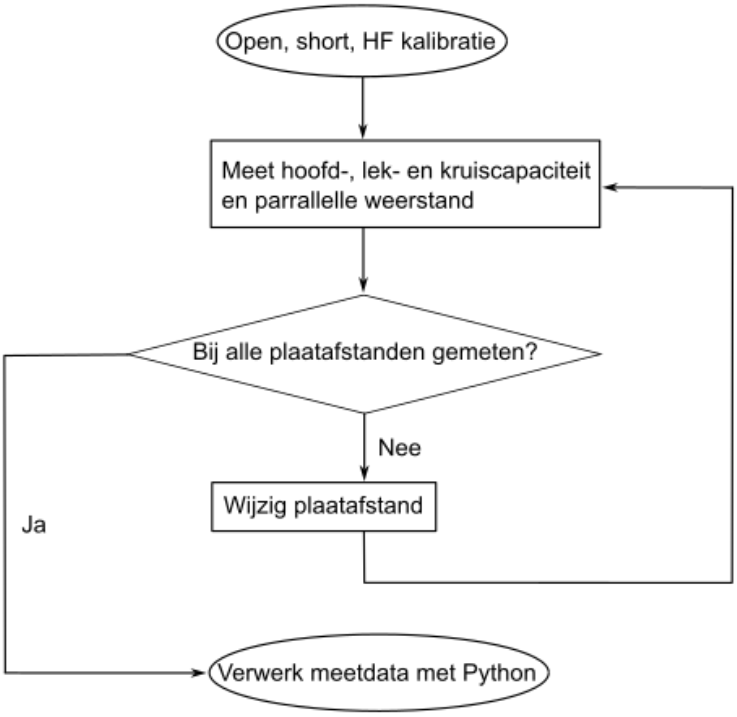


(b)

Figuur 3-3: Meetopstelling schematisch (a) werkelijk (b)

3.2 Meetmethode

De impedantiemetingen werden telkens volgens een vast stappenplan uitgevoerd. Dat stappenplan wordt weergegeven op Figuur 3-4.



Figuur 3-4: Flowchart meetmethode

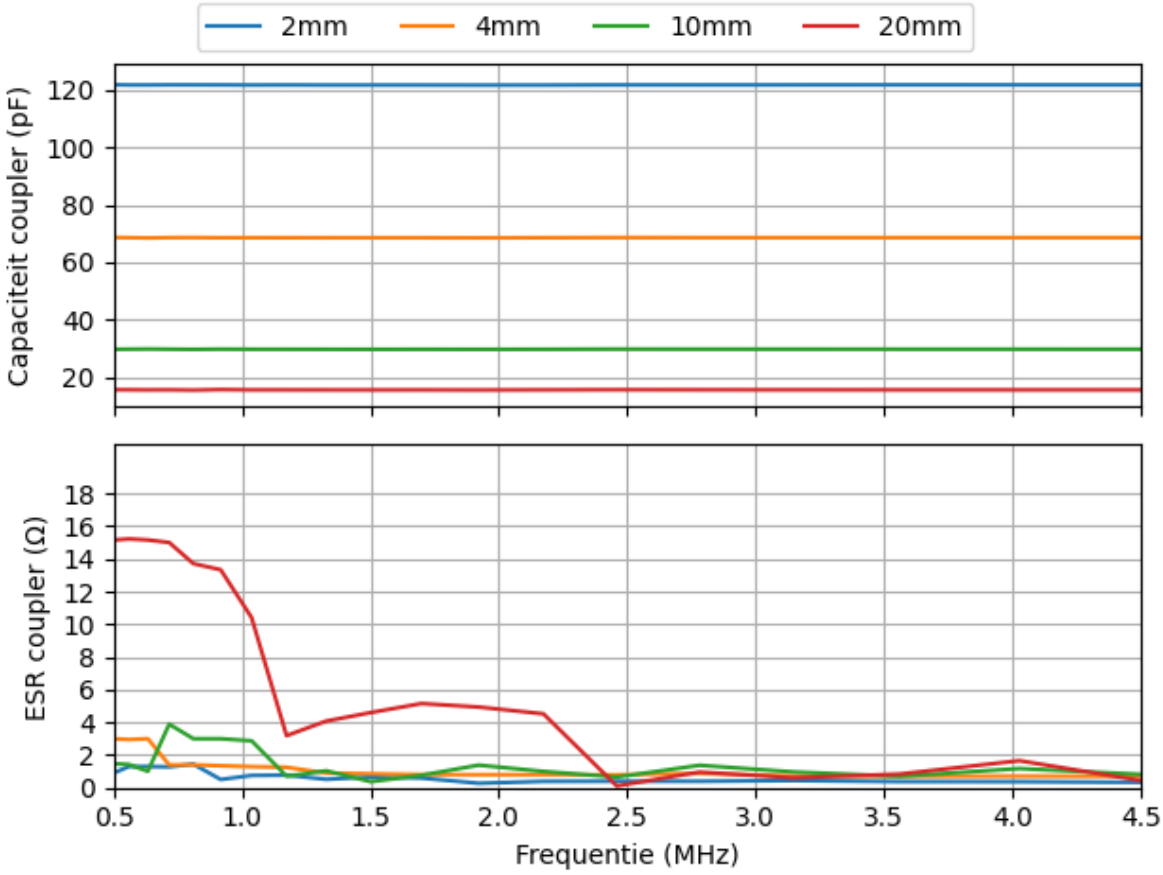
3.3 Impedantiemetingen

Wegens gebrek aan niet-betalende licentieovereenkomsten voor simulatiesoftware, die gebruik maakt van de 'finite element method' (FEM), zoals Ansys Maxwell of CST Studio Suite, werd er in samenspraak met de promotoren beslist om de 4-plaatcoupler eerst te bouwen. Dit wijkt af van de gebruikelijke volgorde in academisch onderzoek waarbij doorgaans eerst gesimuleerd wordt vooraleer er een praktische opstelling wordt gerealiseerd.

De impedantiemetingen, die worden besproken in deze paragraaf, dienen als alternatief voor de FEM-simulaties. De gemeten waarden kunnen worden geïmplementeerd in simulatiesoftware zoals PLECS of in pythonmodellen.

3.3.1 Coupler in lucht

De opbouw van de meetopstelling en de meetmethode werden al besproken in sectie 3.1 en 3.2. Om de correcte werking ervan te verifiëren werd ervoor geopteerd om eerst metingen uit te voeren op de couplerplaten met lucht als diëlektrisch medium ter referentie.



Figuur 3-5: Meetresultaten voor hoofdcapaciteit (boven) en ESR (onder) van één paar couplerplaten in lucht in functie van de frequentie

Figuur 3-5 toont het verloop van de hoofdcapaciteit van de coupler en de 'equivalent series resistance' (ESR) voor verschillende plaatafstanden voor een frequentiebereik van 500kHz tot 4,5MHz. Resultaten voor hogere of lagere frequenties worden weggelaten omdat ze buiten het relevante frequentiebereik liggen voor dit onderzoek.

Bovenaan Figuur 3-5 is te zien dat de capaciteit van de couplerplaten een constant verloop kent waarbij de grootte van de capaciteit een omgekeerd evenredig verband vertoont met de plaatafstand. Vergelijking van de meetwaarden bij 1MHz met de berekende waarden voor een parallelle plaatcondensator aan de hand van (2-1) geeft:

Tabel 3-1: Vergelijking gemeten en berekende couplercapaciteit in lucht bij 1MHz

Plaatafstand [mm]	$C_{hoofd,\ gemeten}$ [pF]	$C_{hoofd,\ berekend}$ [pF]	Afwijking [%]
2	121,8	132,8	8,3
4	68,6	66,4	3,3
10	29,7	26,6	11,8
20	15,5	13,3	16,8

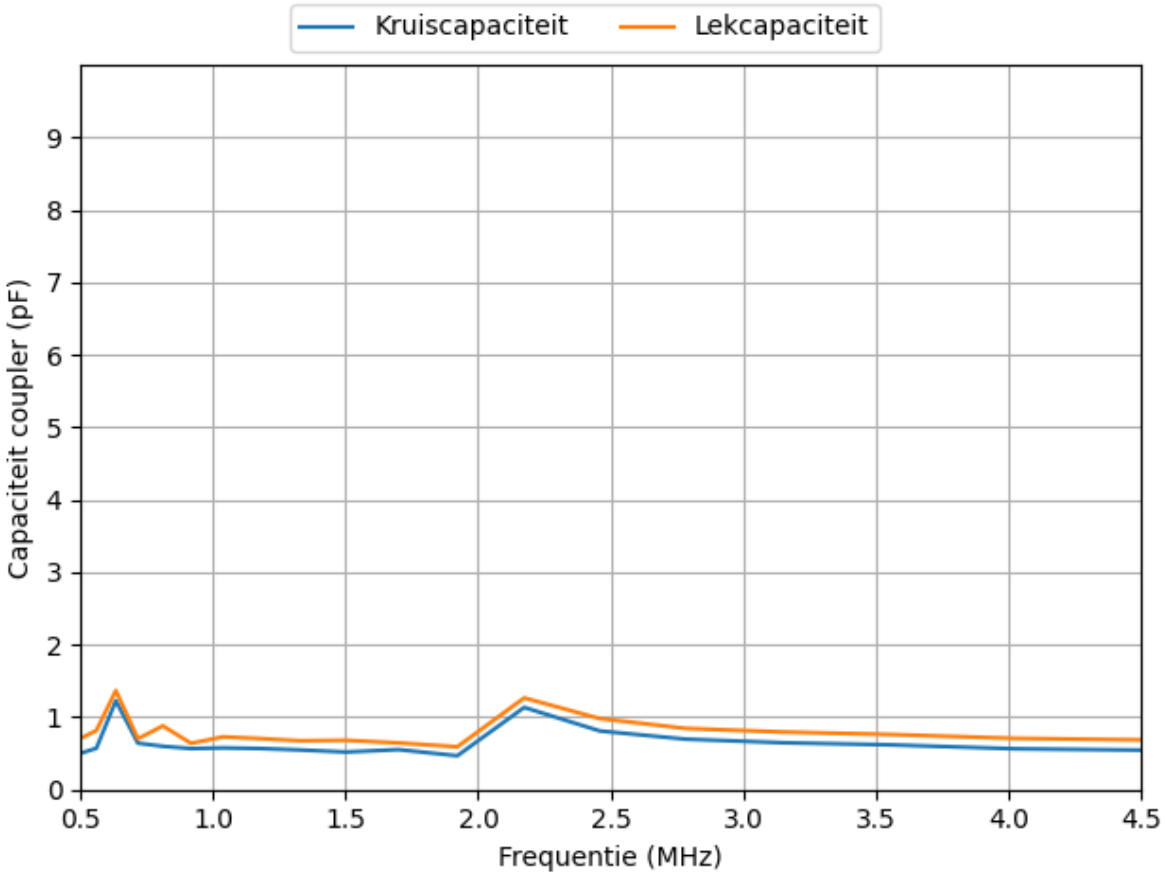
De afwijkingen van de theoretisch waarde, bepaald met (1-1), zijn mogelijk te wijten aan verschillende zaken:

- De plaatafstand is in de praktijk niet overal uniform omdat de aluminiumplaten zelf versneden zijn en schroefconnectors werden bevestigd met een perspassing.

- Er treedt een ‘fringing effect’ op aan de plaatranden.
- Het plaatoppervlak wordt niet volledig benut door de aanwezigheid van 3D-geprinte afstandshouders.
- Metingen met zelfgemaakte meetsnoeren via de Wayne Kerr 6500B boeten in aan nauwkeurigheid, zelfs na kalibratie [21].

Hoewel de meetwaarden afwijken van de theorie, is het constante verloop in functie van de frequentie wel in lijn met de verwachtingen en resultaten uit voorgaand onderzoek [4].

De gemeten ESR ligt doorgaans tussen de 0 en 2Ω; de uitschieters zijn vermoedelijk het gevolg van meetfouten. De ESR-metingen moeten vooral kwalitatief worden geïnterpreteerd als bewijs van lage, parasitaire lekverliezen in lucht. Bij 1MHz en een plaatafstand van 2mm bedraagt de ESR 0,76Ω. In voorgaand onderzoek werd bij eenzelfde frequentie en plaatafstand een ESR van 0,84Ω opgemeten [4].

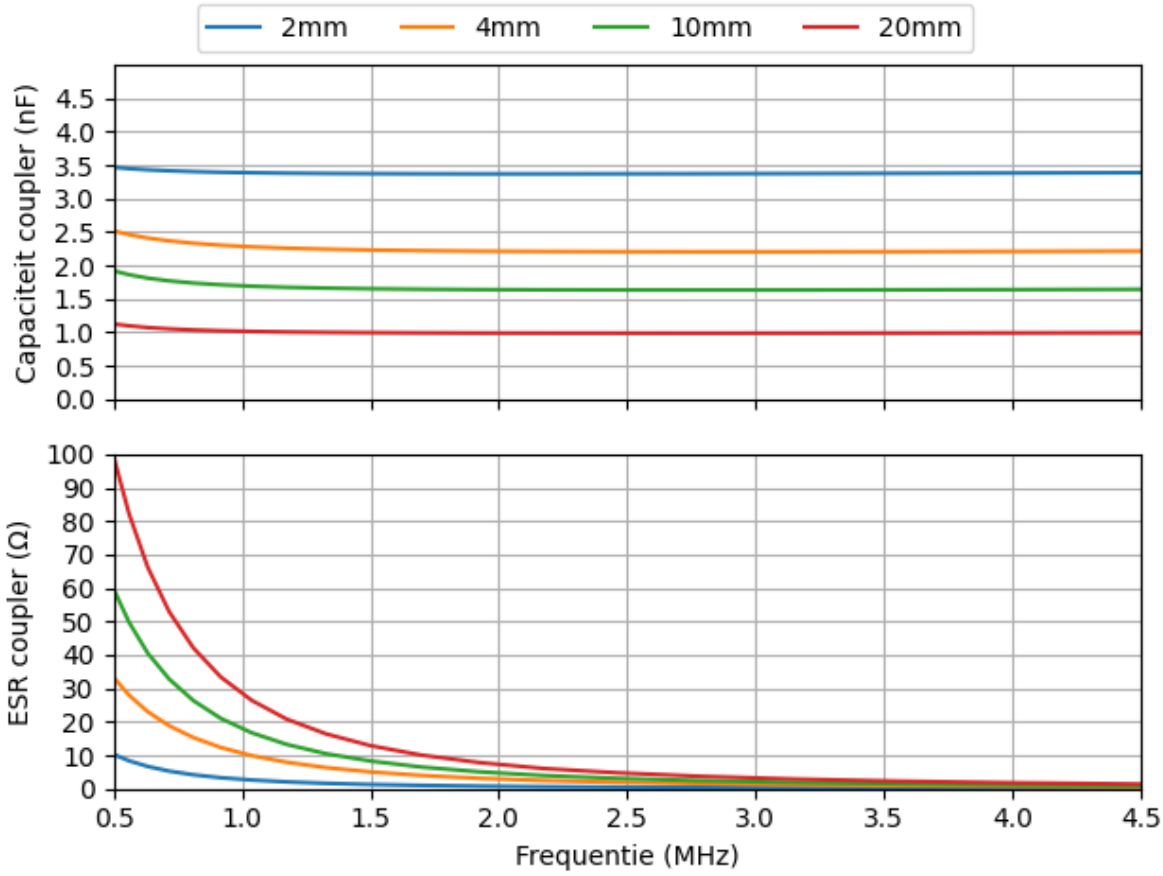


Figuur 3-6: Meetresultaten voor kruis- en lekcapaciteit tussen de couplerplaten in lucht in functie van de frequentie

Naast de hoofdcapaciteit, beschrijft het 4-platen couplermodel op Figuur 2-3 ook kruis- en lekcapaciteiten. Deze componenten werden opgemeten in lucht met een plaatafstand van 2mm en zijn te zien op Figuur 3-6.

Op Figuur 3-6 is te zien dat de kruis- en lekcapaciteit bij 1MHz respectievelijk 0,6 en 0,7pF bedragen. De hoofdcapaciteit bij 1MHz en 2mm lucht, weergegeven op Figuur 3-5, bedraagt 121pF. De kruis- en lekcapaciteit bedragen 0,5 en 0,6% van de hoofdcapaciteit, hieruit volgt dat deze capaciteiten bij de opstelling met lucht als diëlektricum verwaarloosbaar klein zijn.

3.3.2 Coupler ondergedompeld in water



Figuur 3-7: Meetresultaten voor hoofdcapaciteit (boven) en ESR (onder) van één paar couplerplaten in water in functie van de frequentie

Bovenaan Figuur 3-7 is te zien dat de capaciteit van de couplerplaten een constant verloop kent waarbij de grootte van de capaciteit een omgekeerd evenredig verband vertoont met de plaatafstand. Vergelijking van de meetwaarden bij 1 MHz met de berekende waarden voor een parallelle plaat condensator aan de hand van (2-1) geeft:

Tabel 3-2: Vergelijking gemeten en berekende couplercapaciteit in water bij 1MHz

Plaatafstand [mm]	$C_{hoofd,\ gemeten}$ [nF]	$C_{hoofd,\ berekend}$ [nF]	Afwijking [%]
2	3,4	10,8	68,5
4	2,3	5,4	57,4
10	1,6	2,2	27,3
20	1,0	1,1	9,0

De afwijkingen van de theoretische waarde, voorgesteld in Tabel 3-2, zijn groter dan degene bekomen in Tabel 3-1; bij 2mm is de afwijking bijvoorbeeld 60% groter voor de meting in water in vergelijking met de meting in lucht.

De mogelijke oorzaken voor de afwijkende meetresultaten, beschreven bij paragraaf 3.3.1, zijn ook hier van toepassing. Daarnaast vormt de aangebrachte isolatielaag met kaptontape

mogelijk een extra verklaring voor de afwijkende capaciteitswaarden. Dit wordt geïllustreerd met een rekenvoorbeeld bij 2mm plaatafstand:

$$\overset{(2-1)}{\Longrightarrow} C_{water} = (8{,}85 \cdot 10^{-12})\frac{F}{m} \cdot 81 \cdot \frac{(0{,}15 \cdot 0{,}20)m^2}{0{,}002m} = 10{,}8nF \qquad 3\text{-}2$$

Veronderstel dat de som van de kaptonlagen op beide platen 0,2mm is en de relatieve permittiviteit van kapton gelijk is aan 3,4 [22].

$$\overset{(2-1)}{\Longrightarrow} C_{kapton} = (8{,}85 * 10^{-12})\frac{F}{m} * 3{,}4 * \frac{(0{,}15 * 0{,}20)m^2}{0{,}0002m} = 4{,}5nF \qquad 3\text{-}3$$

De totale seriecapaciteit wordt:

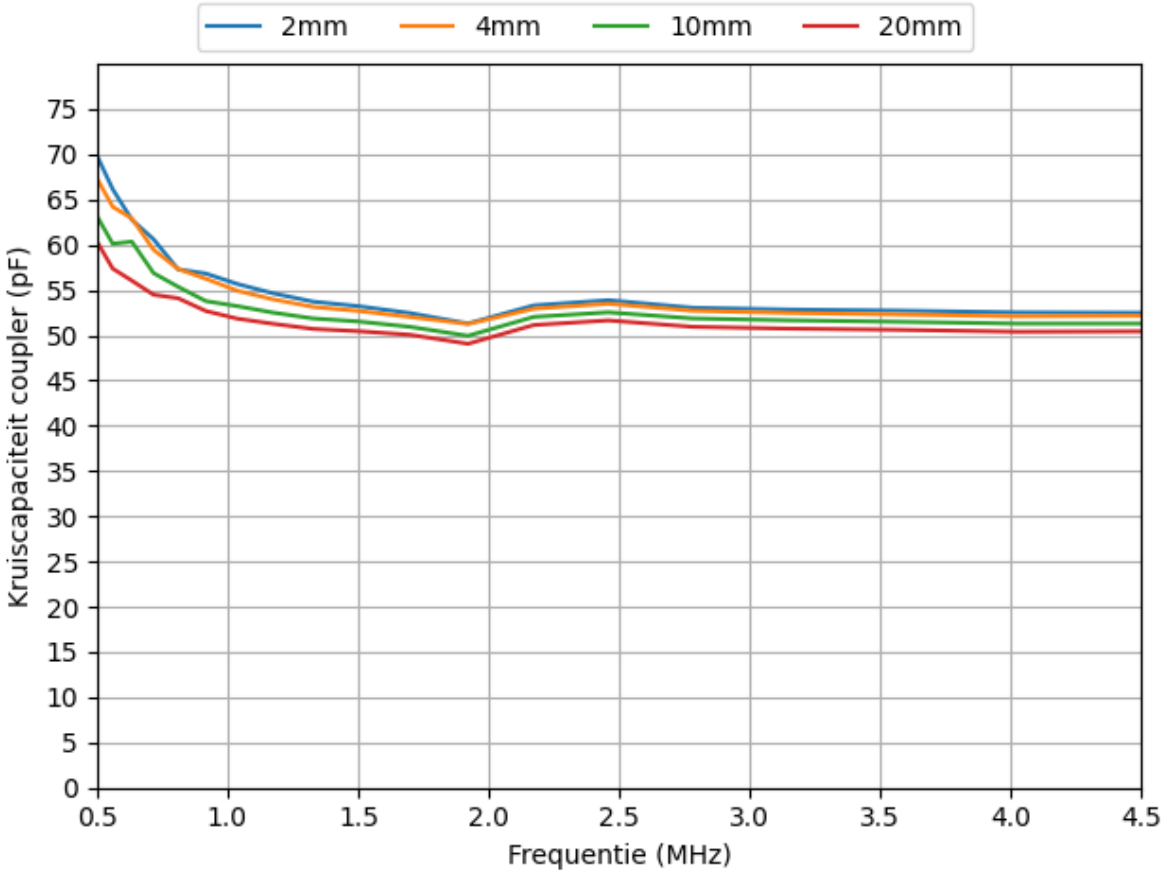
$$C_{serie} = (\frac{1}{10{,}8nF} + \frac{1}{4{,}5nF})^{-1} = 3{,}2nF \qquad 3\text{-}4$$

Een nieuwe vergelijking met de meetwaarden wordt voorgesteld in Tabel 3-3:

Tabel 3-3: Vergelijking gemeten en berekende couplercapaciteit in water bij 1MHz met correctie voor kaptonlaag

Plaatafstand [mm]	$C_{hoofd,\ gemeten}$ [nF]	$C_{hoofd,\ berekend}$ [nF]	Afwijking [%]
2	3,4	3,2	6,3
4	2,3	2,5	8,0
10	1,6	1,2	33,3
20	1,0	0,9	10,0

Onderaan Figuur 3-7 is te zien dat de ESR van de couplerplaten een dalend verloop kent in functie van de frequentie. Dit is in lijn met de theorie: in paragraaf 2.2.2 wordt met behulp van (2-20) aangetoond dat de geleidingscomponent in water, hier voorgesteld door de ESR, afneemt naarmate de frequentie stijgt.



Figuur 3-8: Meetresultaten voor kruiscapaciteit tussen de couplerplaten in water in functie van de frequentie

Op Figuur 3-8 is te zien dat de kruiscapaciteit bij 1MHz varieert tussen 52 en 57pF. De hoofdcapaciteit bij 1MHz en 20mm water, weergegeven op Figuur 3-7, bedraagt 1,1nF. De kruiscapaciteit bedraagt 5,2% van de hoofdcapaciteit. Zowel de absolute waarde van de kruiscapaciteit in water als de verhouding ervan tot de hoofdcapaciteit, zijn groter dan bij lucht (bij 2mm: 52pF in water en 0,6pF in lucht).

Onderzoekers [16] hebben al een coupler ontworpen die de kruiscapaciteit tussen de platen verminderd voor onderwater CWPT. Dit werd verwezenlijkt door de afstand tussen de twee paar couplerplaten in het 4-platen couplermodel, afgebeeld op Figuur 2-3a, groter te maken [16]. Dat resulteerde in een asymmetrisch couplerontwerp [16].

3.4 Conclusie

In dit hoofdstuk werd de meetmethodiek toegelicht en werd er duiding gegeven bij de gemaakte keuzes voor de opbouw van de meetopstelling.

Vervolgens werden er referentiemetingen uitgevoerd in lucht. Die metingen bevestigen de correcte werking van de zelfgemaakte meetopstelling en geven inzicht in het gedrag van de coupler met lucht als diëlektrisch medium. De capaciteit bleek constant binnen het gekozen frequentiespectrum en de ESR was laag met variaties tussen 0 en 2Ω. De kruis- en lekcapaciteiten werden éénmaal opgemeten bij 2mm plaatafstand. Daaruit volgde dat de kruis- en lekcapaciteiten verwaarloosbaar klein zijn ten opzichte van de hoofdcapaciteit in lucht, want hun verhouding ten opzichte van de hoofdcapaciteit bedroeg 0,5 en 0,6%.

Tot slot werden er impedantiemetingen uitgevoerd op de coupler, ondergedompeld in water. Opnieuw had de capaciteit een constant verloop binnen het gekozen frequentiespectrum, maar de afwijking ten opzichte van de theoretische waarde was groter. Dit komt door de extra seriecapaciteit, veroorzaakt door de isolatielaag van kapton. In vergelijking met de metingen in lucht, zijn de ESR en de kruiscapaciteit groter. Bij 1MHz en 2mm plaatafstand is de ESR 3,5 keer groter in water en de kruiscapaciteit 87 keer groter.

Algemeen kan worden besloten dat voor het modelleren van een coupler ondergedompeld in water ook de ESR en kruiscapaciteit tussen de platen van belang zijn in tegenstelling tot de modellering in lucht.

4 DEMO-OPSTELLING

Dit hoofdstuk beschrijft hoe de demo-opstelling werd gedimensioneerd en maakt een vergelijking tussen praktische meetresultaten en simulatiewaarden. Het hoofdstuk formuleert een antwoord op deelvraag: (D4) Hoe verhouden de praktische meetresultaten zich tot de waarden uit de simulatiemodellen?

Om te starten, wordt beschreven op welke manier de demo-opstelling werd gedimensioneerd. Er wordt duiding gegeven bij de manier waarop de optimale waarden voor de spoelen en condensatoren van het dubbele LC-compensatienetwerk bepaald zijn en een overzicht van de gebruikte componenten wordt voorgesteld.

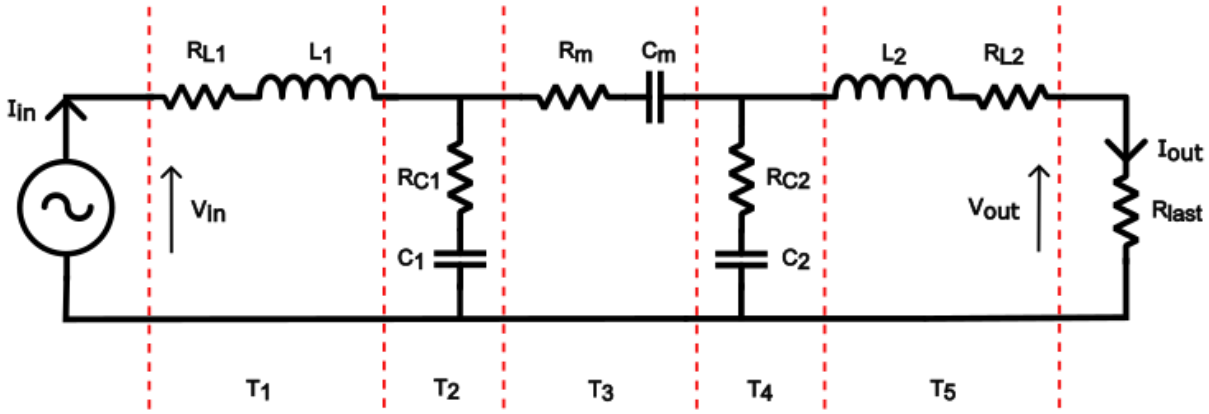
Vervolgens wordt de demo-opstelling, ter verificatie, onderworpen aan metingen met lucht als tussenmedium. Na bevestiging van de correcte werking van de demo-opstelling en de PLECS-simulaties, worden metingen uitgevoerd met osmosewater als tussenmedium. De meetresultaten worden vergeleken met verschillende couplermodellen in PLECS.

Tot slot worden de bekomen resultaten van de demo-opstelling in perspectief geplaatst door terug te koppelen naar de applicatie van het capacitief draadloos opladen van een elektrisch aangedreven boot.

4.1 Dimensionering van onderwater CWPT-opstelling

De bouw van de demo-opstelling bestaat uit verschillende fasen: (1) bouwen coupler (hoofdstuk 3), (2) dimensionering van compensatienetwerk en (3) bouwen onderwater CWPT-opstelling. Het doel is om een demo-opstelling te bouwen die een gemiddeld vermogen van 150W kan overdragen doorheen 4mm osmosewater naar een resistieve belasting. Het compensatienetwerk wordt gedimensioneerd met behulp van de T-parameterbibliotheek, die werd ontwikkeld tijdens voorgaand onderzoek [4]. De T-parameterbibliotheek is publiek beschikbaar via GitHub [23].

4.1.1 Optimalisatie van compensatienetwerk



Figuur 4-1: CWPT-systeem met dubbele LC-compensatie gesplitst in T-matrices

De optimalisatie van het compensatienetwerk gebeurt met behulp van de T-parameterbibliotheek [23]. De opdeling in T-matrices wordt voorgesteld op Figuur 4-1. De T-parameterbibliotheek maakt gebruik van het impedant pi-model voor de 4-platen coupler, zoals voorgesteld op Figuur 2-12, maar verwaarloosd de kruisimpedantie Z_{kruis}. Uit (2-27) volgt dan dat de impedanties aan transmitterzijde Z_{tr} en aan receiverzijde Z_{rcv} wegvallen. Die vereenvoudiging werd in voorgaand onderzoek [4] gemaakt omdat de kruiscapaciteit en bijhorende ESR verwaarloosbaar zijn met lucht als diëlektrisch medium, zoals besproken in sectie 3.4.

De T-parameterbibliotheek wordt, ondanks de vereenvoudiging, gebruikt om het compensatienetwerk voor de onderwater CWPT-opstelling te optimaliseren. Op basis van de resultaten van de praktische opstelling zal vervolgens geëvalueerd worden in welke mate de gehanteerde vereenvoudigingen nog geldig zijn in een waterig medium en of een uitbreiding of aanpassing van de T-parameterbibliotheek noodzakelijk is voor systemen onder water.

Om te starten worden een aantal zelfgekozen parameters geïnitialiseerd, waaronder het frequentiebereik, de ingangsspanning V_{in}, de belastingsweerstand R_{last}, de mutuele capaciteit C_m en de mutuele weerstand R_m. Vervolgens kan er een keuze worden gemaakt voor het type compensatienetwerk, zoals besproken in paragraaf 2.1.2, en het gewenste bereik van de componenten van het compensatienetwerk [4].

Hierna voert het systeem voor het opgegeven bereik telkens berekeningen uit met behulp van T-parameters, zoals het rekenvoorbeeld in Bijlage B. De waarden voor het uitgangsvermogen en de efficiëntie worden genormaliseerd. Na normalisatie worden de bekomen performance indicatoren opgeslagen in één dataset. Tot slot worden de performance indicatoren opgeteld en uitgedrukt met een score op twee om te tonen wat de optimale samenstelling is van het compensatienet voor uitgangsvermogen en efficiëntie [4].

De gekozen waarden voor de optimalisatie zijn opgenomen in Tabel 4-1. De mutuele capaciteit C_m en de mutuele weerstand R_m zijn afkomstig uit de opgemeten dataset uit paragraaf 3.3.2.

Tabel 4-1: Ingangsgegevens optimalisatiescript T-parameters

f-bereik [MHz]	L-bereik [µH]	C-bereik [nF]	C_m [nF]	R_m [Ω]	R_{last} [Ω]	V_{in} [V]	type compensatienet
0,5 – 2	1 - 40	0,33 - 1,65	1,15	16,5	10	48	Dubbele LC

De resultaten van de optimalisatie zijn opgenomen in Tabel 4-2.

Tabel 4-2: Resultaten optimalisatie

f [MHz]	L [µH]	C [nF]	P_{uit} [W]	η_{AC-AC}
1,376	10	1,32	155,6	87,7%

Na uitvoering van de optimalisatie, werden de waarden gebruikt om te simuleren met behulp van PLECS. De resultaten van beide simulaties zijn opgenomen in Tabel 4-3.

Tabel 4-3: Resultaten simulatie T-parameters en PLECS met geoptimaliseerd compensatienet

grootheid	T-parameters	PLECS
f [MHz]	1,376	1,378
P_{uit} [W]	155,6	155,6
P_{in} [W]	177,4	177,3
η_{AC-AC}	87,7%	87,8%
V_{C1_max} [V]	-	502
V_{C2_max} [V]	-	485
V_{C3_max} [V]	-	34
V_{C4_max} [V]	-	34
V_{L1_max} [V]	-	550
V_{L2_max} [V]	-	481
V_{uit_max} [V]	56	56
V_{in_max} [V]	61	48
I_{C1_max} [A]	-	5,7
I_{C2_max} [A]	-	5,5
I_{C3_max} [A]	-	0,7
I_{C4_max} [A]	-	0,7
I_{L1_max} [A]	5,9	5,8
I_{L2_max} [A]	5,6	5,6
I_{uit_max} [A]	5,6	5,6
I_{in_max} [A]	5,9	5,8

Aan de hand van de waarden uit Tabel 4-3 kan worden nagegaan of er voldaan is aan de gestelde eisen:

- Het uitgangsvermogen moet boven de 150W zijn: 155,6W.
- De maximale piekspanning mag niet hoger zijn dan 1kV, want dat is de grens tussen laag- en hoogspanning [24]: 550V.
- De resonantiefrequentie mag niet hoger zijn dan 2MHz: 1,378MHz.

4.1.2 Gebruikte componenten

Uit Tabel 4-3 volgt dat de piekwaarde van de ingangsspanning 48V bedraagt en het uitgangsvermogen 155,6W, bij een frequentie van 1,378MHz. De invertor moet aan deze specificaties voldoen.

In een voorgaande masterproef werd al een demo-opstelling gebouwd. Er werd een full bridge invertor gemaakt door de combinatie van twee half bridge invertoren van het type: Texas Instruments LMG1205HBEVM [25]. Dit type invertor ondersteunt ingangsspanningen tot 80V, kan 160W leveren en heeft een schakelfrequentiebereik van 0,1 tot 5MHz.

De invertoren voldoen aan de vereisten van de demo-opstelling en kunnen worden aangestuurd met een ESP-32-WROVER-E, waarvan er nog exemplaren beschikbaar waren in het labo.

De componenten van het LC-compensatienetwerk werden gedimensioneerd in paragraaf 4.1.1. De vereiste spoelwaarde bedraagt 10µH, volgens Tabel 4-2. Hiervoor werd een spoel gekozen van het type: Coilcraft MA5172-AE. Spoelen van deze productlijn werden al gebruikt voor demo-opstellingen in voorgaand onderzoek [13][32].

Volgens Tabel 4-2, bedraagt de vereiste condensatorwaarde 1,32nF. Aangezien condensatoren met die specifieke waarde niet commercieel beschikbaar zijn, werd ervoor geopteerd om een schakeling te maken met condensatoren van het type: Kemet MLCC - SMD/SMT 1kV 1000pF COG 1812 5%. Uit Tabel 4-3 volgt dat de grootste spanning over de condensatoren van het LC-compensatienetwerk 502V bedraagt. Het gekozen type heeft een DC-rating van 1kV en voldoet daarmee aan de vereisten. Door 6 parallelle takken van 4 condensatoren in serie te nemen, wordt de waarde van de condensatorbank 1,5nF. Die configuratie beperkt ook de maximale spanning over één condensator tot 125,5V en de maximale stroom doorheen één condensator wordt beperkt tot 0,95A.

Zowel het primair als het secundair LC-compensatienetwerk werd uitgevoerd op een PCB om de benodigde kabellengte te reduceren. Op het PCB werden brede sporen toegepast om de parasitaire weerstand te beperken en de stroomcapaciteit te verhogen. Daarnaast werden scherpe hoeken vermeden parasitaire effecten te minimaliseren.

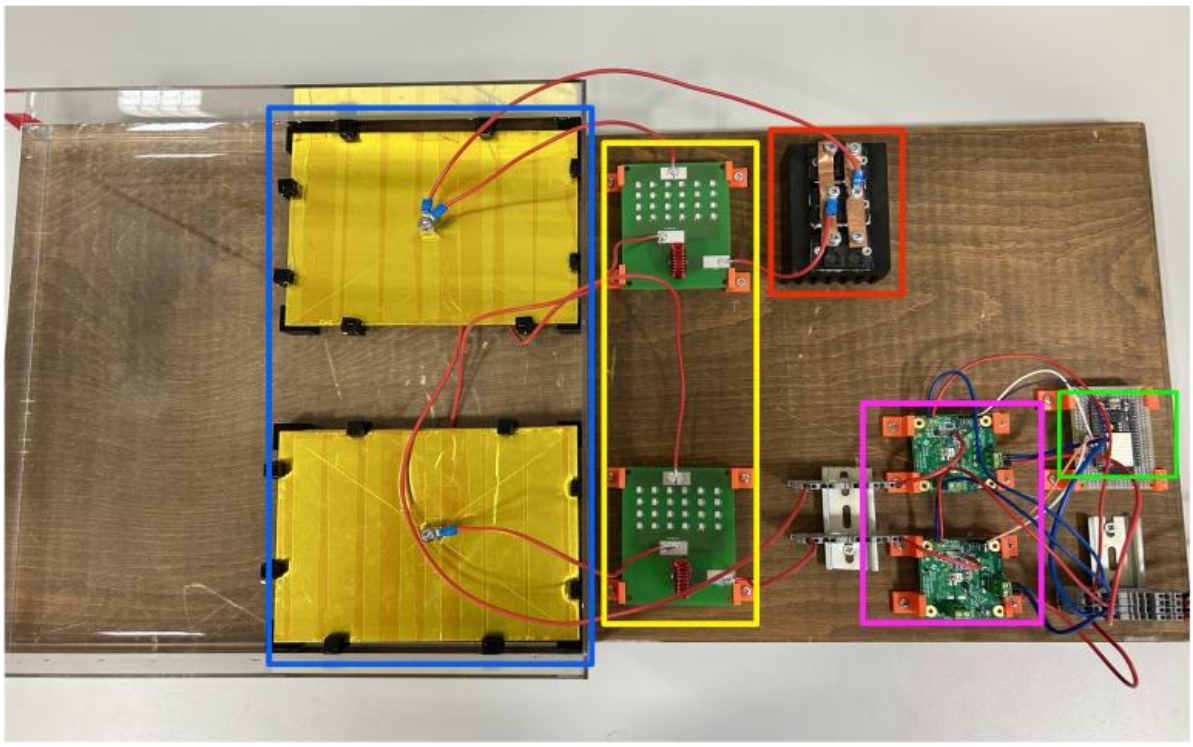
De belastingsweerstand werd gerecupereerd van een demo-opstelling uit voorgaand onderzoek, waar 180W werd gedissipeerd over de belasting [4].

Tabel 4-4 biedt een overzicht van de gebruikte componenten voor de demo-opstelling.

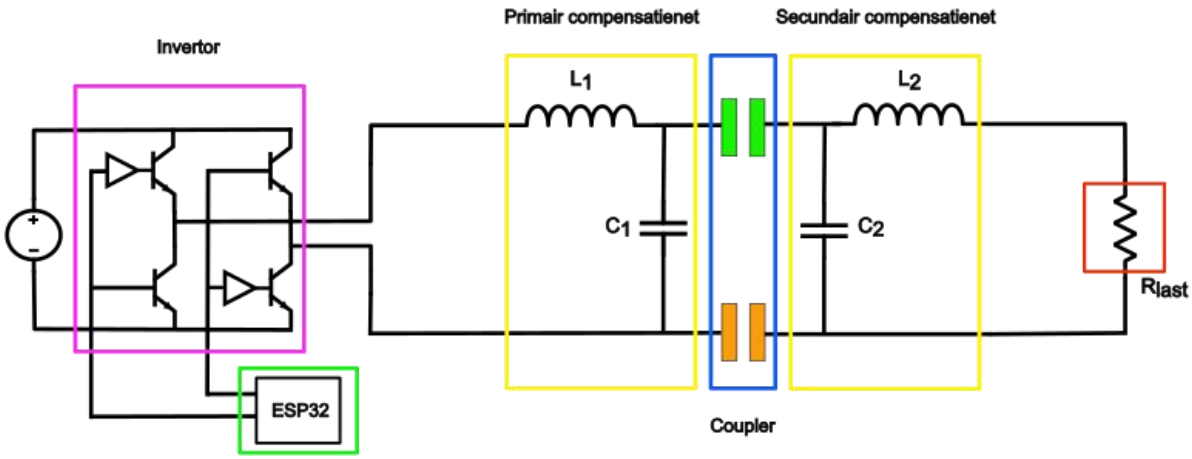
Tabel 4-4: Gebruikte componenten

Component	Waarde	Product
L_1 en L_2	10µH	Coilcraft MA5172-AE
C_1 en C_2	1,5nF	24x Kemet MLCC - SMD/SMT 1kV 1000pF COG 1812 5%
R_{last}	10Ω	3x TE Connectivity 100W BDS series
Invertor	-	2x Texas Instruments LMG1205HBEVM
Sturing	-	ESP32-WROVER-E

De gehele opstelling is te zien op Figuur 4-2a en het bijhorend equivalent schema is te zien op Figuur 4-2b.



(a)

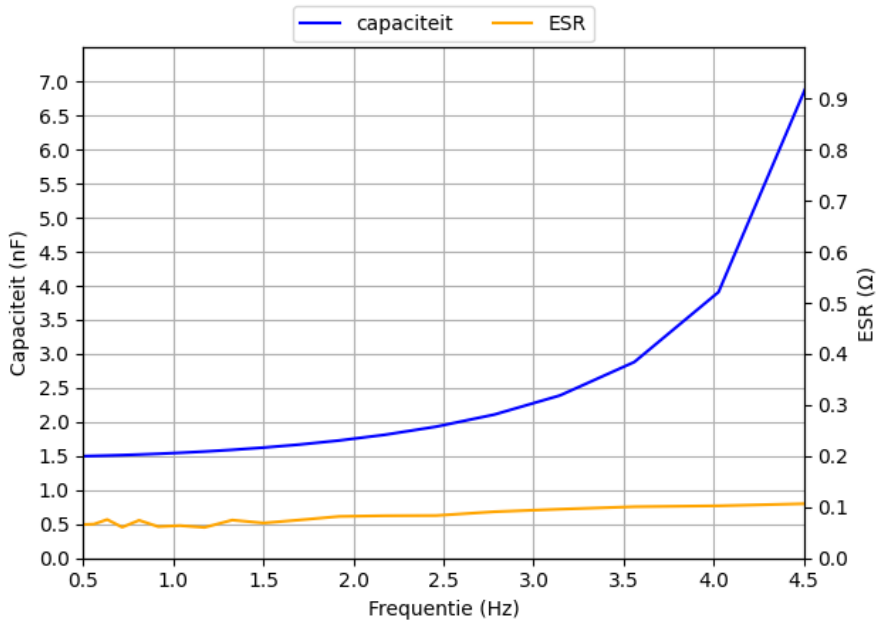


(b)

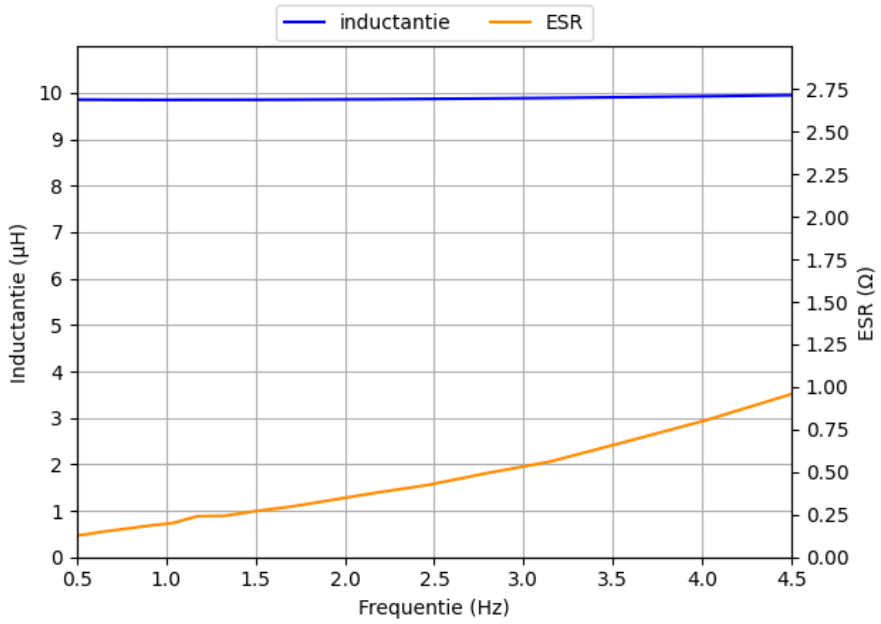
Figuur 4-2: Onderwater CWPT-opstelling (a) equivalent schema van de opstelling (b)

4.2 Validatie

De demo-opstelling wordt gevalideerd door praktische metingen te vergelijken met simulatiemodellen in PLECS. Voorafgaand aan de metingen en simulaties werden de elementen van het compensatienetwerk opgemeten met behulp van de Wayne Kerr 6500B impedance analyzer.



Figuur 4-3: Capaciteit en ESR in functie van de frequentie voor C_1 en C_2



Figuur 4-4: Inductantie en ESR in functie van de frequentie voor L_1 en L_2

Uit Figuur 4-3 en Figuur 4-4 worden de waarden voor de componenten van het compensatienet afgelezen om te gebruiken in simulaties. Voor L_1 en L_2 wordt een inductantie van 10µH en een

ESR van 0,25Ω gekozen. Voor C_1 en C_2 wordt een capaciteit van 1,5nF en een ESR van 0,07Ω gekozen. De parasitaire weerstand van de componenten wordt ook in theoretische simulatie meegenomen om het systeem te benaderen op componentniveau zodat verschillende couplermodellen kunnen worden vergeleken zonder invloed van de gebruikte componenten.

De validatie van de opstelling bestaat uit verschillende metingen:

- Meting bij coupler met 2mm lucht als diëlektricum en 10V DC ingangsspanning:
    - Curve gemiddeld uitgangsvermogen.
- Meting bij coupler met 4mm water als diëlektricum en 25V DC ingangsspanning:
    - Curve gemiddeld uitgangsvermogen.
    - Curve AC-AC efficiëntie.
- Meting bij coupler met 4mm water als diëlektricum en 48V DC ingangsspanning:
    - Maximaal gemiddeld uitgangsvermogen bij resonantie.
    - AC-AC efficiëntie bij resonantie.

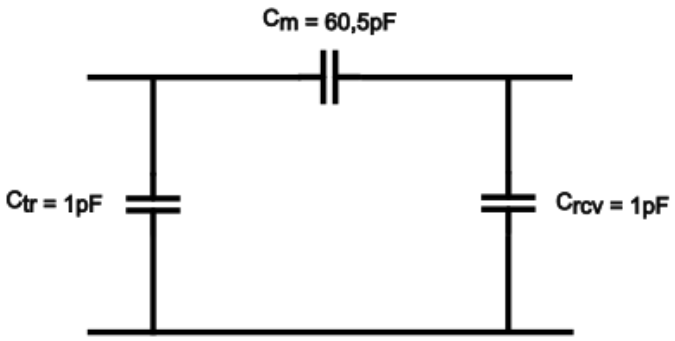
Tabel 4-5 biedt een overzicht van de gebruikte meetapparatuur.

Tabel 4-5: Gebruikte meetapparatuur

Probe	Artikel	Bandbreedte	Maximum
Spanning / differentieel	Micsig DP10007	100MHz	700V
Stroom	Tektronix TCP312A	100MHz	30A
Data-acquisitie	Tektronix MSO 5054B	500MHz	5Gs/s

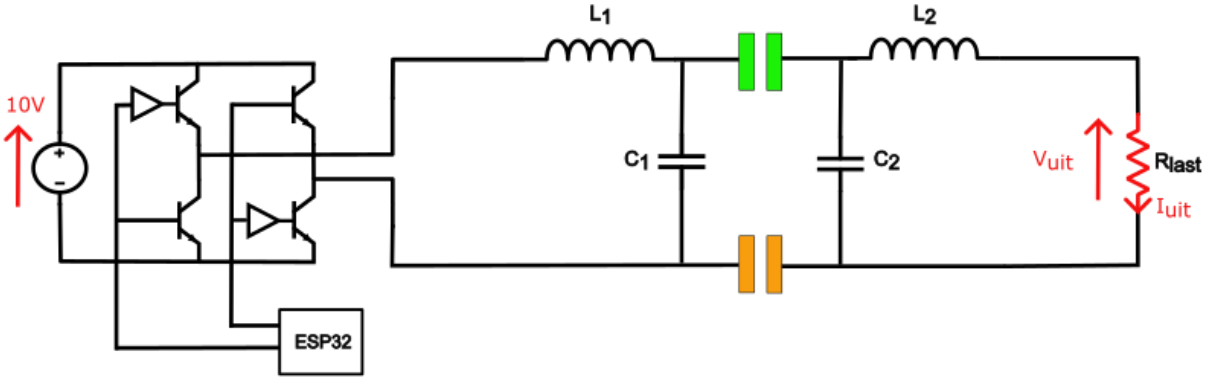
4.2.1 Coupler in lucht

Om de correcte werking van de demo-opstelling te verifiëren, wordt ervoor geopteerd om het systeem en de simulaties eerst te valideren voor een coupler met 2mm lucht als diëlektricum. De coupler wordt gemodelleerd met het equivalent pi-model, zoals geïllustreerd op Figuur 2-4. De coupler wordt symmetrisch verondersteld, waardoor (2-6), (2-7) en (2-8) van toepassing zijn. Aan de hand van de verzamelde meetdata, besproken in 3.3.1, wordt het equivalent pi-model berekend. Het model wordt geïllustreerd op Figuur 4-5. Een rekenvoorbeeld is opgenomen in Bijlage C.



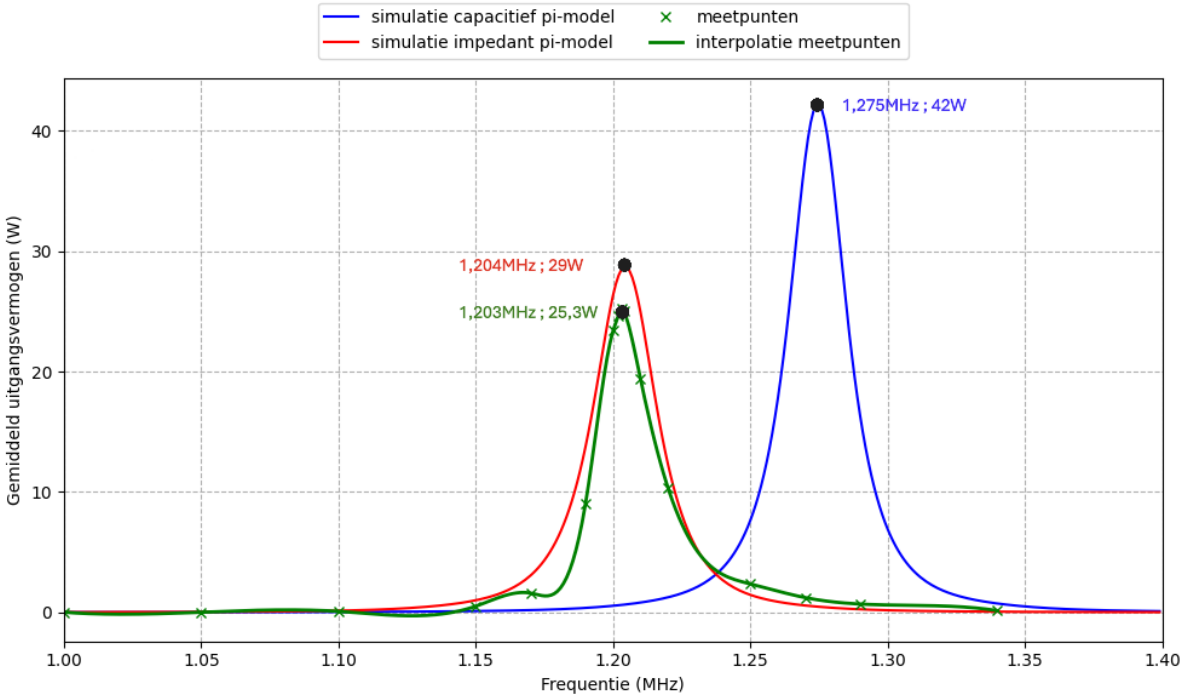
Figuur 4-5: Capacitief pi-model 4-platen coupler met 2mm lucht tussen de platen

Er wordt een vermogencurve opgemeten en vergeleken met simulaties in PLECS, waarin het pi-model, afgebeeld op Figuur 4-5, werd geïntegreerd. Het systeem krijgt 10V DC ingangsspanning. De opgemeten parameters worden in rood weergegeven op Figuur 4-6.



Figuur 4-6: Meetschema gemiddeld uitgangsvermogen bij coupler met 2mm lucht als diëlektricum en 10V DC ingangsspanning

De vermogencurves uit PLECS en de praktisch opgemeten vermogencurve worden afgebeeld op Figuur 4-7. Het uitgangsvermogen is het vermogen dat wordt gedissipeerd over de last, die met rood omkaderd is op Figuur 4-2.



Figuur 4-7: Gemiddeld uitgangsvermogen in functie van de frequentie bij een coupler met 2mm lucht tussen de platen en 10V DC-voeding

Op Figuur 4-7 is te zien dat de theoretische simulatie (blauwe curve) een afwijking kent van 39,8% en 5,6% ten opzichte van de opgemeten curve (groene curve) voor respectievelijk: het uitgangsvermogen en de resonantiefrequentie. De afwijking ten opzichte van de praktijk is te wijten aan bijkomende inductantie en weerstand, geïntroduceerd door de kabels waarmee het circuit verbonden is.

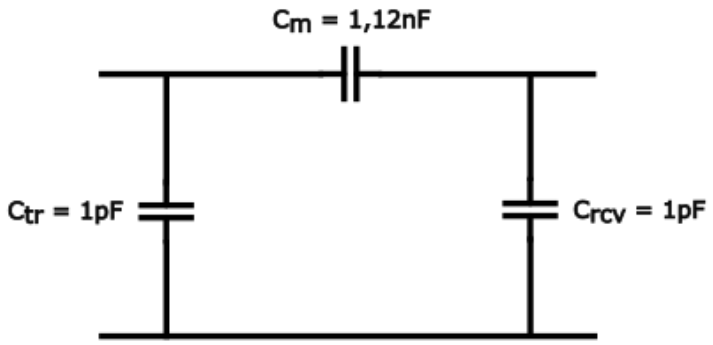
De parasitaire effecten van de kabel, zijnde inductantie en weerstand, worden in de simulatie toegevoegd aan de compensatie-inductanties L_1 en L_2 en hun ESR. Zo wordt de theoretische simulatie aangepast aan de praktijk (rode curve). Na doorvoeren van de aanpassing bedraagt de afwijking van het uitgangsvermogen en de resonantiefrequentie ten opzichte van de opgemeten curve (groene curve) 12,8% en 0,08%.

Uit de metingen, voorgesteld op Figuur 4-7, volgt dat een CWPT-systeem met lucht tussen de couplerplaten kan worden gemodelleerd met het equivalent pi-model dat enkel de hoofd- en kruiscapaciteit tussen de platen in acht neemt. Dat model is afgebeeld op Figuur 4-5. Om afwijkingen tussen simulatie en praktijk te vermijden, dient extra inductantie en weerstand te worden toegevoegd om de kabelverbindingen in rekening te brengen.

4.2.2 Coupler ondergedompeld in water

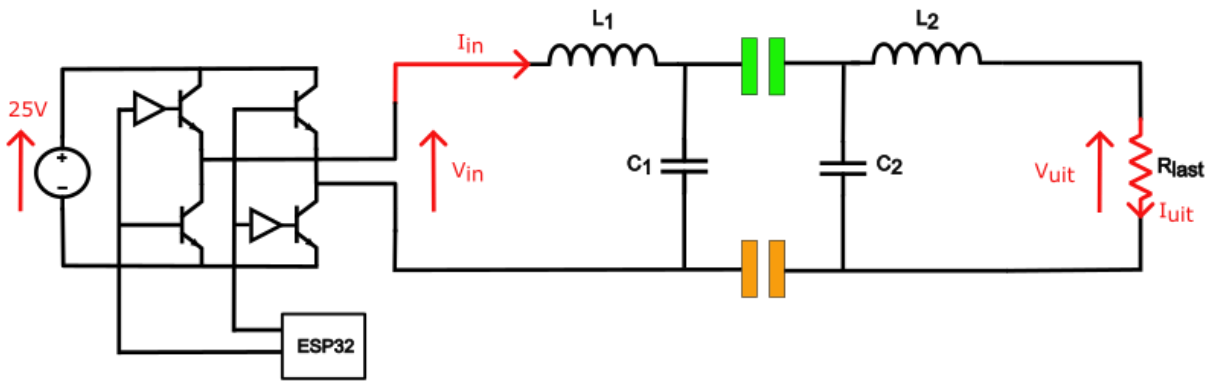
Na validatie van de PLECS-simulaties en de opstelling in lucht, kan de opstelling worden gevalideerd in water. Zoals beschreven in sectie 4.1, werd de opstelling ontworpen met als doel 150W te transporteren doorheen 4mm osmosewater naar een resistieve belasting.

De coupler wordt opnieuw symmetrisch verondersteld waardoor het equivalent pi-model kan worden berekend met behulp van (2-6), (2-7) en (2-8) en de meetdata, besproken in 3.3.2. Het resultaat wordt afgebeeld op Figuur 4-8. Een rekenvoorbeeld is opgenomen in Bijlage C.



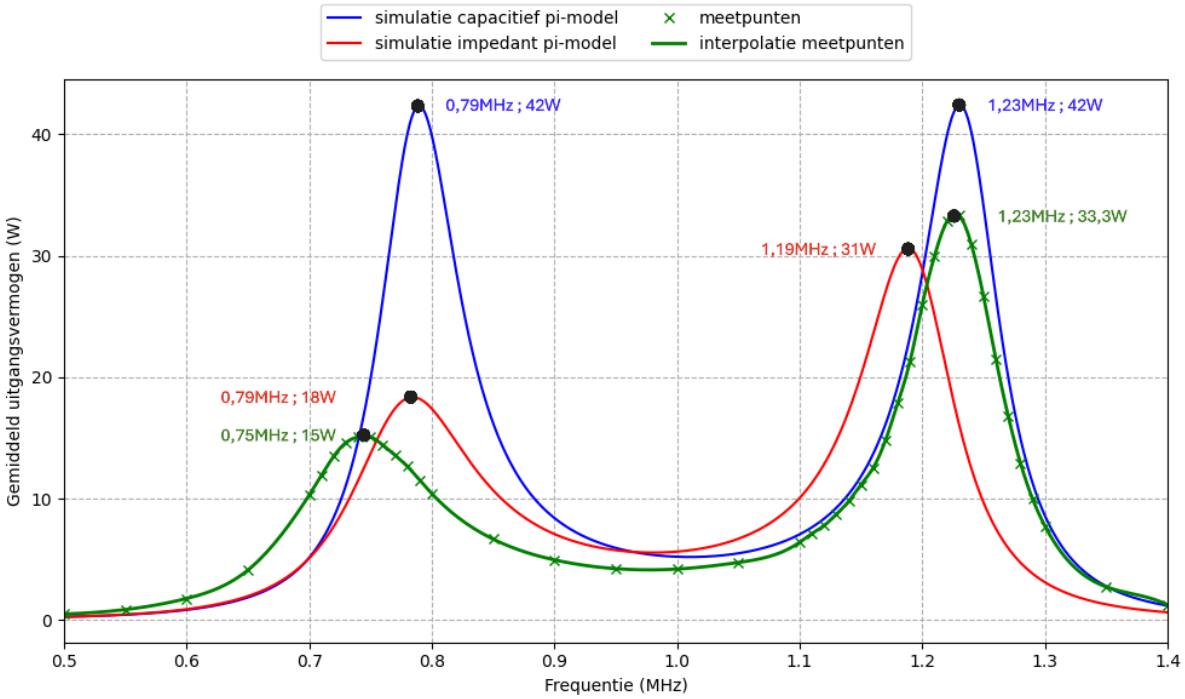
Figuur 4-8: Capacitief pi-model 4-platen coupler met 4mm water tussen de platen

Eerst worden een vermogen- en een efficiëntiecurve opgemeten bij verlaagde spanning en vergeleken met simulaties in PLECS, waarin het pi-model, afgebeeld op Figuur 4-8, werd geïntegreerd. Het systeem krijgt 25V DC ingangsspanning. De opgemeten parameters worden in rood weergegeven op Figuur 4-9. Bij gebrek aan geschikte stroomprobes werden het in- en uitgangsvermogen niet simultaan opgemeten.



Figuur 4-9: Meetschema gemiddeld uitgangsvermogen en efficiëntie bij coupler met 4mm water als diëlektricum en 25V DC ingangsspanning

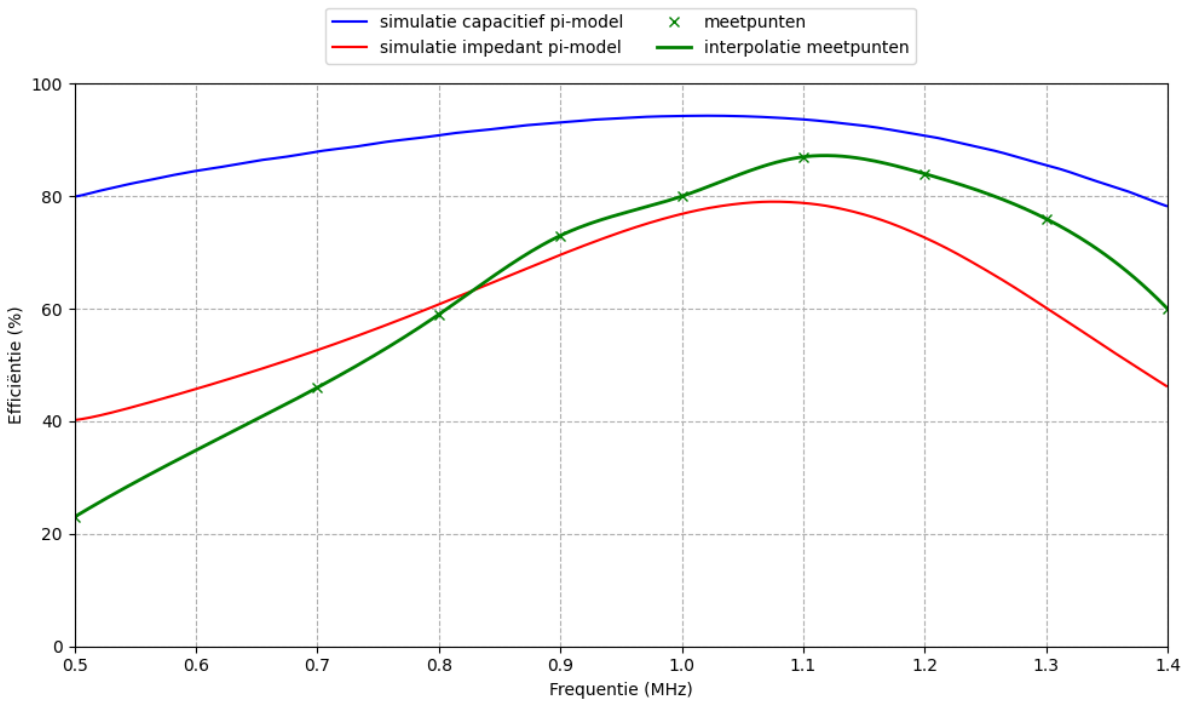
De vermogen- en efficiëntiecurves uit PLECS en de praktisch opgemeten vermogen- en efficiëntiecurve worden afgebeeld op Figuur 4-10 en Figuur 4-11. Het uitgangsvermogen is het vermogen dat wordt gedissipeerd over de last, die met rood omkaderd is op Figuur 4-2.



Figuur 4-10: Uitgangsvermogen in functie van de frequentie bij een coupler met 4mm water tussen de platen en 25V DC-voeding

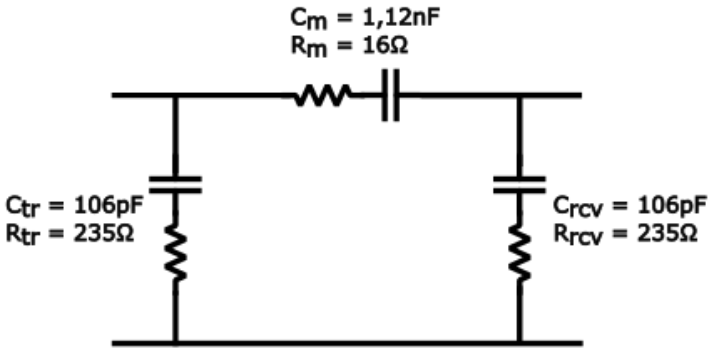
Op Figuur 4-10 is te zien dat de simulatie met het capacitief pi-model (blauwe curve) een afwijking kent van 64,3% en 5% ten opzichte van de opgemeten curve (groene curve) voor respectievelijk: het gemiddeld uitgangsvermogen en de resonantiefrequentie bij de eerste resonantiepiek op 790kHz. Bij de tweede resonantiepiek op 1,23MHz is de afwijking 20,7% voor het gemiddeld uitgangsvermogen. Er is geen afwijking ten opzichte van de resonantiefrequentie bij de meting.

Op basis van de metingen, voorgesteld op Figuur 4-10, kan worden besloten dat het capacitief pi-model, zoals afgebeeld op Figuur 4-8, niet volstaat om een CWPT-systeem te modelleren waarbij de coupler is ondergedompeld in water.



Figuur 4-11: Efficiëntie in functie van de frequentie bij een coupler met 4mm water tussen de platen en 25V DC-voeding

Om het simulatiemodel beter af te stemmen op de geleidingsverliezen in het water, wordt overgeschakeld op het impedant pi-model, zoals besproken bij 2.2.3. Het model, afgebeeld op Figuur 4-12, wordt berekend met (2-25), (2-26) en (2-27) en de meetdata, besproken in 3.3.2. Een rekenvoorbeeld is opgenomen in Bijlage D.



Figuur 4-12: Impedant pi-model 4-platen coupler met 4mm water tussen de platen

Op Figuur 4-10 is te zien dat de simulatie met het impedant pi-model (rode curve) een afwijking kent van 16,7% en 5% ten opzichte van de opgemeten curve (groene curve) voor respectievelijk: het gemiddeld uitgangsvermogen en de resonantiefrequentie bij de eerste resonantiepiek op 790kHz. Bij de tweede resonantiepiek op 1,19MHz is de afwijking 7,4% voor het gemiddeld uitgangsvermogen en 3,4% voor de resonantiefrequentie.

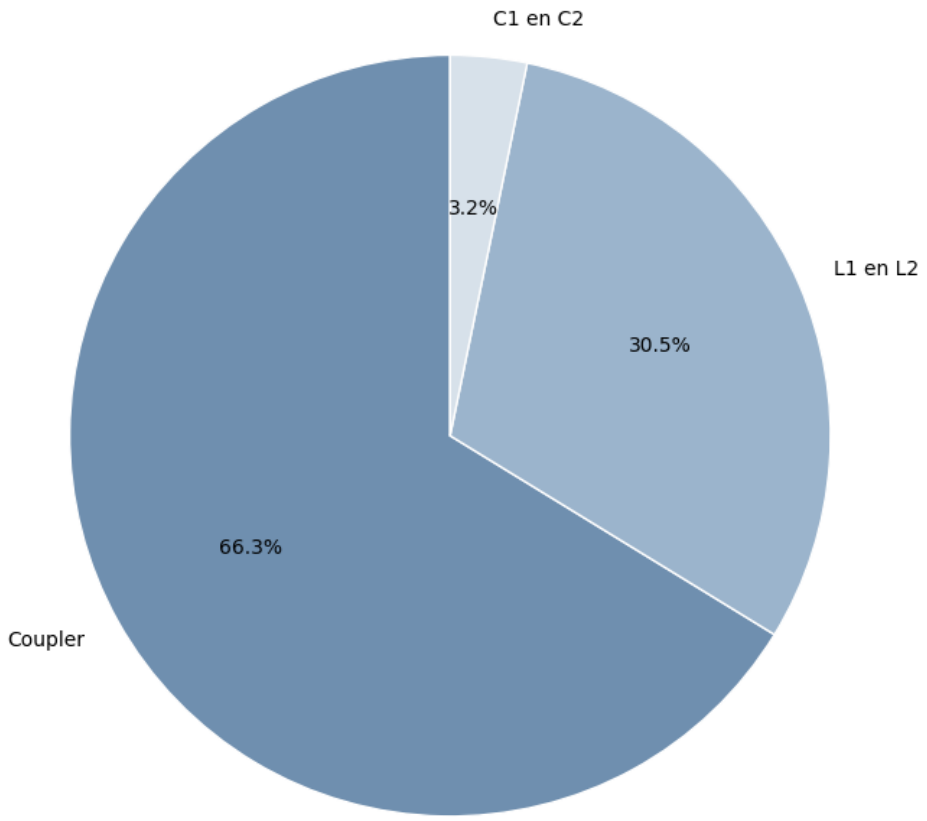
Op basis van de metingen, voorgesteld op Figuur 4-10, kan worden besloten dat het impedant pi-model, zoals afgebeeld op Figuur 4-12, wel geschikt is om een CWPT-systeem te modelleren waarbij de coupler is ondergedompeld in water.

Tot slot wordt de vermogen- en efficiëntiemeting opnieuw uitgevoerd, met een verhoogde DC ingangsspanning van 48V, op het punt van maximaal, gemiddeld uitgangsvermogen. Op Figuur 4-10 (groene curve) is te zien dat dat desbetreffende punt zich situeert op 1,23MHz. De vergelijking tussen de praktische meetwaarden en de simulatiewaarden met het impedant pi-model in PLECS is opgenomen in Tabel 4-6.

Tabel 4-6: Vergelijking meet- en simulatiewaarden voor meting bij 1,23MHz met 48V DC ingangsspanning

Parameter	Praktijk	Simulatie	Afwijking
$f_{resonantie}$	1,23MHz	1,19MHz	3,36%
V_{in} (RMS)	47,75V	48V	0,52%
I_{in} (RMS)	3,45A	3,63A	4,96%
P_{in} (gemiddeld)	144,10W	153,15W	5,90%
V_{uit} (RMS)	34,87V	33,57V	3,87%
I_{uit} (RMS)	3,48A	3,36A	3,57%
P_{uit} (gemiddeld)	120,80W	112,78W	7,03%
η_{AC-AC}	83,83%	73,64%	13,83%

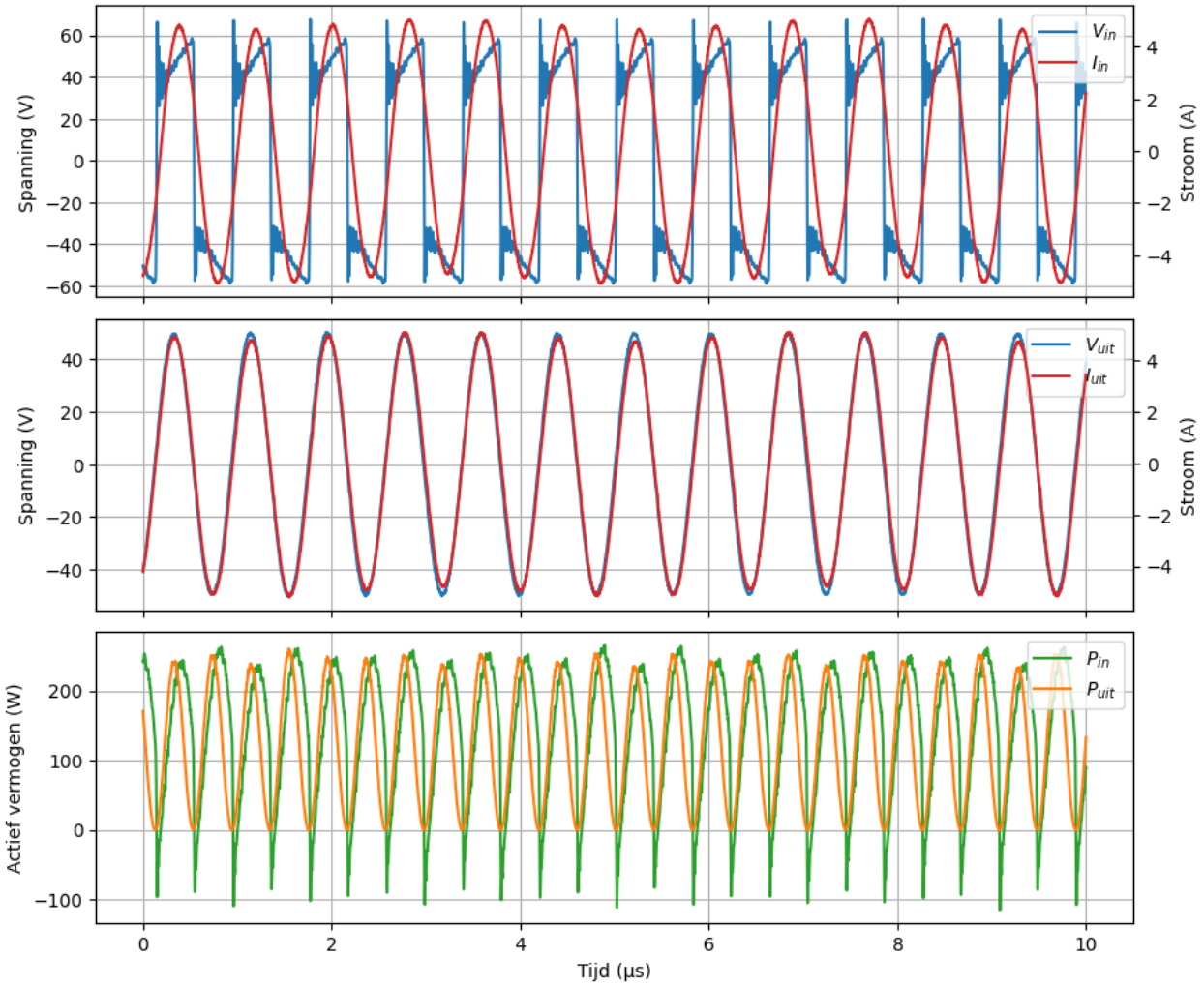
Uit Tabel 4-6 volgt dat de gebouwde onderwater CWPT-opstelling in staat is om een gemiddeld vermogen van 120,8W te transporteren doorheen 4mm osmosewater naar een resistieve belasting met een AC-AC efficiëntie van 83,83%.



Figuur 4-13: Verdeling van het verloren actief vermogen uit PLECS-simulatie bij 1,19MHz

Op basis van de PLECS-simulatie werd, voor het punt van maximaal vermogen zoals weergegeven in Tabel 4-6, onderzocht waar in het CWPT-systeem het actief vermogen verloren gaat. Uit Tabel 4-6 volgt dat er gemiddeld 40,37W aan actief vermogen niet wordt overgedragen aan de belasting. Figuur 4-13 illustreert dat 66,3% van de verliezen gedissipeerd wordt in de coupler als gevolg van ionische geleiding. Het gedissipeerd actief vermogen in de coupler is de som van het actief vermogen gedissipeerd in R_m, R_{tr} en R_{rcv}, zoals afgebeeld op Figuur 4-12. Er kan besloten worden dat de coupler de grootste bron van verliezen vormt, gevolgd door de compensatie-inductanties L_1 en L_2, waar 30,5% van de verliezen gedissipeerd wordt.

Tot slot worden de opgenomen golfvormen van de praktische meting bij 1,23MHz met 48V DC ingangsspanning weergegeven op Figuur 4-14.



Figuur 4-14: Golfvormen V_{in}, I_{in}, V_{uit}, I_{uit}, P_{in} en P_{uit} bij 1,23MHz en 48V DC ingangsspanning

4.3 Discussie

De resultaten uit sectie 4.2 zijn het resultaat van verschillende vereenvoudigingen in het ontwerp. Om meer duiding te geven aan de bekomen resultaten wordt teruggekoppeld naar het capacitief draadloos opladen van een elektrisch aangedreven boot, afgebeeld op Figuur 1-3.

Tabel 4-6 geeft aan dat de demo-opstelling in staat is om 120,8W te verplaatsen doorheen 4mm osmosewater naar een resistieve last met een AC-AC rendement van 83,83% bij een ingangsspanning van 48V. Om de batterijen van de elektrische boot op te laden, dient een gelijkrichter te worden toegevoegd aan het systeem. In die configuratie is het DC-DC rendement van belang. Hiervoor moet ook het rendement van de invertor en de gelijkrichter in rekening worden gebracht. Stel dat beide een rendement hebben van 95%, dan daalt het totale systeemrendement tot 75,66%.

Er dient ook te worden opgemerkt dat het laadstation van een elektrisch boot werkt in kanaal- of zeewater dat meer vervuild is en beter geleidend dan osmosewater, zoals aangegeven in Tabel 2-1. Zoals geïllustreerd op Figuur 4-13, wordt 66,3% van het verloren actief vermogen bij de demo-opstelling gedissipeerd in de coupler. Aangezien de coupler de voornaamste bron van verliezen vormt, is verder onderzoek naar het effect van meer vervuild of geleidend water op het CWPT-systeem noodzakelijk. Daarnaast is ook de temperatuursvariatie van het kanaal- of zeewater doorheen het jaar van belang aangezien de permittiviteit, zoals aangehaald in paragraaf 2.2.2, temperatuursafhankelijk is.

De demo-opstelling werd ook vereenvoudigd op vlak van uitlijning. Het systeem werkt in een statische omgeving waar de plaatafstand en de uitlijning ten opzichte van elkaar nooit wijzigt. Een elektrische boot zal echter nooit volledig stil liggen daar ze onderhevig is aan de wind en eventueel golfslag of stroming. Die factoren maken het in de praktijk uitdagend om de plaatafstand en de uitlijning constant te houden.

Het watertype, de plaatafstand en de uitlijning beïnvloeden de hoofdcapaciteit C_{hoofd} en bijhorende ESR. Uit (2-25), (2-26) en (2-27) volgt dat ze de parameters van het impedant pi-model, zoals voorgesteld op Figuur 4-12, beïnvloeden. De effecten van het wijzigen van de parameters uit het impedant pi-model werden opgenomen in Bijlage E. Zonder hier diepgaand op in te gaan, kan gesteld worden dat wijzigingen in watertype, plaatafstand en uitlijning leiden tot wijzigingen in de systeemprestaties. Met het oog op commercialisatie van onderwater CWPT-systemen voor applicaties zoals een elektrische boot, vormt dit een nadeel. Een commercieel systeem dient echter onder variërende omstandigheden zijn prestaties te behouden zodat het breed inzetbaar is.

De keuze voor een werking op resonantie, zoals te zien op Figuur 4-10, vormt eveneens een uitdaging naar commercialisatie toe. Om een robuust, stabiel systeem te garanderen moet het systeem onder alle bedrijfsomstandigheden in resonantie werken. Werking uit resonantie leidt tot een daling in uitgangsvermogen. Daarnaast toont Figuur 4-11 aan dat de AC-AC efficiëntie varieert in functie van de frequentie. Dit vormt een nadeel voor de robuustheid en stabiliteit van de toepassing.

Algemeen kan worden besloten dat de demo-opstelling een bewijs is dat onderwater CWPT werkt. Om de demo-opstelling te vertalen naar een commerciële toepassing is verdere technologische ontwikkeling noodzakelijk.

4.4 Conclusie

Dit hoofdstuk gaf toelichting bij de dimensionering van de onderwater CWPT-opstelling. Hierbij lag de nadruk op de optimale keuze van de componenten voor het dubbel LC-compensatienetwerk met behulp van de T-parameters bibliotheek [23].

Vervolgens werd de correcte werking van de demo-opstelling geverifieerd door vermogensmetingen bij 10V DC ingangsspanning en 2mm lucht als diëlektricum. De afwijkingen voor het uitgangsvermogen en de resonantiefrequentie bedroegen 39,8% en 5,6% ten opzichte van de simulatie met het capacitief pi-model. Door extra inductantie en weerstand, veroorzaakt door de bekabeling, toe te voegen aan de compensatie-inductanties en bijhorende ESR werden de afwijkingen gereduceerd tot 12,8% en 0,08%.

Na de verificatie met lucht als diëlektricum, werd overgegaan naar 4mm osmosewater als diëlektricum. Bij 25V DC ingangsspanning werden een vermogen- en efficiëntiecurve opgemeten. Na vergelijking met de simulatiewaarden uit PLECS met het capacitief pi-model, bleken de afwijkingen te groot. Het capacitief pi-model volstaat niet om een onderwater CWPT-opstelling te modelleren. Het capacitief pi-model werd vervangen voor de impedante variant, waar met een serieweerstand rekening wordt gehouden met geleidingsverliezen in het water. De afwijking bedroeg 16,7% voor het gemiddeld uitgangsvermogen en 5% voor de resonantiefrequentie bij de eerste resonantiepiek op 790kHz. Bij de tweede resonantiepiek op 1,19MHz bedroegen de afwijkingen 7,4% en 3,4%.

Het gemiddeld uitgangsvermogen en de efficiëntie werden opnieuw opgemeten op het punt van maximaal vermogen. Hierbij werd de DC ingangsspanning verhoogd tot 48V. Uiteindelijk werd met de demo-opstelling 120,8W overgedragen bij een resonatiefrequentie van 1,23MHz en met een AC-AC-efficiëntie van 83,8%. Van de totale AC-AC-verliezen werd 66,3% gedissipeerd in de coupler als gevolg van ionische geleiding.

Tot slot kan worden besloten dat de demo-opstelling een bewijs is van het concept: CWPT in water, maar om de demo-opstelling te vertalen naar een commerciële toepassing is verdere technologische ontwikkeling noodzakelijk.

5 CONCLUSIE EN VERDER ONDERZOEK

5.1 Conclusie

Deze masterproef richtte zich op de simulatie en bouw van een opstelling, geschikt voor capacitieve draadloze vermogensoverdracht in water.

Deze masterproef vertrok vanuit de centrale onderzoeksvraag hoe water als diëlektrisch medium de performantie van een capacitief WPT-systeem beïnvloedt. Om een antwoord te formuleren op deze vraag werd eerst de werking en de opbouw van een capacitief WPT-systeem onderzocht, gevolgd door een studie van de diëlektrische eigenschappen van water. Vervolgens werd experimenteel nagegaan met welke eigenschappen van water rekening moet worden gehouden bij het ontwerp van een onderwater CWPT-opstelling en hoe de meetresultaten zich verhouden tot de theoretische modellen en simulaties.

In het tweede hoofdstuk wordt een literatuurstudie gemaakt omtrent de diëlektrische eigenschappen van water. In tegenstelling tot lucht, gedraagt water zich niet altijd als zuiver diëlektrisch medium. Afhankelijk van de hoeveelheid opgeloste ionen kan water zich ook als geleidend medium gedragen. Uit de literatuurstudie volgt dat diëlektrische en geleidingsverliezen de voornaamste verliescomponenten zijn in een waterig medium. Het begrip ‘verplaatsingsstroom’ werd verklaard met behulp van de wetten van Maxwell. Vervolgens werd de imaginaire permittiviteit geïntroduceerd om aan te tonen dat ohmse verliezen ten gevolge ionische geleiding in water sterker optreden bij lage frequenties. Naarmate de frequentie stijgt, gedraagt water zich meer als capacitief medium. Daarnaast werd met behulp van grootteordeberekeningen aangetoond dat diëlektrische verliezen, zoals beschreven met de Debye-verliesmodel, geen rol spelen binnen het frequentiebereik van CWPT. Tot slot werd ook het effect van interfaciale polarisatie uitgesloten.

In het derde hoofdstuk worden de capaciteits- en weerstandsmetingen, uitgevoerd met de Wayne Kerr 6500B Impedance Analyzer, gepresenteerd en besproken. De metingen vormen de basis voor de opbouw van simulatiemodellen in PLECS. De correcte werking van de meetopstelling werd gecontroleerd door metingen op de coupler in lucht. Vervolgens werden de aluminium couplerplaten geïsoleerd met kaptontape en ondergedompeld in osmosewater. Uit de metingen volgt dat de kapton isolatie zorgt voor een verlaging van de hoofdcapaciteit in water. Daarnaast werd aangetoond dat de verliezen ten gevolge van ionische geleiding, gemodelleerd als ESR, belangrijk zijn voor een coupler in water. De ESR tussen één paar couplerplaten, bij 2mm afstand en een frequentie van 1MHz, was 3,5 keer groter in water dan in lucht. Tot slot werd ook de kruiscapaciteit opgemeten. Bij 2mm plaatafstand en een frequentie van 1MHz was de kruiscapaciteit 87 keer groter in water dan in lucht. Hieruit wordt geconcludeerd dat de verliescomponent ten gevolge van ionische geleiding, gemodelleerd als ESR, en de kruiscapaciteit tussen de platen in water niet verwaarloosd mogen worden.

In het vierde hoofdstuk worden de theoretische resultaten experimenteel gevalideerd. Aan de hand van een optimalisatiescript gebaseerd op T-parameters en de meetdata uit het derde hoofdstuk, werd een CWPT-opstelling gedimensioneerd met als doel 150W moet overbrengen in osmosewater. Vervolgens werden PLECS-simulaties uitgevoerd met de praktische

componentwaarden en het capacitief pi-model voor de 4-platen coupler in zowel lucht als water. Het capacitief pi-model wijkt met 64,3% en 5% af ten opzichte van de praktische meting voor respectievelijk: het gemiddeld uitgangsvermogen en de resonantiefrequentie bij de eerste resonantiepiek. Bij de tweede resonantiepiek bedroegen de afwijking 20,7% en 0%. Op basis van die resultaten werd overgeschakeld naar het impedant pi-model voor de 4-platen coupler om rekening te houden met de geleidingsverliezen in water. De afwijking bedroeg 16,7% voor het gemiddeld uitgangsvermogen en 5% voor de resonantiefrequentie bij de eerste resonantiepiek op 790kHz. Bij de tweede resonantiepiek op 1,19MHz bedroegen de afwijkingen 7,4% en 3,4%. Hieruit kan worden geconcludeerd dat het impedant pi-model, opgebouwd uit een capaciteit en weerstand in serie, geschikt is voor de simulatie van een 4-platen coupler, ondergedompeld in osmosewater.

Uiteindelijk werd met de demo-opstelling 120,8W overgedragen bij een resonatiefrequentie van 1,23MHz en met een AC-AC-efficiëntie van 83,8%. Van de totale AC-AC-verliezen werd 66,3% gedissipeerd in de coupler als gevolg van ionische geleiding.

Tot slot kan aan de hand van de bevindingen uit de vier afzonderlijke hoofdstukken een finaal antwoord worden geformuleerd op de onderzoeksvraag: *Hoe beïnvloedt water als diëlektrisch medium de performantie van een capacitief WPT-systeem?* Water zorgt met zijn relatieve permittiviteit van 80 voor een verhoging van de koppelingscapaciteit in vergelijking met lucht. Daarnaast beïnvloed de keuze van isolatiemateriaal de koppelingscapaciteit. Bij ontwerp van een CWPT-systeem in water dient men enkel rekening te houden met verliezen als gevolg van ionische geleiding. Het capacitief-pi model voor de 4-platen coupler volstaat bijgevolg niet voor de simulatie van een CWPT-systeem in water. Het impedant pi-model is wel geschikt.

5.2 Verder onderzoek

Tijdens deze masterproef werd een demo-opstelling gebouwd als bewijs van het concept van capacitieve draadloze vermogensoverdracht in water. Om de technologie in de toekomst te integreren in reële applicaties, zoals een elektrisch aangedreven boot, is verder onderzoek noodzakelijk.

Deze masterproef richtte zich op vermogensoverdracht doorheen osmosewater. In de praktijk zal de overdracht echter plaatsvinden in kanaal- of zeewater. De modulaire opstelling zou kunnen worden gebruikt om het effect van variatie in watertype te analyseren. Hoe weegt het effect van ionische geleiding door in andere types water? Zijn er andere (diëlektrische) eigenschappen waarmee rekening moet worden gehouden en volstaat het impedant pi-model nog voor de modellering? Met het oog op commercialisatie van onderwater CWPT is het essentieel om de invloed van variabele watertypes en temperatuurschommelingen in kaart te brengen om systemen te ontwikkelen die robuust zijn in alle omstandigheden.

Het opgewekte vermogen werd gedissipeerd over een resistieve last. In de praktijk wenst men het opgewekte vermogen te gebruiken om bijvoorbeeld batterijen op te laden. Hiervoor moet een gelijkrichter worden toegevoegd aan het systeem. In tegenstelling tot een resistieve last, gedraagt een last met schakelende voeding zich niet lineair. De complexe impedantie kan frequentieafhankelijk zijn. Verder onderzoek naar het effect van niet-lineaire belastingen op een onderwater CWPT-systeem is nodig. Hoe simuleert men een CWPT-systeem met niet-lineaire belasting en wat is de invloed op de systeemefficiëntie?

Tot slot is ook onderzoek naar veiligheid voor de gebruiker en de omgeving van belang. Er wordt gewerkt op hoge frequenties. Wordt er voldaan aan de normen omtrent elektromagnetische interferentie en wat is de invloed van elektrische velden op het onderwaterleven? Spanningen over de componenten kunnen bij CWPT hoog oplopen. Zoals weergegeven in Tabel 4-3, loopt de piekspanning over compensatie-inductantie L_1 bijvoorbeeld op tot meer dan 500V. Indien de toepassing wordt ontwikkeld voor hogere vermogens, kunnen de spanningen over componenten ook toenemen. Hoe kan men gevaarlijke spanningen beperken of ervoor zorgen dat CWPT-systemen veilig zijn voor gebruikers zonder gedegen voorkennis?

Referenties

[1] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, en C. Cecati, “Wireless Power Transfer—An Overview”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, nr. 2, pp. 1044-1058, feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2835378.

[2] C. Lecluyse, B. Minnaert, en M. Kleemann, “A Review of the Current State of Technology of Capacitive Wireless Power Transfer”, *Energies*, vol. 14, nr. 18, p. 5862, sep. 2021, doi: 10.3390/en14185862.

[3] J. Van Mulders *e.a.*, “Wireless Power Transfer: Systems, Circuits, Standards, and Use Cases”, *Sensors*, vol. 22, nr. 15, p. 5573, jan. 2022, doi: 10.3390/s22155573.

[4] C. Lecluyse, “Capacitive wireless power transfer : a matter of materials”, KU Leuven, Ghent, 2024. doi: 10.63028/10067/2123520151162165141.

[5] Y. Liu *e.a.*, “Review on Development and Research of Underwater Capacitive Power Transfer”, *Energies*, vol. 17, nr. 24, p. 6496, jan. 2024, doi: 10.3390/en17246496.

[6] M. Tamura, Y. Naka, K. Murai, en T. Nakata, “Design of a Capacitive Wireless Power Transfer System for Operation in Fresh Water”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, nr. 12, pp. 5873-5884, dec. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2875960.

[7] “Diëlektricum”, *Wikipedia*. 26 mei 2024. Geraadpleegd: 6 april 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://nl.wikipedia.org/w/index.php?title=Di%C3%ABlektricum&oldid=67585691

[8] J. Cappelle, “Transport- en distributienetten 2”. KU Leuven, Gent, 2025.

[9] “Polarisation mechanisms”. Geraadpleegd: 5 april 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://www.doitpoms.ac.uk/tlplib/dielectrics/polarisation_mechanisms.php

[10] “Dipoles Of Water Molecules | A-Level Biology Revision Notes”. Geraadpleegd: 7 april 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://alevelbiology.co.uk/notes/dipoles-of-water-molecules/

[11] S.-S. Kim, “Complex Permittivity and Permeability”, in *Fundamentals and Principles of Electromagnetic Wave Absorbers: From Theory, Design, and Materials to Measurement*, S.-S. Kim, Red., Singapore: Springer Nature, 2025, pp. 69-95. doi: 10.1007/978-981-97-6477-8_4.

[12] “Radiofrequency and Microwave Radiation - Overview | Occupational Safety and Health Administration”. Geraadpleegd: 7 april 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://www.osha.gov/radiofrequency-and-microwave-radiation

[13] “Waterkwaliteit: geleidbaarheid | Ecopedia”. Geraadpleegd: 3 maart 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://www.ecopedia.be/basisinformatie/waterkwaliteit-geleidbaarheid

[14] X. Liu, C. Cai, S. Wu, C. Li, Q. Cui, en X. Ren, “Modeling and Analysis of Undersea Capacitive Power Transfer Based on Conduction Current in Seawater”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, nr. 3, pp. 4640-4651, mrt. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2024.3498063.

[15] Z. Sun, Y. Wang, T. Li, J. Mai, M. Zeng, en D. Xu, “Performance Assessment of Capacitive Power Transfer in Water with Varied Conductivity”, in *2023 IEEE 3rd International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)*, jul. 2023, pp. 1-4. doi: 10.1109/IESES53571.2023.10253747.

[16] X. Zhang en J. Lian, “A Novel Coupler of Capacitive Power Transfer for Enhancing Underwater Power Transfer Characteristics”, *Electronics*, vol. 13, nr. 1, p. 74, jan. 2024, doi: 10.3390/electronics13010074.

[17] M. Urano, K. Ata, en A. Takahashi, “Study on underwater wireless power transfer via electric coupling with a submerged electrode”, in *2017 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai (IMFEDK)*, jun. 2017, pp. 36-37. doi: 10.1109/IMFEDK.2017.7998030.

[18] H. Mahdi, B. Hoff, P. G. Ellingsen, en T. Østrem, “Conformal Transformation Analysis of Capacitive Wireless Charging”, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 105621-105630, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3210960.

[19] H. L. Krauss, C. W. Bostian, en F. H. Raab, *Solid state radio engineering*. New York: Wiley, 1980.
[20] “Elektronica-hobby blog van Jos Verstraten (708 artikelen): Know-how: coaxiale kabels”, Elektronica-hobby blog van Jos Verstraten (708 artikelen). Geraadpleegd: 10 april 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://verstraten-elektronica.blogspot.com/p/coaxiale-kabels.html
[21] “Precision Impedance Analyzers 6500B Series Fixtures and cables”. Wayne Kerr Electronics.
[22] “American Durafilm - KAPTON® Film - Physical Properties of KAPTON®”. Geraadpleegd: 26 april 2026. [Online]. Beschikbaar op: http://mu2e.phy.duke.edu/cw/misc/0404_kapton_properties.cfm.htm
[23] C. Lecluyse, *CedricLecluyse/CPT_T_lib*. (24 oktober 2024). Python. Geraadpleegd: 2 mei 2026. [Online]. Beschikbaar op: https://github.com/CedricLecluyse/CPT_T_lib
[24] FOD Economie, “Algemeen Reglement op de Elektrische Installaties (AREI), Bijlage 2. Boek 2. Installaties op hoogspanning”, FOD Economie, Brussel, okt. 2025.
[25] R. Demares, “Compensatienetwerken voor capacitieve draadloze vermogensoverdracht”, KU Leuven, Gent, 2024.
[26] “Electrical and Magnetic Properties of Rocks, Soils and Fluids”, in *Ground Penetrating Radar Theory and Applications*, Elsevier, 2009, pp. 41-72. doi: 10.1016/B978-0-444-53348-7.00002-8.

Bijlagen

Bijlage A	Rekenvoorbeeld Debye-model
Bijlage B	Rekenvoorbeeld T-parameters
Bijlage C	Rekenvoorbeeld capacitief pi-model coupler
Bijlage D	Rekenvoorbeeld impedant pi-model coupler
Bijlage E	Effect van parameters uit het pi-model op het uitgangsvermogen
Bijlage F	PLECS-simulaties (elektronisch beschikbaar)
Bijlage G	Pythonscripts (elektronisch beschikbaar)
Bijlage H	Meetdata (elektronisch beschikbaar)
Bijlage I	Gedragscode en transparantieverklaring voor het gebruik van genAI (elektronisch beschikbaar)

Bijlage A REKENVOORBEELD DEBYE-MODEL

Gegeven:

Zuiver water, 25°C bij 5MHz

$\varepsilon_s = 81$ [26]

$\varepsilon_\infty = 5{,}6$ [26]

$\tau = 8{,}28\text{ps}$ [26]

Berekening:

$$\xRightarrow{(2-21)} \varepsilon' = 5{,}6 + \frac{81 - 5{,}6}{1 + (5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot (8{,}28 \cdot 10^{-12})^2)} = 81 \qquad \text{A-1}$$

$$\xRightarrow{(2-22)} \varepsilon'' = \frac{5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot (8{,}28 \cdot 10^{-12}) \cdot (81 - 5{,}6)}{1 + (5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot (8{,}28 \cdot 10^{-12})^2)} = 0{,}0031 \cong 0 \qquad \text{A-2}$$

Bijlage B REKENVOORBEELD T-PARAMETERS

Rekenen met behulp van T-parameters gebeurt door het circuit op te splitsen in verschillende matrices, zoals voorgesteld op Figuur 4-1. De gegeven waarden voor het rekenvoorbeeld zijn opgenomen in Tabel B-1.

Tabel B-1: Gegevens rekenvoorbeeld T-parameters

f [MHz]	Z_L [Ω]	Z_C [Ω]	Z_m [Ω]	R_{last} [Ω]	$V_{in,piek}$ [V]
1,376	0,28 + j86,86	0,28 - j87,60	16,5 - j100,6	10	61,50

De T-matrix van het gehele systeem kan nu stap voor stap worden berekend:

$$T_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0{,}28 + j86{,}46 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{B-1}$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_C & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 3{,}65 \cdot 10^{-6} + j0{,}01 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{B-2}$$

Vermenigvuldiging van (B-1) en (B-2) geeft:

$$T_{12} = \begin{bmatrix} 1 + Z_L/Z_C & Z_L \\ 1/Z_C & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0{,}01 + j0{,}01 & 0{,}28 + j86{,}46 \\ 3{,}65 \cdot 10^{-5} + j0{,}01 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \qquad \text{B-3}$$

$$T_3 = \begin{bmatrix} 1 & Z_{coupler} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 16{,}5 - j100{,}6 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{B-4}$$

Vermenigvuldiging van (B-3) en (B-4) geeft:

$$T_{123} = \begin{bmatrix} A_1 & A_1 \cdot Z_m + B_1 \\ C_1 & C_1 \cdot Z_m + 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0{,}01 + j0{,}01 & 1{,}14 + j85{,}22 \\ 3{,}65 \cdot 10^{-5} + j0{,}01 & 2{,}15 + j0{,}18 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \qquad \text{B-5}$$

$$T_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_C & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 3{,}65 \cdot 10^{-6} + j0{,}01 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{B-6}$$

Vermenigvuldiging van (B-5) en (B-6) geeft:

$$T_{1234} = \begin{bmatrix} A_2 + B_2/Z_C & B_2 \\ C_2 + D_2/Z_C & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0{,}96 + j0{,}02 & 1{,}14 + j85{,}22 \\ -0{,}002 + j0{,}04 & 2{,}15 + j0{,}18 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \qquad \text{B-7}$$

$$T_5 = \begin{bmatrix} 1 & Z_L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0{,}28 + j86{,}46 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{B-8}$$

Vermenigvuldiging van (B-7) en (B-8) geeft:

$$T_{systeem} = \begin{bmatrix} A_3 & A_3 Z_{L2} + B_3 \\ C_3 & C_3 Z_{L2} + D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0{,}959169 + j0{,}022452 & -1{,}0709 + j2{,}30147 \\ -0{,}959169 + j0{,}022452 & -0{,}958946 + j0{,}022453 \end{bmatrix} \qquad \text{B-9}$$

De ingangsimpedantie van het systeem, Z_{in}, kan worden bepaald met behulp van (B-9):

$$Z_{in} = \frac{A \cdot R_{last} + B}{C \cdot R_{last} + D} = \frac{-10{,}66 + j2{,}53}{-0{,}97 + j0{,}38} = 10{,}33 + j1{,}45 \qquad \text{B-10}$$

Via de wet van Ohm, wordt de ingangsstroom berekend:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{in}} = \frac{61{,}05}{10{,}33 + j1{,}45} = 5{,}8 - j0{,}81 \qquad \text{B-11}$$

Vervolgens kan het ingangsvermogen berekend worden, hier moet nog worden gedeeld door twee omdat de bibliotheek werkt met piekwaarden:

$$P_{in} = \frac{\Re(V_{in} I_{in}^*)}{2} = 177\text{W} \qquad \text{B-12}$$

De spanning, stroom en het vermogen aan de uitgang worden bepaald met behulp van (B-9):

$$\begin{pmatrix} V_{uit} \\ I_{uit} \end{pmatrix} = T_{\text{systeem}}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \frac{1}{AD - BC} \cdot \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -54{,}21 - j12{,}85 \\ -5{,}42 - j1{,}28 \end{pmatrix} \qquad \text{B-13}$$

$$P_{uit} = \frac{\Re(V_{uit} I_{uit}^*)}{2} = 155\text{W} \qquad \text{B-14}$$

Tot slot kan de efficiëntie worden bepaald met (B-12) en (B-14):

$$\eta = \frac{P_{uit}}{P_{in}} = \frac{155\text{W}}{177\text{W}} = 87{,}6\% \qquad \text{B-15}$$

Bijlage C REKENVOORBEELD CAPACITIEF PI-MODEL COUPLER

Gegeven (uit meetdata bij 2mm lucht):

$C_{hoofd} = 122pF$

$C_{cross} = 1pF$

Berekening:

$$\overset{(2-5)}{\Longrightarrow} C_m = \frac{122^2 - 1^2}{2 \cdot (122 + 1)} = 60{,}5pF \qquad \text{C-1}$$

$$\overset{(2-6)}{\Longrightarrow} C_P = C_S = \frac{(122 + 1)^2}{2 \cdot (122 + 1)} = 61{,}5pF \qquad \text{C-2}$$

$$\overset{(2-7)}{\Longrightarrow} C_{tr} = C_{rcv} = 61{,}5 - 60{,}5 = 1pF \qquad \text{C-3}$$

Bijlage D REKENVOORBEELD IMPEDANT PI-MODEL COUPLER

Gegeven (uit meetdata bij 4mm lucht):

$C_{hoofd} = 2{,}3nF$

$C_{cross} = 53pF$

$R_{hoofd} = 8\Omega$

$R_{cross} = 470\Omega$

Berekening:

$$\xRightarrow{(2-25)} Z_{hoofd} = 8 - \frac{j}{2\pi \cdot 1{,}3 \cdot 10^6 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-9}} = 8 - j53{,}23\ [\Omega] \qquad \text{D-1}$$

$$\xRightarrow{(2-25)} Z_{kruis} = 470 - \frac{j}{2\pi \cdot 1{,}3 \cdot 10^6 \cdot 53 \cdot 10^{-12}} = 470 - j2309{,}09\ [\Omega] \qquad \text{D-2}$$

$$\xRightarrow{(2-26)} Z_m = \frac{2 \cdot (-470 + j2309{,}09) \cdot (8 - j53{,}23)}{-470 + j2309{,}09 + 8 - j53{,}23} = 16 - j109[\Omega] \qquad \text{D-3}$$

Hieruit volgt:

$$C_m = \frac{1}{2\pi \cdot 1{,}3 \cdot 10^6 \cdot 109} = 1{,}12nF \qquad \text{D-4}$$

$$R_m = 16\Omega \qquad \text{D-5}$$

Stel dat de horizontale afstand tussen de twee paar couplerplaten 100mm bedraagt en de afstand tussen de platen 4mm. Uit de regel van Pythagoras in een rechthoekige driehoek volgt:

$$x^2 = 100^2 + 4^2 \qquad \text{D-6}$$

$$x = \sqrt{100^2 + 4^2} = 100{,}08mm \qquad \text{D-7}$$

Uit (1-1) volgt dat de capaciteit afhankelijk is van de plaatafstand d. Aangezien die afstand tussen de platen voor kruiscapaciteit en lekcapaciteit gelijk is, wordt aangenomen dat: $Z_{kruis} \cong Z_{lek}$

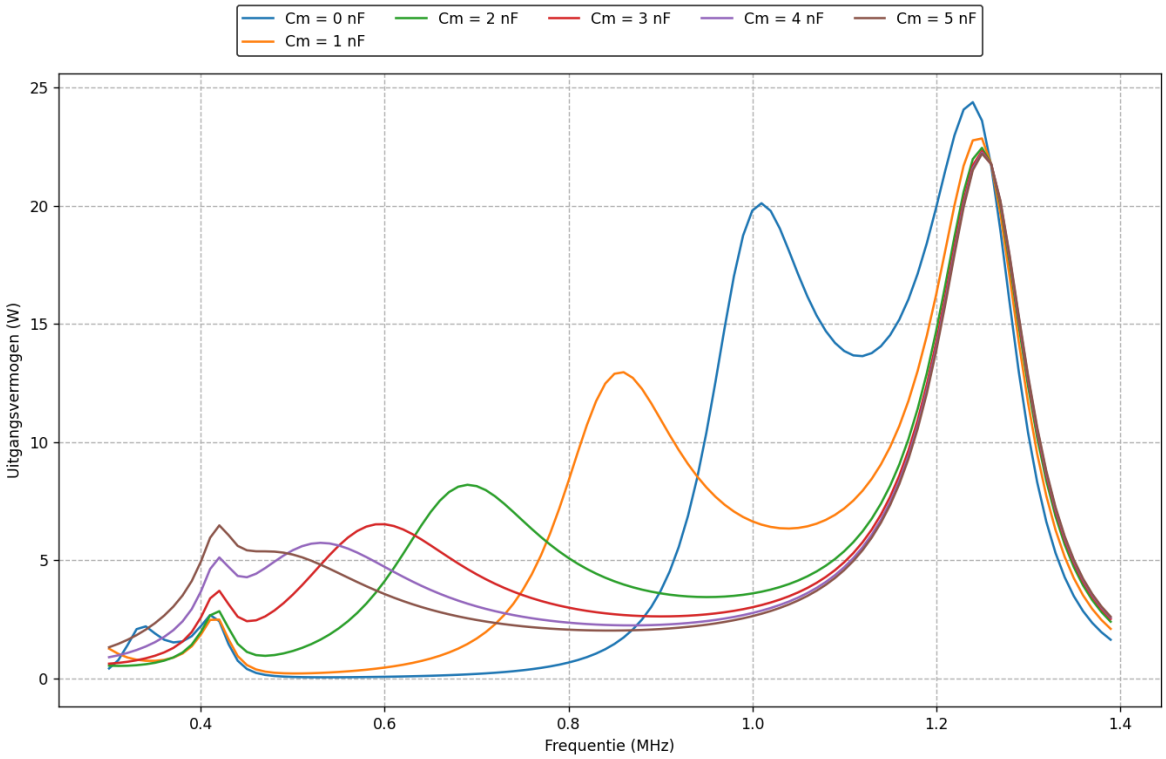
$$\xRightarrow{(2-27)} Z_{tr} = Z_{rcv} = \frac{Z_{kruis} \cdot Z_{kruis}}{Z_{kruis} + Z_{kruis}} = \frac{Z_{kruis}}{2} = \frac{470 - j2309{,}09}{2} = 235 - j1155\ [\Omega] \qquad \text{D-8}$$

Hieruit volgt:

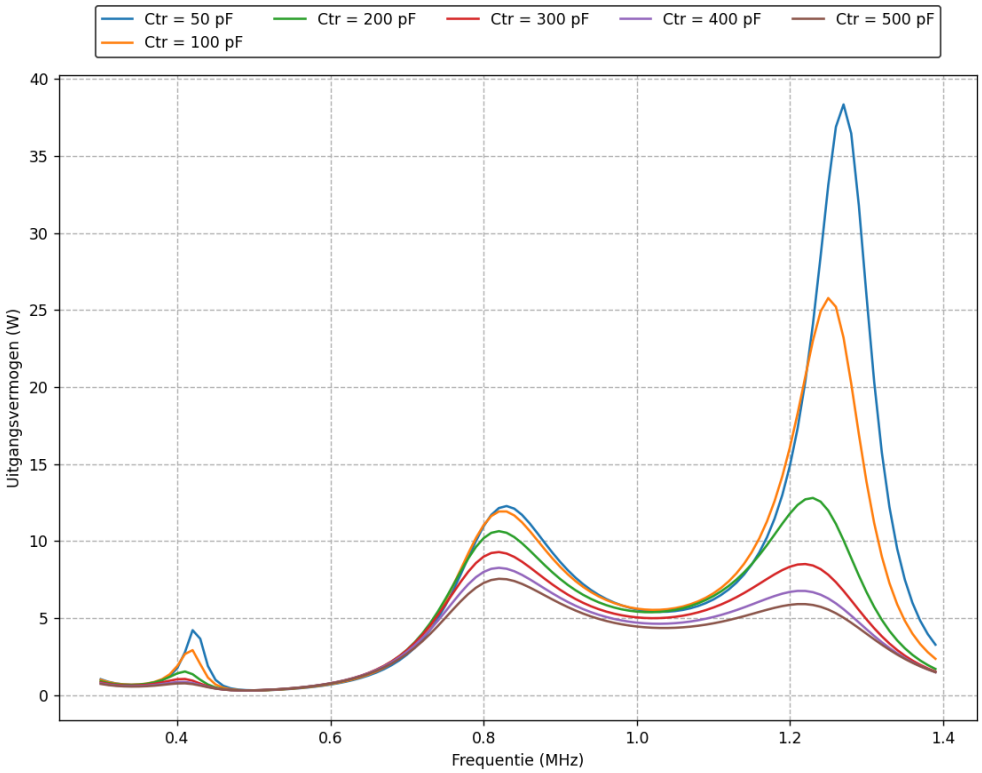
$$C_{tr} = C_{rcv} = 106pF \qquad \text{D-9}$$

$$R_{tr} = R_{rcv} = 235\Omega \qquad \text{D-10}$$

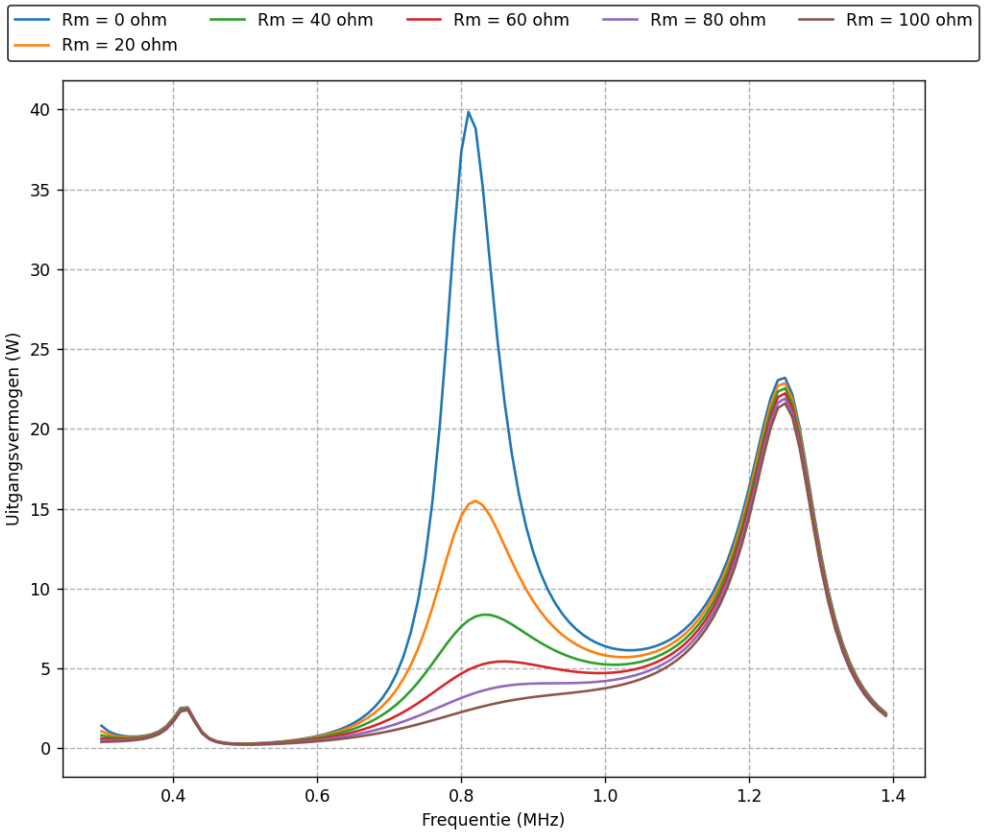
Bijlage E EFFECT VAN PARAMETERS UIT HET PI-MODEL OP HET UITGANGSVERMOGEN



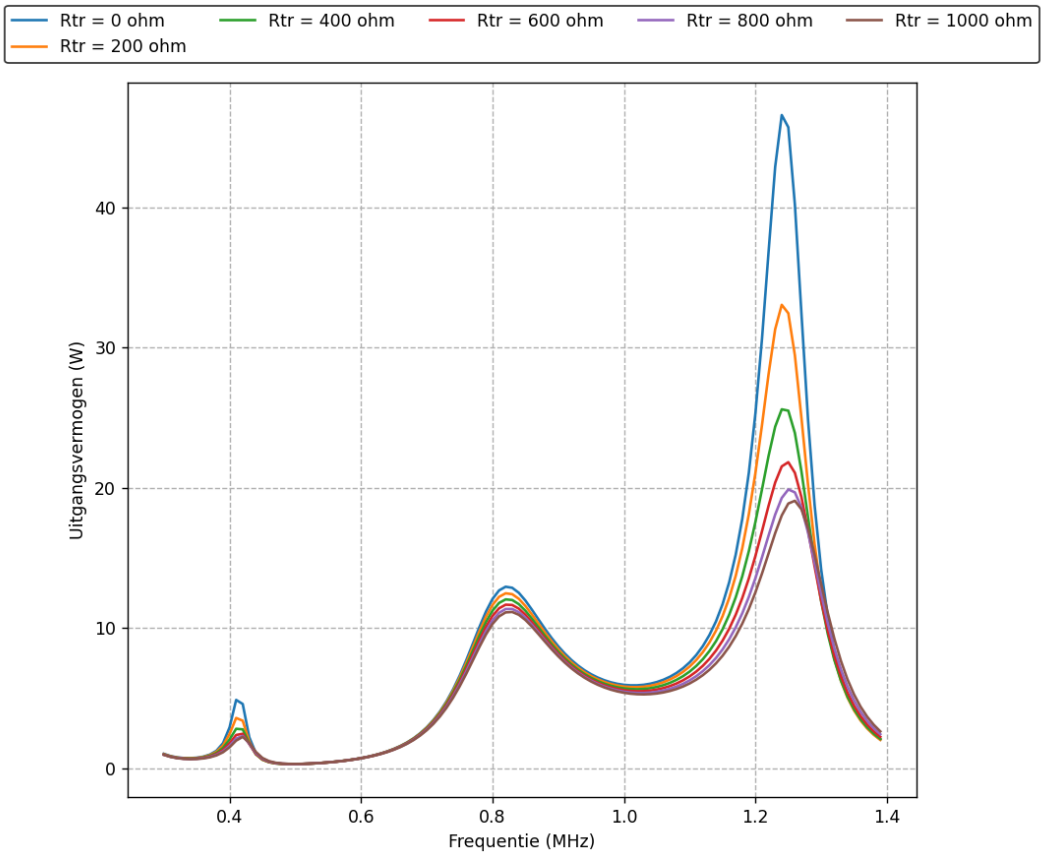
Figuur E-1: Effect C_m op het gemiddeld uitgangsvermogen



Figuur E-2: Effect C_{tr} op het gemiddeld uitgangsvermogen



Figuur E-3: Effect R_m op het gemiddeld uitgangsvermogen



Figuur E-4: Effect R_{tr} op het gemiddeld uitgangsvermogen

Bijlage F PLECS-SIMULATIES (ELEKTRONISCH BESCHIKBAAR)

Bijlage G PYTHONSCRIPTS (ELEKTRONISCH BESCHIKBAAR)

Bijlage H MEETDATA (ELEKTRONISCH BESCHIKBAAR)

Bijlage I GEDRAGSCODE EN TRANSPARANTIEVERKLARING VOOR HET GEBRUIK VAN GENAI (ELEKTRONISCH BESCHIKBAAR)

FACULTEIT INDUSTRIËLE INGENIEURSWETENSCHAPPEN
W. de Croylaan 56
3001 HEVERLEE, België
info.iiw@kuleuven.be
www.iiw.kuleuven.be