

Ontwerp van een draadloos energieoverdracht en powermanagement systeem om IoT nodes te voorzien van energie

Jarne VAN MULDER

Promotor: Prof dr. ir. L. Van der Perre

Co-promotoren: ing. G. Leenders
ing. S. Crul
ing. B. Thoen

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

©Copyright KU Leuven

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

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

Dankwoord

Vooreerst een dankwoord aan mijn ouders die mij steeds steunden en mijn scriptie hebben nagelezen, eveneens mijn promotor mevrouw Van der Perre om deze masterproef te mogen uitvoeren. Het is een masterproef waar ik veel plezier aan heb beleefd. Mijn co-promotoren meneer Leenders, meneer Crul en meneer Thoen stonden altijd klaar om antwoorden te geven op mijn vragen. Zij voerden vele bestellingen uit en gaven me goede tips voor mijn ideeën. Nieuwe aankopen werden steeds vlot afgehandeld. Ook het bedrijf WE (Würth Elektronik) ben ik dankbaar voor het vele sam-pelen. Daarnaast kon ik op de hulp van meneer Thoen rekenen. Ik kon steeds terecht bij hem met kleine vragen/problemen en kon zijn vorig werk raadplegen.

Abstract

In de huidige maatschappij neemt het aantal embedded systemen uitgerust met sensoren steeds toe. Al deze apparaten worden daarbij verbonden aan het internet (internet of things). Het is nog steeds een groot probleem om al deze apparaten te voorzien van een energiebron. Een ingebouwde batterij of supercap moet na verloop van tijd opnieuw worden geladen. Hiervoor moet iemand de batterijen vervangen. Dit wordt steeds een grotere uitdaging naarmate het aantal sensoren toeneemt. Om dit probleem aan te pakken wordt de Butler Robot geïntroduceerd. De uitdaging is het draadloos opladen van de batterijen van deze robot. Er wordt ook een tweede systeem verwacht om de verschillende nodes te voorzien van energie zodat de batterij of supercap van het embedded systeem opnieuw wordt opgeladen. Dit tweede systeem dient opnieuw draadloos energie over te dragen. De nadruk ligt op het power management. Ook de localisatie is een onderdeel van de robot, maar dit maakt deel uit van een andere masterproef. De bedoeling is een efficiënt systeem te bouwen met betrekking tot het laden van de Butler Robot met daarnaast een efficiënt systeem om de supercaps of batterijen van de nodes op te laden.

Trefwoorden: Butler Robot, draadloze energieoverdracht, batterijen opladen

The last years, the number of embedded systems with sensors is increasing more and more. All these devices are linked to the internet (internet of things). It is still a big problem to provide all these devices with an energy source. A built-in battery or supercap should be recharged over time. Therefore a human intervention is necessary to replace the battery. As the number of sensors increases, it will become a bigger challenge. To solve this problem, the Butler Robot is introduced. The intention is to charge the batteries of this robot with a wireless system. On the other side a second system has to transmit wireless energy to charge a supercap or battery from the nodes. The localization is also a part of the robot, where it is referred to another master's thesis.

The objectives consist of making an efficient wireless power system more specifically charging the batteries inside the Butler Robot furthermore implementing an efficient system to charge the batteries or supercaps from the nodes.

Keywords: Butler Robot, wireless power system, charging batteries

Inhoudsopgave

1	Inleiding	1
2	State of the art	3
2.1	Inleiding draadloze energieoverdracht	3
2.1.1	Verschillende technologieën	3
2.1.2	Voor- en nadelen van WPT	5
2.1.3	Standaarden	5
2.2	Concepten draadloze energie	6
2.2.1	Magnetisme	7
2.2.2	Link efficiëntie	8
2.2.3	Link gain	11
2.2.4	Primaire spoel driver	11
2.2.5	Passieve gelijkrichters	13
2.2.6	Actieve gelijkrichters	14
2.3	Batterijen	15
2.3.1	Batterijtechnologieën	15
2.3.2	Type laders	16
2.3.3	Batterij bescherming	16
I	Concept en draadloze energieoverdracht	18
3	Overzicht	19
3.1	Butler Robot	19
3.1.1	Opbouw van de robot	19
3.1.2	WPT receiver	20
3.1.3	Batterijen	21
3.1.4	Batterij management systeem	21
3.2	Laadstation	21
3.3	Nodes	22
3.4	Microcontroller	22

3.5	Lokalisatiesysteem	22
3.6	Resultaat	23
4	Draadloze energie overdracht	24
4.1	Keuzes	24
4.1.1	Spoelkeuze	24
4.1.2	Onderlinge afstand	25
4.2	Meting van de multuele inductantie en koppelfactor	25
4.3	WPT berekeningen	26
4.3.1	Soort resonantie	26
4.3.2	Optimale alpha	26
4.3.3	Parallelcondensator	27
4.3.4	Optimale belasting	27
4.3.5	Resonantiefrequentie	27
4.3.6	Linkefficiëntie	27
4.3.7	Seriecondensator	28
4.3.8	Gain	28
4.3.9	Optimale DC belasting	28
4.4	Optimale ingangsspanning	29
4.5	Metingen spoel	30
4.6	Metingen capaciteitswaarden	31
II	Ontwerp van de schakelingen	32
5	Batterijlader	33
5.1	Lader	33
5.1.1	Keuze van een geschikte IC	33
5.1.2	Ontwerp van de schakeling	34
5.1.3	Opmeten van de laadcurve	35
5.1.4	Bepalen van het rendement	36
5.2	Protection board	38
6	WPT receiver van de Butler Robot	39
6.1	Blokschema	39
6.2	Gelijkrichter en afvlakker	39
6.3	Spanningsregelaar	40
6.4	Vermogen meting	40
6.5	Load Modulation	40
6.5.1	Werkingsprincipe load modulation	40
6.5.2	Berekening van de verandering van de theoretische resonantiefrequentie	41

6.5.3	Meting van het UART gemoduleerde signaal	41
6.6	Printplaat van de receiver	42
6.6.1	Microcontroller	42
6.6.2	Connectoren	42
6.7	Bluetooth verbinding	43
6.8	Programma van de Butler Robot	43
7	Laadstation	46
7.1	Blokschema	46
7.2	Voeding	47
7.3	Boost converter	47
7.4	Digitale potentiometers	47
7.5	Meting van de overeenkomstige ingangsspanningen	48
7.6	Ontwerp van de VCO	49
7.6.1	Berekening van de VCO weerstanden	49
7.6.2	Simulatie van de ontworpen VCO	50
7.7	Klasse D versterker verbonden met primaire spoel	50
7.8	Demodulator	51
7.8.1	Architectuur optie 1	51
7.8.2	Architectuur optie 2	53
7.8.3	Conclusie	57
7.9	Printplaat van het laadstation	58
7.9.1	Microcontroller	58
7.9.2	Connectoren	58
7.9.3	Berekening van de koeling voor de klasse D driver	58
7.9.4	LDF filter voor de regling van de VCO	59
7.10	Programma van het laadstation	61
8	IoT node	63
8.1	Draadloos energieoverdacht systeem	63
8.1.1	Keuze van de spoel	63
8.1.2	Meting van de koppelfactor en zelfinductantie	63
8.1.3	WPT berekeningen	63
8.2	IoT node ontwerp van de WPT receiver	64
8.2.1	Gelijkrichter en Afvlakker	65
8.2.2	Overspanningsbeveiliging	65
8.2.3	Step down converter	66
8.2.4	Batterijlader	66
8.3	WPT transmitter voor een IoT node	66
8.3.1	Vermogenmeter	66

8.3.2	Ontwerp van de VCO	66
8.3.3	MOSFET driver + MOSFETs	67
8.3.4	Seriecondensator	67
8.4	Resultaat van de schakelingen	67
III	Analyse van de efficiëntie en mogelijke verbeteringen	68
9	Efficiëntie	69
9.1	Meting efficiënties van de afzonderlijke subsystemen	69
9.1.1	Opgemeten signalen met de oscilloscoop	71
9.2	Efficiëntie boost converter	73
9.3	Efficiënte ingangsspanning	73
9.3.1	Theoretische optimale DC spanningen	74
9.3.2	Gemeten optimale DC spanningen	75
9.4	Totale efficiëntie afhankelijk van het laadvermogen	75
10	Optimalisaties	77
10.1	Invloed keuze van de secundaire resonantiecondensator	77
10.2	Invloed keuze van de gelijkrichter	79
10.2.1	Efficiënt gebied	79
10.2.2	Andere gelijkrichter	79
10.3	Overige optimalisaties	80
10.3.1	Verminderen van het batterij gebruik	80
10.3.2	Veiligheidsmaatregelen i.v.m. het laden	80
10.3.3	Automatisch geregelde optimale ingangsspanning	81
10.3.4	Optimalisatie van het WPT systeem voor de Nodes	81
10.3.5	Keuze van een andere klasse D driver	81
10.3.6	Automatisch starten van het laden	81
11	Besluit	83
A	Schakelingen	88
A.1	Laadstation	88
A.2	Receiver aan de Butler Robot	88
A.3	Batterijlader	88
A.4	Transmitter van een IoT node	88
A.5	Receiver van een IoT node	88
B	Code	99
B.1	Code van het laadstation	99
B.2	Code van de Butler Robot	101

C Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel	104
D Poster	110

Lijst van figuren

1.1	Inleiding	1
2.1	Link efficiëntie tussen de receiver en transmitter spoel	8
2.2	Link efficiëntie tussen de receiver en transmitter spoel met resonantie	9
2.3	Parallelresonantie aan de secundaire kant	9
2.4	Serieresonantie aan de secundaire kant	10
2.5	Klasse D driver	12
2.6	Klasse E driver	13
2.7	Typische applicatie van de LT4320 [1]	14
2.8	Typische applicatie van de NMLU1210 [2]	15
3.1	Algemeen blokschema	19
3.2	Mecanum wheel rotations [3]	20
3.3	Blokschema receiver om de batterijen van de robot te laden	21
3.4	Blokschema laadstation	22
3.5	Resultaat laadstation	23
3.6	Resultaat Butler Robot	23
3.7	Resultaat IoT node	23
4.1	Optimale alfa constante in functie van de kwaliteitsfactor	26
5.1	Schema van de batterijlader uit de datasheet [4]	33
5.2	Laadcurve van de batterijen	36
5.3	Opgemeten rendement van de batterijlader in functie van de laadstroom	37
6.1	Blokschema van de draadloze energieoverdracht receiver	39
6.2	Capacitieve load modulation	41
6.3	Resistieve load modulation	41
6.4	Scoopbeeld gemoduleerd UART signaal	42
6.5	Flowchart Butler Robot	45
7.1	Blokschema laadstation	46

7.2	Schema TPL0401X [5]	48
7.3	Schema LTC6990 als voltage controlled oscillator [6]	49
7.4	Demodulator architectuur optie 1	51
7.5	Simulatie van de demodulator (architectuur 1)	53
7.6	Demodulator architectuur optie 2	54
7.7	Simulatie van de demodulator (architectuur 2)	55
7.8	Scoopbeeld golfvorm tussen primaire condensator en transmitter spoel	56
7.9	Scoopbeeld gefilterd signaal en uitgemiddeld DC signaal	56
7.10	Scoopbeeld gereconstueerde UART signaal	57
7.11	Laagdoorlaatfilter met spanningsvolger om PWM signaal om te zetten naar DC waarde	60
7.12	Flowchart laadstation	62
8.1	Blokschema receiver om de batterij van de node op te laden	64
8.2	Blokschema transmitter om een IoT node draadloos te laden	67
9.1	Schema vermogen metingen bij 20W energieoverdracht	69
9.2	Verloop van de stroom en spanning gemeten na de klasse D versterker	71
9.3	Verloop van de stroom en spanning gemeten na de primaire condensator	72
9.4	Verloop van de stroom en spanning gemeten na de secundaire condensator	72
9.5	Verloop van de stroom en spanning gemeten na de secundaire condensator	73
9.6	Berekende optimale DC spanningen na het afvlakken i.f.v. het gevraagde vermogen .	74
10.1	Optimale belasting in functie van de condensator C_2	77
10.2	Secundaire resonantiefrequentie in functie van de condensator C_2	78
10.3	Link efficiëntie in functie van de kwaliteitsfactor	78
10.4	Optimale DC spanning in functie van het vermogen naar de regelaar	79
10.5	Optimale DC spanning in functie van het vermogen naar de regelaar (bruggelijkrichter)	80
10.6	Optimale DC spanning in functie van het vermogen naar de buck converter van de IoT node	81
A.1	Schema van het laadstation	89
A.2	Printplaat layout laadstation top view	90
A.3	Printplaat layout laadstation bottom view	90
A.4	Schema van de receiver aan de Butler Robot	91
A.5	Printplaat layout receiver top view	92
A.6	Printplaat layout receiver bottom view	92
A.7	Schema van de batterijlader gebaseerd op de LTC4007 IC	93
A.8	Printplaat layout batterijlader top view	94
A.9	Printplaat layout batterijlader bottom view	94
A.10	Schema van de transmitter voor de draadloze energieoverdracht voor IoT nodes . . .	95
A.11	Printplaat layout transmitter IoT node top view	96

A.12 Printplaat layout transmitter IoT node bottom view	96
A.13 Schema van de receiver en power management van een IoT node	97
A.14 Printplaat layout receiver IoT node top view	98
A.15 Printplaat layout receiver IoT node bottom view	98

Lijst van tabellen

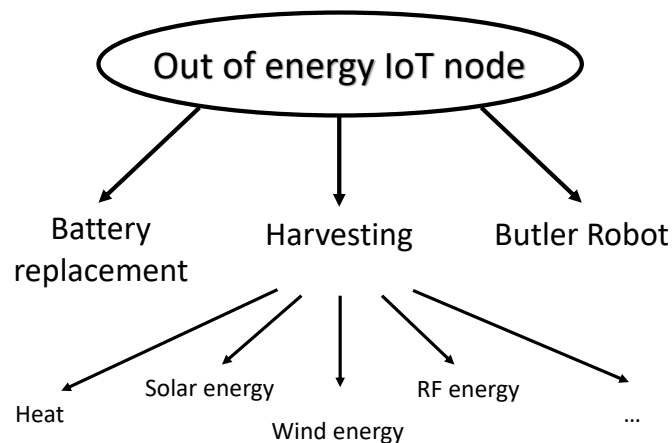
2.1	De verschillende technologieën.	3
2.2	Batterij technologieën.	15
3.1	Hoofdzakelijke benodigdheden voor de Butler Robot	20
4.1	Eigenschappen van de spoel met type 760308102142 [7]	24
4.2	Bepaling van de koppelfactor	25
4.3	Meting van de zelfinductantie van de gekozen spoel	30
4.4	Meting van de capaciteit van de condensator verbonden met de primaire spoel . . .	31
4.5	Meting van de capaciteit van de condensator verbonden met de secundaire spoel . .	31
5.1	Meetresultaten om het rendement van de batterijlader te bepalen	37
7.1	Meting uitgangsspanning van de boostconverter i.f.v. de digitale potentiowaarde . . .	48
7.2	Simulatie van de frequentie in functie de aangelegde spanning	50
7.3	Keuzes en gegevens om de thermische weerstand van de koeling te berekenen . . .	59
7.4	Gemeten frequentie in functie van de duty cycle van het PWM signaal	61
9.1	Rendement van de verschillende delen bij 20 watt energieoverdracht	71
9.2	Potentiowaarden i.f.v. het laadvermogen	75
9.3	Gemeten totale rendement bij de verschillende vermogens	76

Hoofdstuk 1

Inleiding

De dag van vandaag worden steeds meer IoT nodes ontworpen en geplaatst bij consumenten en in the field. Slimme watermeters, indoor locatie bepaling in de industrie, slimme verlichting, waterlek detectie,... zijn maar een aantal van de vele voorbeelden van IoT nodes [8]. Na verloop van tijd dient de batterij van een node te worden herladen. Wanneer er meer data wordt uitgewisseld, resulteert dit in meer energieverbruik, waardoor de batterij sneller leeg loopt. De nood aan een oplossing om de batterij of supercap te herladen wordt zo groter.

Er zijn verschillende oplossingen mogelijk. Een persoon zou de batterijen kunnen vervangen of opladen. Anderzijds kan men aan energie harvesting doen aan de IoT nodes zelf. Toch is dit niet op alle plaatsen mogelijk. Bijvoorbeeld op plaatsen waar het altijd donker en windstil is. In figuur 1.1 staan de mogelijke oplossingen weergegeven.



Figuur 1.1: Inleiding

Om deze problemen op te lossen wordt de butler robot geïntroduceerd. De robot kan draadloos worden herladen. Ook het opladen van de IoT nodes zal draadloos gebeuren. Er is een laadstation vereist en daarnaast ook extra hardware aan de nodes om de draadloze energie te ontvangen.

In deze masterproef wordt de robot gebouwd. Daarnaast wordt een eerste draadloos energie-overdrachtssysteem voorzien om de batterijen van de robot op te laden. Hierin zal communicatie worden voorzien om efficiënt te laden. Een tweede draadloos energie overdracht systeem is nodig om de IoT nodes op te laden. De nadruk in deze masterproef ligt voornamelijk op een efficiënt

draadloos energieoverdracht systeem tussen het laadstation en de robot. Verder wordt het power-management van een mogelijke node en de hiervoor nodige IoT transmitter en receiver gebouwd.

In deze scriptie wordt er eerst een algemeen beeld gegeven over draadloos opladen in hoofdstuk 2. De verschillende delen, waaruit draadloze energieoverdracht bestaat, komen aan bod. Daarnaast ook de theoretische onderbouw om het systeem te berekenen. In hoofdstuk 3 wordt de algemene opbouw gegeven over de subsystemen die verder in dit boek worden besproken. Dit bevat een kort overzicht omtrent de gebruikte mechanische delen. In hoofdstuk 4 worden de gemaakte keuzes en de bijhorende berekeningen bij het draadloos energieoverdrachtssysteem aangehaald.

Het laadstation, de receiver, de batterijlader en de IoT nodes worden besproken in de hoofdstukken 5, 6, 7 en 8. Men kan hier o.a. de gebruikte componenten, blokschema's en architectuur terugvinden.

Hoofdstuk 9 gaat dieper in op de efficiëntie van het draadloos energieoverdracht systeem. De optimalisaties die kunnen gebeuren om de efficiëntie te verhogen worden behandeld in hoofdstuk 10.

Hoofdstuk 2

State of the art

2.1 Inleiding draadloze energieoverdracht

2.1.1 Verschillende technologieën

Allereerst worden verschillende technologieën bekeken om draadloos energie over te dragen [9][10]. Men kan WPT (Wireless Power Transfer) opdelen in near-field transfer en far-field transfer. Onder near-field energieoverdracht vallen inductieve koppeling, magnetische resonante koppeling en capacitieve koppeling. Voorbeelden van far-field energie overdracht systemen zijn technologieën gebaseerd op microgolven en lasers. In tabel 2.1 staan de eigenschappen kort weergegeven.

Technologie	Vermogen	Afstand	Frequentie	Efficiëntie
Inductieve koppeling	W - kW	enkele cm	kHz	hoog
Magnetisch resonante koppeling	honderden Watt	tot enkele meters	MHz	hoog
Capacitieve koppeling	tot 1W	enkele mm	MHz	laag
Microgolven	tot 10kW	enkele tot tien km	GHz	gemiddeld
Laser	tot MW	enkele tot tien km	THz	gemiddeld

Tabel 2.1: De verschillende technologieën.

Het principe van deze vijf technieken wordt in de volgende paragrafen uitgelegd.

Inductieve koppeling

Als men een wisselstroom in een draadlus stuurt, creëert men een wisselend magnetisch veld [11]. Dit veld zal vervolgens een wisselstroom in een nabijgelegen secundaire spoel opwekken. De secundaire spoel kan bijgevolg belast worden, waardoor de geïnduceerde wisselstroom bijvoorbeeld een batterij kan opladen.

Het magnetische veld gegenereerd door de primaire spoel straalt (zo goed als) in alle richtingen.

Hierdoor zal de flux snel afnemen met de afstand. De secundaire spoel dient daarom dicht bij de primaire spoel geplaatst te worden om zoveel mogelijk flux door de secundaire spoel op te vangen. De energie die door de secundaire spoel wordt opgevangen is evenredig met de doorsnede van de spoel. De meest optimale situatie verkrijgt men door een secundaire spoel met identieke afmetingen ten opzichte van de primaire spoel te gebruiken. Daarnaast de twee spoelen evenwijdig, parallel en met een afstand van slechts enkele tientallen millimeters van elkaar te plaatsen. Met deze parameters kan de koppelfactor bepaald worden, die de efficiëntie van de energieoverdracht bepaalt. Praktisch kan men door dicht bij elkaar liggende spoelen, koppelfactoren behalen van 0,3 tot 0,6.

Magnetisch resonante koppeling

Deze technologie bestaat uit een systeem dat vermogen overdraagt tussen spoelen die werken op identieke resonantiefrequenties [11]. Deze resonantiefrequenties worden bepaald door de inductantie van de gebruikte spoelen en de in serie of parallel geschakelde capaciteit. Het is nog steeds een inductieve techniek, omdat een oscillerend magnetisch veld dat door de primaire spoel wordt gegenereerd, een stroom in de secundaire spoel induceert. Grotere afstanden tussen de spoelen zijn mogelijk omdat men door deze techniek een sterkere koppeling krijgt tussen de primaire en secundaire resonerende spoelen.

De energie wordt getunneld van de ene spoel naar de andere in plaats van de energie omni directioneel uit de primaire spoel te verspreiden. Hoewel de overgedragen energie nog steeds verzwakt met de afstand, zal voornamelijk de Q-factor een belangrijke rol spelen in de koppeling. Door een goed ontwerp van de spoelen kan de Q-factor worden verbeterd en vervolgens ook de efficiëntie.

Capacitieve koppeling

Capacitieve energieoverdracht (CPT) [12] is een techniek gebaseerd op elektrische veldkoppeling. Het bestaat uit een wisselspanningsbron op een hoge frequentie (in het MHz gebied), een capacitieve koppelingsinterface gevormd door twee paar geleidende platen. De capacitieve koppelingsinterface is het basis element van een CPT-systeem voor het bekomen van een draadloze of contactloze energieoverdracht. Men dient twee hoofdcondensatoren te ontwerpen die in serie worden geplaatst met de belasting. Naast deze hoofdkoppelcapaciteiten zullen ook lekcapaciteiten optreden. Deze lekcapaciteiten kunnen het ontwerp en afstemmen van het CPT-systeem moeilijk maken.

Microgolven

Met deze methode kan energie worden overgedragen door een microgolfenergiebundel te focussen volgens een bepaalde richting [9]. Het complete proces bestaat uit drie essentiële onderdelen: een converter van conventionele energie naar een magnetron, een zendantenne en een combinatie van ontvangende en converterende eenheid genaamd "rectenna". Dankzij dit principe kan energieoverdracht over een veel grotere afstand plaatsvinden. Het is een efficiëntere technologie als de lasertechnologie. Daarnaast moet de diameter van de antennes enorm groot zijn, waardoor de gezondheids- en veiligheidsrisico's die worden veroorzaakt door de gerichte microgolfstraling toenemen.

Laser

De draadloze langeafstandstransmissie kan naast energieoverdracht met micorgolven ook worden gerealiseerd door elektriciteit om te zetten in laseremissie [9]. De laserstraal kan worden gericht op een zonnepaneel dat het invallend licht omzet in elektriciteit met een efficiëntieniveau van 40-50%. Lasers zijn ideaal voor energie overdracht over grote afstanden. Het biedt een coherente, bijna niet-divergerende bundel met een hoge energiedichtheid, waardoor een kleinere diameter van de antenne mogelijk is.

2.1.2 Voor- en nadelen van WPT

Draadloos opladen heeft heel wat voordelen namelijk: [13]

- **Lager risico op elektrische schokken**
- **Afgeschermdde corrosievrije verbindingen** Alle elektronica kan worden ingebouwd afgeschermd van water en zuurstof)
- **Veiliger voor medische implantaten** Er zijn geen draden nodig dus daardoor minder kans op infecties)
- **Gemak** Men heeft namelijk geen netsnoer nodig

Naast voordelen zijn er ook steeds nadelen verbonden aan deze technologie:

- **Lagere efficiëntie en toenemende warmte ontwikkeling** De twee belangrijkste redenen waarom men niet overal draadloze energie overdracht zal inbouwen is door de lagere rendement en de hogere resistieve verliezen.
- **Duur** Deze technologie vereist spoelen, drivers, gelijkrichters, DC-DC convertoren enzovoort. Daarom is deze technologie veel duurder dan het gebruik van een simpele snoer.
- **Trager laden** Wanneer men eenzelfde bron zou gebruiken en omdat de efficiëntie lager is zal het laden trager verlopen. Men zal dus om dezelfde snelheid van laden te bereiken meer energie nodig hebben.
- **Ongemak** Met een kabel kan men een toestel dat aan het laden is nog steeds binnen een beperkte ruimte verplaatsen en gebruiken. Bij WPT is dit niet zo. Hier dient het toestel steeds op het laadstation te liggen, aangezien het draadloos laden over korte afstand momenteel de enige efficiënte optie is.

2.1.3 Standaarden

Er bestaan momenteel drie courante standaarden voor draadloze energie overdracht. De Qi, A4WP en AMP standaarden worden verder beschreven.

Qi standaard

De Qi standaard is een interface ontworpen door het Wireless Power Consortium om energie draadloos over te dragen [13]. Deze standaard ondersteunt energieoverdracht tot 40 millimeter afstand tussen de receiver en transmitter. Een Qi systeem omvat de power transmitter met zijn bijhorende receiver. Deze technologie wordt voornamelijk toegepast in smartphones. De energie wordt via magnetische inductie overgedragen om bijvoorbeeld de batterij van een smartphone op te laden.

De eerste versie van Qi was gelimiteerd tot maximale energieoverdracht van 5 Watt. [14] Men was in deze eerste versie gelimiteerd in de flexibiliteit in het ontwerpen van de Qi zenders. De daaropvolgende versie liet een ruimere keuze toe voor het ontwerp van de Qi transmitter. De laatste versie van Qi heet versie 1.2.3. Deze versie van Qi ondersteunt energieoverdracht tot 15 Watt (Fast charging). Daarnaast zijn ook nog aantal specificaties verbeterd. Zo werd de gevoeligheid voor vreemde voorwerpen verbeterd, de timing vereisten aangepast en nog een aantal functies verbeterd en toegevoegd.

Naast de *Low Power* toepassing hierboven beschreven bestaat er ook een *Medium Power* categorie.

PMA standaard

De PMA (Power Matters Alliance) standaard is gelijkaardig aan de Qi standaard. Deze technologie is ook voornamelijk ontworpen voor batterijen van smartphones op te laden. De energieoverdracht werkt via inductieve koppeling. Daarnaast gebruikt de PMA standaard een verschillend protocol t.o.v. het Qi protocol.

A4WP standaard

De A4WP (Alliance for Wireless Power) standaard [15] is verder gebouwd op de standaarden die al bestonden die meer vrijheid toe laten. Zo is het mogelijk om meerdere apparaten gelijktijdig op te laden. Het ondersteunt zowel kleinere verbruikers zoals hoofdtelefoons tot grotere verbruikers zoals tablets. Deze standaard gebruikt een groot gebied om een wisselend magnetisch veld op te bouwen, waardoor apparaten op verschillende plaatsen binnen dit gebied kunnen laden. De A4WP standaard maakt gebruik van magnetisch resonant laden.

Deze technologie verschilt op een aantal vlakken van de vorige standaarden. De frequentie waarbij de overdracht gebeurt ligt rond de 6.78 MHz. De frequentie die wordt gebruikt om te communiceren tussen de ontvanger en de zender ligt in de 2.4 GHz ISM band.

De Rezence standaard [16] ook ontwikkeld door A4WP laat energieoverdracht toe van 1 tot 50 Watt. Deze standaard is speciaal ontwikkeld om grotere vermogens over te dragen zoals voor het voeden van laptops en tablets.

2.2 Concepten draadloze energie

In het volgende deel worden de verschillende concepten van resonante inductieve draadloze energieoverdracht besproken.

2.2.1 Magnetisme

Allereerst worden eerst de basisprincipes van magnetisme uitgelegd. Hiervoor wordt het boek inductive powering [17] geraadpleegd.

Mutueel gekoppelde spoelen en mutuele inductie

Veronderstel twee spoelen die in elkaars buurt worden gebracht. De spoelen hebben zelfinductiecoëfficiënten L_1 en L_2 . Een veranderende stroom i_1 door de spoel L_1 zal een flux ϕ_B door de spoel L_2 veroorzaken. Door de wet van Faraday zal een spanning worden geïnduceerd in de spoel L_2 .

$$v_2(t) = n_2 \cdot \frac{d\phi_B(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Met n_2 het aantal windingen van de tweede spoel. Aangezien de flux ϕ_B afhankelijk is van de grootte van de veranderende stroom i_1 , is er een rechtevenredig verband tussen de afgeleide van de stroom $i_1(t)$ en de spanning $v_2(t)$.

$$v_2(t) \sim n_2 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Deze evenredigheid wordt gegeven door de mutuele inductie M .

$$v_2(t) = M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Vervolgens kan men ook het omgekeerde zeggen:

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

De mutuele inductantie is functie van het aantal wikkelingen en van de geometrie van beide spoelen, daarnaast ook van de positie tussen de twee spoelen en de omliggende materialen. Beschouwt men een spoel, dan kan men zeggen dat er bij een veranderende stroom ook een spanning over de klemmen komt te staan.

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

Hierbij is de zelfinductiecoëfficiënt een functie van de opbouw van de spoel. Dit houdt in het aantal wikkelingen, de geometrie en de omliggende materialen.

Men kan vervolgens beide effecten samen brengen:

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

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

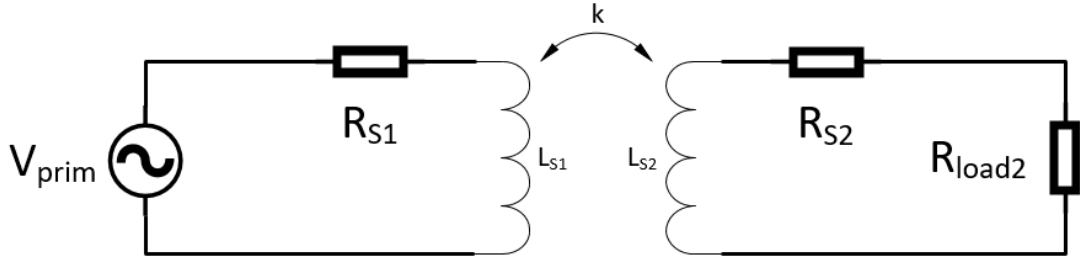
Koppelcoëfficiënt

De koppelcoëfficiënt geeft weer hoeveel gegenereerde flux door de eerste spoel er door de tweede spoel gaat. Het verband tussen de koppelcoëfficiënt en de mutuele inductantie wordt als volgt gegeven:

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

2.2.2 Link efficiëntie

Het is belangrijk om een idee te krijgen over de hoeveelheid energie die de secundaire spoel bereikt, wanneer een wisselende stroom door de primaire spoel wordt gestuurd [18]. Dit wordt gegeven door de link efficiëntie waarbij alle andere verliezen nog buiten beschouwing worden gehouden. In figuur 2.1 worden de transmitter en receiver weergegeven als ideale spoelen L_{S1} en L_{S2} met de bijhorende inwendige weerstanden R_{S1} en R_{S2} . De receiver spoel wordt belast met de weerstand R_{load2} .



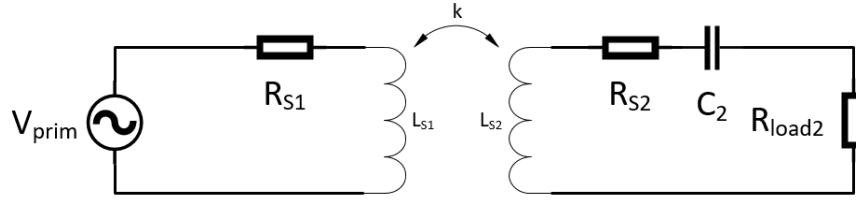
Figuur 2.1: Link efficiëntie tussen de receiver en transmitter spoel

De maximale link efficiëntie van twee deze gekoppelde spoelen met koppelcoëfficiënt k en de kwaliteitsfactoren $Q_{L_{S1}}$ en $Q_{L_{S2}}$ wordt geven door:

$$\eta_{link_{max}} = \frac{k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}{2 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}} + 2\sqrt{1 + Q_{L_{S2}}^2 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}} \quad (2.9)$$

Deze link efficiëntie kan verbeterd worden door de lek inductantie $L_{S2} \cdot (1 - k^2)$ weg te werken met een condensator, zoals in figuur 2.2 op de pagina hierna staat voorgesteld. De capaciteitswaarde van de condensator wordt zo gekozen zodat de secundaire spoel in resonantie gaat. Dit zal bij een specifieke frequentie zijn, meer bepaald de resonantiefrequentie. Op deze manier zal de link efficiëntie zich herleiden tot een nieuwe vergelijking:

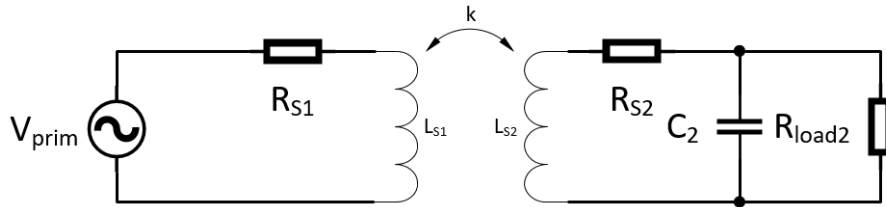
$$\eta_{link_{max}} = \frac{k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}\right)^2} \quad (2.10)$$



Figuur 2.2: Link efficiëntie tussen de receiver en transmitter spoel met resonantie

Parallelresonante secundaire

Dit betekent dat de secundaire spoel en condensator in parallel geschakeld zijn zoals weergegeven in figuur 2.3.



Figuur 2.3: Parallelresonantie aan de secundaire kant

De totale link efficiëntie waarbij de secundaire spoel in parallelresonantie is, onafhankelijk of de primaire spoel in resonantie is of niet wordt gegeven als volgt:

$$\eta_{linkParRes} = \frac{k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}{\left(1 + \frac{Q_{L_{S1}}}{\alpha} + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}\right) \cdot (\alpha + Q_{L_{S2}})} \quad (2.11)$$

Met α ¹:

$$\alpha = \omega_{resP} \cdot C_2 \cdot R_{load2} \quad (2.12)$$

Waarbij de resonantiefrequentie wordt gegeven door vergelijking 2.13.

$$\omega_{resP} = \sqrt{\frac{1}{L_{S2} \cdot C_2} - \frac{1}{R_{load2}^2 \cdot C_2^2}} \quad (2.13)$$

Om de maximale link efficiëntie te behalen moet de constante α worden geoptimaliseerd. De secundaire condensator C_2 en spoel L_{S2} worden hiervoor gematched aan de R_{LOAD2} . Door de afgeleide van $\eta_{linkParRes}$ naar α te nemen (zie vergelijking 2.11), bekomt men voor de maximale link efficiëntie terug vergelijking 2.10 op de pagina hiervoor. De bekomen uitdrukking voor de optimale α staat weergegeven in vergelijking 2.14.

$$\alpha_{opt} = \frac{Q_{L_{S2}}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}} \quad (2.14)$$

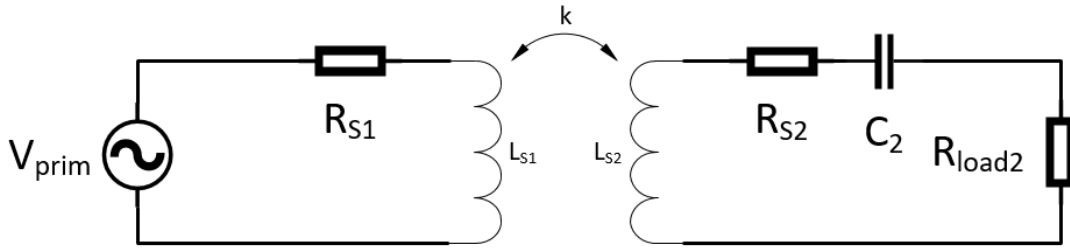
¹ α is een constante ingevoerd om verder optimalisaties op te kunnen verrichten. Zo komt de waarde α_{opt} verder aan bod.

De resonantiefrequentie van zowel een serie- als een parallelresonante primaire spoel kan berekend worden met vergelijking 2.15.

$$\omega_{res_{prim}} = \frac{1}{\sqrt{L_{S1} \cdot C_1}} \quad (2.15)$$

Serieresonante secundaire

Dit betekent dat de secundaire spoel en condensator in serie geschakeld zijn zoals weergegeven in figuur 2.4.



Figuur 2.4: Serieresonantie aan de secundaire kant

De totale link efficiëntie waarbij de secundaire spoel in serieresonantie is, onafhankelijk of de primaire spoel in resonantie is of niet wordt gegeven als volgt:

$$\eta_{link_{SerRes}} = \frac{k^2 Q_{L_{S1}} \alpha}{\left(\alpha + k^2 Q_{L_{S1}} + \frac{1}{Q_{L_{S2}}} \right) \left(\alpha + \frac{1}{Q_{L_{S2}}} \right)} \quad (2.16)$$

Met:

$$\alpha = \omega_{resS} \cdot C_2 \cdot R_{load2} \quad (2.17)$$

Waarbij de resonantiefrequentie wordt gegeven door vergelijking 2.18.

$$\omega_{resS} = \sqrt{\frac{1}{L_{S2} \cdot C_2}} \quad (2.18)$$

Op gelijkaardige manier kan de maximale link efficiëntie worden bepaald door de constante α te optimaliseren. De afgeleide van $\eta_{link_{SerRes}}$ naar α te nemen (zie vergelijking 2.16), bekomt men voor de maximale link efficiëntie terug vergelijking 2.10 op pagina 8. De bekomen uitdrukking voor de optimale α staat weergegeven in vergelijking 2.19.

$$\alpha_{opt} = \frac{\sqrt{1 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}}{Q_{L_{S2}}} \quad (2.19)$$

De resonantiefrequentie van zowel een serie- als een parallelresonante primaire spoel kan hier ook berekend worden met de al eerder vermelde vergelijking 2.15.

Algemeen kan gezegd worden dat voor zowel serie als parallelresonantie in de meest optimale situatie de link efficiëntie kan herleid worden tot vergelijking 2.10 op pagina 8. Zoals vermeld is het

noodzakelijk om de lekinductantie weg te filteren door een condensator aan de secundaire spoel toe te voegen. Deze condensator kan parallel worden geplaatst. Men krijgt in dit geval een *parallel resonante secundaire spoel* wat men kan zien als een spanningsuitgang. Deze configuratie is interessant voor kleinere belastingen dus een grotere weerstand voor R_{load2} . Een *serie resonante secundaire spoel* heeft een stroomuitgang. Waar nu een kleiner belasting interessanter is om aan de in serie geschakelde spoel met condensator te verbinden.

2.2.3 Link gain

De link versterking wordt gegeven door de secundaire spanning V_{sec} te delen door deingangspanning V_{prim} . Met V_{prim} de spanning aangelegd aan de primaire spoel en V_{sec} de spanning aan de secundaire spoel over de belastingsweerstand R_{load2} .

$$A = \frac{V_{sec}}{V_{prim}} \quad (2.20)$$

De vier verschillende situaties waarvan de link gain kan worden gegeven, worden vervolgens opgesomd [18].

- Niet resonante primaire en parallelresonante secundaire (zie vergelijking 2.21)

$$A = k \cdot n \cdot Q_{L_{S1}} \cdot Q_{L_{S2}} \cdot \sqrt{\frac{\alpha^2 + 1}{Q_{L_{S1}}^2 (\alpha + Q_{L_{S2}})^2 + (\alpha k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}} + \alpha + Q_{L_{S2}})^2}} \quad (2.21)$$

- Resonante primaire en parallelresonante secundaire (zie vergelijking 2.22)

$$A = \frac{k \cdot n \cdot Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}} \sqrt{\alpha^2 + 1}}{\alpha k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}} + \alpha + Q_{L_{S2}}} \quad (2.22)$$

- Niet resonante primaire en serieresonante secundaire (zie vergelijking 2.23)

$$A = k \cdot n \cdot Q_{L_{S1}} \cdot Q_{L_{S2}} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{Q_{L_{S1}}^2 (1 + \alpha Q_{L_{S2}})^2 + (\alpha Q_{L_{S2}} + 1 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}})^2}} \quad (2.23)$$

- Resonante primaire en serieresonante secundaire (zie vergelijking 2.24)

$$A = \frac{k \cdot n \cdot Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}} \alpha}{k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}} + \alpha Q_{L_{S2}} + 1} \quad (2.24)$$

Met n de wikkilverhouding, k de koppelfactor, $Q_{L_{S1}}$ en $Q_{L_{S2}}$ de kwaliteitsfactoren en met α nog steeds gegeven door vergelijking 2.25.

$$\alpha = \omega_{res} \cdot C_2 \cdot R_{load2} \quad (2.25)$$

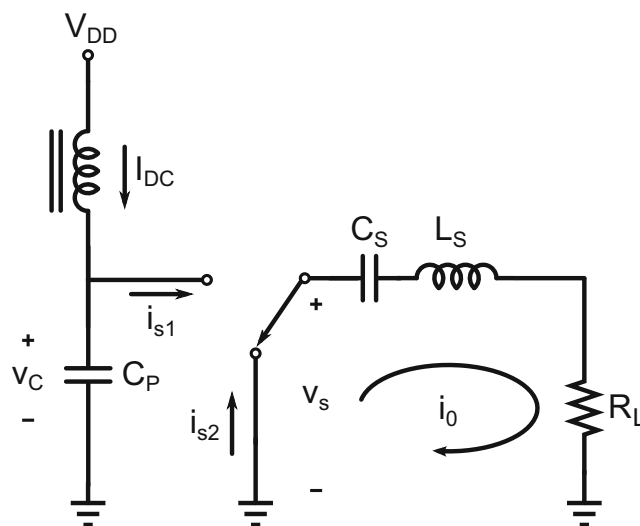
2.2.4 Primaire spoel driver

Om de nodige stromen te kunnen leveren door de primaire spoel heeft men een aangepaste versterker nodig. Deze wisselende stromen zullen een wisselend magnetisch veld induceren. De versterker dient best een hoge efficiëntie te hebben. Men kan hiervoor met de volgende elementen rekening houden:

- Het gebruik van een switch-mode versterker waarvan de actieve componenten enkel stroom doorlaten. De spanning over de actieve componenten moet optimaal nul zijn (of zo klein mogelijk). Dit om het vermogenverlies in de actieve componenten beperkt te houden.
- De uitgang van de driver dient best een zuiver sinusoidale spanning te zijn, aangezien enkel de fundamentele component ontvangen wordt aan de secundaire spoel. De harmonische componenten zorgen voor verlies in de primaire spoel.
- Het gebruik van een resonantie capaciteit gelinkt aan de primaire spoel is ook een vereiste.

De klasse D en klasse E versterkers kunnen worden gebruikt als driver voor de primaire spoel. Deze drivers zullen worden belast door de primaire spoel met een in serie of parallelgeschakelde condensator. Daarnaast dienen de drivers de grote AC stromen te genereren om magnetische velden te induceren en zo de draadloze energieoverdracht mogelijk te maken. Deze soort van energieoverdracht zal het efficiëntst werken bij een frequentie gelijk aan de resonantiefrequentie van de secundaire kant. Op die manier wordt het mogelijk de lek impedantie te verminderen.

Klasse D Klasse D versterkers worden gekenmerkt als twee schakelaars die zich tussen de GND en de VCC bevinden [19]. Ze worden ook switching mode amplifiers genoemd omdat beide schakelaars afwisselend aangestuurd worden. Bij klasse D versterkers is een serie RLC-resonantiecircuit verbonden met deze twee schakelaars. De resonantiekring wordt geschakeld tussen een gesmoorde DC-voeding en de ground van de schakeling. Er wordt aangenomen dat de RLC-schakeling een vrij grote Q-factor heeft. Daarbij ligt de resonantiefrequentie van de RLC kring normaal dicht tegen de frequentie waarop de schakelaar van toestand verwisselt. Het voordeel van deze versterkers is dat ze geschikt is voor eender welke belasting. De schakeling is weergegeven in figuur 2.5.

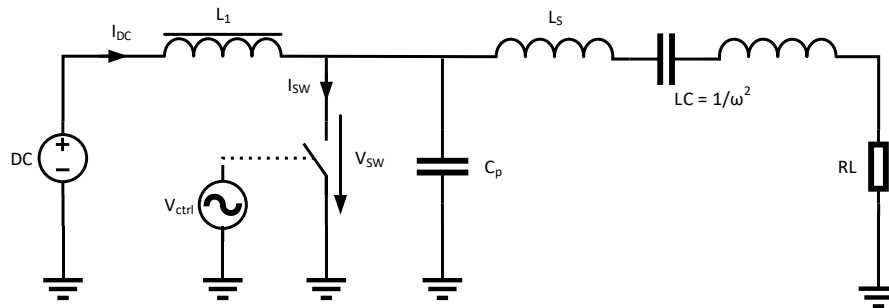


Figuur 2.5: Klasse D driver

Klasse E Een versterker waar gebruik wordt gemaakt van een elektronische schakelaar is meestal vrij efficiënt [20]. Dit komt omdat tijdens de ON en OFF staat ofwel de spanning laag is ($V_{DS_{ON}}$) wanneer er stroom vloeit, ofwel de stroom laag is (I_{leak}) wanneer de spanning hoog is. Toch zal er

steeds een klein moment zijn waarbij de stroom en spanning gelijktijdig niet laag zijn. Deze fractie van een periode zorgt voor een kleine hoeveelheid vermogen dissipatie in de actieve component. Het principe van de klasse E versterker is door het ontwerp te vermijden dat er gelijktijdig spanning over en stroom door de schakelaar optreden.

De klasse E versterker bestaat uit een resonantiekring die bestaat uit een spoel en condensator tussen L_s en R_L . De schakeling is weergegeven in figuur 2.6. Wanneer de schakelaar gesloten wordt kan er stroom vloeien uit de resonantiekring doorheen de schakelaar naar de massa. Wanneer de schakelaar is geopend, kan er geen stroom meer doorheen de schakelaar. Daarom wordt er parallel aan de schakelaar een condensator C_p geschakeld.



Figuur 2.6: Klasse E driver

Het is belangrijk dat de spanning en stroom gelijk zijn aan nul wanneer de schakelaar wordt gesloten. En de spanning gelijk is aan nul wanneer de schakelaar wordt geopend. Wanneer de schakelaar op de juiste tijdstippen geopend en gesloten wordt, zal de spanning en stroom nul bedragen waardoor er geen vermogenverlies in de schakelaar optreedt. Als we daarbij alle condensatoren en spoelen als ideaal beschouwen, kunnen we een theoretisch rendement van 100 % behalen. Het dimensioneren van de componenten is eerder complex en wordt verder niet behandeld.

2.2.5 Passieve gelijkrichters

Er worden twee gelijkrichters toegelicht naast de vele andere mogelijke passieve gelijkrichters [21]. De **dubbelzijdige gelijkrichter** zal beide alternaties van het sinusoidaal signaal doorlaten. Een kleine spanningval komt over de diodes te staan. Het rendement van deze gelijkrichter kan worden berekend met vergelijking 2.27. De formule om de DC belasting om te rekenen naar de AC belastingsweerstand staat weergegeven in vergelijking 2.26.

$$R_{load_2} = \frac{R_{DC}}{2} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_{diode}}{V_{DC}} \right) \quad (2.26)$$

$$\eta_{rectif} = \frac{V_{dc}}{V_{dc} + 2 \cdot V_{diode}} \quad (2.27)$$

De **dubbele golf gelijkrichter met spanningsverdubbeling** zal elke alternatie apart gebruiken om een condensator op te laden. De twee in serie geschakelde condensatoren zullen worden geladen tot een spanning die ongeveer het dubbele is van de amplitude. Het rendement van deze

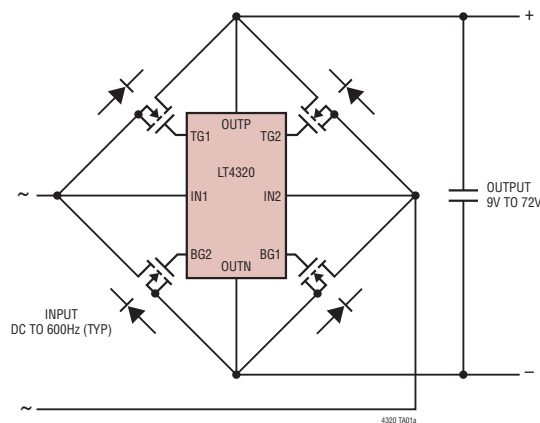
gelijkrichter blijft hetzelfde. De formule om de DC belasting om te rekenen naar de AC belastingsweerstand staat weergegeven in vergelijking 2.28.

$$R_{load_2} = \frac{R_{DC}}{8} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_{diode}}{V_{DC}} \right) \quad (2.28)$$

2.2.6 Actieve gelijkrichters

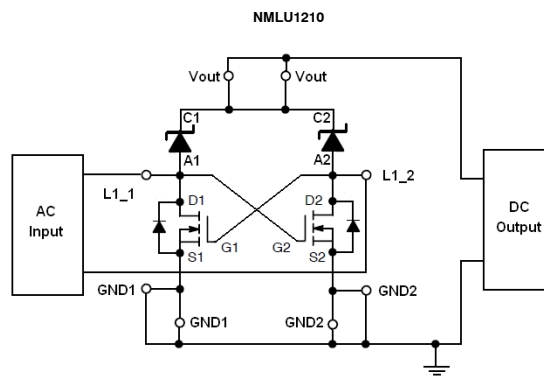
Passieve gelijkrichter schakelingen gebouwd met diodes hebben steeds een hoeveelheid vermogen dat gedissipeerd wordt in de diodes. Dit vermogen wordt gegeven door het product van de spanning over de diode en de stroom door de diode. Bij grotere stromen kan het vermogenverlies sterk toenemen. Daarom worden actieve gelijkrichters hier ook toegelicht [22].

De **LT4320** is een voorbeeld van zo een actieve gelijkrichter [1]. In de datasheet is echter gespecificeerd dat de gelijkrichter niet werkt met hoge frequenties. Deze schakeling zal m.a.w. niet ideaal zijn om dienen als gelijkrichter om draadloos energie over te dragen. Het typisch schema is weergegeven in figuur 2.7.



Figuur 2.7: Typische applicatie van de LT4320 [1]

De **NMLU1210 Full Bridge Rectifier** van On Semiconductor is een ander voorbeeld van een actieve gelijkrichter [2]. Deze IC werd wel ontworpen om te gebruiken in o.a. toepassingen zoals draadloze energie overdracht. Het gebruik van twee diodes en twee MOSFETs maakt dat er minder vermogenverlies optreedt in vergelijking met bijvoorbeeld een bruggelijkrichter. De $R_{DS_{on}}$ van de MOSFETs is daarom ook zo laag mogelijk gemaakt. In deze IC is de maximale peakspanning beperkt tot 20 V. Dit betekent dat deze component niet kan gebruikt worden in elke draadloos energieoverdracht systeem. Het typisch schema is weergegeven in figuur 2.8 op de volgende pagina.



Figuur 2.8: Typische applicatie van de NMLU1210 [2]

2.3 Batterijen

Verder zal blijken dat de batterijen een belangrijk deel zijn van deze masterproef. Daarom wordt er kort gekeken naar welke keuzes hierin kunnen worden gemaakt.

2.3.1 Batterijtechnologieën

Een aantal batterijtechnologieën worden weergegeven in tabel 2.2 [23].

Vorm batterij	Chemische samenstelling	Nominale spanning	Herlaadbaar
AA, AAA, C, and D	Alkaline of Zink-koolstof	1.5 V	Nee
9V	Alkaline of Zink-koolstof	9 V	Nee
Coin cell	Lithium	3 V	Nee
18650	Lithium-Ion	3.7 V	Ja
Silver Flat Pack	Lithium Polymer (LiPo)	3.7 V	Ja
AA, AAA, C and D	NiMH of NiCd	1.2 V	Ja
Auto batterij	Lood (6 cels)	12.6 V	Ja

Tabel 2.2: Batterij technologieën.

De voor- en nadelen van Lithium Ion batterijen worden nog kort behandeld, omdat ze verder aan bod komen in deze masterproef [24]

Voordelen

- In staat om grote belastingen te voeden

- Hoge capaciteit en lage inwendige weerstand
- Redelijk korte laadtijden
- Lage zelfontlading

Nadelen

- Beveiligingscircuit noodzakelijk
- Capaciteitsverlies bij te hoge temperaturen wanneer volledig opgeladen
- Capaciteitsverlies en moeilijk oplaadbaar bij vriestemperaturen

2.3.2 Type laders

Er wordt enkel gekeken naar Li-ion/LiPo batterijen. Deze soort batterijen moet worden geladen met een constante stroom. Deze stroom is afhankelijk van het type batterijen dat er wordt gebruikt enerzijds en anderzijds ook van het aantal in parallel geschakelde cellen. Pas na verloop van tijd moet ook de spanning van de cellen worden begrensd. In het vervolg wordt er gekeken naar mogelijke laders specifiek voor Li-ion/LiPo batterijen.

Step-down gebaseerde lader

Laders kunnen gebaseerd zijn op het principe van een step-down converter (buck converter). Linear Technology Corporation heeft een ruim gamma van IC's waarmee buck converters kunnen worden gerealiseerd. Een IC die in aanmerking komt voor laden van batterijen is de LTC4007 [4]. Deze IC heeft een hoge efficiëntie tot 96 %. De LTC4007 wordt voornamelijk gebruikt om een schakeling te bouwen, waarmee men drie in serie geschakelde cellen kan laden.

Lineaire gebaseerde lader

De schakelingen van lineaire laders zijn meestal eenvoudige schakelingen die dienen om slechts één batterijcel te laden. Een voorbeeld van zo een IC is de TC4056A [25]. Een lineaire lader gaat onvermijdelijk gepaard met vermogenverlies. Stel dat de lader een batterij laadt met een stroom van 700 mA op een spanning van 3.5 V. En daarnaast de voedingsspanning gelijk is aan 6.5 V. Met deze gegevens kan het vermogenverlies berekend worden.

$$P_{verlies}[W] = 700\text{ mA} \cdot (6.5\text{ V} - 3.5\text{ V}) = 2.1\text{ W}$$

Met dit voorbeeld wordt aangetoond dat het rendement van een lineaire lader laag kan liggen. Het specifieke rendement tijdens deze momentopname bedraagt 54 %.

2.3.3 Batterij bescherming

Zoals hierboven vermeld, moet een Li-Ion batterij beschermd worden met een beveiligingscircuit. Ook indien er meerdere cellen in serie worden geschakeld, is een protectie schakeling noodzakelijk [26]. Mogelijks bevat niet elke cel dezelfde capaciteit. Hierdoor kan één van de in serie geschakelde cellen sneller de maximale ontladspanning (discharge cut-off voltage) bevatten. Het

beveiligingscircuit moet hier rekening mee houden anders kan dit leiden tot een kortere levensduur van de batterijen. Het aantal cyclussen (het aantal keer dat de batterij kan opgeladen en ontladen worden zonder al te veel capaciteitsverlies) zal drastisch verlagen.

Daarnaast moet de maximale toelaatbare spanning over de cellen gerespecteerd worden. Ook de maximale ontlaadstroom en de maximale oplaadstroom zijn belangrijk om ervoor te zorgen dat de batterijen niet extreem warm worden of exploderen. Het is bij gevolg noodzakelijk om specifiek Li-Ion batterijen te beschermen d.m.v. een beveiligingscircuit.

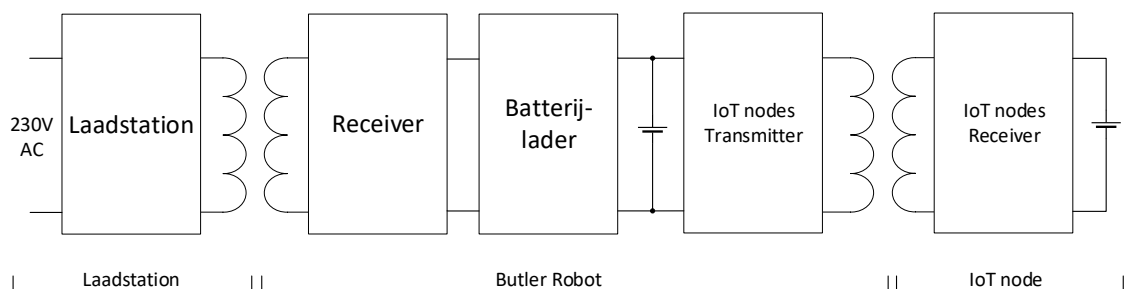
Deel I

Concept en draadloze energieoverdracht

Hoofdstuk 3

Overzicht

Om een idee te geven over alle grote sub-systemen die aanwezig zijn in deze masterproef wordt eerst een algemeen blokschema gegeven. Dit blokschema geeft weer hoe het vermogen uitgewisseld wordt tussen het laadstation, de butler robot en de IoT nodes. Deze masterproef bestaat uit twee draadloze energieoverdracht systemen waarbij voornamelijk het eerste draadloos energieoverdracht systeem uitgebreid behandeld wordt. Het algemene blokschema staat in figuur 3.1. Alle delen uit dit schema worden verder uitgebreid besproken.



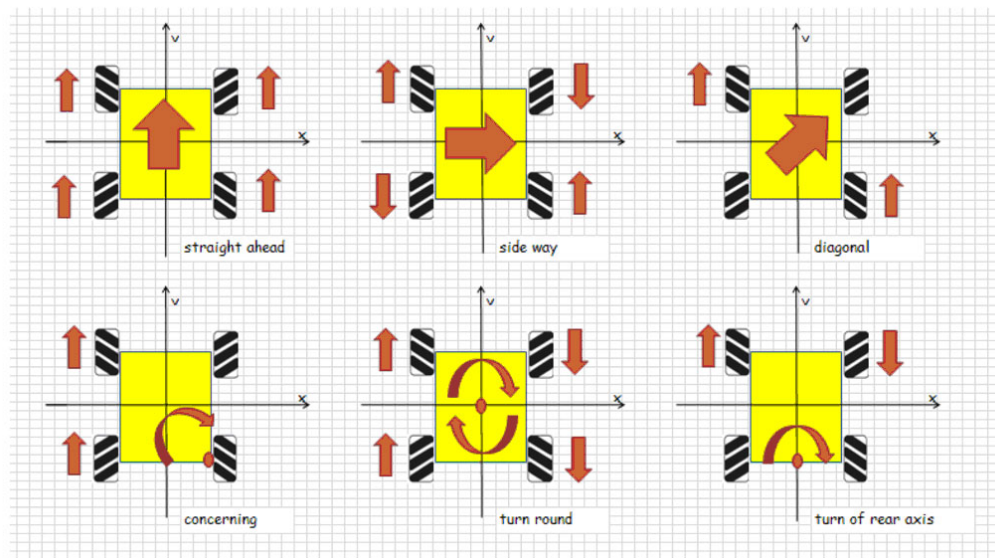
Figuur 3.1: Algemeen blokschema

3.1 Butler Robot

3.1.1 Opbouw van de robot

Er wordt eerst een kort overzicht gegeven over de gebruikte mechanische materialen om de robot te bouwen. Met de gekozen materialen kan de robot flexibel worden ingezet. De robot kan in alle richtingen bewegen waaronder ook zijdelings rijden en rond elke punt draaien. A.d.h.v. deze basis wordt verder gewerkt om alle nodige functionaliteiten te voorzien.

De verschillende richtingen waarin de robot kan bewegen staan afgebeeld in figuur 3.2 op de pagina hierna. Deze bewegingen zijn afhankelijk van de snelheid en de richting van de afzonderlijke wielen.



Figuur 3.2: Mecanum wheel rotations [3]

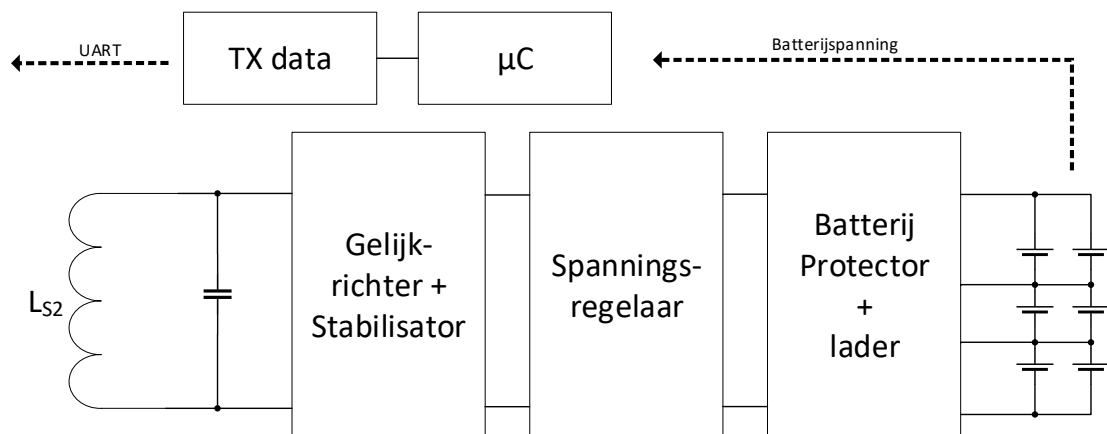
In tabel 3.1 staan vervolgens de benodigdheden voor de opbouw van de Butler Robot.

Doel	Item	Aantal	Afmetingen
Frame	Aluminium baar (alu20x20)	2	200 mm
Frame	Aluminium baar (alu20x20)	2	300 mm
Frame	Plexiglas	1	200x300 mm
Motoren	Optical Encoder Motor-25 9V/185RPM	2	
Wielen	60mm Mecanum Wheel Set	4	
Motorsturing	Me Encoder Motor Driver V1	2	
Batterijen	3.7 V Li-ion batterij 3000 mAh Samsung	6	18650

Tabel 3.1: Hoofdzakelijke benodigdheden voor de Butler Robot

3.1.2 WPT receiver

Een laadstation wordt gebouwd om vermogen over te dragen naar de robot. Om het vermogen te kunnen ontvangen, dient er een reciever spoel te worden geplaatst aan de robot. De ontvanger bestaat uit een resonantiecondensator, een gelijkrichter, een afvlakker en spanningsstabilisator. Om daarnaast communicatie mogelijk te maken tussen de robot en het laadstation is een micro-controller nodig. Met het overgedragen vermogen kunnen de batterijen van de robot opgeladen worden. Het vereenvoudigde blokschema is weergegeven in figuur 3.3 op de pagina hierna. Een volledig blokschema en de componenten van de receiver wordt verder besproken in hoofdstuk 6.



Figuur 3.3: Blokschema receiver om de batterijen van de robot te laden

3.1.3 Batterijen

Als technologie voor de batterijen worden hier zes lithium ion batterijen gebruikt. Deze batterijen worden drie keer in serie geschakeld met telkens twee cellen in parallel. De butler robot wordt hierdoor voorzien van voldoende capaciteit (6000mAh) en een bruikbare spanning van gemiddeld 11.1V. De Lithium Ion ICR18650-30A batterijen hebben een nominale capaciteit van 3000mAh (bij 2.75V ontlading) met een nominale spanning van 3.7V. De laadstroom mag maximaal 3A bedragen. Standaard worden deze batterijen geladen met 1.5A. Meer informatie kan gevonden worden in de datasheet [27].

3.1.4 Batterij management systeem

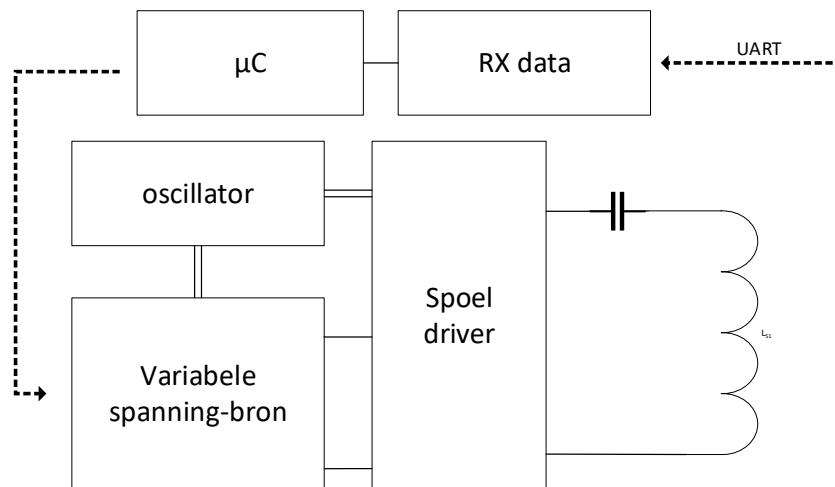
De batterijen van de butler robot moeten na verloop van tijd terug worden opgeladen. Hiervoor is een lader noodzakelijk. Daarbij is het ook steeds nodig om batterijen te beschermen met een protection board. De lader wordt verder besproken in hoofdstuk 5.

3.2 Laadstation

Om de robot op te laden dient een laadstation gemaakt te worden. Het laadstation dient een versterkte blok golf te genereren met een bepaalde frequentie. Om de juist frequentie te verkrijgen zal een oscillator een onderdeel zijn van het laadstation. De blok golf van de oscillator wordt versterkt met de een klasse D versterker. De versterkte blok golf kan vervolgens verbonden worden met de serieschakeling van de primaire condensator en de transmitter spoel. Een regelbare voeding is vereist om 230VAC om te zetten naar een gelijksspanning die kan geregeld worden met de microcontroller. Met de microcontroller kan ook de oscillatiefrequentie geregeld worden.

Het laadstation zal data kunnen ontvangen van de Butler Robot. De ontvangen data kan worden geïnterpreteerd en de microcontroller kan op gepaste wijze reageren op deze data.

Het vereenvoudigde blokschema is weergegeven in figuur 3.4 op de volgende pagina. Een volledig blokschema en de componenten van het laadstation wordt verder uitgebreid besproken in hoofdstuk 7.



Figuur 3.4: Blokschema laadstation

3.3 Nodes

Het volledige ontwerp van de transmitter en receiver voor het laden van de batterij van een IoT node wordt besproken in hoofdstuk 8.

3.4 Microcontroller

In deze master proef worden twee ATMEGA328P microcontrollers gebruikt. De hoofdtaak aan de receiver kant is het uitgangsvermogen opmeten. A.d.h.v. dit vermogen zal er specifieke data worden verstuurd via load modulation. De ander microcontroller bevindt zich aan het laadstation. Via de demodulator kan de verstuurde informatie worden ingelezen. Met deze data zal de voedingsspanning van de klasse D worden aangepast. De reden hiervoor is om het systeem steeds zo efficiënt mogelijk te houden. Er wordt verder ingegaan op de software, efficiënte spanningen bij de verschillende vermogen, load modulation, het demoduleren, enz. in de volgende hoofdstukken.

Een bijkomende taak van de microcontroller is controleren wanneer de IoT transmitter vermogen moet sturen. Dit hoeft enkel te gebeuren wanneer er een IoT receiver spoel gekoppeld (in de buurt is gebracht) is met de IoT transmitter van de Butler Robot.

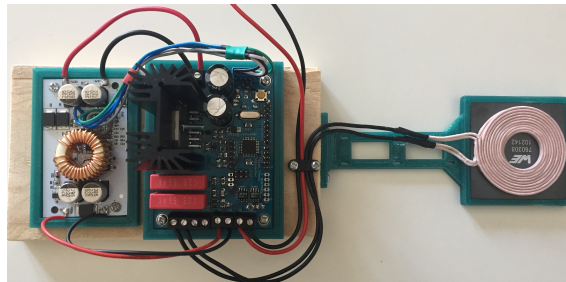
3.5 Lokalisatiesysteem

Het lokalisatiesysteem van de Butler Robot maakt geen deel uit van deze masterproef. Toch zal dit voor het gehele concept vereist zijn. Aan de hand van dit systeem kan de Butler Robot worden gelokaliseerd. Door de kennis van de locatie kan de robot worden gestuurd naar de nodes die vermogen nodig hebben. Wanneer de batterijen van de Butler Robot leeg zijn kan via de locatie de robot naar het laadstation gestuurd worden.

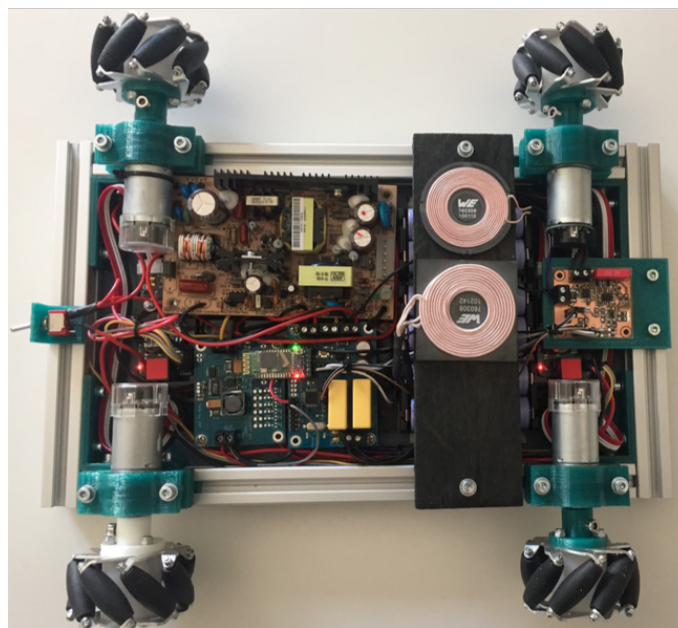
3.6 Resultaat

Het resultaat wordt weergegeven door drie foto's van de drie grote delen uit deze masterproef. In de verder hoofdstukken wordt er dieper ingegaan op de bouw van deze delen.

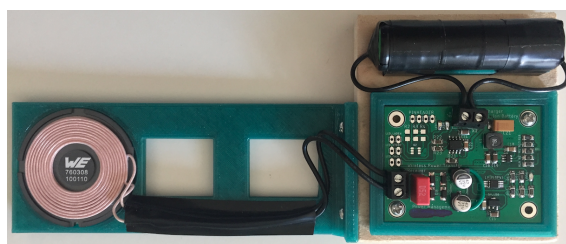
Het laadstation wordt weergegeven in figuur 3.5, de Butler Robot in figuur 3.6 en het powermanagement bord voor een IoT node in figuur 3.7.



Figuur 3.5: Resultaat laadstation



Figuur 3.6: Resultaat Butler Robot



Figuur 3.7: Resultaat IoT node

Hoofdstuk 4

Draadloze energie overdracht

In dit deel worden de verschillende keuzes weergegeven met de bijhorende berekeningen. Aan de hand van een aantal metingen wordt de resonantiefrequentie, optimale belasting en link efficiëntie bepaald.

4.1 Keuzes

4.1.1 Spoelkeuze

In de application note genaamd *High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment* [28] van Würth electronics worden vermogens overgedragen tot 100 watt. Aangezien het systeem om en bij de 35 watt moet kunnen overdragen zullen de spoelen gebruikt in deze application note ook hier geschikt zijn. De spoelen gebruikt voor de butler robot draadloos op te laden zijn van het type: 760308102142 [7].

De eigenschappen van zo één spoel staan weergegeven in tabel 4.1.

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

Tabel 4.1: Eigenschappen van de spoel met type 760308102142 [7]

4.1.2 Onderlinge afstand

De Butler Robot wordt draadloos opgeladen. Het is hierbij niet noodzakelijk om onder extreem veranderende spoel uitlijningen te laden. Er kan vanuit gegaan worden dat de spoel, aan het laadstation, zich steeds even ver bevindt van de spoel bevestigd op de butler robot. De afstand tussen de spoelen kan hierdoor optimaal gekozen worden.

In de rest van de berekeningen en dit boek wordt er vanuit gegaan de afstand tussen de receiver en transmitter spoel steeds 5 mm bedraagt. Daarbij wordt er ook vanuit gegaan dat de spoelen zich optimaal boven elkaar bevinden.

4.2 Meting van de mutuele inductantie en koppelfactor

Nu de afstand tussen de twee spoelen vastligt kan de koppelfactor worden bepaald [29]. Deze factor zal niet wijzigen, aangezien wordt verondersteld dat de afstand tussen de spoelen steeds dezelfde is en de spoelen zich optimaal boven elkaar bevinden. Door een stuk te 3D-printen blijft de afstand tussen de twee spoelen gedurende de metingen constant.

De mutuele inductantie (M met eenheid [H]) dient eerst bepaald te worden. Dit kan bijvoorbeeld gebeuren met een RLC-meter van het type HM8118 Hameg. Men plaatst de primaire en secundaire spoelen eens in serie en vervolgens in antiserie. Men meet telkens de zelfinductantie met de RLC-meter. Als benaming voor de zelfinductantie van de spoelen in serie neemt men L_{S+} en voor antiserie L_{S-} .

De mutuele inductantie kan berekend worden a.d.h.v. vergelijking 4.1. De waarden van de zelfinductantie van de twee spoelen werden reeds opgemeten. De zelfinductantie van de twee spoelen ($L_{S1} \approx L_{S2}$) is ongeveer $6.93 \mu\text{H}$. De koppelfactor wordt hieruit bepaald met vergelijking 4.2.

$$M = \frac{L_{S+} - L_{S-}}{4} \quad (4.1)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{S1} * L_{S2}}} \quad (4.2)$$

In tabel 4.2 staat de resultaten. De koppelfactor werd bij drie verschillende frequenties opgemeten. Hieruit blijkt de koppelfactor nagenoeg geen functie is van de frequentie. De koppelfactor wordt verder gelijk genomen aan 0.64.

Frequentie [kHz]	$L_{S-} [\mu\text{H}]$	$L_{S+} [\mu\text{H}]$	$M [\mu\text{H}]$	$k [-]$
100	4.92	22.70	4.444	0.641
120	4.90	22.60	4.425	0.639
150	4.91	22.70	4.448	0.642

Tabel 4.2: Bepaling van de koppelfactor

4.3 WPT berekeningen

De berekeningen zijn niet eenvoudig omdat zo goed als elke parameter invloed heeft op alle andere parameters. In de berekening zal aangetoond worden hoe de optimale belasting steeds kan nageleefd worden.

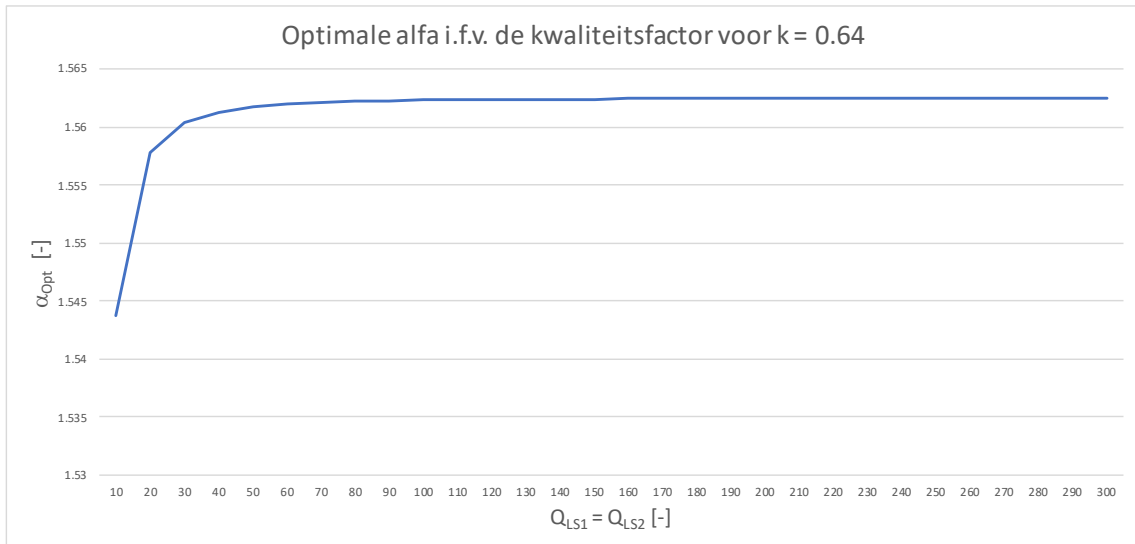
4.3.1 Soort resonantie

In het boek van inductive powering [17] wordt vermeld welke keuze (parallelresonantie of seriëresonantie) er best aan de secundaire kant wordt gehanteerd. Men kiest best voor seriëresonantie wanneer $R_{LOAD} \ll \omega L_{S2}$ en voor parallelresonantie wanneer $R_{LOAD} \gg \omega L_{S2}$. Hierin stelt L_{S2} de zelfinductantie van de secundaire spoel voor en R_{LOAD} de belasting verbonden met de secundaire kant.

Er is gekozen voor parallel resonantie. In deel 4.3.4 wordt de optimale belasting berekend. De optimale belasting blijkt groter te zijn dan ωL_{S2} .

4.3.2 Optimale alpha

Eerst dient de constante α_{opt} bepaald te worden. Deze constante is nodig om de optimale load te bepalen. Aangezien er gewerkt wordt met parallelresonantie aan de secundaire kant wordt vergelijking 2.14 gebruikt. Deze formule is voornamelijk afhankelijk van de koppelfactor en in mindere mate van de kwaliteitsfactor. Dit wordt aangetoond in figuur 4.1 waar wordt aangenomen dat de koppelfactor ($k = 0.64$) gekend is.



Figuur 4.1: Optimale alfa constante in functie van de kwaliteitsfactor

Uit deze grafiek kan besloten worden dat deze constante vanaf een kwaliteitsfactor van 50 nageenoeft niet veranderd. Zo kan voor bijvoorbeeld een kwaliteitsfactor van 100 de formule worden ingevuld.

$$\alpha_{opt} = \frac{100}{\sqrt{1 + 0.64^2 \cdot 100 \cdot 100}} = 1.562$$

In het vervolg van de berekeningen wordt α_{opt} gelijk aan 1.562 gehouden.

4.3.3 Parallelcondensator

De parallelcondensator wordt parallel met de secundaire spoel geplaatst om zo parallelresonantie te verkrijgen. Voor de capaciteitswaarde wordt een waarde van 220 nF gekozen. De metingen met de RLC meter zijn gedocumenteerd in 4.5 op pagina 31.

4.3.4 Optimale belasting

Bij elke draadloos energieoverdrachtsysteem kan een optimale belasting berekend worden. Bij deze belasting zal de link efficiëntie maximaal zijn. Er wordt vertrokken van vergelijking 2.13 op pagina 9 om de resonantiefrequentie te bepalen bij parallelresonantie en van vergelijking 2.12. Deze twee vergelijking substitueren en R_{load_2} eruit halen geeft vergelijking 4.3.

$$R_{load_2} = \sqrt{\frac{L_{S2}}{C_2} \cdot (1 + \alpha_{opt}^2)} \quad (4.3)$$

Invullen geeft:

$$R_{load_2} = \sqrt{\frac{6.93 \mu\text{H}}{220 \text{ nF}} \cdot (1 + 1.562^2)} = 10.41 \Omega$$

Dit draadloos energieoverdracht systeem behaalt de maximale efficiëntie wanneer er voor gezorgd wordt dat R_{load} gelijk is aan 10.41Ω .

4.3.5 Resonantiefrequentie

Nu de optimale belasting gekend is, kan de resonantiefrequentie bepaald worden a.d.h.v. vergelijking 2.13 op pagina 9.

$$f_{resP} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{6.93 \mu\text{H} \cdot 220 \text{ nF}} - \frac{1}{10.41^2 \cdot (220 \text{ nF})^2}} = 108.56 \text{ kHz}$$

Er werd in deel 4.3.1 gekozen voor een parallelresonante secundaire. Zoals aangehaald is dit de beste keuze wanneer $R_{LOAD} \gg \omega L_{S2}$. Dit wordt hier bevestigd door R_{LOAD} te vergelijken met ωL_{S2} .

$$10.41 > 2\pi \cdot 108.56 \cdot 10^3 \cdot 6.93 \cdot 10^{-6}$$

$$10.41 > 4.73$$

4.3.6 Linkefficiëntie

Wanneer er gewerkt wordt in resonantie aan de secundaire zijde en de optimale load wordt gerespecteerd, kan de maximale linkefficiëntie bepaald worden door vergelijking 2.10 op pagina 8.

De kwaliteitsfactor Q_{S1} en Q_{S2} bij een frequentie van 108.56 kHz komen overeen met 77.66 door interpolatie a.d.h.v. tabel 4.3 op pagina 30.

$$\eta_{link_{max}} = \frac{0.64^2 \cdot 77.66 \cdot 77.66}{\left(1 + \sqrt{1 + 0.64^2 \cdot 77.66 \cdot 77.66}\right)^2} = 0.961$$

Door in resonantie te werken en spoelen met een hoge kwaliteitsfactor te kiezen, wordt een grote link efficiëntie behaald. Daarom is het niet nodig om de frequentie te verhogen, aangezien de link efficiëntie al bijna 100 procent bedraagt. Toch zou voor een nog optimaler systeem de frequentie kunnen verhoogd worden. Dit wordt verder behandeld in hoofdstuk 10.

4.3.7 Seriecondensator

De resonantiefrequentie aan de primaire kant kan berekend worden a.d.h.v. vergelijking 2.15 op pagina 10. Er is een condensatorwaarde gekozen van 280 nF. De overeenkomstige resonantiefrequentie van de primaire bedraagt:

$$f_{resP} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6.93 \mu\text{H} \cdot 280 \text{nF}}} = 114.25 \text{kHz}$$

Er wordt niet helemaal in resonantie gewerkt aan de primaire aangezien de resonantiefrequentie van de secundaire 108.56 kHz bedraagt.

4.3.8 Gain

Aangezien er gewerkt wordt met een parallelresonante secundaire en een niet resonante primaire kan vergelijking 2.21 op pagina 11 gebruikt worden om de gain te berekenen.

$$A = 0.64 \cdot 1 \cdot 77.66 \cdot 77.66 \cdot \sqrt{\frac{1.562^2 + 1}{77.66^2 (1.562 + 77.66)^2 + (1.562 \cdot 0.64^2 \cdot 77.66 \cdot 77.66 + 1.562 + 77.66)^2}}$$

$$A = 0.98$$

4.3.9 Optimale DC belasting

De optimale DC belasting kan a.d.h.v. het resultaat uit deel 4.3.4 berekend worden. Deze DC belasting R_{dc} komt overeen met de belasting die na de gelijkrichter en aflakker moet worden geplaatst. De waarde van de DC weerstand is afhankelijk van de gelijkrichter die wordt gekozen. In het ontwerp is er gekozen voor een gelijkrichter met spanningsverdubbeling, aangezien de spanningsregelaar enkel werkt met voldoende hoge ingangsspanningen. De formule [30] gebruikt om de R_{load} om te rekenen naar R_{dc} is de volgende:

$$R_{load} = \frac{R_{dc}}{8} \left(1 + \frac{2 \cdot V_{diode}}{V_{dc}}\right) \quad (4.4)$$

De gekozen schottky diodes (RB068LAM100TR [30]) hebben een voorwaartste spanning van 0.81 V.

Uitwerken naar de weerstand R_{dc} geeft vergelijking 4.5. Deze formule kan niet zomaar ingevuld worden aangezien er geen informatie is over de DC spanning na het gelijkrichten en afvlakken. In het deel 4.4 wordt dit behandeld.

$$R_{dc} = \frac{8 \cdot R_{load}}{\left(1 + \frac{2 \cdot V_{diode}}{V_{dc}}\right)} \quad (4.5)$$

Het rendement van deze gelijkrichter wordt weergegeven in vergelijking 4.6.

$$\eta_{rectif} = \frac{V_{dc}}{V_{dc} + 2 \cdot V_{diode}} \quad (4.6)$$

4.4 Optimale ingangsspanning

Met elk uitgangsvermogen na de spanningsregelaar aan de secundaire kant zal een optimale ingangsspanning aan het laadstation overeenkomen. Men voldoet zo aan de optimale belasting. Men krijgt hierdoor een optimaal systeem met de hoogst haalbare efficiëntie. Hierbij is de maximale efficiëntie afhankelijk van de gekozen componenten en gemaakte keuzes.

Er kunnen twee uitdrukkingen worden geschreven voor de weerstand R_{dc} . De eerste uitdrukking is vergelijking 4.5. De tweede uitdrukking zal afhangen van het uitgangsvermogen achter de spanningsregelaar. Deze regelaar bevindt zich na de gelijkrichter en afvlakker. Terugrekenen naar het ingangsvermogen kan door rekening te houden met het rendement van de spanningsregelaar:

$$P_{in_{reg}} = \frac{P_{out_{reg}}}{\eta_{reg}}$$

Het ingangsvermogen kan vervolgens geschreven worden in functie van V_{dc} en R_{dc} .

$$P_{in_{reg}} = \frac{V_{dc}^2}{R_{dc}}$$

Door de twee bovenstaande vergelijkingen te combineren bekomt men de tweede uitdrukking in vergelijking 4.7.

$$R_{dc} = \frac{V_{dc}^2 \cdot \eta_{reg}}{P_{out_{reg}}} \quad (4.7)$$

Combineren van vergelijking 4.5 en vergelijking 4.7 geeft vergelijking 4.9. Hierin wordt het verband weergegeven tussen het uitgangsvermogen en de DC spanning.

$$\eta_{reg} \cdot V_{dc}^2 + 2 \cdot V_{diode} \cdot V_{dc} - 8 \cdot R_{load_2} \cdot P_{out_{reg}} = 0 \quad (4.8)$$

De spanning V_{dc} hier uit halen geeft.

$$V_{dc} = \frac{-V_{diode} \pm \sqrt{V_{diode}^2 + 8 \cdot \eta_{reg} \cdot R_{load_2} \cdot P_{out_{reg}}}}{\eta_{reg}} \quad (4.9)$$

Het rendement van de spanningsregelaar is niet constant. Daarom is het beter de formule te herschrijven in functie van het ingangsvermogen van de spanningsregelaar. Dit ingangsvermogen

komt overeen met het uitgangsvermogen na de gelijkrichter en afvlakker. De aanpassing voor het berekenen van deze optimale DC spanning wordt weergegeven in vergelijking 4.10.

$$V_{dc} = -V_{diode} \pm \sqrt{V_{diode}^2 + 8 \cdot R_{load2} \cdot P_{in_{reg}}} \quad (4.10)$$

4.5 Metingen spoel

Met een RLC-meter van het type HM8118 Hameg kan de zelfinductantie en de kwaliteitfactor van de gekozen spoel opgemeten worden. De twee spoelen (beide van het type 760308102142) worden op 5 mm van elkaar gebracht. De meetresultaten voor één opgemeten spoel staan weergegeven in tabel 4.3.

Frequentie [kHz]	L_{S1} [μ H]	Q_{S1} [-]
10	7.24	16.89
20	7.67	21.63
30	7.00	27.57
40	6.97	34.00
50	6.95	40.25
60	6.93	46.34
75	6.87	55.41
90	6.89	63.96
100	6.88	71.49
120	6.93	86.00
150	6.96	120.92
180	6.94	185.61
200	6.95	300.21

Tabel 4.3: Meting van de zelfinductantie van de gekozen spoel

4.6 Metingen capaciteitswaarden

Met de RLC-meter worden de twee condensatoren uitgemeten waarmee de primaire en secundaire spoelen verbonden zijn. Deze waarden staan in tabel 4.4 en tabel 4.5.

Frequentie [kHz]	C_1 [nF]	R_{C1} [m Ω]	Q_{C1} [-]
100	283.04	72.73	77.31
120	283.67	78.80	59.33
150	284.95	85.18	43.71

Tabel 4.4: Meting van de capaciteit van de condensator verbonden met de primaire spoel

Frequentie [kHz]	C_1 [nF]	R_{C1} [m Ω]	Q_{C1} [-]
100	219.92	61.64	117.41
120	220.38	67.34	89.37
150	219.30	74.00	65.38

Tabel 4.5: Meting van de capaciteit van de condensator verbonden met de secundaire spoel

Deel II

Ontwerp van de schakelingen

Hoofdstuk 5

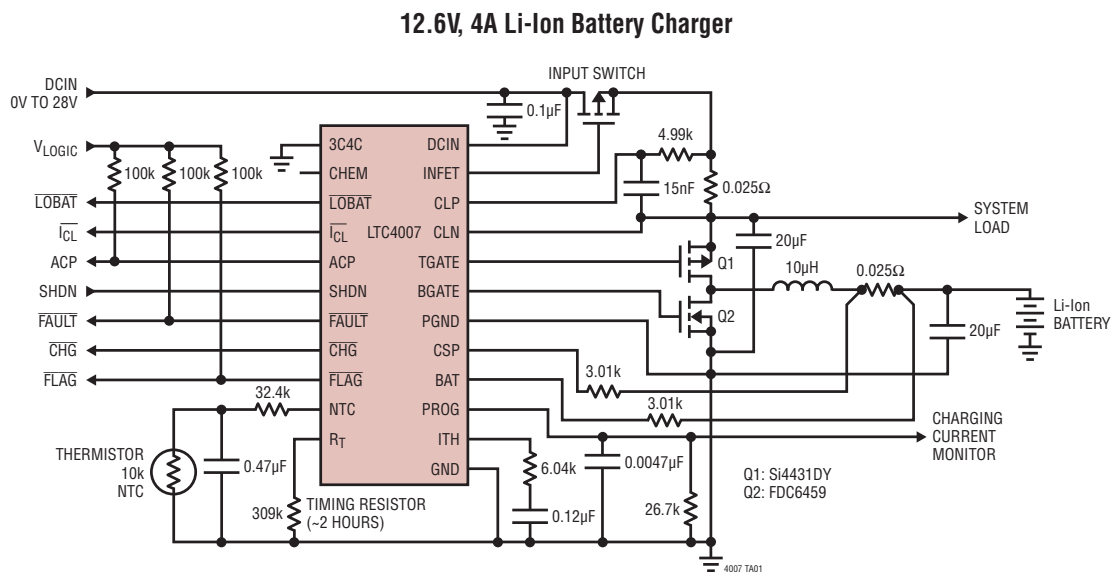
Batterijlader

5.1 Lader

5.1.1 Keuze van een geschikte IC

De wagen wordt gevoed met zes lithium ion batterijen. Zoals al is vermeld (zie deel 3.1.3 op pagina 21) worden deze batterijen drie keer in serie geschakeld met telkens twee cellen in parallel. Daarom is een batterijlader waarmee drie in seriegeschakelde cellen kunnen worden geladen dus vereist.

Om de lader te bouwen is er gekozen voor een IC van linear technology (LTC4007) [4]. Deze IC laat het toe van drie of vier in seriegeschakelde cellen te laden. Naast de IC zijn extra componenten nodig. De lader is gebaseerd op een geschakelde voeding die zowel een stroombegrenzing als spanningsbegrenzing heeft ingebouwd. Omdat de schakeling werkt als een step down converter zijn de rendementen van deze lader zeer hoog. De schakeling is gebaseerd op het schema uit de datasheet in figuur 5.1 . De componenten zijn anders gekozen en worden verder toegelicht.



Figuur 5.1: Schema van de batterijlader uit de datasheet [4]

In de datasheet kan men uit de grafieken besluiten dat de efficiëntie van de lader afhankelijk is van eenderzijds de ingangsspanning en anderzijds de laadstroom. Bij laadstromen tussen de 1.5A en 2.5A zal de efficiëntie rond de 94 % liggen bij 19VDC en rond de 95 % bij 15VDC. Hier moet wel bij vermeld worden dat deze efficiënties enkel in de meest optimale situatie kunnen behaald worden. De componentenkeuze zal invloed hebben op het redement.

De LTC4007 heeft daarnaast heel wat uitgangspinnen waarmee alle interne handelingen kunnen worden gevisualiseerd door bijvoorbeeld LEDs. De functionaliteit van deze pinnen wordt hier kort weergegeven. Alle informatie komt uit de datasheet van de LTC4007 [4].

- \overline{LOBAT} Deze actief lage pin wordt laag wanneer de spanning van de batterijen zich bevindt onder de 2.5 V per cell. In deze toepassing gaat het over een spanning lager dan 7.5 V.
- $\overline{I_{CL}}$ Deze pin is laag wanneer de stroom wordt begrensd. In de schakeling is de maximale stroom 3A. Dit is ingesteld door de juiste componenten keuze. Bij lege batterijen bijvoorbeeld zal de stroom begrensd worden en deze pin laag zijn.
- ACP Indien de ingangsspanning lager is dan de batterijspanning kan er niet geladen worden en zal deze pin hoog zijn.
- SHDN Deze pin kan gebruikt worden om de lader te resetten.
- \overline{FAULT} Geeft een lege batterij of thermische fout weer.
- \overline{CHG} Deze pin wordt laag wanneer de batterijen worden geladen.
- \overline{FLAG} Als de stroom gedaald is tot 10 % van de maximale stroom, wordt deze pin laag.
- PROG Deze pin kan gebruikt worden als input om de laadstroom te regelen. Of als output om de laadstroom te monitoren.

Bij het routen van de schakeling (zie bijlage) dienen alle componenten dicht bij elkaar geplaatst te worden. Doet men dit niet dan start de lader niet op. Er worden in dat geval te veel storingssignalen opgevangen. Het evaluation board van de LTC4007 geeft een goed voorbeeld voor de ontwerpkeuze en de plaatsing van de componenten.

5.1.2 Ontwerp van de schakeling

Tijdens het ontwerp zijn een aantal keuzes gemaakt. Deze worden hier kort besproken.

- Er werd gekozen om een lader te bouwen die kan laden met een laadstroom van 3A. In tabel 2 op pagina 13 van de datasheet staat gegeven om een weerstand R_{SENSE} van 0.33Ω te gebruiken. Het maximaal vermogen gedissipeerd in deze weerstand is 0.3 W bij de maximale laadstroom.
- De weerstand R_T bepaalt de laadtijd. In de veronderstelling dat de batterijen binnen de 3u opgeladen zijn, werd er voor R_T een weerstand van 462Ω gekozen. Na 3u zal de lader stoppen met laden.
- De $3C4C$ pin is verbonden met de GND omdat er drie cellen in serie staan en de $CHEM$ pin is open gelaten. De lader zal hierdoor laden met een maximale laadspanning van 12.6 V.

- De *SHDN pin* is verbonden met een pull down weerstand naar de GND. Zo start de lader meteen op. Het hoog maken van deze pin reset de lader.
- In tabel 4 pagina 15 van de datasheet wordt aangeraden om bij een spanning van 20V of kleiner en een laadstroom van 3A een spoel met een zelfinductiecoëfficiënt van $15\mu\text{H}$ te gebruiken.
- Omdat het niet noodzakelijk is voor de werking om de temperatuursbescherming voor de batterijen te gebruiken, kan er tussen de NTC en de DCIN pinnen een weerstand van 470k geplaatst worden. In de datasheet raden ze aan om een weerstand van 499k te gebruiken wanneer de spanning zich tussen de 15 V en 24 V bevindt. De weerstand van 470k ligt het meest in de buurt binnen de E-12 reeks.
- Een laatste belangrijk ontwerpbeslissing is de keuze van de MOSFETs. De $R_{DS_{on}}$ zal immers een sterke invloed hebben op het rendement. Daarnaast speelt ook de gate capaciteit, de thresholdspanning van de gate, de maximale drain source spanning V_{DS} , de maximale drainstroom I_D , de piek drainstroom I_{DM} , de maximale vermogen dissipatie P_D een belangrijke rol.

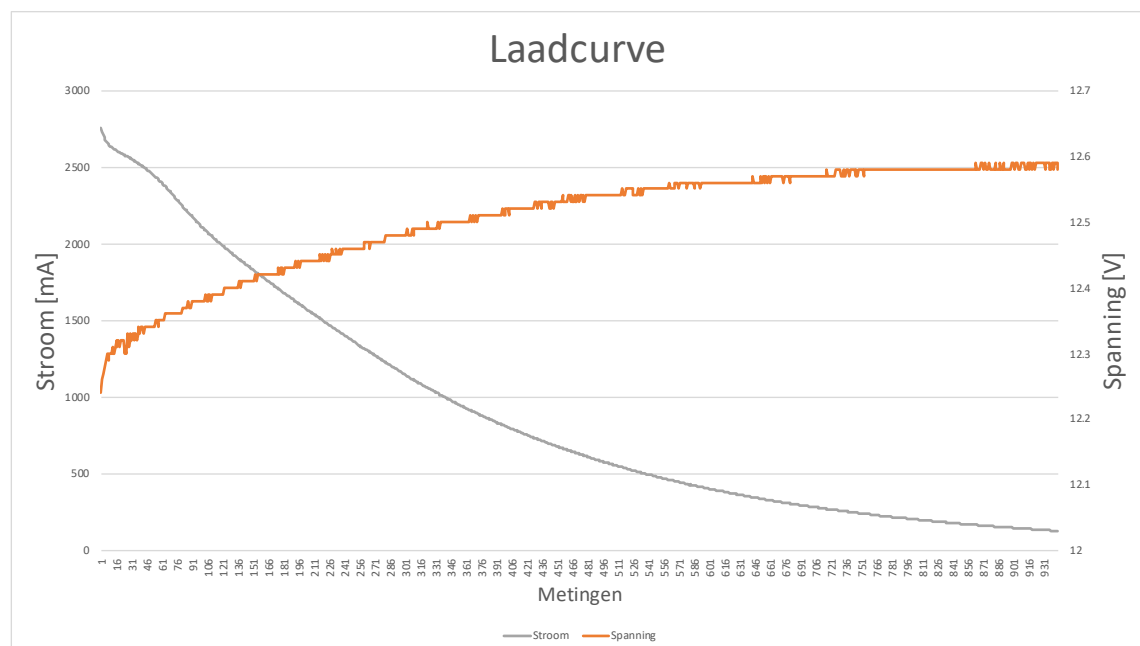
In de datasheet worden twee mogelijke MOSFETs weergegeven die kunnen worden gebruikt in het ontwerp. De gebruikte MOSFETs zijn de FDC645N als N kanaal MOSFET en de SI4431BDY als P kanaal MOSFET.

Voor het schema en de PCB layout wordt doorverwezen naar bijlage A.

5.1.3 Opmeten van de laadcurve

De laadcurve wordt opgemeten door de batterijen eerst deels te ontladen. Een labovoeding wordt ingesteld op een vaste spanning van 20V en verbonden met de lader. Achter de lader wordt een INA219 module geplaatst. Met deze module kan via I2C de ogenblikkelijke stroom naar en spanning over de batterijen worden opgemeten. Het opmeten gebeurt met een arduino. Om de 10 seconden wordt de stroom en spanning uitgeprint.

Na 945 metingen waren de batterijen opgeladen. Door de verwerking van de gegevens kan de laadcurve, weergegeven in figuur 5.2 op de volgende pagina, getekend worden.



Figuur 5.2: Laadcurve van de batterijen

Uit de meetwaarden kan bepaald worden hoeveel vermogen er in de batterijen gestockeerd werd tijdens het laden. Ook de mAh kunnen worden bepaald. Uit de berekening blijkt dat het totaal vermogen naar de batterijen 29,7 Wh is en de stroom uur 2381 mAh bedraagt. Aangezien de capaciteit van de batterijen 6000 mAh bedraagt kan men dus besluiten dat de batterijen niet volledig waren ontladen.

In de laadcurve wordt gedurende een korte tijd aan een constante stroom geladen. De batterijen waren niet sterk genoeg ontladen om dit goed zichtbaar te maken. Het grootste deel bevindt de lader zich in een overgangsverschijnsel. In het laatste deel wordt er geladen aan een constante spanning.

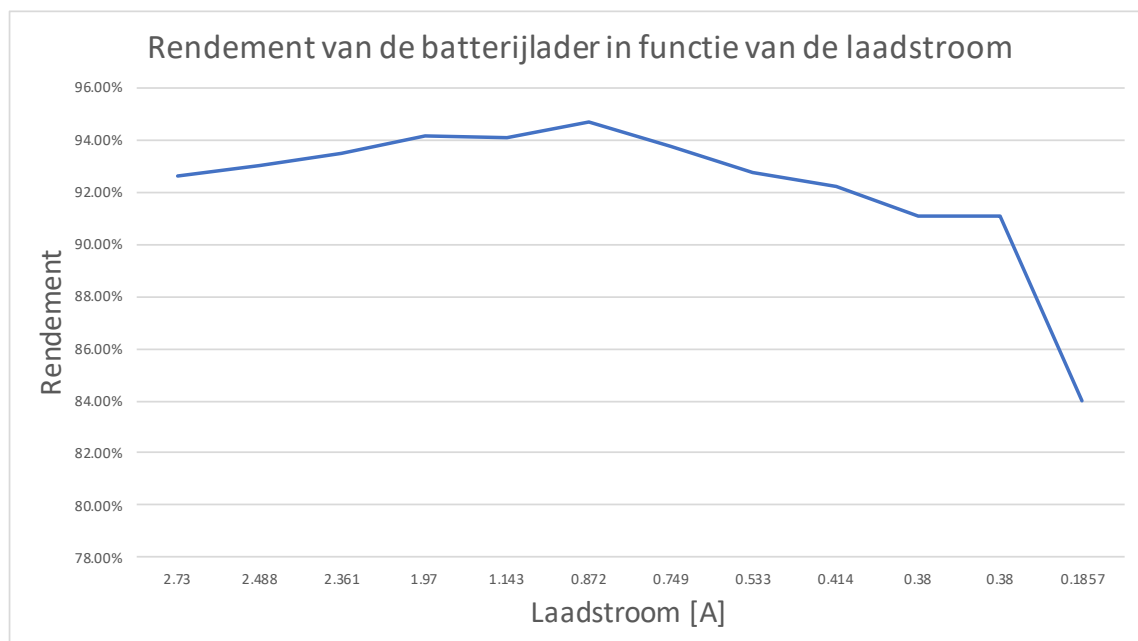
5.1.4 Bepalen van het rendement

In de datasheet wordt een curve gegeven i.f.v. het rendement van de lader. Het rendement is afhankelijk van de gebruikte componenten. Daarom wordt de efficiëntie van de lader uitgemeten. Tijdens het opmeten van de laadcurve werden op willekeurige tijdstippen de ingangsstroom, uitgangsstroom en uitgangsspanning genoteerd. Het rendement van de lader kan op deze manier eenvoudig bepaald worden. In tabel 5.1 op de pagina hierna staan de meetwaarden. Uit deze meting blijkt dat het rendement zal variëren afhankelijk van het vermogen overgedragen naar de batterijen. In figuur 5.3 op de volgende pagina kan men concluderen dat het rendement varieert met veranderende laadstroom.

In verdere hoofdstukken zal gekeken worden naar het totale rendement van het draadloos energieoverdracht systeem. Daar zal het rendement van de batterijlader buiten beschouwing worden gelaten. Het vermogen naar de batterijlader zal worden aanzien als het laadvermogen. Indien het totale rendement dient bepaald te worden zal men dus ook rekening moeten houden met een hoeveelheid warmteverlies van de batterijlader.

Ingangsspanning	Ingangsstroom	Uitgangsspanning	Uitgangsstroom	Rendement
20	1.790	12.15	2.730	92.65
20	1.633	12.21	2.488	93.01
20	1.546	12.24	2.361	93.46
20	1.288	12.31	1.970	94.14
20	0.758	12.48	1.143	94.09
20	0.576	12.51	0.872	94.69
20	0.500	12.52	0.749	93.77
20	0.361	12.56	0.533	92.72
20	0.282	12.56	0.414	92.20
20	0.262	12.56	0.380	91.08
20	0.262	12.56	0.380	91.08
20	0.139	12.58	0.186	84.04

Tabel 5.1: Meetresultaten om het rendement van de batterijlader te bepalen



Figuur 5.3: Opgemeten rendement van de batterijlader in functie van de laadstroom

5.2 Protection board

Naast de lader moet elke cell beschermd worden tegen overladen, te diep ontladen en een te grote ontlaadstromen. Een IC uit de S-8254A Series [26] kan voor deze bescherming zorgen. De maximale ontlaadstroom bedraagt 10A.

Dit is een hardwarematige bescherming die steeds aan te raden is bij het gebruik van lithium ion batterijen. Daarnaast kan de ontladspanning ook softwarematig beperkt worden door de robot uit te schakelen vanaf een bepaalde batterijspanning. Dit zal de levensduur van de batterijen vergroten. Te diep ontladen zou na termijn kunnen leiden tot capaciteitsverlies van de cellen.

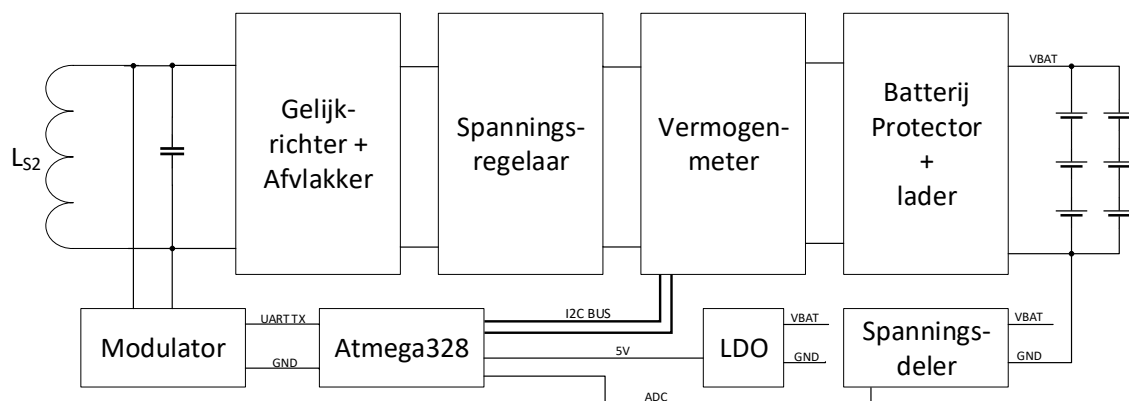
Hoofdstuk 6

WPT receiver van de Butler Robot

In dit hoofdstuk worden alle elementen van de receiver behandeld. De receiver wordt op de Butler Robot geplaatst. Eerst wordt het blokschema gegeven. Alle blokken worden verder uitvoerig besproken.

6.1 Blokschema

Het blokschema staat weergegeven in figuur 6.1. De printplaat zal bestaan uit de microcontroller, de LDO, de modulator, de resonantiecondensator, de vermogenmeter en heel wat connectoren. De spanningsstabilisator is een aangekochte module. De receiver spoel wordt extern verbonden. Daarnaast is de batterijlader een aparte printplaat die reeds uitgelegd werd in hoofdstuk 5.



Figuur 6.1: Blokschema van de draadloze energieoverdracht receiver

6.2 Gelijkrichter en afvlakker

In deel 4.3.9 is aangegeven dat er gekozen is voor een gelijkrichter met spanningsverdubbeling. De schottkydiodes (RB068LAM100TR [30]) hebben een maximale sperspanning van 100 V. De schottky diodes zijn bestand tegen hoge piekspanningen die kunnen optreden door het werken in resonantie. De maximale piekstroom bedraagt 70 A en de gemiddelde gelijkgerichte stroom door de

diodes 2 A. Er kan genoeg vermogen door de diodes aangezien de spanning voor de spanningsregelaar veel hoger ligt dan de uitgangsspanning na de regelaar.

6.3 Spanningsregelaar

Voor deze regelaar is een module gekozen (zie datasheet [31]). De afgevlakte spanning wordt geconverteerd tot een vaste uitgangsspanning van 20 V. De regelaar laat ingangsspanningen toe tussen de 36 V en 72 V. De maximale uitgangsstroom bedraagt 1.88 A. De stroom is voldoende hoog. Veronderstel dat de batterijen ontladen zijn tot 11 V en 3 A stroom trekken tijdens het laden en daarnaast ook rekening houdend met een rendement van 95 % van de lader. Dan kan men aantonen dat deze converter voldoende vermogen kan leveren:

$$20\text{ V} \cdot 1.88\text{ A} > \frac{11\text{ V} \cdot 3\text{ A}}{0.95}$$

De worst case stroom zal steeds kleiner zijn dan de maximale uitgangsstroom van de module.

$$37.6\text{ W} > 34.74\text{ W}$$

6.4 Vermogen meting

Het vermogen naar de lader wordt opgemeten met een specifieke IC (INA219) en een aantal extra componenten. Hiermee kan men de spanning en stroom meten en hieruit het vermogen berekenen. De communicatie verloopt met een I²C bus. Afhankelijk van de spanning op A0 en A1 kan het slave address worden ingesteld. Meer informatie kan gevonden worden in de datasheet [32]. Met het opgemeten vermogen kan via load modulation de ingangsspanning aan het laadstation geregeld worden. Dit komt verder aan bod.

6.5 Load Modulation

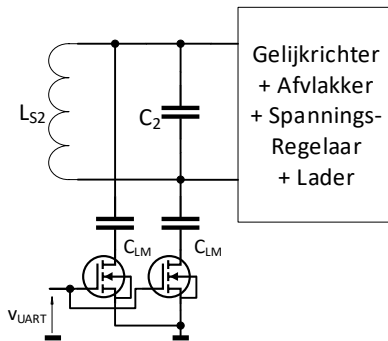
Een belangrijk element van de receiver is het voorzien van een manier waarmee de data kan worden gemoduleerd [33]. Er zal een UART signaal verstuurd worden. De communicatie zal hier unidirectioneel verlopen. De butler robot zal informatie sturen naar het laadstation omtrent het vermogen naar de lader. Het is door rekening te houden met dit vermogen, dat de optimale belasting steeds kan worden gerespecteerd.

6.5.1 Werkingsprincipe load modulation

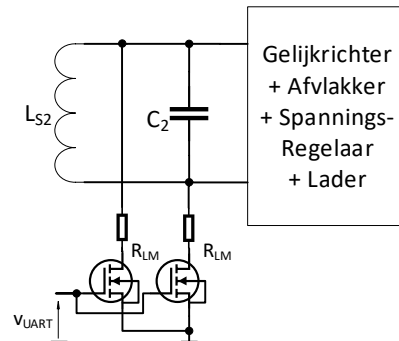
Om data te versturen naar het laadstation wordt er een signaal gemoduleerd tussen de spoel en de parallelcondensator. Er wordt gebruik gemaakt van load modulation. Load modulation kan capacitief of resistief gebeuren.

- De **capacitieve load modulation** verloopt als volgt: er wordt een extra condensator parallel geplaatst met de resonantiecondensator. Hierdoor zal de theoretische resonantiefrequentie wijzigen. Het UART signaal kan, met twee condensatoren en twee MOSFETs, op de draaggolf worden gemoduleerd. De frequentie van de draaggolf wordt bepaald door het laadstation en blijft ongewijzigd. Zie figuur 6.2 op de volgende pagina.

- Bij **resistieve load modulation** daarentegen zal er een extra belasting parallel met de receiver spoel en parallelcondensator worden geschakeld. Dit kan voornamelijk bij parallelresonantie aangetoond worden. In vergelijking 2.3 op pagina 9 blijkt de resonantiefrequentie een functie te zijn van de optimale belasting R_{LOAD2} . Als er een extra belasting wordt bijgeschakeld zal net zoals bij capacatieve load modulation de theoretische resonantiefrequentie wijzigen en kan op een gelijkaardige manier het UART signaal worden gemoduleerd. Zie figuur 6.3.



Figuur 6.2: Capacatieve load modulation



Figuur 6.3: Resistieve load modulation

Het principe van RFID is gelijkaardig. Ook in RFID [34] toepassingen worden beide technologieën gebruikt. Men merkt nog op dat met een enkelvoudige gelijkrichter, de schakelingen kan vereenvoudigd worden tot telkens één MOSFET met één weerstand of één condensator.

6.5.2 Berekening van de verandering van de theoretische resonantiefrequentie

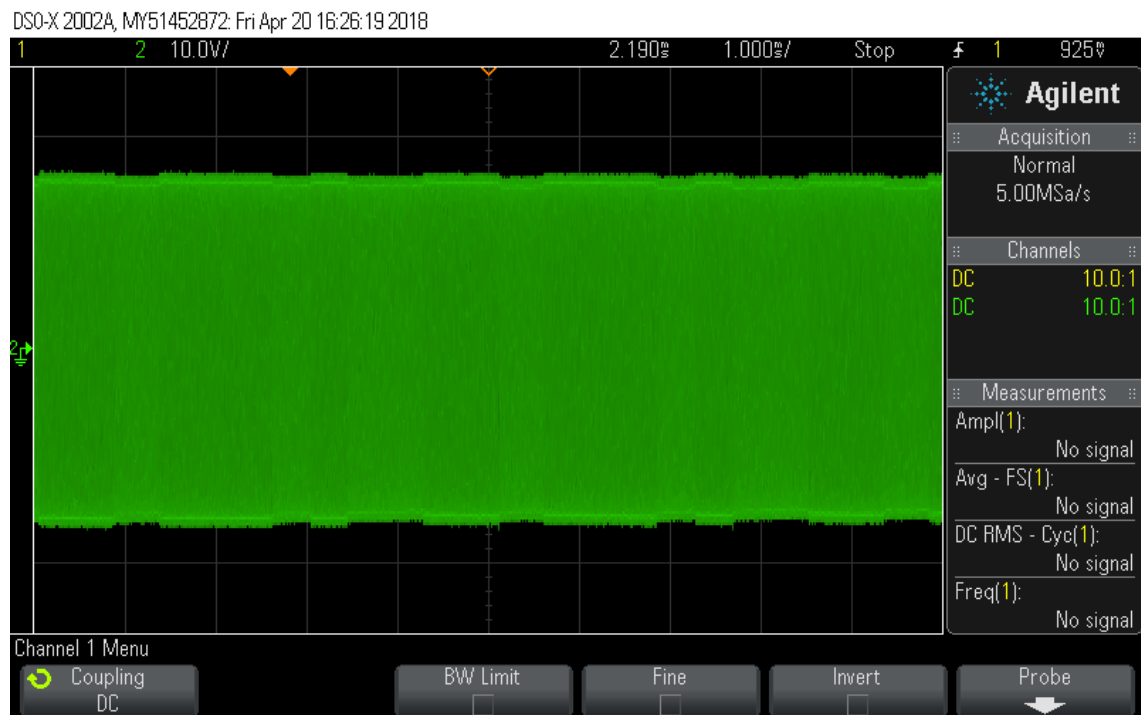
Om het informatiesignaal te moduleren is voor capacatieve load modulation gekozen. Er worden twee condensatoren gebruikt met een capaciteitswaarde van 147 nF (100 nF parallel met 47 nF). Als de MOSFETs in geleiding worden gebracht, staan de twee condensatoren van 147 nF in serie met elkaar en vervolgens parallel met de primaire resonantiecondensator van 220 nF. De resulterende capaciteitswaarde is 293.5 nF.

$$C_{res} = 220 \text{ nF} + \frac{147 \text{ nF}}{2} = 293.5 \text{ nF}$$

De theoretische resonantiefrequentie herleidt zich tot 94 kHz. Terwijl een condensator van 220 nF een theoretische resonantiefrequentie van 108 kHz heeft.

6.5.3 Meting van het UART gemoduleerde signaal

Met de oscilloscoop (Type: DSO-X 2002A van Aligent Technologies) wordt het gemoduleerde signaal opgemeten. De probe wordt geplaatst tussen de secundaire spoel en resonantiecondensator. In de figuur 6.4 op de pagina hierna kan een lichte variatie van de amplitude van de draaggolf opgemerkt worden. Aan de primaire kant wordt deze variatie groter. Dit wordt weergegeven in deel 7.8.



Figuur 6.4: Scoopbeeld gemoduleerd UART signaal

6.6 Printplaat van de receiver

6.6.1 Microcontroller

Voor de microcontroller werd de ATMEGA328P geselecteerd. Deze IC kan worden geprogrammeerd met de computer met de Arduino software. Naast deze IC zijn een aantal elementen noodzakelijk:

- Een 16 MHz crystal moet voorzien worden met twee extra condensatoren van 22 pF.
- Een ICSP pinheader is nodig om de bootloader te kunnen branden.
- Een reset button is niet noodzakelijk maar wordt wel voorzien.
- Om nieuwe updates te kunnen programmeren zal ook een male header genaamd *programmer* worden voorzien.

De printplaat bestaat niet uit het hele blokschema zoals vermeld werd in deel 6.1. De spanningsregelaar, batterijlader en spoel worden verbonden a.d.h.v. kroonstenen.

6.6.2 Connectoren

Op de PCB van de receiver zijn een aantal connectoren voorzien. Een deel van deze connectoren zijn niet noodzakelijk om de receiver te installeren, maar kunnen in een later stadium wel gebruikt worden om optimalisaties uit te voeren of extra functionaliteiten toe te voegen. Een voorbeeld hiervan is hardware voorzien om te zorgen dat de twee spoelen optimaal uitgelijnd zijn t.o.v. elkaar. Het rendement zal immers dalen indien dit niet het geval is.

De connectoren aanwezig op de printplaat:

- ICSP (In Circuit Serial Programming) connector wordt voorzien om de Bootloader te branden.
- Programmer connector om nieuwe software updates te kunnen programmeren.
- Kroonstenen om de in- en uitgangsspanning van de geschakelde voeding en voeding voor de batterijlader te kunnen verbinden.
- I²C connector
- BLUETOOTH connector om eventueel een bluetooth module mee te verbinden.
- ANALOOG en DIGITAAL connector verbonden met de overige pinnen van de ATMEGA328P.
- VBAT connector om het bord te voeden en de batterijspanning in te lezen.

Weerstand als connector Er zijn twee weerstanden van 0Ω voorzien als connector. Een van beiden dient gesoldeerd te worden. Als de ATMEGA328P enkel moet werken wanneer er wordt geladen, moet weerstand R6 van 0Ω gesoldeerd worden. In dit geval is er een extra controller nodig die de motoren en de IoT transmitter aanstuurt. Want vanaf de receiver spoel zich niet meer boven de transmitter spoel van het laadstation begeeft, valt de spanning over de microcontroller weg.

Wanneer de microcontroller wel moet blijven werken (voor de demo te geven), wordt weerstand R7 van 0Ω gesoldeerd. De spanning van de batterijen wordt via deze weerstand aangelegd aan de LDO. De microcontroller zal hierdoor steeds gevoed zijn en kan gebruikt worden om bijvoorbeeld de motoren aan te sturen, de transmitter voor de nodes aan te zetten, de batterijspanning op te meten, enz.

6.7 Bluetooth verbinding

Het is noodzakelijk om informatie te krijgen van de robot en daarnaast ook de robot te kunnen besturen. Dit kan op allerlei manieren gebeuren. Voor dit probleem is er gekozen om een bluetooth module (HC-05) te voorzien op de Butler Robot. Hiermee kan de robot bestuurd worden met een seriële monitor.

Als voorbeeld wordt kort vermeld hoe de verbinding tot stand wordt gebracht met een MacBook Pro. Verbind de MacBook met de HC-05 bluetooth module. Ga naar terminal (in Mac) en geef volgende lijn in: `screen /dev/cu.HC-05-DevB 9600`. De Butler Robot is nu bestuurbaar.

In de praktijk zal de robot beter verbonden worden op een andere manier. Bluetooth is slechts beperkt tot enkele meters. Het is namelijk zo dat datatransmissie steeds noodzakelijk zal zijn. Bijvoorbeeld indien er nieuwe informatie over lege nodes dient te worden verzonden.

6.8 Programma van de Butler Robot

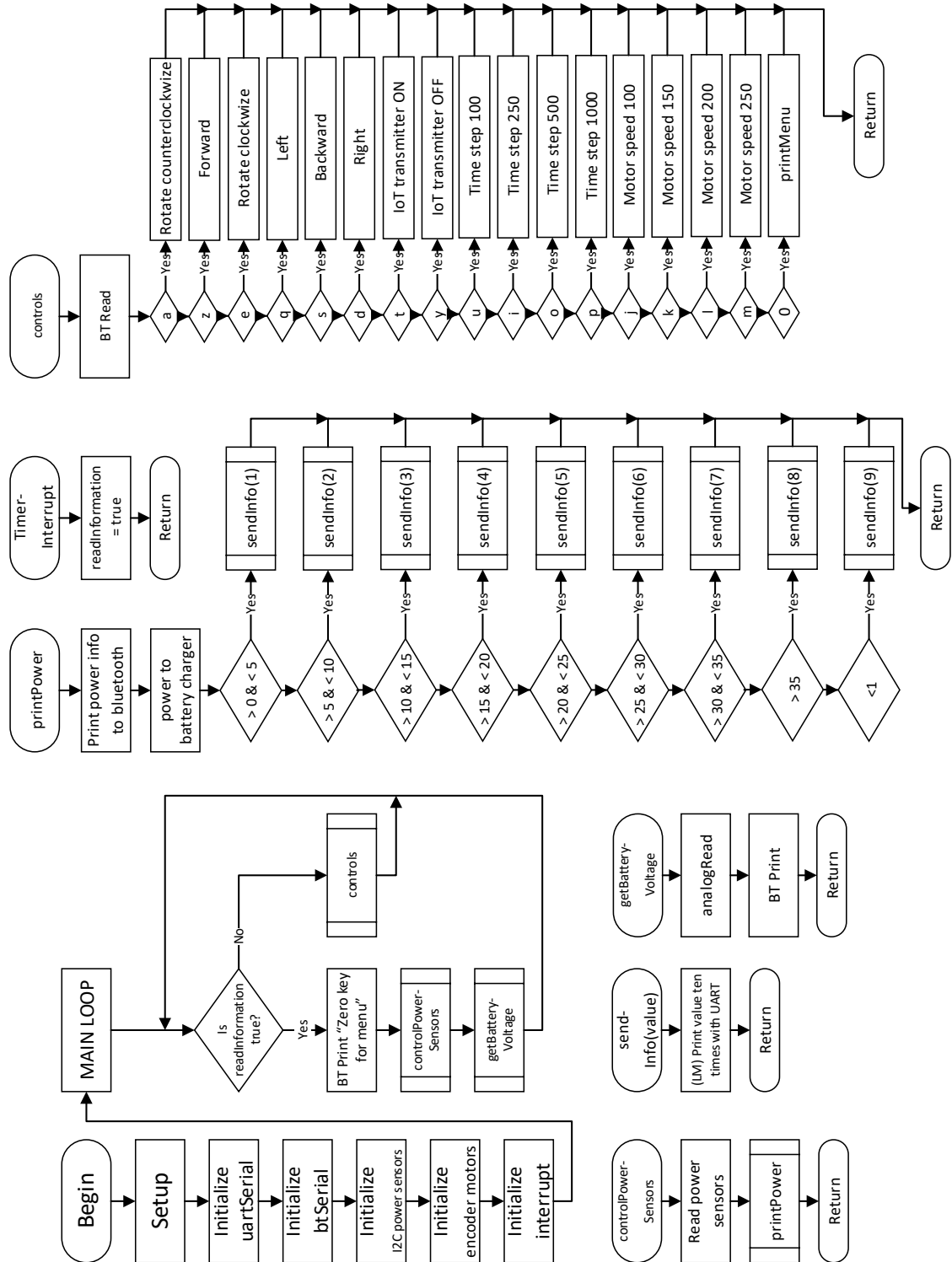
Een korte beschrijving van de functionaliteit van het programma is hier uitgelegd. De I²C bus wordt gebruikt om het vermogen naar de IoT transmitter en het vermogen naar de batterijlader in te lezen. Deze bus dient daarnaast om de motoren te besturen. Twee UART seriële bussen worden geïnitieerd, eens voor de communicatie via load modulation en eens om te communiceren met de bluetooth module.

Tijdens het laden wordt er informatie verstuurd naar het laadstation. Het is niet interessant om constant data door te sturen, de efficiëntie neemt namelijk sterk af als de twee condensatoren die voor de load modulation zorgen in parallel worden geschakeld met de condensator van 220 nF. Daarom zal er slechts data worden verstuurd om de vier seconden.

Een probleem hierbij is dat UART hoog blijft wanneer er geen data wordt verstuurd. Hierdoor zijn de twee N-kanaal MOSFETs in geleiding. Het systeem wordt zo verstoord, aangezien de theoretische resonantiefrequentie aan de secundaire kant verschoven is. De oplossing is de TX pin geforceerd laag maken, wanneer er niet wordt verstuurd. Net voor de UART communicatie wordt de pin terug hoog gemaakt.

Via bluetooth kan het vermogen naar de batterijlader en naar de transmitter worden weergegeven op het PC scherm. Net als deze twee vermogens, wordt de batterijspanning om de vier seconden uitgeprint. Via bluetooth kunnen de motoren bestuurd worden met toetsen 'a', 'z', 'e', 'q', 's', 'd'. De *time step* komt overeen met het aantal milliseconden alvorens de motors terug worden uitgeschakeld. Deze kan gewijzigd worden met 'u', 'i', 'o', 'p'. De *motorspeed* kan worden aangepast met 'j', 'k', 'l', 'm'. Om de IoT transmitter aan en uit te zetten worden letters 't', 'y' gebruikt. Het menu met een overzicht van de besturing wordt weergegeven door '0' in te toetsen. Om te stoppen met laden kan men 'g' intoetsen. In dit geval zal via load modulation het laadstation worden uitgeschakeld. Met toets 'h' wordt er naast het stoppen met laden ook van het laadstation weggereden.

De flowchart van het laadstation staat afgebeeld in figuur 6.5 op de volgende pagina en het programma staat weergegeven in bijlage B.2 op pagina 101.



Figuur 6.5: Flowchart Butler Robot

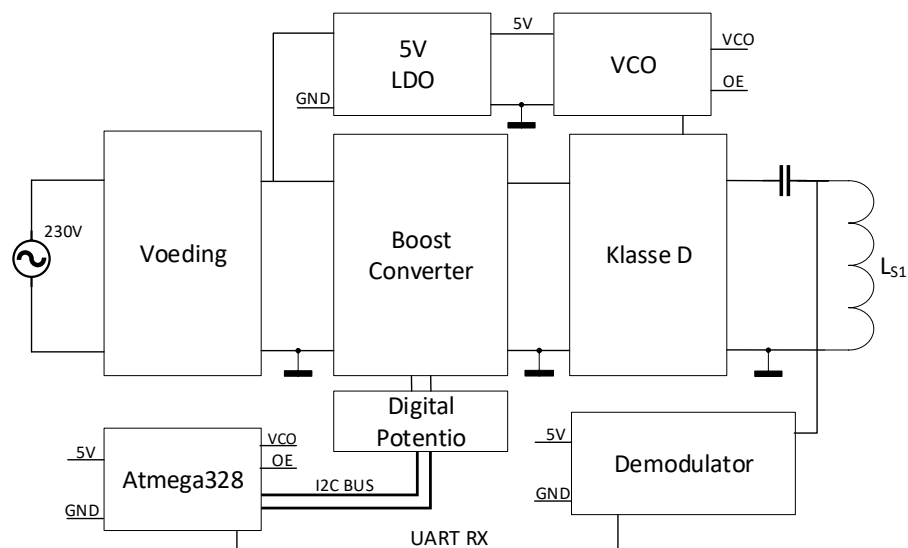
Hoofdstuk 7

Laadstation

Om de energie over te dragen wordt een laadstation gebouwd met verschillende functionaliteiten. In dit hoofdstuk worden alle elementen van het laadstation behandeld. Eerst wordt het blokschema gegeven. Alle blokken worden verder uitvoerig besproken.

7.1 Blokschema

Het blokschema bestaat uit de klasse D driver verbonden met de seriecondensator en de transmitter spoel. Een VCO zal voor voldoende hoge frequentie zorgen en is aanstuurbaar via de microcontroller. Een variabele spanning kan aan de klasse D driver worden aangelegd door een boostconverter. Een adapter met vaste outputspanning wordt als voeding gebruikt voor de boostconverter. Met digitale potentiometers kan de spanning geregeld worden via de microcontroller. Een demodulator zal het UART signaal reconstrueren dat gestuurd wordt door de receiver aan de Butler Robot. Daarnaast dient een LDO om de nodige vaste spanning van 5V te voorzien. Het blokschema staat weergegeven in figuur 7.1.



Figuur 7.1: Blokschema laadstation

7.2 Voeding

Het hele systeem mag gevoed worden met een spanning tussen de 8.5 V en 20 V. De minimale ingangsspanning van de boost converter is immers 8.5 V. Daarnaast mag de ingangsspanning niet te groot zijn. Het bereik om de spanning voor de klasse D te regelen verkleint in dat geval.

Bij het instellen van nieuwe waarden voor de boost converter en tijdens het opstarten van het laadstation worden steeds condensatoren opgeladen. Dit kan leiden tot piekstromen. Een ATX voeding die overweg kan met piekstromen tot 10 A, is hier ideaal en wordt verder gebruikt. De gebruikte uitgangsspanning van de ATX voeding is 12 V.

7.3 Boost converter

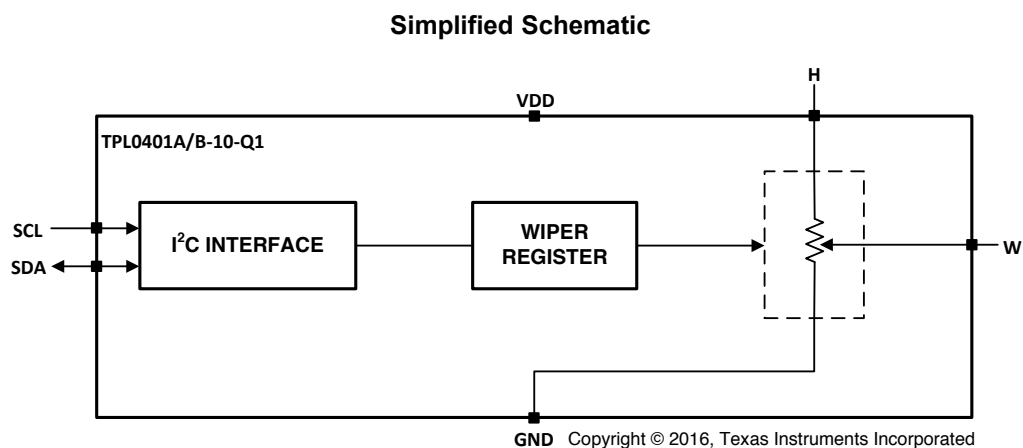
Een boost converter werd gekozen om de variabele ingangsspanning te kunnen genereren. Indien het gevraagde vermogen daalt kan via de boostconverter de uitgangsspanning verlaagd worden. De gekozen module is de *1224# DC boost converter Constant Current Power supply 250W 10A LED Driver* van V-ELEC. De belangrijkste specificaties van de module staan hieronder opgelijst.

- Bereik ingangsspanning 8.5 - 48 V
- Bereik uitgangsspanning 10 - 50V
- Bereik ingangsstroom: 10A max (koelplaat vereist bij stromen > 8A)
- Maximale uitgangsstroom: 10A max (koelplaat vereist bij stromen > 6A)
- Bereik constante stroom: 0.2 - 8A
- Overstroombeveiliging > 13A
- Omgekeerde polariteitsbescherming
- Maximaal vermogen: 250W
- Frequentie v/d converter: 150KHz
- Converter efficiëntie: 96 %

Op de boostconverter staan twee trimpotentiometers met als functie de uitgangsspanning en uitgangsstroom te regelen. Deze potentiometers worden verwijderd en vervangen door digitaal regelbare potentiometers. Deze digitale potentiometers, aanwezig op de printplaat van het laadstation, zullen het regelen van de uitgangsspanning en uitgangsstroom overnemen. Op deze manier kan de uitgangsspanning geregeld worden met de microcontroller. De gebruikte componenten wordt verder uitgelegd in deel 7.4.

7.4 Digitale potentiometers

De twee componenten gekozen als digitale potentiometer zijn de TPL0401A en de TPL0401B van de fabrikant TI [5]. Het zijn I2C aanstuurbare potentiometers. De A-variant heeft als I2C adres 010 1110 (0x2E), en de B-variant 011 1110 (0x3E).



Figuur 7.2: Schema TPL0401X [5]

7.5 Meting van de overeenkomstige ingangsspanningen

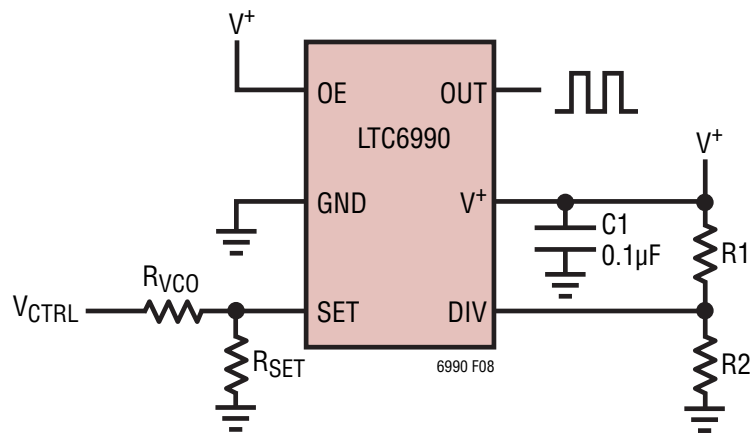
Niet alle ingangsspanningen zijn mogelijk. De potentiometer van 10kΩ waarmee de spanning kan worden ingesteld, wordt vervangen door een digitale potentiometer. Deze potentiometer kan slechts 128 waarden binnen de 10kΩ aannemen. De uitgangsspanning van de boostconverteer is voor een aantal potentiometer waarden opgemeten. De meest relevante waarden liggen tussen 90 en 127. Deze staan weergegeven in tabel 7.1.

Pot. [-]	Spanning [V]	Pot. [-]	Spanning [V]	Pot. [-]	Spanning [V]	Pot. [-]	Spanning [V]
90	21.7	100	25.2	110	30.5	120	39.6
91	22.0	101	25.6	111	31.2	121	40.8
92	22.3	102	26.0	112	31.9	122	42.2
93	22.6	103	26.5	113	32.7	123	43.6
94	22.9	104	27.0	114	33.5	124	45.2
95	23.3	105	27.5	115	34.3	125	46.9
96	23.6	106	28.1	116	35.2	126	48.8
97	24.0	107	28.6	117	36.2	127	50.9
98	24.2	108	29.2	118	37.2		
99	24.8	109	29.8	119	38.4		

Tabel 7.1: Meting uitgangsspanning van de boostconverteer i.f.v. de digitale potentiowaarde

7.6 Ontwerp van de VCO

Om de energie over te dragen, is er een component nodig om een hoge frequentie (130 kHz) te genereren. Hiervoor wordt een VCO (Voltage Controlled Oscillator) gebruikt waarmee aan de klasse D versterker een blokgolf kan worden aangelegd. Een blokgolf met een amplitude van 5 V kan gegenereerd worden met de LTC6990 IC van Linear Technology [6]. Het schema is weergegeven in figuur 7.3. De weerstanden R_1 , R_2 , R_{VCO} en R_{SET} uit deze figuur worden in het volgende deel bepaald.



Figuur 7.3: Schema LTC6990 als voltage controlled oscillator [6]

7.6.1 Berekening van de VCO weerstanden

In de datasheet [6] vanaf pagina 16 staat uitgelegd welke weerstanden er dienen te worden geselecteerd om de frequentie over een bepaald bereik te kunnen regelen. De gewenste frequentie ligt rond de 130 KHz. Het bereik dat gekozen wordt gaat van $f_{OUT(MIN)}=50$ kHz tot $f_{OUT(MAX)}=250$ kHz. Volgens de datasheet moet eerst de N_{DIV} gekozen worden volgens:

$$\frac{62.5 \text{ KHz}}{f_{OUT(MIN)}} \leq N_{DIV} \leq \frac{1 \text{ MHz}}{f_{OUT(MAX)}} \quad (7.1)$$

N_{DIV} wordt gelijk genomen aan 2. In de datasheet op pagina 11 tabel 1 kunnen de twee weerstandswaarden van de spanningsdeler worden afgelezen.

$$R_1 = 976 \text{ k}\Omega \quad \text{met E-12 reeks waarden: } 820 \text{ k}\Omega \text{ en } 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 102 \text{ k}\Omega \quad \text{met E-12 reeks waarden: } 100 \text{ k}\Omega \text{ en } 1.8 \text{ k}\Omega$$

De formule voor de VCO-constante:

$$K_{VCO} = \frac{f_{OUT(MAX)} - f_{OUT(MIN)}}{V_{CTRL(MAX)} - V_{CTRL(MIN)}} \quad (7.2)$$

De spanning waarbinnen de frequentie kan geregeld worden ligt tussen de 0 en 5 V. De VCO-constante kan nu bepaald worden via vergelijking 7.2:

$$K_{VCO} = \frac{250\text{kHz} - 50\text{kHz}}{5\text{V} - 0\text{V}} = 40 \frac{\text{kHz}}{\text{V}}$$

Vervolgens kunnen de twee weerstanden R_{VCO} en R_{SET} berekend worden. Het nog nodige gegeven (zie datasheet pagina 3) is dat $V_{SET} = 1\text{V}$. De twee formules zijn:

$$R_{VCO} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}\Omega}{N_{DIV} \cdot V_{SET} \cdot K_{VCO}} \quad (7.3)$$

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}\Omega}{N_{DIV} \cdot (f_{(0V)} - V_{SET} \cdot K_{VCO})} \quad (7.4)$$

Vergelijking 7.3 en vergelijking 7.4 invullen geeft:

$$R_{VCO} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}\Omega}{2 \cdot 1\text{V} \cdot 40 \frac{\text{kHz}}{\text{V}}} = 625\text{k}\Omega \quad \text{met E-12 reeks waarden: } 220\text{k}\Omega \text{ en } 390\text{k}\Omega$$

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}\Omega}{2 \cdot (250\text{kHz} - 1\text{V} \cdot 40 \frac{\text{kHz}}{\text{V}})} = 119\text{k}\Omega \quad \text{met E-12 reeks waarde: } 120\text{k}\Omega$$

7.6.2 Simulatie van de ontworpen VCO

Om de goede werking van de VCO te controleren werd de LTC6990 gesimuleerd in LTspice. De simulatiewaarden zijn weergegeven in tabel 7.2.

DC spanning [V]	Frequentie [kHz]	DC spanning [V]	Frequentie [kHz]
0	248.8	3	126.6
1	208.33	4	85.4
2	167.2	5	44.4

Tabel 7.2: Simulatie van de frequentie in functie de aangelegde spanning

Omdat de weerstandswaarden R_{VCO} en R_{SET} gekozen zijn volgens de E-12 reeks, is er een kleine afwijking t.o.v. de verwachte frequenties.

7.7 Klasse D versterker verbonden met primaire spoel

De klasse D versterker moet de blokgolf van 5 V kunnen versterken tot een blokgolf met een peak to peak waarde van maximaal 50 V. De versterker zal daarnaast ook stromen tot 2 A moeten kunnen doorlaten. De H-Brug LMD18200 [35] kan werken met ingangsspanningen tot 55 V en stromen tot 3 A. Van deze component wordt slechts één output gebruikt. Men zou uiteraard de serieschakeling van de spoel en condensator kunnen verbinden aan output 1 en aan output 2. In dit geval wordt het moeilijker om gemoduleerde signaal aan de receiver te demoduleren.

- Pin 1 en pin 11 worden verbonden met de bootstrap condensatoren.
- Pin 2 en pin 10 zijn de twee outputs. Output 1 is verbonden met de condensator van $280\mu\text{F}$. Output 2 wordt open gelaten.
- Pin 7 is verbonden met de GND. Pin 6 (VS) is verbonden aan de uitgang van de boost converter.
- Op pagina 8 van de datasheet staat in een waarheidstabel weergegeven hoe de pinnen moeten worden verbonden om de outputs te laten source of sinken. Pin 4 (brake input) wordt aan de GND verbonden. Pin 5 (PWM) wordt verbonden met de 5V. Pin 3 is de DIR pin. Met deze pin wordt de uitgang van de VCO verbonden.
- Pin 9 (Thermische flag Output) wordt met een pull up weerstand verbonden aan de 5V. Wanneer de junctie een temperatuur 145°C bereikt wordt deze pin laag.

Schakelfrequenties tot 500 kHz zijn toegelaten. In figuur 7 op pagina 5 van de datasheet [35] blijkt dat de stroom verliezen door het schakelen toenemen bij hogere frequenties.

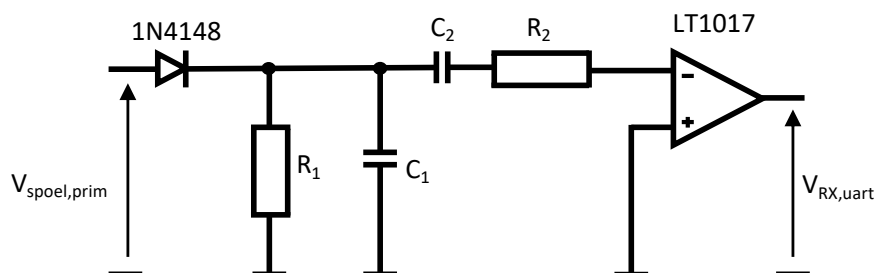
7.8 Demodulator

Voor het ontwerpen van de demodulator worden de gegevens toegelicht. De baudrate van het UART signaal is ingesteld 2400 bits per second. De frequentie van de draaggolf ligt rond de 128 kHz. Het signaal uit de demodulator moet een spanning zijn die varieert van 0 volt tot 5 volt. Deze spanning kan vervolgens aangesloten worden aan de microcontroller.

De demodulator kan op twee manieren gemaakt worden.

7.8.1 Architectuur optie 1

De eenvoudigste manier is gebruik maken van een laagdoorlaatfilter die de draaggolf uit het signaal filtert [36]. Een hoogdoorlaatfilter zal de DC component uit het gefilterde signaal halen. De laatste component is een comparator waarmee het UART signaal, met een amplitude van 5 V, kan worden gereconstrueerd. De schakeling staat weergegeven in figuur 7.4.



Figuur 7.4: Demodulator architectuur optie 1

Berekeningen van de filters

De berekeningen omtrent de laag- en hoogdoorlaatfilter worden hier behandeld.

Laagdoorlaatfilter De amplitude over de primaire condensator zal niet veel variëren. De grootte is afhankelijk van de condensatoren die parallel worden geschakeld bij het moduleren. De resonantiefrequentie mag niet te sterk gewijzigd worden omdat de efficiëntie hierdoor daalt. De voeding zal steeds grotere stromen leveren wanneer er wordt gemoduleerd. Uit de simulaties en proefondervindelijk zijn de condensator- en weerstandswaarde van de LDF gekozen: $C_1 = 2.2 \text{ nF}$ en $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$.

De -3dB bandbreedte kan bepaald worden met vergelijking 7.5.

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_1} \quad (7.5)$$

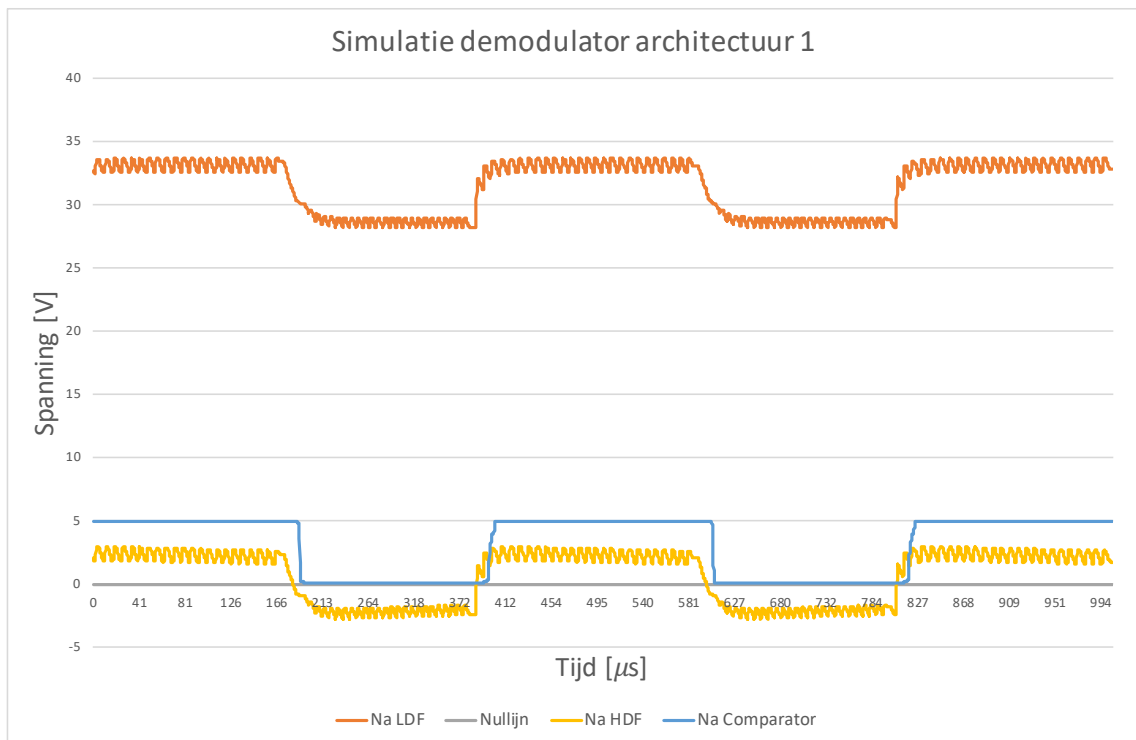
$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3} = 723 \text{ Hz}$$

De afsnijfrequentie van de filter ligt duidelijk veel lager dan de frequentie van de draaggolf en ook lager dan de frequentie van het UART signaal. Dit is geen probleem aangezien voornamelijk de rimpel uit het signaal moet gefilterd worden. De verzwakking die hier onvermijdelijk ook optreedt wordt verder gecompenseerd door de comparator.

Hoogdoorlaatfilter Deze filter dient enkel de DC component uit het signaal te halen. De combinatie van een condensator $C_2 = 10 \text{ nF}$ en een weerstand $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ geven a.d.h.v. vergelijking 7.5 een bandbreedte van 0.16 Hz. De andere frequentie componenten, waaronder de 2.4 kHz van het UART signaal, worden doorgelaten.

Simulatie ter controle

In LT spice is het gemoduleerd signaal gegenereerd met een draaggolffrequentie van 130 kHz en een signaalfrequentie van 2.4 kHz. De condensator- en weerstandswaarden van de vorige paragraaf zijn gebruikt. De golfvormen staan in figuur 7.5 op de pagina hierna afgebeeld. Een LDF wordt gebruikt om het signaal tussen de primaire spoel en seriecondensator te filteren. Het gefilterde signaal wordt weergegeven door de oranje curve. Achter de HDF is de DC component uit het oranje signaal gehaald wat resulteert in de gele curve. De gele en grijze curve worden vergeleken met de comparator om hiermee de oorspronkelijke blokgolf te reconstrueren.



Figuur 7.5: Simulatie van de demodulator (architectuur 1)

Terugkomend op de keuze van de afsnijfrequentie van de LDF. Stel dat een grotere rimpel in het signaal achterblijft en de amplitude van het gemoduleerde signaal klein is, dan kan de oorspronkelijke golfvorm niet gereconstrueerd worden. Het na LDF en HDF gefilterde signaal (gele lijn) zal binnen een UART puls ook snijden met de nullijn. De frequentiecomponent van de draaggolf komt terug in het signaal. Dit mag zeker niet gebeuren. Daarom is het voornamelijk belangrijk de rimpel van het gefilterde signaal klein te maken.

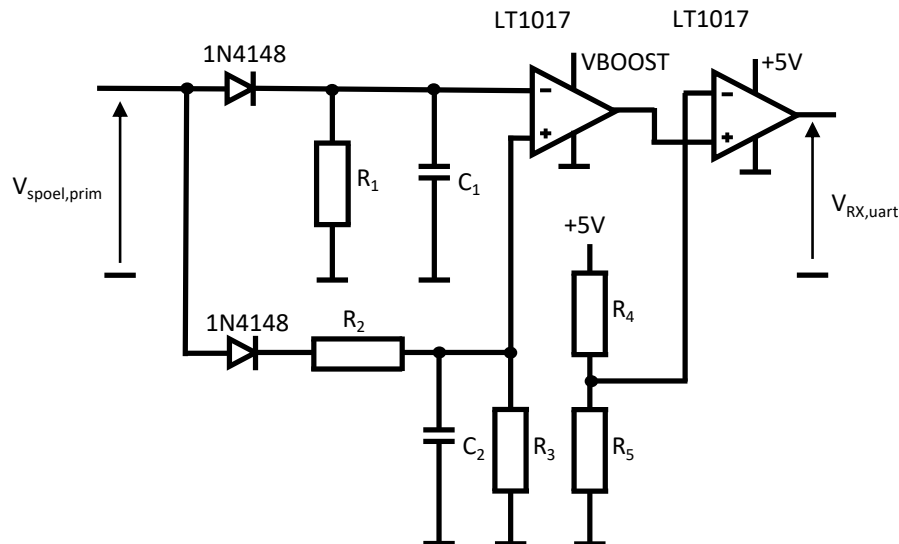
7.8.2 Architectuur optie 2

Een iets ingewikkeldere oplossing voor de demodulator wordt hier behandeld en wordt ook verder gebruikt in deze masterproef. Het probleem met de vorige schakeling is dat de referentiespanning 0V is en de HDF het DC signaal er voldoende moet kunnen uitfilteren. Bij hogere vermogens lijkt deze manier niet altijd goed te werken.

Daarom wordt een tweede mogelijke schakeling bekeken. Deze bestaat nog steeds uit dezelfde laagdoorlaatfilter om de draaggolf uit het signaal te filteren. Een andere filter moet de uitgemiddelde DC waarde er uit halen. Deze DC spanning wordt als referentiespanning aan de eerste comparator gebruikt. Deze comparator moet gevoed worden met een voldoende hoge spanning, omdat deingangsspanningen van de gefilterde signalen zelf tussen de 20 en 40 V kunnen liggen. Deze component zal de het gefilterde signaal vergelijken met de referentiespanning en zo het originele UART signaal reconstrueren.

Alleen zal de amplitude van de blokgolf geen 5 V bedragen. Daarom is een tweede comparator noodzakelijk om de blokgolf afkomstig van de eerste comparator naar een blokgolf met een amplitude van 5 V om te zetten. De spanning uit de eerste comparator zal immers variëren. Daarom

is een eenvoudige spanningsdeler hier geen optie. De voedingsspanning van de eerste comparator is de spanning van de boost converter. De voedingsspanning van de tweede comparator bedraagt 5 V, zodat deze blok golf kan verbonden worden met de microcontroller. De schakeling is weergegeven in figuur 7.6.



Figuur 7.6: Demodulator architectuur optie 2

De weerstand R_3 (20 M Ω) dient om de condensator te ontladen zodat de referentiespanning mee varieert wanneer de amplitude over de primaire spoel daalt. Weerstand R_4 en R_5 (beide bijvoorbeeld 39 k Ω) zorgen voor een referentiespanning om de blok golf met grote variërende amplitude om te zetten naar een blok golf met 5 V als amplitude.

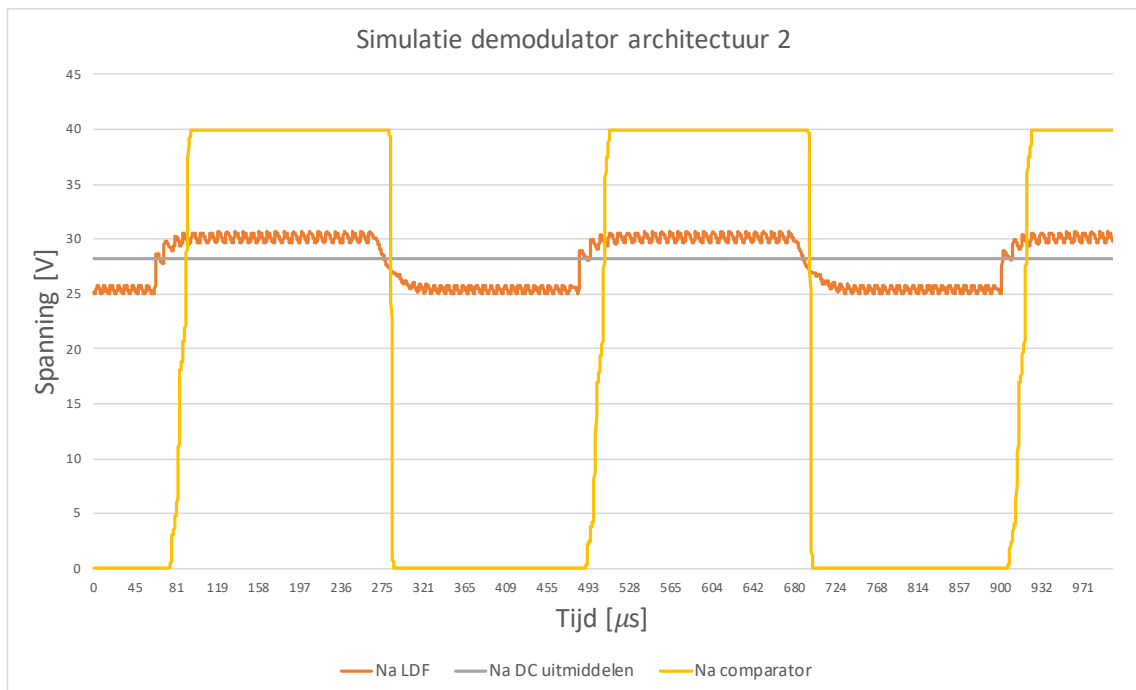
Berekeningen van de filters

De laagdoorlaatfilter waarmee de draaggolf wordt weggefilterd is dezelfde als in architectuur 1. Meer specifiek een condensator en een weerstand van: $C_1 = 2.2$ nF en $R_1 = 100$ k Ω .

De tweede filter is ook een laagdoorlaatfilter. Het signaal wordt gefilterd tot een DC spanning. Deze spanning wordt als referentiespanning aan de comparator gebruikt. De afsnijfrequentie moet laag gekozen worden. Een weerstand $R_1 = 56$ k Ω en een condensator van $C_1 = 1$ μ F zijn gekozen. Dit komt overeen met een afsnijfrequentie van 2.84 Hz. De twee frequentiecomponenten namelijk de draaggolf en het UART signaal zijn volledig weggefilterd.

Simulatie ter controle

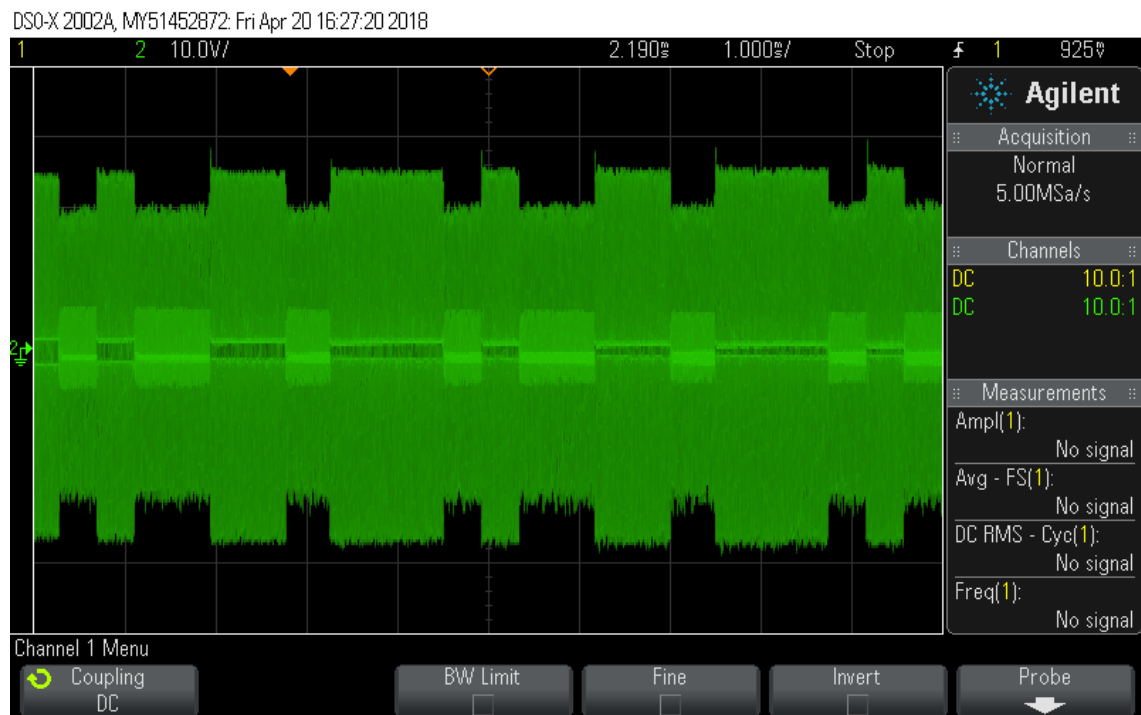
Een simulatie wordt uitgevoerd om te controleren of de filters goed gekozen zijn. Hiervoor wordt opnieuw LT spice gebruikt om met de hierboven beschreven componenten de demodulator te simuleren. Het simulatieresultaat is weergegeven in figuur 7.7 op de pagina hierna.



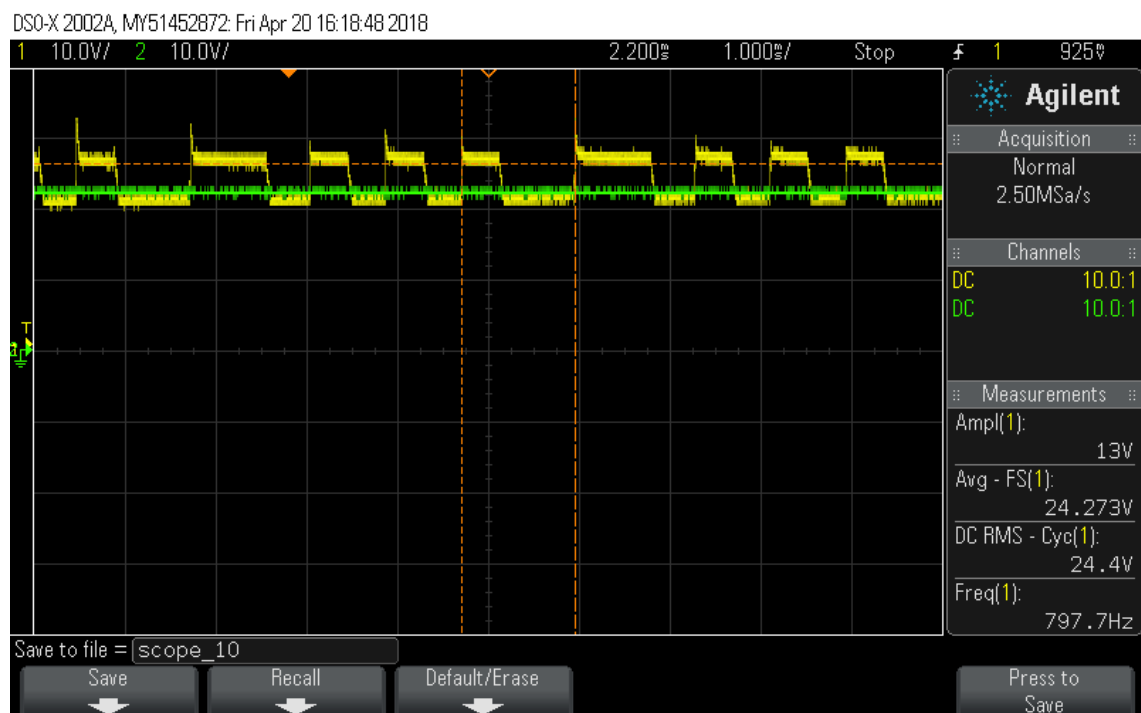
Figuur 7.7: Simulatie van de demodulator (architectuur 2)

Meting van de demodulator signalen

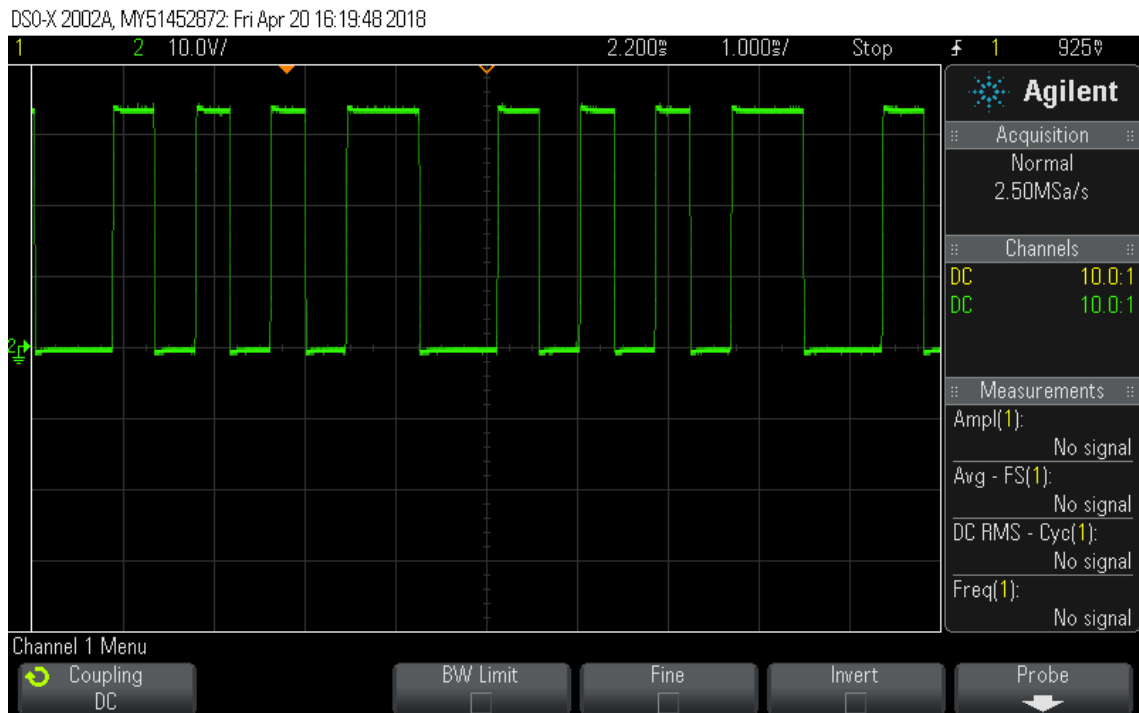
Met de oscilloscoop (Type: DSO-X 2002A van Aligent Technologies) worden de golfvormen opgemeten. De golfvorm tussen primaire condensator en transmitter spoel (tijdens het versturen van data) staat weergegeven in figuur 7.8 op de volgende pagina. Het gefilterde signaal en uitgemiddelde DC signaal staan in figuur 7.9 op de pagina hierna. A.d.h.v. de comparator LT1017 [37] kan het oorspronkelijke UART signaal worden gereconstrueerd. De gereconstrueerde blokgolf met veranderlijke amplitude staat weergegeven in figuur 7.10 op pagina 57. Een tweede comparator zorgt voor een blokgolf waarvan de amplitude 5 V bedraagt.



Figuur 7.8: Scoopbeeld golfvorm tussen primaire condensator en transmitter spoel



Figuur 7.9: Scoopbeeld gefilterd signaal en uitgemiddeld DC signaal



Figuur 7.10: Scoopbeeld gereconstueerde UART signaal

7.8.3 Conclusie

De variaties van de amplitude van het AM signaal tussen de primaire spoel en seriecondensator zijn redelijk klein. M.a.w. de modulatie diepte is klein gekozen. Het groter maken van deze variaties zorgt immers voor een groot efficiëntie verlies. De bron van het laadstation moet tijdens de modulatie piekstromen leveren wat best zoveel mogelijk gereduceerd wordt.

Het gevolg is dat de laagdoorlaat filter de draaggolf zeer sterk moet verzwakken. Anders komt de draaggolf terug in het uitgangssignaal terecht door de comparator. De afsnijfrequentie is hierdoor lager gekozen dan de baudrate van het UART signaal. Hierdoor kan het gefilterde signaal beginnen lijken op het laden en ontladen van de condensator in de filter. Het signaal wordt vervolgens nog gefilterd met een hoogdoorlaatfilter en vergeleken met de ground. De DC component verdwijnt uit het signaal maar door het niet ideaal filteren (onder de afsnijfrequentie) kan het gebeuren dat de blokgolf zich niet ideaal in het midden bevindt rond de ground.

Alhoewel architectuur 1 ook werkt, is toch gekozen voor de tweede optie. Hier wordt twee keer van het originele signaal tussen de primaire spoel en seriecondensator vertrokken. Eens om de LDF gefilterde UART blokgolf en de uitgemiddelde DC waarde te construeren a.d.h.v. filters.

Architectuur 2 is beter omdat er telkens van het origineel signaal wordt vertrokken. Terwijl er in de eerste architectuur twee filters achter elkaar staan. Het minder goed ontwerp van de ene filter heeft zo geen invloed op de andere filter.

Om een nog betrouwbaardere demodulator te krijgen, zou er beter worden gekozen voor een filter met strengere specificaties. Omdat de modulatie diepte niet al te groot is en de draaggolf toch voldoende moet worden verzwakt, zou een filter met hogere orde en hierdoor grotere verzwakking de demodulator nog kunnen verbeteren.

7.9 Printplaat van het laadstation

7.9.1 Microcontroller

Eenzelfde microcontroller werd geselecteerd voor het laadstation. De opmerkingen uit deel 6.6.1 gelden hier ook.

7.9.2 Connectoren

Op de PCB van de receiver zijn een aantal connectoren voorzien. Op gelijkaardige manier als de PCB van de receiver kunnen sommige connectoren worden gebruikt om uitbreidingen te realiseren.

- ICSP (In Circuit Serial Programming) connector wordt voorzien om de Bootloader te branden.
- Programmer connector om nieuwe software updates te kunnen programmeren.
- DPOT connector (uitgangen van de digitale potentiometer) om te verbinden met de plaatsen van de verwijderde potentiometers van de boostconverter.
- MEETPUNT om de golfvormen van de demodulator op te meten.
- Kroonstenen om VIN (ingangsspanning van de boostconverter) en VBOOST (uitgangsspanning van de boostconverter) te kunnen verbinden.
- I²C connector
- BLUETOOTH connector om eventueel een bluetooth module mee te verbinden.
- ANALOOG en DIGITAAL connector verbonden met de overige pinnen van de ATMEGA328P.

7.9.3 Berekening van de koeling voor de klasse D driver

Volgens de datasheet kan de LMD18200 slecht 3W dissiperen zonder koeling. Als de batterijen sterker ontladen zijn, zullen grotere vermogens moeten worden overgedragen en zal deze IC een groter vermogen dan 3W moeten dissiperen. Voor deze berekeningen zullen verder een aantal veronderstellingen worden gemaakt.

Uit de metingen (zie paragraaf 9.1 op pagina 69 in tabel 9.1 op pagina 71) kon men vaststellen dat het rendement van de klasse D rond de 90 % ligt. Stel dat er 60 W wordt overgedragen naar de primaire spoel dan zal er ongeveer 6 W moeten worden gedissipeerd in de klasse D driver.

Met de thermische vergelijking 7.6 kan de thermische weerstand van de heatsink berekend worden.

$$R_{sa} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{max}} - R_{jc} - R_{cs} \quad (7.6)$$

	Omschrijving	Keuze	Gegeven	Waarde
T_{jmax}	Maximale junctietemperatuur	X		70 °C
T_a	Omgevingstemperatuur	X		20 °C
P_{max}	Maximale dissipatie	X		6W
R_{jc}	Thermische weerstand junctie-case		X	1°C/W
R_{cs}	Thermische weerstand case-separation		X	0.1°C/W
R_{sa}	Thermische weerstand separation-ambient			

Tabel 7.3: Keuzes en gegevens om de thermische weerstand van de koeling te berekenen

Omdat er koelpaste gebruikt wordt, stelt men R_{cs} gelijk aan 0.1°C/W.

Invullen in vergelijking 7.6 op de vorige pagina geeft:

$$R_{sa} = \frac{70^{\circ}\text{C} - 20^{\circ}\text{C}}{6\text{W}} - 1^{\circ}\text{C/W} - 0.1^{\circ}\text{C/W} = 7.23^{\circ}\text{C/W}$$

Er wordt een koellichaam gekozen met thermische weerstand van 3.1°C/W. Dit betekent dat dit koellichaam i.p.v. 7.23°C maar 3.1°C zal stijgen per watt gedissipeerd vermogen. Dit is dus zeker toegelaten.

Met de gemaakte keuzes bekomt men voor het maximaal gedissipeerd vermogen 11.9 W.

$$P_{max} = \frac{70^{\circ}\text{C} - 20^{\circ}\text{C}}{3.1^{\circ}\text{C/W} + 1^{\circ}\text{C/W} + 0.1^{\circ}\text{C/W}} = 11.9\text{W}$$

7.9.4 LDF filter voor de regling van de VCO

Om de frequentie van de VCO te regelen, legt men een DC spanning aan tussen de 0 en 5 V. Indien men met microcontroller de uitgangsfrequentie van VCO wil regelen, moet men een vaste DC spanning aan de ingang van de VCO kunnen aanleggen. De ATMEGA328P kan geen variabele DC spanning leveren. Het is wel mogelijk om een PWM signaal te genereren. Wanneer men vervolgens een PWM signaal aan de VCO zou aanleggen, wordt er een frequentie gemoduleerd (FM) signaal geproduceerd. Dit moet vermeden worden.

Om een DC uitgang te produceren, moeten de AC-waarden uit het PWM signaal worden gefilterd. Enkel de DC waarde mag overblijven. Dit kan gebeuren met een eenvoudige laagdoorlaatfilter. Deze spanning kan vervolgens wel worden aangesloten aan de ingang van de VCO.

Een onvermijdelijke rimpelspanning zal op de DC spanning achterblijven. Deze kan sterk gereduceerd worden, door de cutt of frequentie nog dicht bij 0 Hz te kiezen. Indien ervoor gezorgd is dat de rimpelspanning klein is, zal bij wijziging van de duty cycle van het PWM signaal de settling time groot zijn. Aangezien de frequentie normaal gezien niet constant gewijzigd moet worden, hoeft dit geen probleem te zijn.

De gekozen laagdoorlaat filter bestaat uit een weerstand van $220\text{ k}\Omega$ en een condensator van $1\text{ }\mu\text{F}$. De cutt-off frequentie is bijgevolg $f_{-3dB} = 0.723\text{ Hz}$. Deze frequentie is heel laag gekozen. Dit om ervoor te zorgen dat de rimpelspanning zo goed als verwaarloosbaar wordt. Als er een rimpelspanning van bijvoorbeeld 200 mV achterblijft op de DC spanning, zou de uitgangsfrequentie van de VCO ook geen constante zijn.

De modulus van de transferfunctie van een laagdoorlaatfilter is gegeven in vergelijking 7.7.

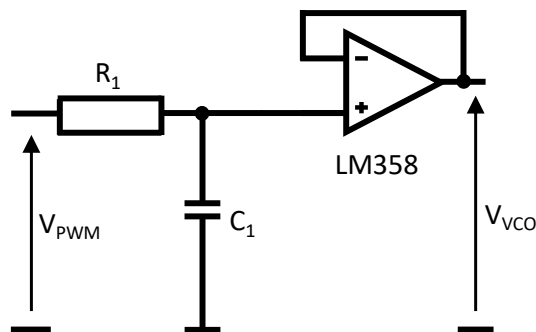
$$|H(f)| = \frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{-3dB}}\right)^2}} \quad (7.7)$$

We gaan ervan uit dat de maximale spanning van het PWM signaal 5 V bedraagt en de grondfrequentie van de blokgolf de grootste bijdrage in de rimpelspanning bedraagt. De frequentie van de grondgolf opgemeten met de oscilloscoop bedraagt 975 Hz .

Invullen geeft:

$$V_O = 5\text{ V} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{975\text{ Hz}}{0.723\text{ Hz}}\right)^2}} = 3.71\text{ mV}$$

De rimpelspanning met deze twee componenten bedraagt slechts $\approx 4\text{ mV}$. Om de laagdoorlaatfilter niet te belasten, wordt achter de filter een spanningsvolger geplaatst. De component hiervoor geselecteerd is de LM358. Het schema is weergegeven in figuur 7.11.



Figuur 7.11: Laagdoorlaatfilter met spanningsvolger om PWM signaal om te zetten naar DC waarde

In tabel 7.4 op de pagina hierna is weergegeven hoe de duty cycle van het PWM signaal de uitgangsfrequentie van de VCO bepaalt.

Duty cycle [%]	DC spanning [V]	Frequentie [kHz]
100	4.61	59.47
98	4.53	62.94
78.43	3.63	99.68
58.82	2.73	136.7
39.22	1.83	173.9
19.61	0.92	211.2
0	0.03	249.0

Tabel 7.4: Gemeten frequentie in functie van de duty cycle van het PWM signaal

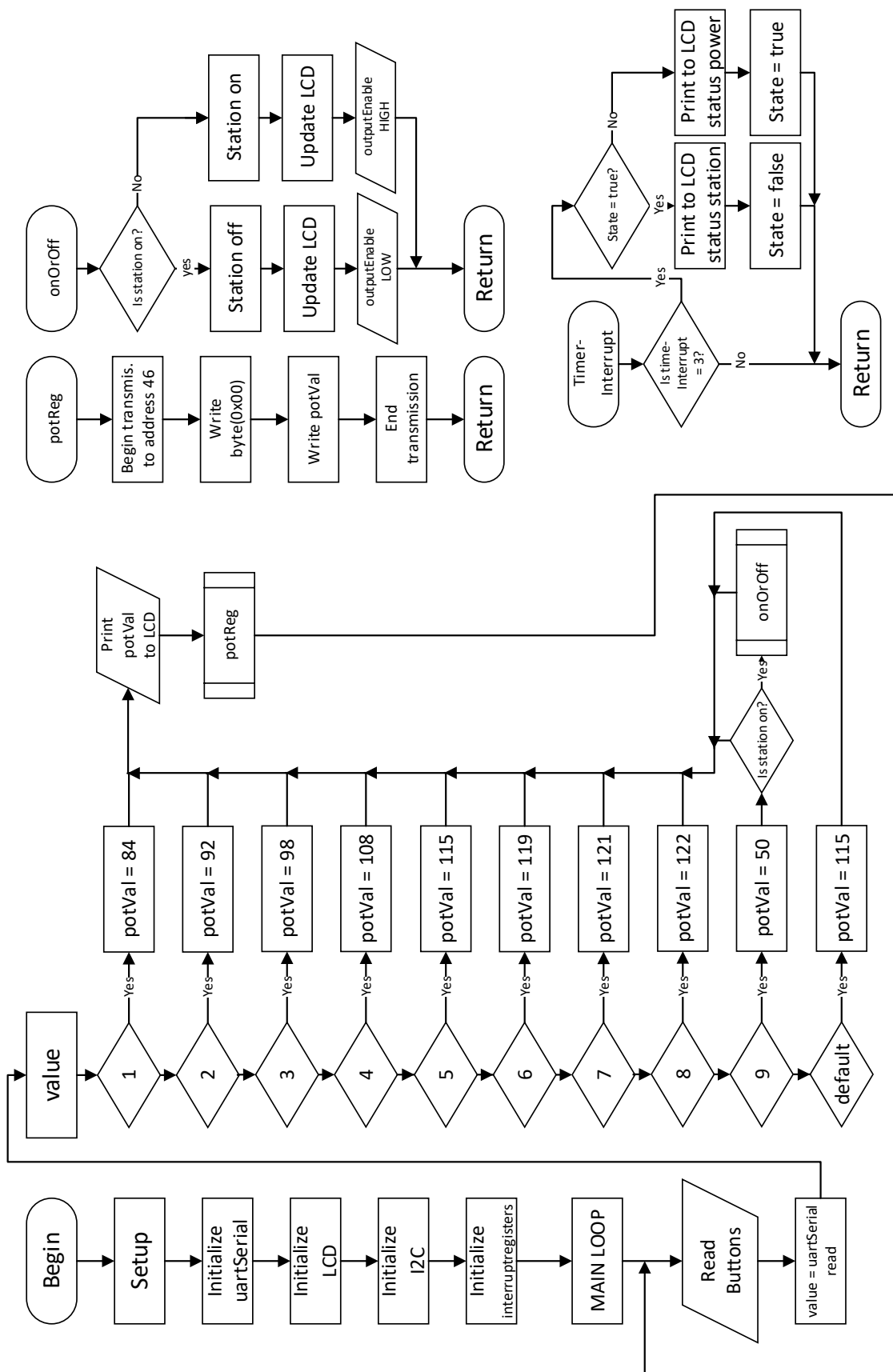
Het kan dus nadelig zijn een lage cutt-off frequentie te kiezen omdat de settling time hierdoor sterk zal toenemen. De tijdsconstant is $\tau = R \cdot C = 0.22 \text{ s}$. In de literatuur wordt 5 keer de tijdsconstante aanzien als de settling time. Het vraagt dus telkens 1.1 seconde om een nieuwe frequentie in te stellen. In deze toepassing is dit geen probleem, aangezien de frequentie normaal niet gewijzigd moet worden.

7.10 Programma van het laadstation

De flowchart van het laadstation staat afgebeeld in figuur 7.12 op de volgende pagina. In deze vereenvoudigde versie wordt de werking van het programma duidelijk. Om de vier seconden wordt een aantal keer dezelfde waarden ontvangen via load modulation en de demodulator. Met deze waarden kan de ingangsspanning van de klasse D worden aangepast. De overeenkomstige potentiowaarde bij de verschillende vermogens staan verder in tabel 9.2 op pagina 75. Wanneer de waarde 9 wordt ingelezen, wordt het laadstation uitgeschakeld.

Via een timer interrupt wordt het LCD om de drie seconden geüpdatet naar andere informatie. Op het LCD scherm wordt informatie geven over het laadvermogen, de status van het laadstation, de ontvangen waarde van de Butler Robot en de digitale potentiometer waarde.

Het programma staat weergegeven in bijlage B.1 op pagina 99.



Figuur 7.12: Flowchart laadstation

Hoofdstuk 8

IoT node

Het doel van de butler robot is het laden van sensoren op een draadloze manier. Een mogelijke aanpak van het power management van een node wordt in dit deel behandeld. Het vooropgestelde doel is een Lithium Ion cell op te laden.

In dit hoofdstuk worden de twee grote delen van zo een node behandeld. Er dient een transmitter en receiver gemaakt te worden.

De node zal bestaan uit een draadloze lader voor één Lithium Ion cell. Met dit systeem kan het embedded systeem (bijvoorbeeld bestaande uit een microcontroller, een sensor en een communicatiemodule) verbonden worden.

8.1 Draadloos energieoverdracht systeem

8.1.1 Keuze van de spoel

De gekozen spoelen om de IoT nodes op te laden zijn er van Wurth Elektronik van het type: 760308102142 [38]. De spoelen hebben een zelfinductantie van $24\ \mu\text{H}$. Er wordt hier ook gewerkt met twee identieke spoelen.

Het draadloos energie overdracht systeem is van hetzelfde principe als het al eerder besproken systeem om de batterijen van de robot te laden. Bestaande uit een parallelresonante secundaire met een serieresonante primaire.

8.1.2 Meting van de koppelfactor en zelfinductantie

Met de RLC meter wordt de koppelfactor en de zelfinductantie van de twee gekoppelde spoelen opgemeten. De koppelfactor bedraagt 0.396 wanneer de afstand tussen de spoelen 10 mm is. De zelfinductantie bij deze afstand is $26.8\ \mu\text{H}$.

8.1.3 WPT berekeningen

A.d.h.v. de formules beschreven in hoofdstuk 4 op pagina 24 worden de berekeningen gemaakt. Er wordt een condensator van 33 nF gekozen om zo een hoge resonantiefrequentie te verkrijgen. Volgens de datasheet is de kwaliteitsfactor maximaal bij frequentie rond de 170 a 180 kHz. Dezelfde volgorde als in hoofdstuk 4 wordt gehanteerd om de berekeningen te maken.

Uit de datasheet volgt dat de kwaliteitsfactor zeer hoog ligt. Waarden voor $Q_{L_{S1}}$ en $Q_{L_{S2}}$ tot 195. De formule voor de optimale alpha kan zo vereenvoudigd worden.

$$\alpha_{opt} = \frac{Q_{L_{S2}}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}} \approx \frac{1}{k} \quad (8.1)$$

$$\alpha_{opt} \approx \frac{1}{0.396} = 2.525$$

De optimale belasting:

$$R_{load_2} = \sqrt{\frac{26.8 \mu\text{H}}{33 \text{ nF}} \cdot (1 + 2.525^2)} = 77.39 \Omega$$

De resonantiefrequentie:

$$f_{resP} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{26.8 \mu\text{H} \cdot 33 \text{ nF}} - \frac{1}{(77.39 \Omega)^2 \cdot (33 \text{ nF})^2}} = 157.35 \text{ kHz}$$

De primaire seriecondensator:

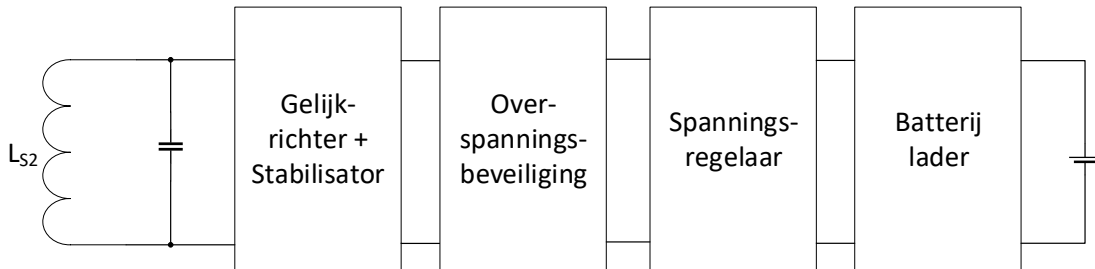
De berekening wordt gemaakt a.d.h.v. vergelijking 2.15 op pagina 10. Deze formule omvormen geeft vergelijking 8.2.

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{resP})^2 \cdot L_{S2}} \quad (8.2)$$

$$C_1 = \frac{1}{26.8 \mu\text{H} \cdot (2\pi \cdot 157.35 \text{ kHz})^2} = 38.18 \text{ nF}$$

8.2 IoT node ontwerp van de WPT receiver

De receiver bestaat uit vier grote blokken. Eerst moet er gelijkgericht en afgevlakt worden. Na de tweede blok volgt een de spanningsregelaar. Deze regelaar zal een step down converter zijn. Deze converter moet beschermd worden tegen de maximale ingangsspanning die mag worden aangelegd. Daarom wordt voor de regelaar een overspanningsbeveiliging ingebouwd. Na de step down converter kan de geregelde spanning aangeboden worden aan een laad IC. De lader is vervolgens verbonden aan de Lithium Ion Cell.



Figuur 8.1: Blokschema receiver om de batterij van de node op te laden

8.2.1 Gelijkrichter en Afvlakker

Er wordt een bruggelijkrichter gebruikt om het signaal van ongeveer 170 kHz gelijk te richten. De gelijkrichter bestaat uit schottky diodes. Deze diodes zijn gemaakt om aan deze hoge schakelfrequenties te werken. De geselecteerde diodes (SS15FA) hebben maximale sperspanning van 50 Volt. De maximale stroom mag 1A bedragen.

De transmitter zal een blokgolf genereren met een amplitude van gemiddeld 11.1 V (gemiddelde batterijspanning). Indien de spoelen zich niet ideaal en op 10 mm boven elkaar bevinden, kan de spanning opslingeren tot hoger waarden. De koppelfactor en zelfinductantie van de spoelen wijzigt, hierdoor verandert ook de theoretische resonantiefrequentie. Daarom de keuze om Schottky diode van 50 volt te gebruiken. Daarnaast is er voor een maximale stroom van 1A gekozen. De stroom van de lader bedraagt maximaal 1A op 4.2V. De spanning voor de step down converter is veel hoger wat betekent dat de stroom voor de converter lager dan 1A is.

De capaciteitswaarde van de afvlakker moet voldoende groot gekozen worden. Er is ongeveer maximaal 5 Watt nodig om de batterij op te laden. Veronderstel een piekspanning van 11.1V na het gelijkrichten en een stroom van 0.5A naar de step down converter. Indien de rimpelspanning een waarde van 100 mV mag bedragen en wetende dat er gewerkt wordt met een bruggelijkrichter en een frequentie van 170 kHz, kan de capaciteitswaarde van de afvlakcondensator berekend worden. De lading [C] komt overeen met de gevloeide stroom [$A = \frac{C}{s}$] over een bepaalde tijd. In vergelijking 8.3 is de formule weergegeven.

$$C_{afvlak} = \frac{Q}{V} = \frac{I}{V \cdot f} \quad (8.3)$$

De factor 2 komt doordat de frequentie van het gelijkgerichte signaal verdubbeld.

Invullen geeft:

$$C_{afvlak} = \frac{0.5 A}{0.1 V \cdot 2 \cdot 170 \text{ kHz}} = 14.7 \mu F$$

Een hogere capaciteitswaarde is steeds toegelaten. Twee SMD elektrolytische condensator van 47 μF (nominale spanning 35 V) worden in serie geplaatst. De overeenkomstige capaciteitswaarde bedraagt 23.5 μF met maximale toelaatbare amplitude van 70 V.

8.2.2 Overspanningsbeveiliging

De step down converter heeft een maximale ingangsspanning van 28 Volt. Door het in resonantie werken en de keuze van een te grote spanning aan de transmitter zou het kunnen dat deze spanning overschreden wordt. Daarom wordt een overspanningsbeveiliging voorzien. De schakeling zal in dit geval de GND van de rest van de schakeling onderbreken. Enkel wanneer de spanning zich onder de 25 Volt bevindt zal de step down converter en alle daarop volgende componenten verbonden zijn met de GND. In dat geval kan de batterij geladen worden.

Een N-kanaal MOSFET (DTM10H015LSS) zal de rest van de schakeling afschakelen bij een te hoge spanning. Daarvoor moet er met een Opamp (LM358) (gebruikt als comparator) de spanning vergeleken worden met een referentiespanning. Een LDO (2XTR2005Z-7) met een zeer hoge maximale ingangsspanning (range 10V tot 100V) en een uitgangsspanning van 5 Volt werd gekozen om de referentiespanning van 2.5V te genereren en de Opamp te voeden. De referentiespanning wordt gegenereerd door twee gelijke weerstanden van 39 kOhm. Een tweede spanningsdeler is verbonden aan de afgevlakte spanning en heeft volgende weerstandswaarden 8k2 en 68k.

Er wordt verondersteld dat de referentie spanning perfect 2.5 V is. De maximale toegelaten spanning is vervolgens:

$$V_{Beveiliging} = 2.5 \cdot \frac{68\text{k}\Omega + 8.2\text{k}\Omega}{8.2\text{k}\Omega} = 23.3\text{ V}$$

Aangezien de LM358 uit twee kanalen bestaat kan het andere kanaal gebruikt worden als inverter. Hierdoor kan met een led, een te hoge spanning voor de step down converter worden weergegeven.

8.2.3 Step down converter

De component geselecteerd voor de step down converter is de TPS54308DDCR. De step down converter kan zoals reeds aangehaald gevoed worden met een maximale ingangsspanning van 28 Volt. De spanning aan de uitgang bedraagt 5V. De spanning op de feedback pin zal steeds afgeregeld worden op 600mV. De spanning aan de uitgang (moet 5V zijn) kan geregeld worden door de juiste spanningsdeler te berekenen. De weerstandswaarden 56k en 7k5 zijn gekozen wat een theoretische uitgangsspanning van 5,1 Volt geeft.

Het is belangrijk de saturatiestroom van de gekozen spoel hoog genoeg te kiezen. De spoel (744 778 150) van Wurth Electronics heeft een saturatiestroom van 1.60 A. De DC-stroom ligt zeker onder de 1 A, deze spoel is dus geschikt voor deze step down converter.

8.2.4 Batterijlader

Hier wordt gebruikt gemaakt van een lineaire lader. Dit betekent dat de efficiëntie niet optimaal is. De TP4056 is een IC gemaakt om specifiek één Lithium Ion Cell op te laden.

Aan de IC zijn twee outputs voorzien verbonden met twee LEDs. Deze geven weer wanneer de batterij aan het laden of wanneer de batterij opgeladen is.

De lipo lader (TP4056) is een lineaire lader. Het schema van deze lader is bijgevolg heel eenvoudig. Er worden twee LEDs aan verbonden die weergeven of de lader aan het laden is. De ander led geeft weer wanneer de batterijen zijn opgeladen.

8.3 WPT transmitter voor een IoT node

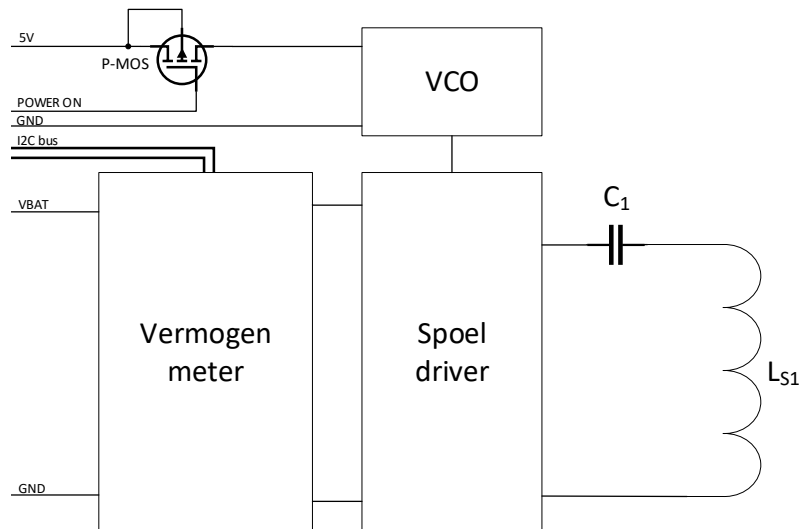
Er is gekozen om een transmitter te bouwen waarbij de VCO en vermogenmeter kan worden uitgeschakeld a.d.h.v. een MOSFET. Met de vermogenmeter kan het vermogen worden opgemeten wanneer een batterij wordt geladen. Verder worden een aantal delen van transmitter toegelicht. Het blokschema is weergegeven in figuur 8.2 op de pagina hierna.

8.3.1 Vermogenmeter

Deze meter is gebaseerd op de INA219 IC [32]. Deze IC werd al eerder aangehaald in hoofdstuk 6.

8.3.2 Ontwerp van de VCO

De IC gekozen om de VCO te bouwen is de LTC6990, gelijkaardig aan het laadstation. De berekeningen en keuzes zijn dezelfde. Zie deel 7.6.1. De frequentie kan daarnaast ook gewijzigd worden



Figuur 8.2: Blokschema transmitter om een IoT node draadloos te laden

door een PWM signaal van de microcontroller te filteren.

8.3.3 MOSFET driver + MOSFETs

Een klasse D driver is noodzakelijk om de blokgolf afkomstig van de VCO te verstrekken. Dit gebeurt met twee N-kanal MOSFETs. Er zijn MOSFETs (FDC645N) gekozen die specifiek gebruikt worden om te werken aan hoge schakelfrequenties. Deze MOSFETs hebben een maximale drainstroom van 5.5A, wat zeker voldoende is.

De MOSFET-driver (TPS28225), samen met een boot condensator, maakt het mogelijk de MOSFET die niet verbonden is aan de ground in geleiding te brengen. Deze component zal daarnaast deze MOSFETs snel in en uit kunnen schakelen door kortstondige grote stroompulsen naar de gates te sturen.

8.3.4 Seriecondensator

De berekeningen zijn gemaakt in deel 8.1.3. Een film condensator van 39 nF wordt gekozen.

8.4 Resultaat van de schakelingen

Figuren over het resultaat kunnen worden teruggevonden in bijlage A.

Het schema van de IoT transmitter is weergegeven in figuur A.10 op pagina 95. De bijhorende printplaten staan in figuur A.11 op pagina 96 en figuur A.12 op pagina 96.

Het schema van de IoT receiver is weergegeven in figuur A.13 op pagina 97. De bijhorende printplaten staan in figuur A.14 op pagina 98 en figuur A.15 op pagina 98.

Deel III

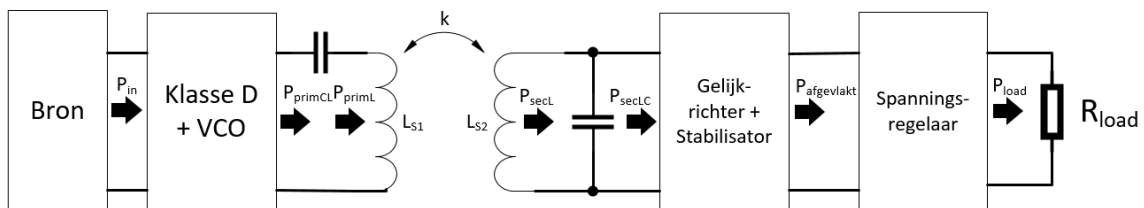
Analyse van de efficiëntie en mogelijke verbeteringen

Hoofdstuk 9

Efficiëntie

9.1 Meting efficiënties van de afzonderlijke subsystemen

Om een idee te krijgen over de efficiëntie van de verschillende delen worden alle actieve vermogens opgemeten. De metingen werden hier uitgevoerd bij een vermogenoverdracht van 20 Watt. Er wordt een vaste uitgangsspanning van 20 V gegenereerd met de spanningsregelaar. Met een uitgangstroom van 1 A wordt er zo 20 W gedissipeerd. Deze metingen zijn gebeurd bij 130 kHz dus iets naast de resonantiefrequentie.



Figuur 9.1: Schema vermogen metingen bij 20W energieoverdracht

Ingangsvermogen Het totale ingangsvermogen is de DC-stroom maal de DC-spanning geleverd door de labovoeding.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = 30.01 \text{ V} \cdot 1.025 \text{ A} = 30.76 \text{ W} \quad (9.1)$$

Uitgangsvermogen Het totale ingangsvermogen is de DC-stroom maal de DC-spanning geleverd door de labovoeding.

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} = 20 \text{ V} \cdot 0.996 \text{ A} = 19.92 \text{ W} \quad (9.2)$$

Totale rendement

$$\eta_{tot} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{19.92}{30.76} \cdot 100 \% = 64.76 \% \quad (9.3)$$

Vermogen naar primaire condensator Met een digitale scoop van Agilent Technologies (TYPE: DSO-X 2002A) kan dit vermogen bepaald worden. De spanning kan met een digitale probe en

de stroom met een stroomprobe van Agilent Technologies (TYPE: N2783B) worden weergegeven op de scoop. Vervolgens wordt de data opgeslagen. Dit zijn 2000 metingen die in excel kunnen worden ingeladen. Een derde kolom wordt gegenereerd door voor elke sample de stroom en spanning te vermenigvuldigen. Door gedurende één periode de som van alle vermogens te nemen en te delen door het aantal samples bekomt men het actief vermogen.

$$P_{primCL} = 27.80 \text{ W} \quad (9.4)$$

Het verloop van de spanning en stroom naar de primaire condensator, opgemeten met de oscilloscoop, is weergegeven in figuur 9.2 op de volgende pagina.

Vermogen naar primaire spoel Het principe het opmeten van het vermogen naar de primaire spoel verloopt analoog. De spanningsprobe wordt hier geplaatst tussen de primaire condensator en primaire spoel.

$$P_{primL} = 27.01 \text{ W} \quad (9.5)$$

Het verloop van de spanning en stroom naar de primaire spoel is weergegeven in figuur 9.3 op pagina 72.

Vermogen naar de primaire spoel

$$P_{secL} = 26.95 \text{ W} \quad (9.6)$$

Het verloop van de spanning en stroom naar de primaire spoel is weergegeven in figuur 9.4 op pagina 72.

Vermogen naar de gelijkrichter

$$P_{secLC} = 24.98 \text{ W} \quad (9.7)$$

Het verloop van de spanning en stroom naar de de gelijkrichter is weergegeven in figuur 9.5 op pagina 73.

Vermogen naar de geschakelde voeding De gemeten spanning bedraagt 51.1 V en de stroom 0.457 A.

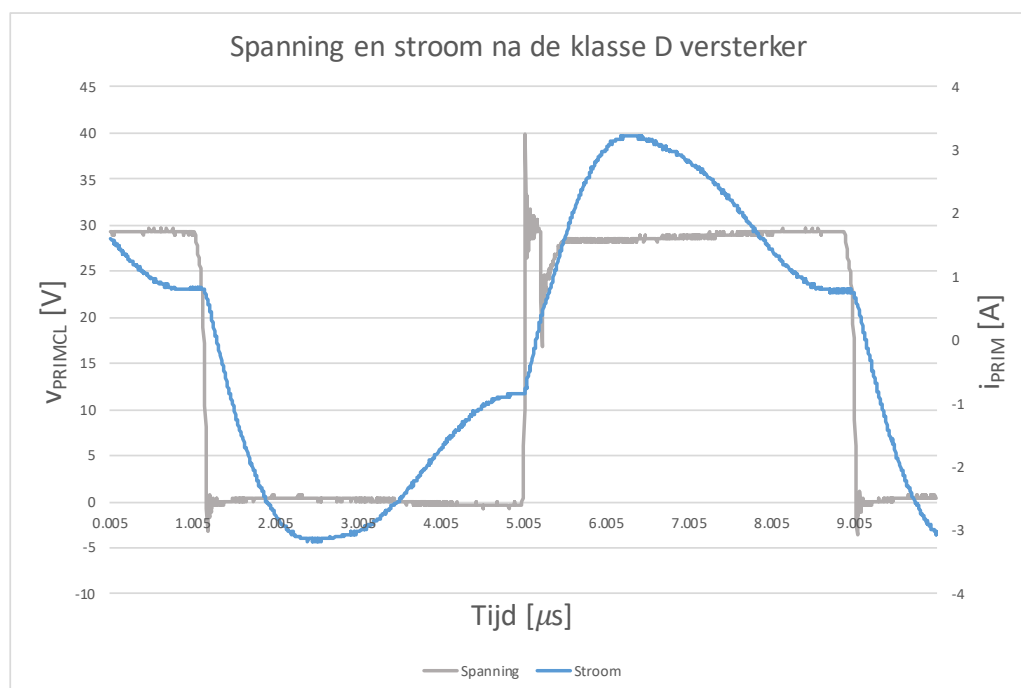
$$P_{afgevlakt} = 23.35 \text{ W} \quad (9.8)$$

Rendement In tabel 9.1 op de volgende pagina worden alle rendementen weergegeven. Van elk deel van de schakeling, wordt steeds het uitgaande vermogen gedeeld door het ingaande vermogen.

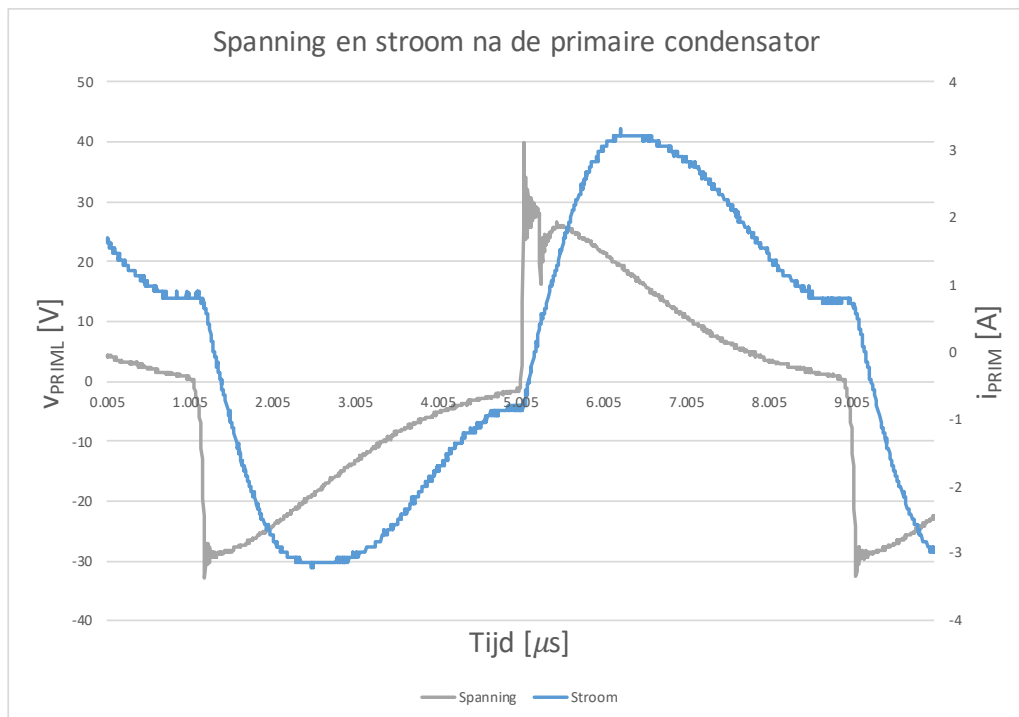
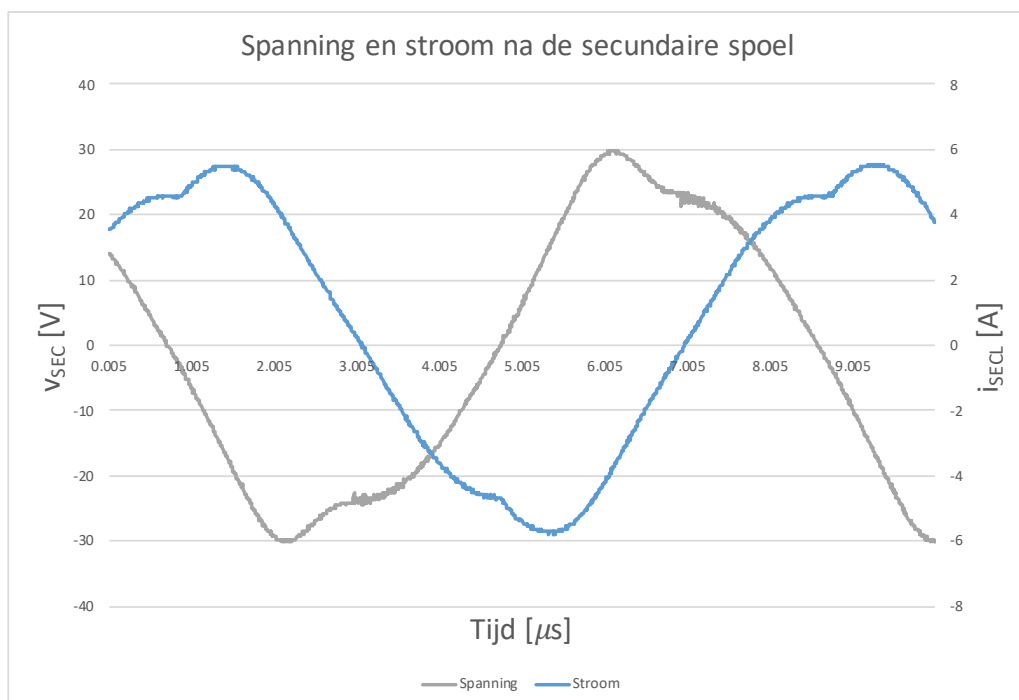
Rendement van	η [%]
Klasse D	90.36
Primaire condensator	97.18
Inductieve link	99.76
Secundaire condensator	92.69
Gelijkrichten en afvlakken	93.50
Geschakelde voeding	85.30
Totale rendement	64.76

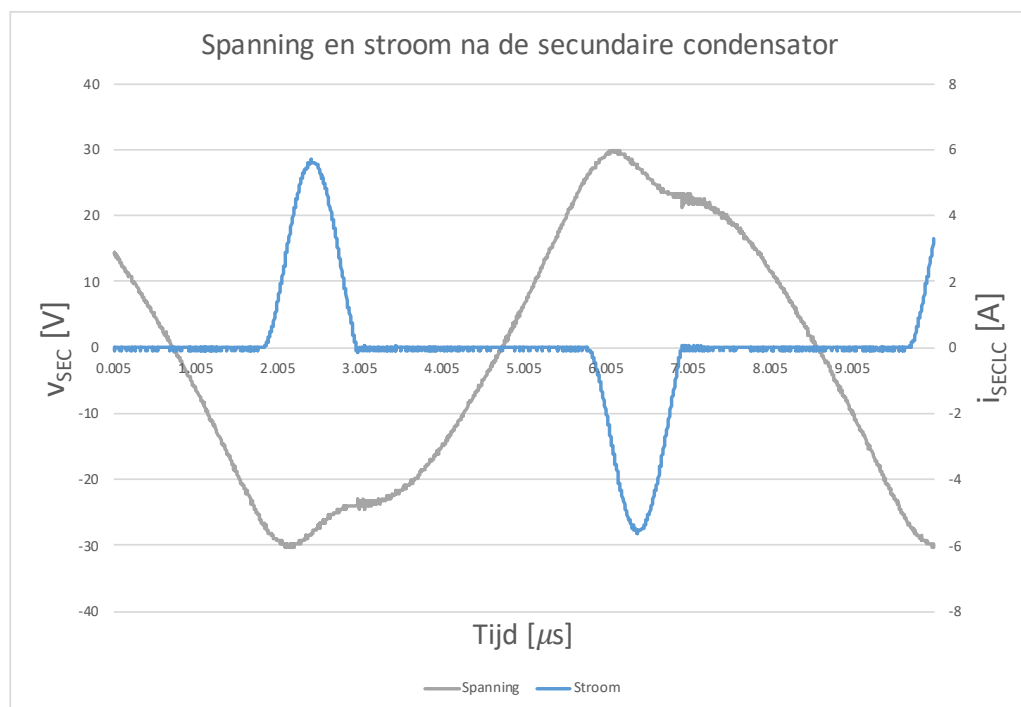
Tabel 9.1: Rendement van de verschillende delen bij 20 watt energieoverdracht

9.1.1 Opgemeten signalen met de oscilloscoop



Figuur 9.2: Verloop van de stroom en spanning gemeten na de klasse D versterker

**Figuur 9.3:** Verloop van de stroom en spanning gemeten na de primaire condensator**Figuur 9.4:** Verloop van de stroom en spanning gemeten na de secundaire condensator



Figuur 9.5: Verloop van de stroom en spanning gemeten na de secundaire condensator

9.2 Efficiëntie boost converter

Verder is er gekeken naar het rendement van de boost converter. Er werd net als in deel 9.1 een belasting van 20 W na de spanningsregelaar geplaatst. Met een ingangsspanning en ingangsstroom van respectievelijk 11.46 V en 3.10 A en een uitgangsspanning en uitgangsstroom van respectievelijk 29.2 V en 1.11 A bekomt men een rendement van 91.2 % voor de gebruikte boost converter.

Het totale rendement zonder boost converter kan ook nogmaals worden weergegeven. Het gemeten belastingvermogen was 19.88 W. Dit vermogen gedeeld door het uitgangsvermogen van de boostconverter geeft een rendement 61.34 %. Volgens de verwachtingen zou dit 64.76 % moeten zijn zoals bepaald in deel 9.1. Deze ongelijkheid komt doordat het laadstation nu meer energie verbruikt. In deel 9.1 werd enkel een klasse D versterker er VCO gebruikt om de metingen uit te voeren, terwijl nu de LCD, microcontroller, digitale potentiometers, spanningsvolger, ... ook meegerekend zijn in het rendement.

9.3 Efficiënte ingangsspanning

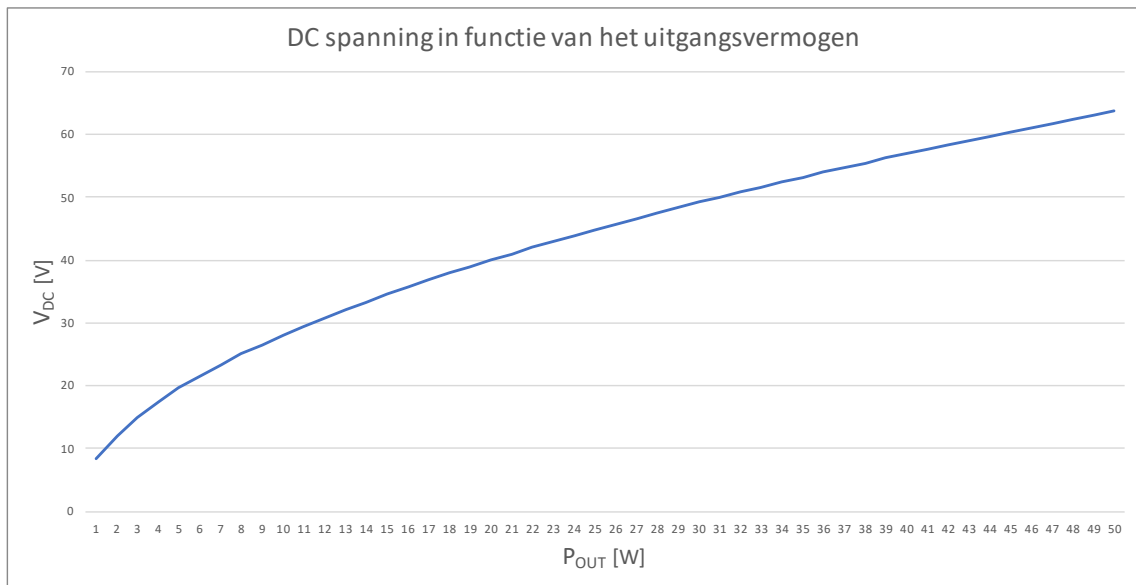
Om de efficiëntie steeds zo hoog mogelijk te houden wordt er onderzocht wat de beste ingangsspanningen zijn voor specifieke vermogens die worden overgedragen. De batterijen vragen immers eerst veel vermogen wanneer ze leeg zijn. Naarmate de batterijen meer geladen zijn zal het overgedragen vermogen veel lager liggen en kan de ingangsspanning ook worden verlaagd.

De geschakelde voeding zal steeds een vaste uitgangsspanning van 20 V genereren. De frequentie van de VCO voor de klasse D versterker ligt vast. Er wordt vanuit gegaan dat de spoelen zich op een afstand van 5 millimeter zullen bevinden bij het laden. De enige parameter die men vervolgens

kan variëren is de ingangsspanning. Voor elke vermogen zal er een specifieke ingangsspanning overeen komen waarbij het ingangsvermogen minimaal is, terwijl het uitgangsvermogen constant blijft.

9.3.1 Theoretische optimale DC spanningen

Om steeds te voldoen aan de efficiënte belasting R_{load_2} kan men het nodige vermogen uitzetten in functie van de optimale afgevlakte DC spanning. Zo blijft de maximale linkefficiëntie steeds behouden. Deze DC spanning is afhankelijk van de ingangsspanning. Met vergelijking 4.10 op pagina 30 uit hoofdstuk 4 kan figuur 9.6 gegenereerd worden.



Figuur 9.6: Berekende optimale DC spanningen na het afvlakken i.f.v. het gevraagde vermogen

9.3.2 Gemeten optimale DC spanningen

Als de batterijen meer ontladen zijn moeten grotere vermogens worden overgedragen. Grotere spanningen aan de klasse D zijn nodig. Dit kan geregeld worden met de boost converter. De vraag rest enkel welke spanning er voor welk vermogen nodig is. Er wordt proefondervindelijk bepaald welke spanning de hoogste efficiëntie geeft bij de verschillende vermogens. Hiervoor werd de spanning aan het laadsstation voor de verschillende vermogens veranderd, tot het optimum gevonden werd. A.d.h.v. de berekeningen weet men waar de optimums ongeveer gelegen zijn (zie figuur 9.6 op de pagina hiervoor). In deze metingen wordt er vanuit gegaan dat het rendement van de geschakelde voeding steeds 80 % is. De metingen gebeuren met een frequentie van 128 kHz (iets naast de theoretische resonantiefrequentie).

Laadvermogen [W]	Vermogen na afvlakken [W]	Spanning na afvlakken [V]	Potentiowaarde [-]
5	6.25	35.72	84
10	12.5	35.64	92
15	18.75	36.33	98
20	25	45.50	108
25	31.25	55.29	115
30	37.5	62.30	119
35	43.75	65.50	121

Tabel 9.2: Potentiowaarden i.f.v. het laadvermogen

Voor de laadvermogens van 5 W en 10 W zou de spanning nog lager moeten worden gekozen. Aangezien de geschakelde voeding aan de receiver werkt met een minimale ingangsspanning van 36 V kan de spanning niet verlaagd worden.

De digitale potentiowaarden staan in deze tabel afgebeeld. Deze waarden dienen te worden verzonden over de I2C bus. De overeenkomstig uitgangsspanningen van de boostconverter staan in tabel 7.1 op pagina 48.

9.4 Totale efficiëntie afhankelijk van het laadvermogen

In de tabel 9.3 op de pagina hierna staan de opgemeten rendementen weergegeven bij de verschillende vermogens. Er wordt geen rekening gehouden met het rendement van de ATX voeding en de batterijlader. Enkel het draadloos energieoverdracht systeem wordt uitgemeten. Het laadvermogen stelt het vermogen naar de batterijlader voor.

Gemeten laadvermogen [W]	ATX Spanning [V]	ATX Stroom [A]	Rendement [%]
4.92	11.66	0.93	45.37
10.09	11.55	1.62	53.93
15.20	11.47	2.39	55.45
19.95	11.44	3.09	56.36
25.20	11.36	3.88	57.73
29.94	11.27	4.76	55.81
34.98	11.27	5.68	54.64

Tabel 9.3: Gemeten totale rendement bij de verschillende vermogens

Het rendement geraakt nooit boven de 58 %. Dit komt voornamelijk door de lage efficiëntie van de geschakelde voeding aan de receiver. Ook andere factoren spelen een rol. Hier wordt in hoofdstuk 10 nog verder op ingegaan.

Hoofdstuk 10

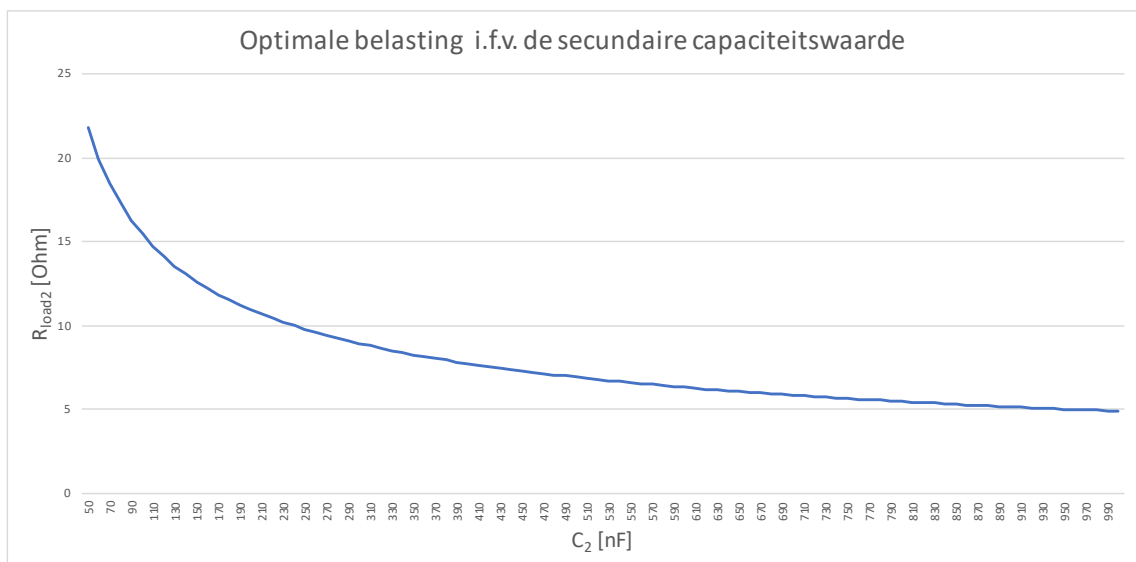
Optimalisaties

Tijdens de implementatie berekeningen en metingen is gebleken dat het draadloos systeem om de batterijen te laden theoretisch gezien efficiënter kan worden gemaakt. In dit hoofdstuk wordt dit behandeld.

10.1 Invloed keuze van de secundaire resonantiecondensator

In hoofdstuk 4 op pagina 24 werd verondersteld dat de zelfinductantie van de spoel, de optimale alfa constante en de koperfactor vastliggen. Er kan gekeken worden wat de invloed is van andere condensatorwaarden voor C_2 op de optimale belasting R_{LOAD_2} en voornamelijk de resonantiefrequentie f_{resp} .

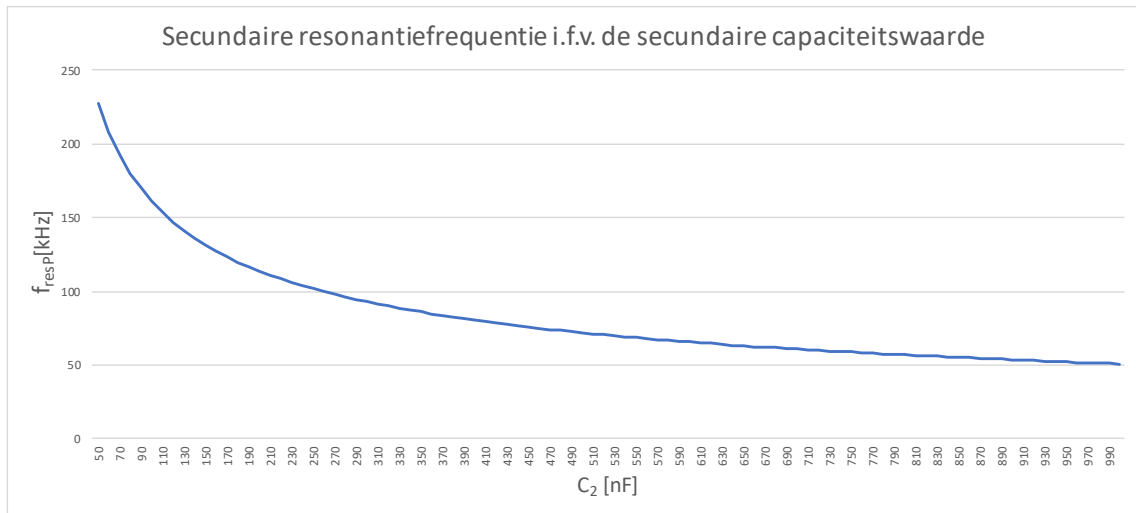
A.d.h.v. vergelijking 4.3 op pagina 27 kan in figuur 10.1 de optimale belasting worden uitgezet in functie van de gekozen secundaire condensator.



Figuur 10.1: Optimale belasting in functie van de condensator C_2

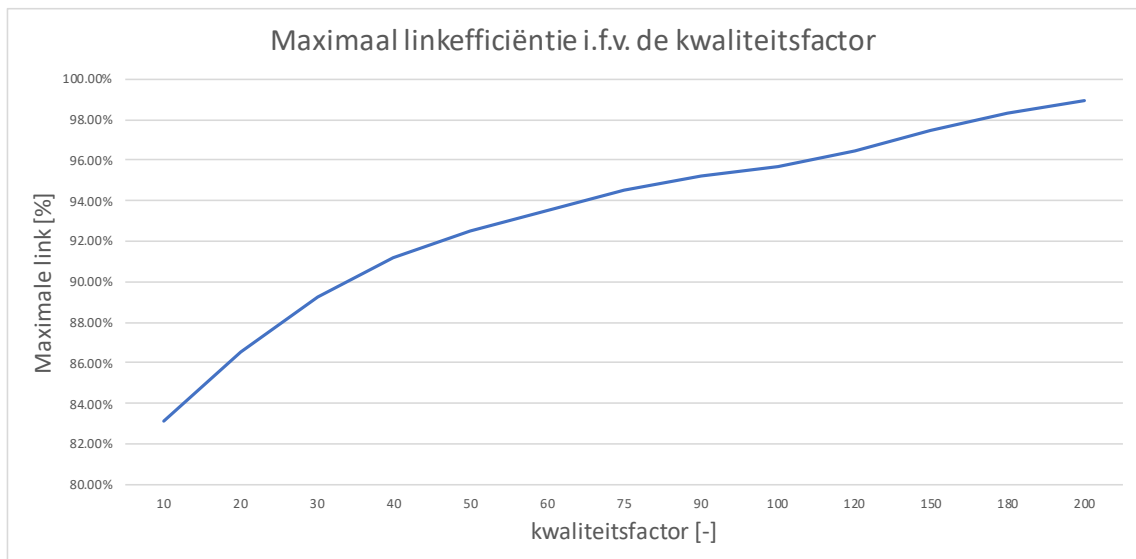
Interessanter is om te kijken hoe de resonantiefrequentie wijzigt wanneer een andere condensa-

tor wordt gekozen. In tabel 4.3 op pagina 30 blijkt dat de frequentie nog kan verhoogd worden omdat de kwaliteitsfactor nog zal blijven toenemen bij hogere frequenties. In figuur 10.2 wordt de afhankelijkheid weergegeven.



Figuur 10.2: Secundaire resonantiefrequentie in functie van de condensator C_2

Uit figuur 10.2 blijkt dat bij kleinere capaciteitswaarden de resonantiefrequentie hoger komt te liggen. Men kan vervolgens kijken naar de invloed van de hogere resonantiefrequentie op de link efficiëntie. Aangezien bij een hoger frequentie voor gekozen spoelen de kwaliteitsfactor blijft toenemen (toch tot en met 200 kHz) zal de link efficiëntie ook blijven toenemen. Dit is weergegeven in figuur 10.3.



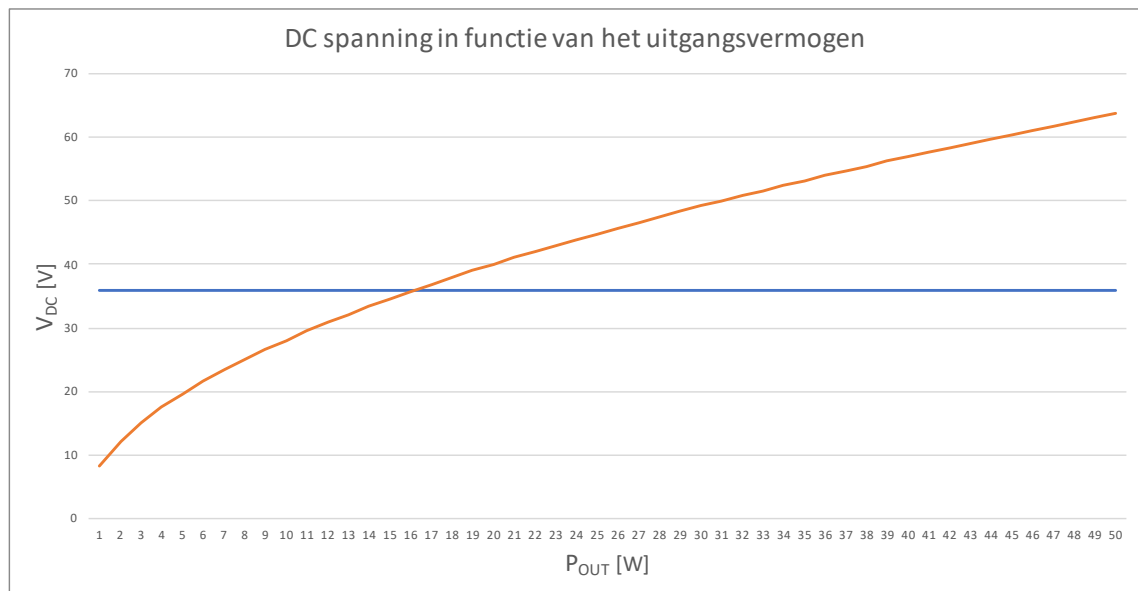
Figuur 10.3: Link efficiëntie in functie van de kwaliteitsfactor

10.2 Invloed keuze van de gelijkrichter

In het gebouwde systeem is een gelijkrichter met spanningverdubbeling gekozen omdat de ingangsspanning van de regelaar tussen de 36 V en 72 V moet liggen. Aangezien het rendement van de spanningsregelaar laag is zou er beter voor een efficiënter regelaar gekozen worden. Er zijn spanningsregelaars waarbij het rendement hoger ligt dan de maximale 86% bij deze regelaar.

10.2.1 Efficiënt gebied

Ook zal niet steeds in het efficiënte gebied kunnen gewerkt worden wanneer men de optimale belasting wil respecteren. Men kan de DC spanning na de gelijkrichter uitzetten in functie van het vermogen naar de regelaar a.d.h.v. vergelijking 4.10 op pagina 30. In figuur 10.4 is de afhankelijkheid weergegeven.

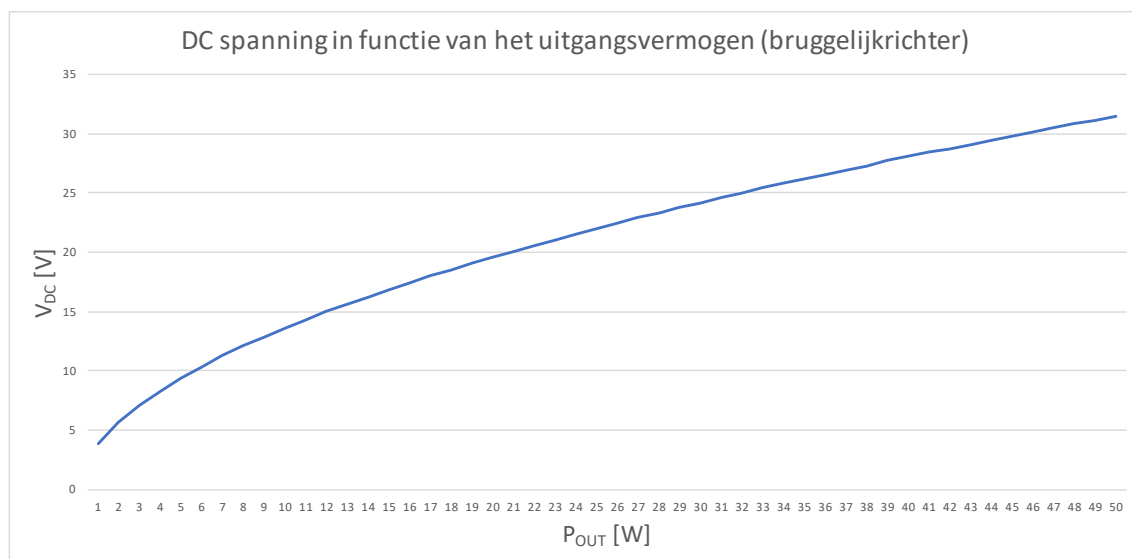


Figuur 10.4: Optimale DC spanning in functie van het vermogen naar de regelaar

Uit de grafiek kan men besluiten dat slechts vanaf een vermogen van 17 W kan voldaan zijn aan de efficiënte belasting met de bijhorende efficiënte DC spanning. De reden is de minimale ingangsspanning van 36 V van de spanningsregelaar (zie horizontale lijn).

10.2.2 Andere gelijkrichter

Een gelijkrichter met spanningsverdubbeling is niet noodzakelijk als er gewerkt wordt met een andere spanningsregelaar. Zo kan een bruggelijkrichter ook worden gebruikt. Het rendement van de gelijkrichters zijn identiek. In figuur 10.5 op de pagina hierna is de DC spanning V_{DC} uitgezet in functie van het uitgangsvermogen na de gelijkrichter en afvlakker.



Figuur 10.5: Optimale DC spanning in functie van het vermogen naar de regelaar (bruggelijkrichter)

Een spanningsregelaar met een bereik van 5 V tot 40 V als ingangsspanning zou voldoende zijn. Er kan in principe voor elk vermogen efficiënt gewerkt worden. In praktijk zal het laadstation een minimale aangelegde spanning hebben. Afhankelijk van de voedingsspanning aan de ingang van de buck converter.

10.3 Overige optimalisaties

10.3.1 Verminderen van het batterij gebruik

Een aantal aanpassingen kunnen worden uitgevoerd, wanneer men meer vermogen wil sparen. Tijdens het laden zouden de modules voor de motoren kunnen worden uitgeschakeld. De motoren zullen bijvoorbeeld een uur of langer niet worden gebruikt. De gebruikte microcontroller kan veranderd worden naar een meer energiezuige controller.

10.3.2 Veiligheidsmaatregelen i.v.m. het laden

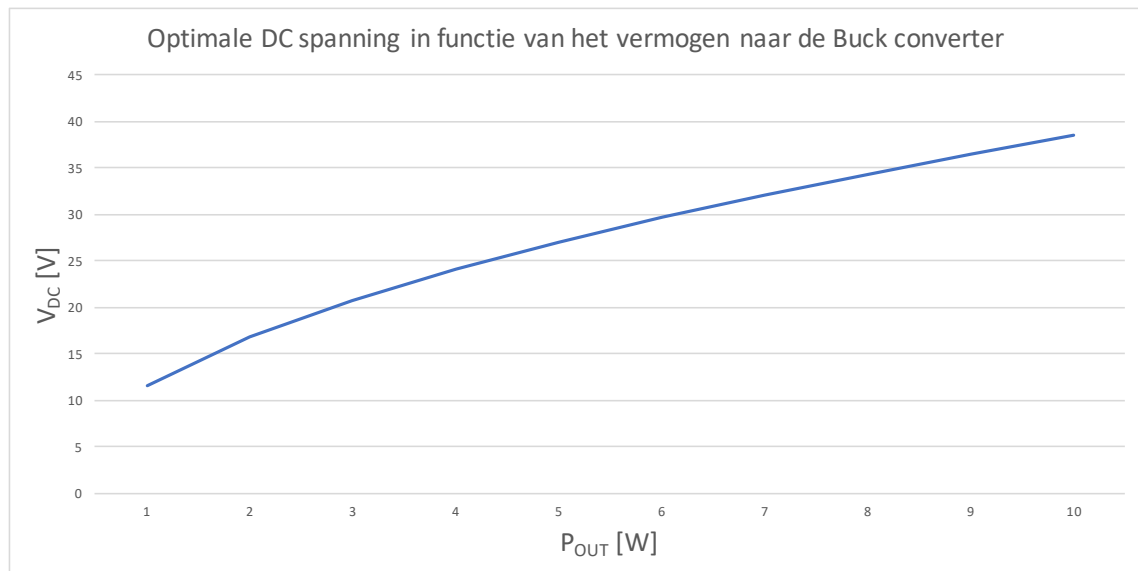
Het is belangrijk dat de robot **niet** van het laadstation wordt gehaald tijdens het laden! De zelfinductantie van de primaire spoel zal immers sterk wijzigen. De theoretische resonantiefrequentie wordt 124 kHz. Op de ingestelde frequentie van 128 kHz zullen er grote stromen beginnen vloeien door de primaire resonantiekring. De klasse D versterker zal extreem warm worden. Een beveiliging die het laadstation afschakelt kan hier noodzakelijk zijn. In hoofdstuk 6 werd er vermeld dat de microcontroller gevoed wordt door de batterijen van de robot. Tijdens het laden mag de robot daarom niet worden uitgeschakeld. Er moet immers steeds communicatie zijn van de robot naar het laadstation. Bijvoorbeeld wanneer de spanning aan het laadstation kan verlaagd of uitgeschakeld worden wanneer de batterijen opgeladen zijn.

10.3.3 Automatisch geregelde optimale ingangsspanning

In het huidige systeem is er gezorgd voor een aanpasbare ingangsspanning aan het laadstation. Indien er nog een extra vermogenmeter wordt toegevoegd zou de microcontroller zelf automatisch naar de optimale ingangsspanning kunnen zoeken. Er zal in dit geval voor elk gevraagd vermogen voldaan zijn aan de optimale belasting.

10.3.4 Optimalisatie van het WPT systeem voor de Nodes

Het draadloos energie overdracht systeem om de nodes op te laden wordt gevoed met een vaste spanning. Er is geen communicatie voorzien waarbij de spanning wordt aangepast wanneer het gevraagde vermogen wijzigt. Een mogelijke optimalisatie is om dit wel in te voeren. Met de berekende optimale belasting R_{LOAD_2} en vergelijking 4.10 op pagina 30 kan de optimale DC spanning worden gegeven i.f.v. het vermogen naar de buck converter. M.a.w. onrechtstreeks i.f.v. het gevraagde laadvermogen. Dit is weergegeven in figuur 10.6.



Figuur 10.6: Optimale DC spanning in functie van het vermogen naar de buck converter van de IoT node

10.3.5 Keuze van een andere klasse D driver

De gebruikte component LMD18200 heeft twee kanalen ingebouwd, waarvan er slechts één kanaal wordt gebruikt. Twee MOSFETs van de vier in deze component zitten onnodig te schakelen. Dit zorgt voor extra verliezen die kunnen worden vermeden door de keuze van een andere schakeling.

10.3.6 Automatisch starten van het laden

Het laden van de batterijen moet tot nu toe manueel worden gestart. Zowel als de IoT node in de buurt van de receiver spoel wordt gebracht of als de Bultler Robot zich bevindt boven het laadstation. A.d.h.v. aanpassingen van de frequentie en de spanning zou met de vermogen meter kunnen onderzocht worden of er zich een spoel in de buurt van de transmitter spoel bevindt. Een

stuk extra code kan hiervoor worden geschreven. Deze code kan na een bepaalde tijdsduur worden herhaald. Indien er gedetecteerd wordt dat er zich een spoel in de buurt bevindt, kan het laden automatisch worden gestart. Er zijn daarnaast andere mogelijkheden om de secundaire spoel te detecteren. Bijvoorbeeld detecteren of de zelfinductantie van de spoelen gewijzigd is, a.d.h.v. een sensor de secundaire spoel detecteren of met bluetooth (of een ander communicatie protocol) een bericht sturen naar de lader.

Hoofdstuk 11

Besluit

Deze masterproef geeft een overzicht en een mogelijke oplossing van hoe het powermanagement van de Butler Robot kan worden aangepakt. Ook het daarbij nodige laadstation en een IoT node werden ontwikkeld. In het eerste semester werd er voornamelijk onderzocht welke batterijen geschikt kunnen zijn, de mechanische bouw van de robot en het bouwen van een geschikte batterijlader. Daarna werd er bestudeerd hoe het mogelijk is om energie draadloos over te dragen. In het tweede semester zijn alle schema's ontworpen en is het volledige prototype afgewerkt. De programma's van de Butler Robot en het laadstation werden ontwikkeld en de nodige metingen uitgevoerd.

In deze scriptie is de nadruk gelegd op het draadloos opladen en hoe dit op een relatief eenvoudige manier kan worden aangepakt door stap voor stap de berekeningen en keuzes te maken. Daarvoor werd eerst de afstand tussen de spoelen vastgelegd, waarnaast vervolgens de metingen en berekeningen konden worden uitgevoerd. Een formule werd afgeleid die het verband geeft tussen het uitgangsvermogen en de optimale DC spanning. Om te voldoen aan de optimale belasting aan de secundaire kant werd er gezocht naar een manier om de voedingsspanning van de klasse D aan te passen. Het resultaat is dat met de binnenkomende informatie via het moduleren en demoduleren, de uitgangsspanning van de boostconverter kan worden aangepast via digitale potentiometers. A.d.h.v. van al deze keuzes wordt er een maximale efficiëntie behaald van $\approx 58\%$ tijdens een laadvermogen van 25 W. Door de regelbare spanning aan het laadstation zal de efficiëntie steeds tussen de 54 % en 58 % blijven. De optimale belasting wordt op deze manier steeds zo goed mogelijk gerespecteerd.

De Butler Robot dient om de batterij van een IoT nodes te herladen. Daarom werd een tweede draadloos energie overdracht systeem ontworpen. De aanpak en keuzes gebeurde op een gelijkwaardige manier als het eerste systeem.

Een programma voor de Butler Robot werd ontwikkeld. Met dit programma wordt de robot via bluetooth bestuurd. Zo kan de snelheid van de motoren worden ingesteld en de bewegingsrichting van de robot worden bepaald. Daarnaast is het mogelijk om de IoT transmitter aan of uit te schakelen. Ook het beëindigen van het laden van de batterijen met het laadstation kan via bluetooth.

Natuurlijk zijn er verschillende toekomstgerichte verbeteringen mogelijk. Extra sensoren zijn noodzakelijk om de spoel van de robot en het laadstation te aligneren t.o.v. elkaar. Men kan ook een andere primaire en secundaire condensator nemen waarmee op een hogere resonantiefrequentie kan gewerkt worden. Een spanningsregelaar kiezen die een hogere efficiëntie heeft of het automatisch starten met laden van zowel de Butler Robot als een IoT node zou daarnaast ook nog een verbetering kunnen zijn. Kortom er zijn nog vele kleine verbeteringen mogelijk.

Referenties

- [1] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, *Ideal Diode Bridge Controller*, 2 2014. Rev.B.
- [2] S. C. Industries, *Full Bridge Rectifier*. ON Semiconductor, P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA, 9 2013. Rev.1.
- [3] RoboteQ, "Foto rotation possibilities mecanum wheels." [Online; accessed November 14, 2017].
- [4] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, *4A, High Efficiency, Standalone Li-Ion Battery Charger*, 11 2016. Rev.A.
- [5] Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, *TPL0401x-10 128-TAPS Single-Channel Digital Potentiometer With I2C Interface*, 11 2016. Rev.1.
- [6] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, *TimerBlox: Voltage Controlled Silicon Oscillator*, 2 2010. Rev.C.
- [7] Würth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, *WE-WPCC Wireless Power Charging Transmitter Coil 760308102142*, 3 2017. Rev.001001.
- [8] Libelium.com. (2018). Top 50 Internet of Things Applications - Ranking — Libelium. [online] Available at: http://www.libelium.com/resources/top_50_iot_sensor_applications_ranking/ [Accessed 21 Apr. 2018].
- [9] L. R. J. Stanimir S. Valtchev, Elena N. Baikova, "Electromagnetic field as the wireless transporter of energy," *FACTA UNIVERSITATIS*, vol. 25, pp. 171–181, December 2012.
- [10] *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. New York, NY: Springer New York : Imprint: Springer, 2013.
- [11] I. V. R. W. C. A. T. M. B. a Designer's Best Choice, 2000. <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2016/aug/inductive-versus-resonant-wireless-charging>.
- [12] L. Huang and A. Hu, "Defining the mutual coupling of capacitive power transfer for wireless power transfer," *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 51, pp. 1806–1807, October 2015.
- [13] A. A. T. P. Wirelessly, 2000. https://web.archive.org/web/20150119044123/http://www.efymagonline.com/pdf/52_Wireless%20Power%20Transfer_EFY%20August%202013.pdf.

- [14] A. brief history of the Qi specification, 2000. <https://www.wirelesspowerconsortium.com/developers/specification.html>.
- [15] Details, specifics about the A4WP Wireless Charging system developed, and promoted by the Alliance for Wireless Power, 2000. <http://www.radio-electronics.com/info/power-management/wireless-inductive-battery-charging/a4wp-wireless-charging.php>.
- [16] P. Alliance for Wireless Power (A4WP) Announces the Expansion of the Rezence Standard to 50 Watts to Include Tablets and Peripherals, 2000. <https://www.marketwatch.com/story/alliance-for-wireless-power-a4wp-announces-the-expansion-of-the-rezence-standard-to->
- [17] R. Schuylenbergh, Koenraad ; Puers, *Inductive Powering (Analog Circuits and Signal Processing)*. Dordrecht: Springer Netherlands., 6 ed., 2009.
- [18] R. Schuylenbergh, Koenraad ; Puers, *Inductive Powering (Analog Circuits and Signal Processing)*., ch. 3, pp. 77–101. Dordrecht: Springer Netherlands., 6 ed., 2009.
- [19] *Millimeter-Wave Power Amplifiers*. Signals and Communication Technology, Cham: Springer International Publishing : Imprint: Springer, 2017.
- [20] N. Sokal and A. Sokal, “Class e-a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 10, pp. 168–176, June 1975.
- [21] R. Schuylenbergh, Koenraad ; Puers, *Inductive Powering (Analog Circuits and Signal Processing)*., ch. 2, pp. 41–76. Dordrecht: Springer Netherlands., 6 ed., 2009.
- [22] K. Colak, E. Asa, M. Bojarski, D. Czarkowski, and O. C. Onar, “A novel phase-shift control of semibridgeless active rectifier for wireless power transfer,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 6288–6297, November 2015.
- [23] NATE, “Battery technologies,” 2003. <https://learn.sparkfun.com/tutorials/battery-technologies>.
- [24] B. University, “Bu-204: How do lithium batteries work?,” 2017. http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium_based_batteries.
- [25] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, *Linear Li-Ion Charger with Termination in ThinSOT*, 11 2003. 1K.
- [26] ABLIC Inc., Siemenstr. 9 D-63263 Neu Isenburg, Germany, *BATTERY PROTECTION IC FOR 3-SERIAL- OR 4-SERIAL-CELL PACK*, 1 2018. Rev.5.2.01.
- [27] Samsung SDI Co.,Ltd., Dae-kyung Bldg, 120, 2-ka, Taepyung-Ro, Chung-Ku Seoul, Korea, *SPECIFICATION OF PRODUCT for Lithium-ion Rechargeable Cell Model : ICR18650-30A*, 11 2007.
- [28] A. NADLER and C. SOM, *High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment*. Wurth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, 2 2016.
- [29] B. Thoen, *Wireless power voor het voeden van een draadloze muis*, ch. 8, pp. 74–75. 2013.

- [30] ROHM semiconductor, *RB068LAM100 Schottky Barrier Diode*, 5 2017. Rev.001.
- [31] MW MEAN WELL, Bisschoppenhoflaan 255 2100 ANTWERPEN BELGIUM, *45W DC-DC Single Output Switching Power Supply*, 3 2011.
- [32] Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, *INA219 Zero-Drift, Bidirectional Current/Power Monitor With I2C Interface*, 12 2015. Rev.G.
- [33] Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, *Qi Compliant Wireless Power Transmitter Manager*, 7 2012. Rev.C.
- [34] Y. Li, J. Liu, and H. Lee, "Ground switching load modulation with ground isolation for passive hf rfid transponders," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 20, no. 8, pp. 1443–1452, 2012.
- [35] Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, *LMD18200 3A, 55V H-Bridge*, 4 2013. Rev.F.
- [36] L. D. Strycker, "Telecommunicatie." KU Leuven cursus, 2016.
- [37] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, *Micropower Dual Comparator*, 2 2008. Rev.F.
- [38] Würth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, *WE-WPCC Wireless Power Charging Transmitter Coil 760308100110*, 4 2017. Rev.001001.

Bibliografie

- [1] Koenraad Van schuylenbergh and Robert Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and application to Biomedical Systems*, 4de editie, springer, 2009,
- [2] Bart Thoen, *Wireless power voor het voeden van een draadloze muis*, KU Leuven, 2013,
- [3] Atmel Corporation., 1600 Technology Drive, San Jose, CA 95110 USA, *8-bit AVR Microcontrollers ATmega328/P*, 11 2016. Rev.B.
- [4] STEFAN SVENSSON, *Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions*, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg Sweden, 1999

Bijlage A

Schakelingen

A.1 Laadstation

Schema zie afbeelding A.1 op de volgende pagina en printlayout zie afbeelding A.2 op pagina 90 en afbeelding A.3 op pagina 90.

A.2 Receiver aan de Butler Robot

Schema zie afbeelding A.4 op pagina 91 en printlayout zie afbeelding A.5 op pagina 92 en afbeelding A.6 op pagina 92.

A.3 Batterijlader

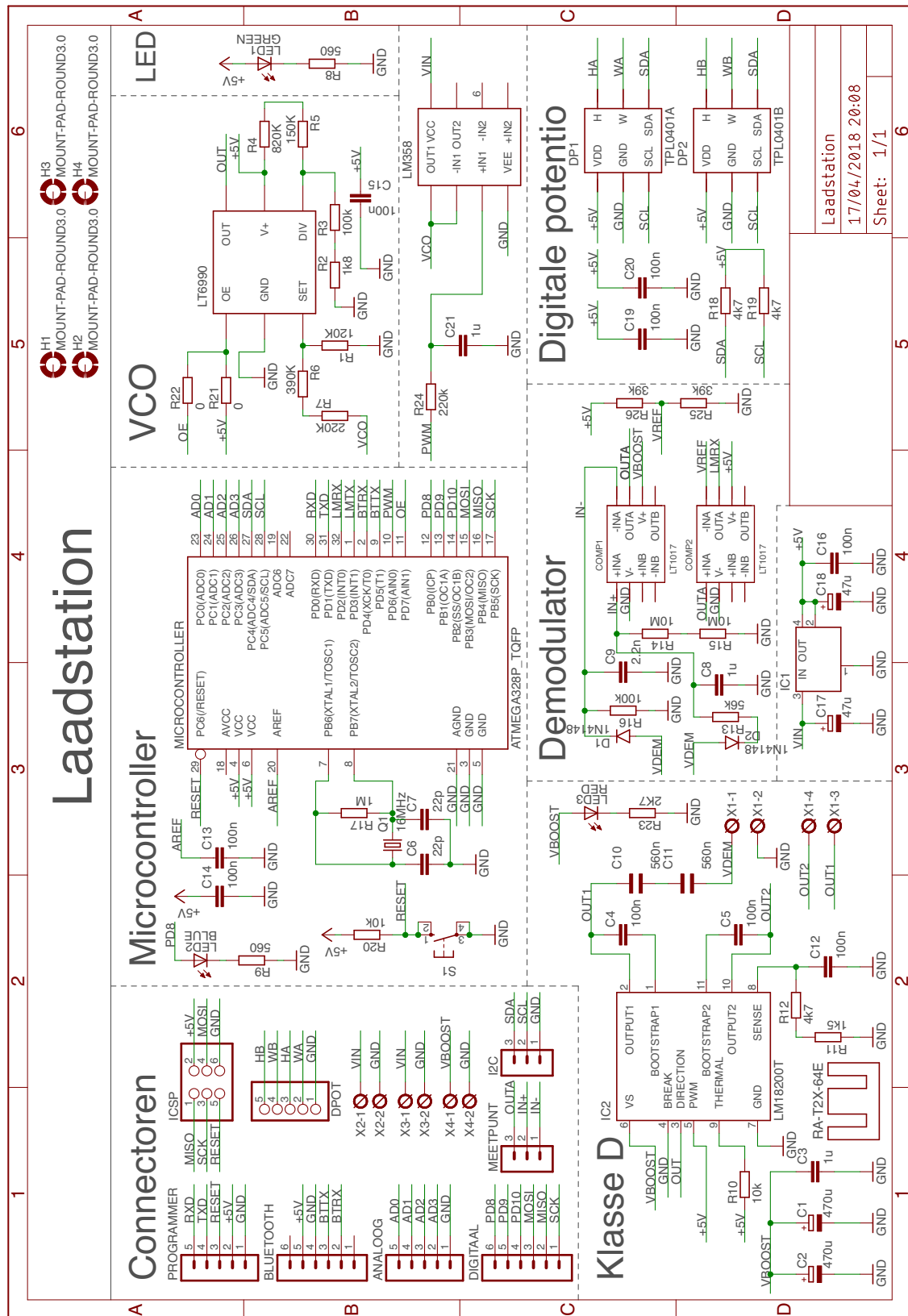
Schema zie afbeelding A.7 op pagina 93 en printlayout zie afbeelding A.8 op pagina 94 en afbeelding A.9 op pagina 94.

A.4 Transmitter van een IoT node

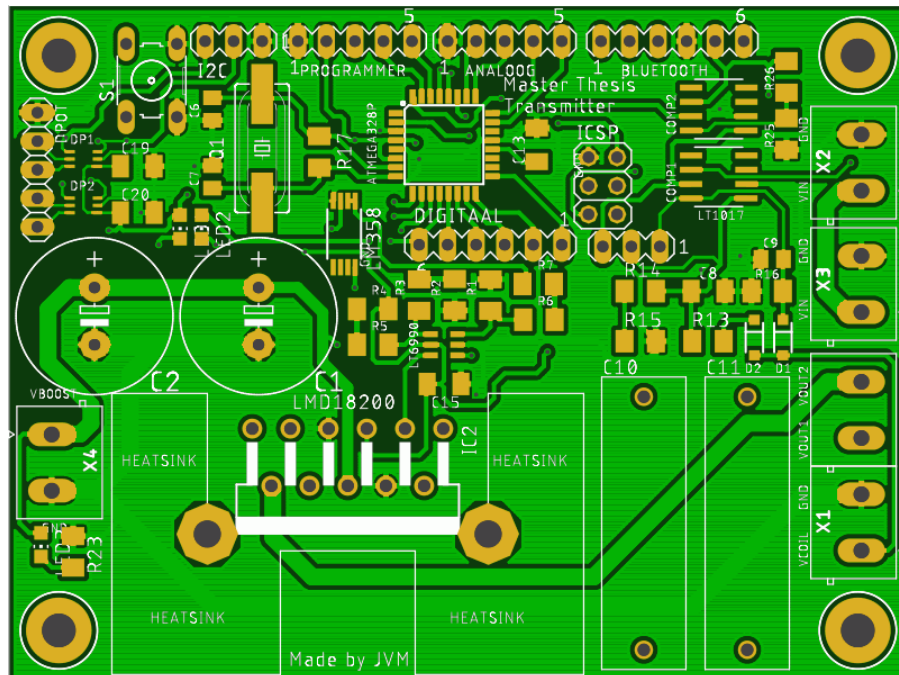
Schema zie afbeelding A.10 op pagina 95 en printlayout zie afbeelding A.11 op pagina 96 en afbeelding A.12 op pagina 96.

A.5 Receiver van een IoT node

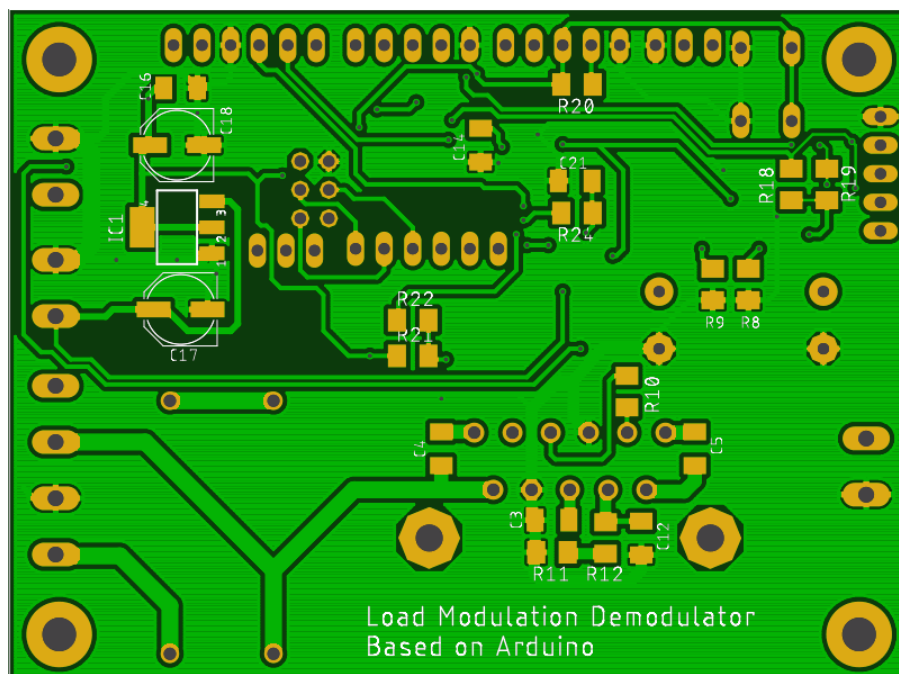
Schema zie afbeelding A.13 op pagina 97 en printlayout zie afbeelding A.14 op pagina 98 en afbeelding A.15 op pagina 98 .



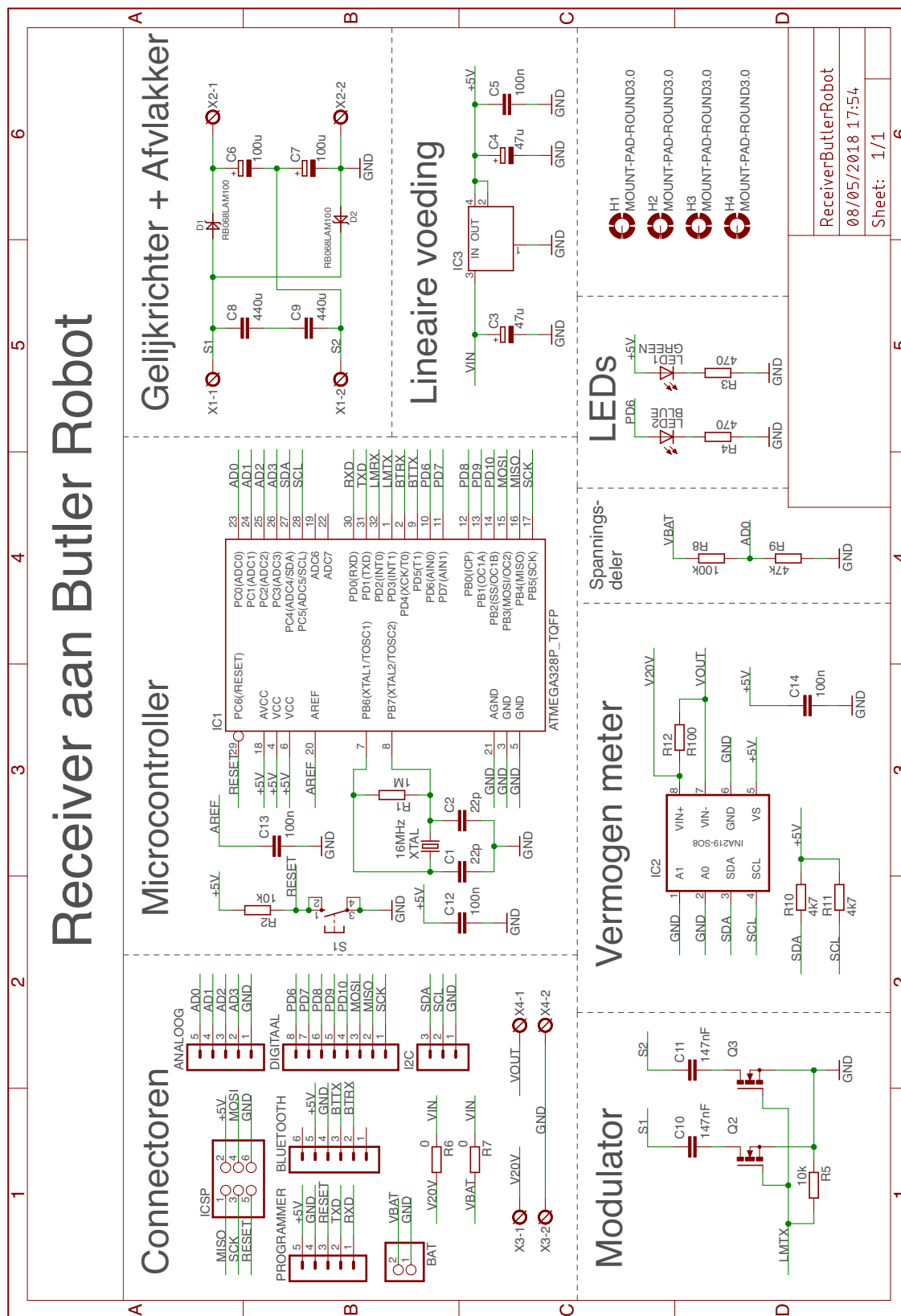
Figuur A.1: Schema van het laadstation



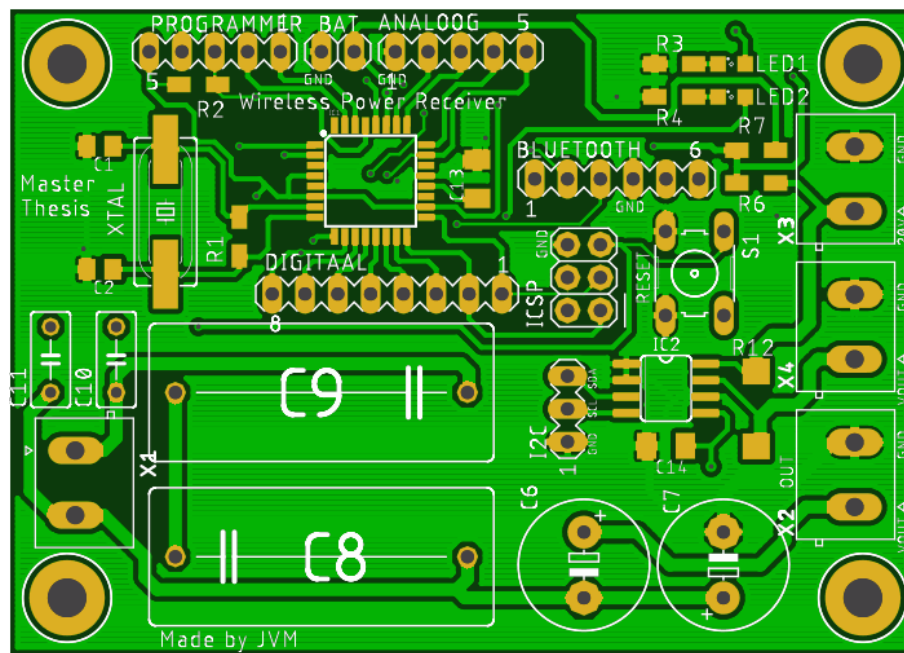
Figuur A.2: Printplaat layout laadstation top view



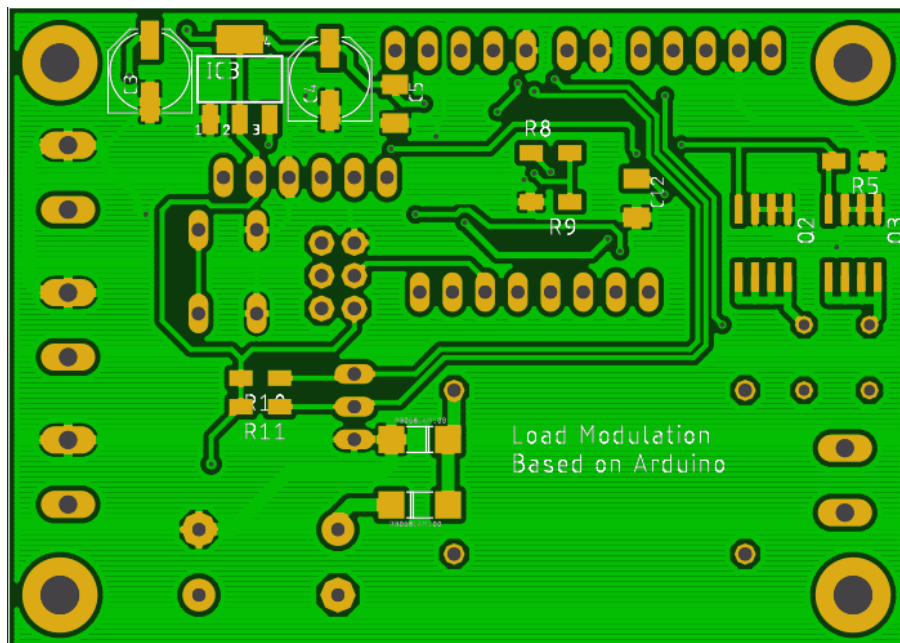
Figuur A.3: Printplaat layout laadstation bottom view



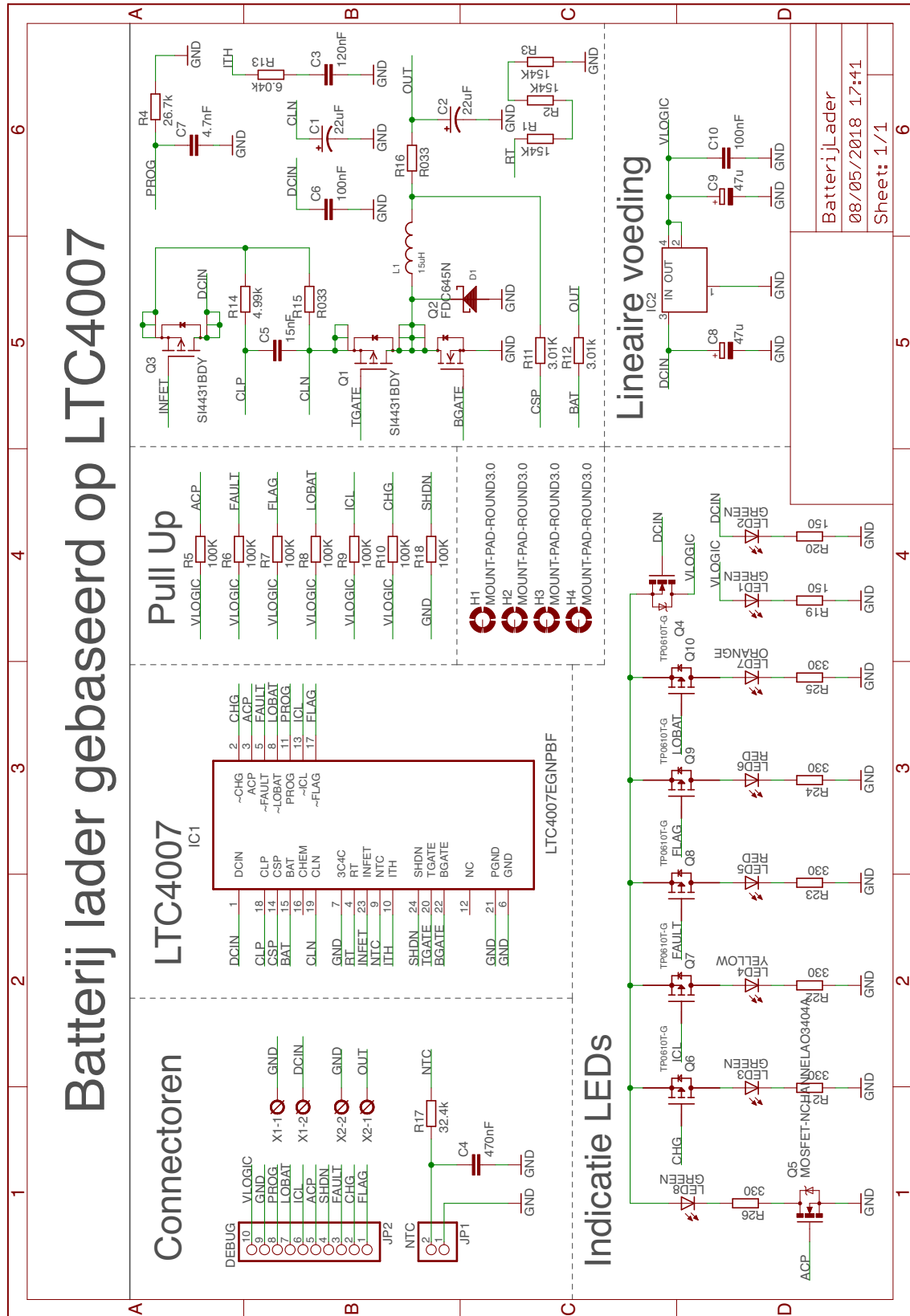
Figuur A.4: Schema van de receiver aan de Butler Robot



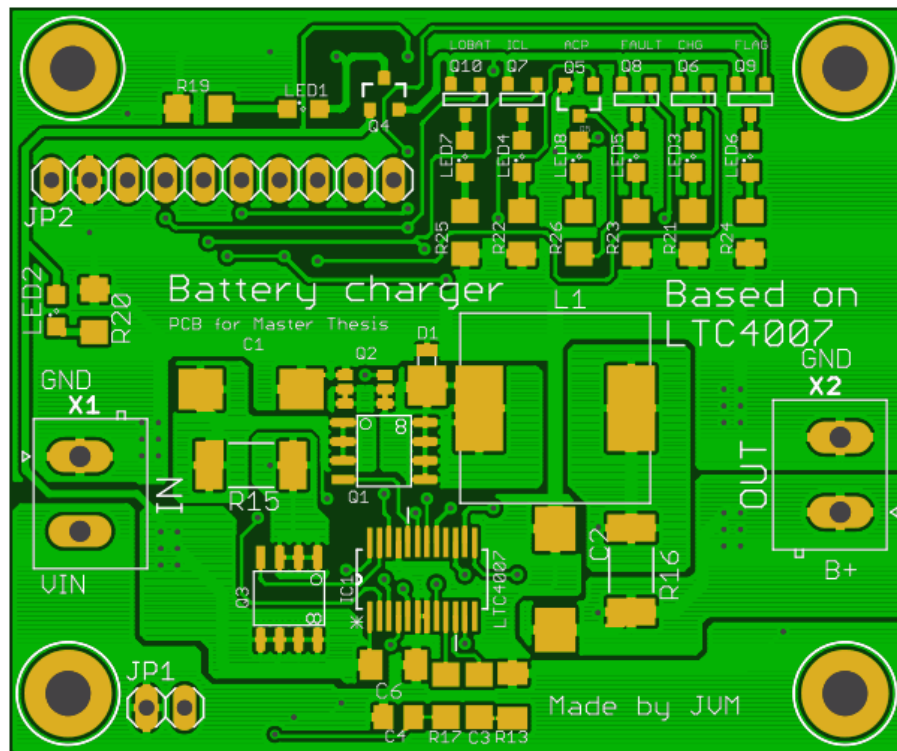
Figuur A.5: Printplaat layout receiver top view



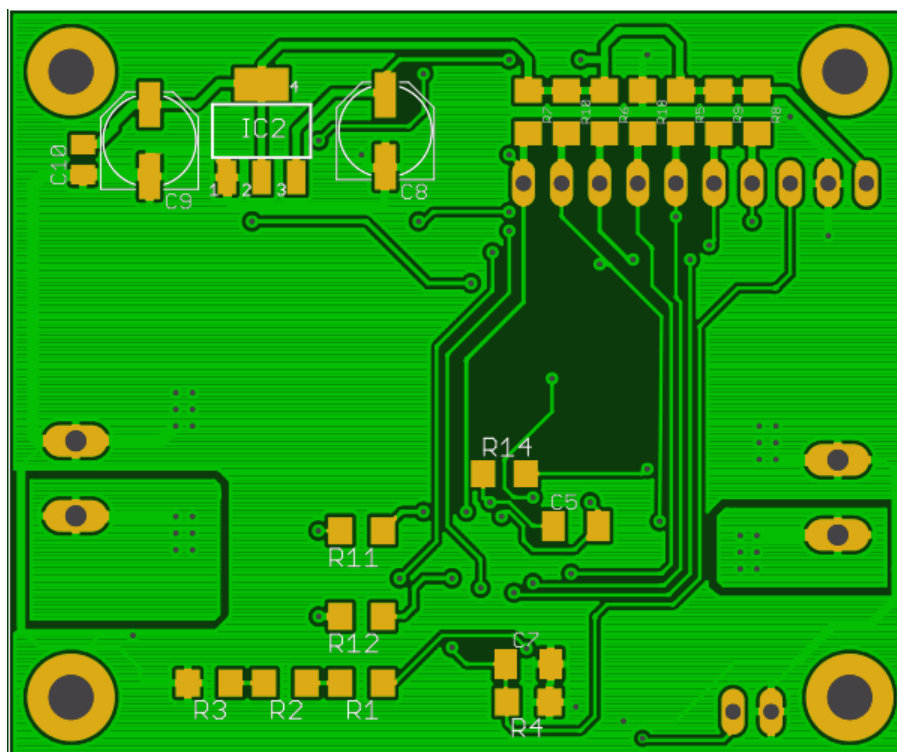
Figuur A.6: Printplaat layout receiver bottom view



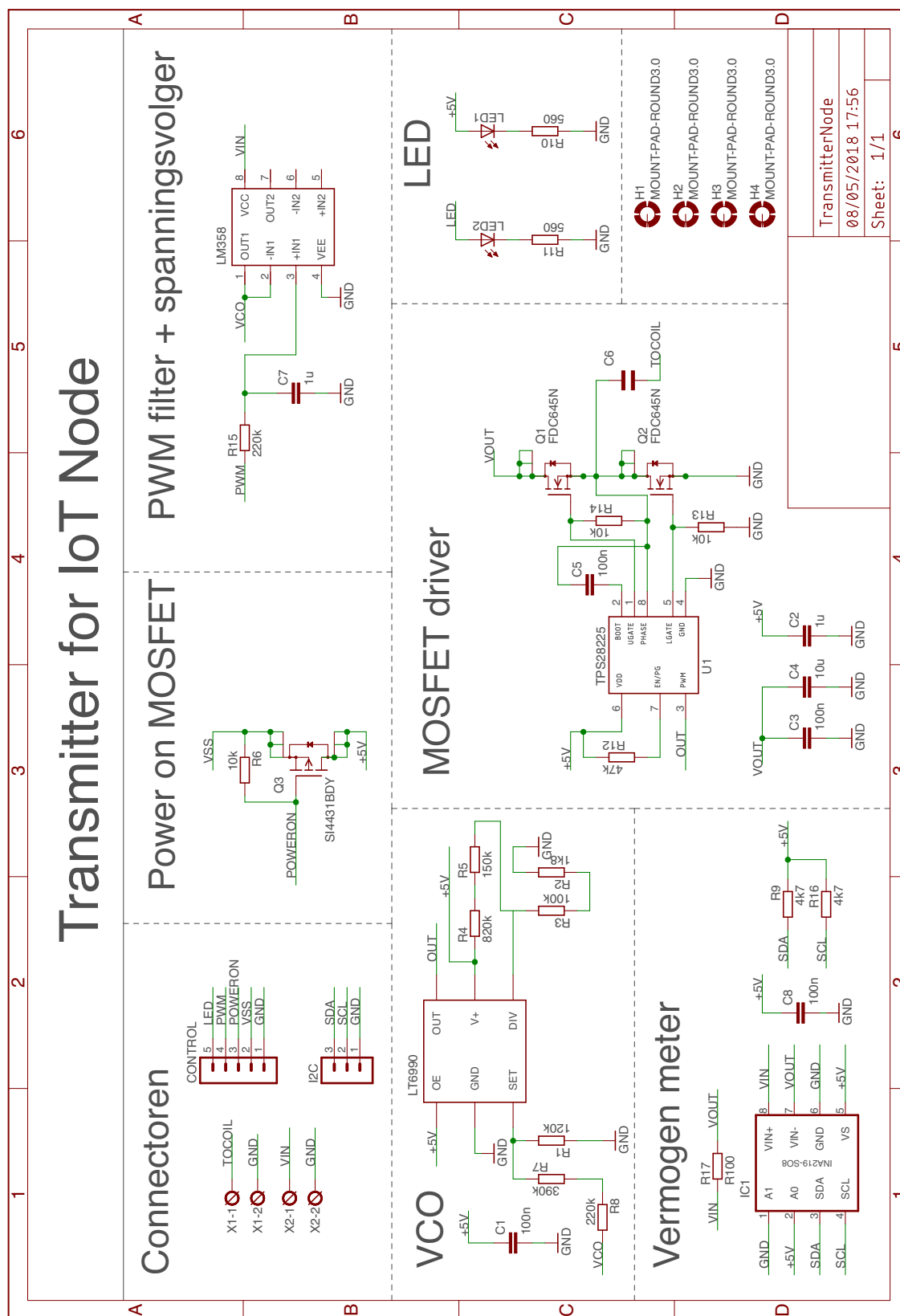
Figuur A.7: Schema van de batterijlader gebaseerd op de LTC4007 IC



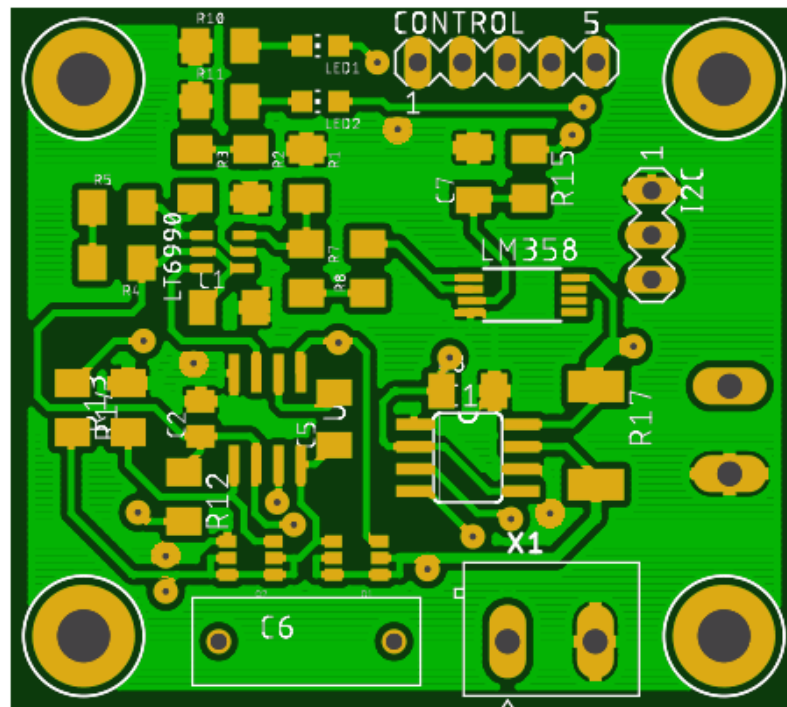
Figuur A.8: Printplaat layout batterijlader top view



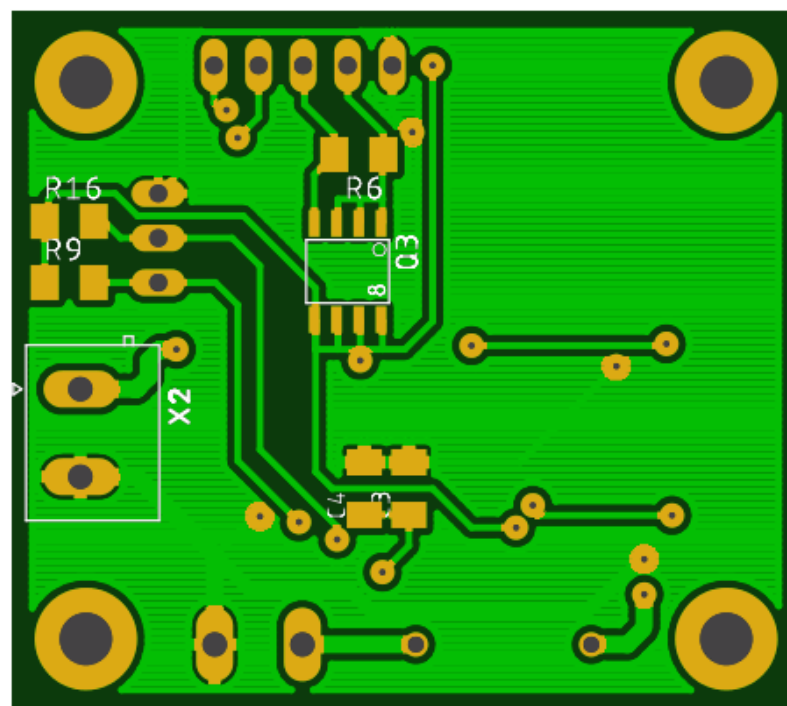
Figuur A.9: Printplaat layout batterijlader bottom view



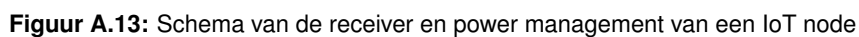
Figuur A.10: Schema van de transmitter voor de draadloze energieoverdracht voor IoT nodes

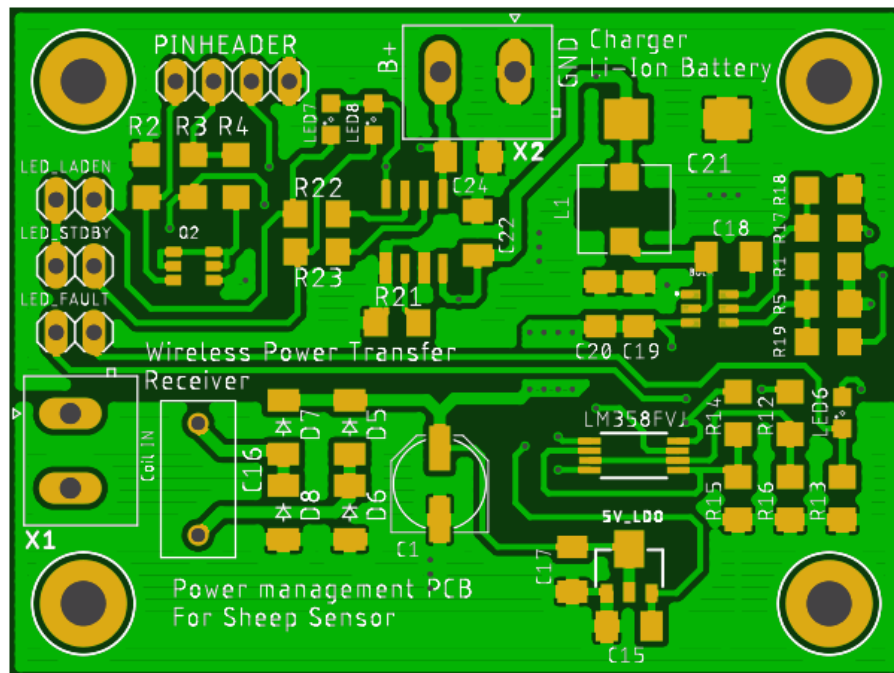


Figuur A.11: Printplaat layout transmitter IoT node top view

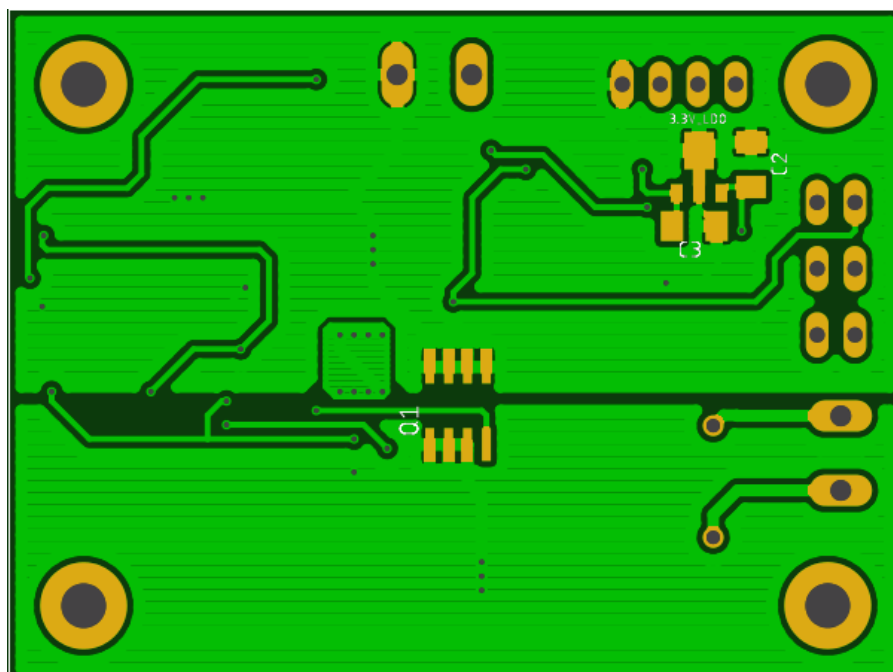


Figuur A.12: Printplaat layout transmitter IoT node bottom view





Figuur A.14: Printplaat layout receiver IoT node top view



Figuur A.15: Printplaat layout receiver IoT node bottom view

Bijlage B

Code

B.1 Code van het laadstation

```
1 #include <Wire.h>
2 #include <LiquidCrystal.h>
3 #include <SoftwareSerial.h>
4
5 LiquidCrystal lcd(13, 12, 11, 9, 10, 8);
6
7 //Load Modulation UART bus declareren
8 SoftwareSerial uartSerial(2,3);
9
10 byte potVal = 115;
11 int pwmValue = 150;
12 int outputEnable = 7;
13 int pwmPinVCO = 6;
14 int getal;
15 int timeInterrupt = 0;
16 int bSdk1, bSdk2, bSdk3;
17 int lastBSdk1 = 0, lastBSdk2 = 0, lastBSdk3 = 0;
18 unsigned long lastDTdk1 = 0, lastDTdk2 = 0, lastDTdk3 = 0;
19 unsigned long debounceDelay = 50;
20 bool online = true;
21 bool ignore = true;
22 bool state = true;
23 int dk1 = 3;
24 int dk2 = 2;
25 int value;
26
27 void setup() {
28   Serial.begin(115200);
29   uartSerial.begin(2400);
30
31   lcd.begin(16,2);
32   lcd.setCursor(0, 1);
33   lcd.print("Laadstation OFF");
34
35   Wire.begin();
36
37   //Om interrupt elke seconde te laten genereren
38   TCCR1A = 0;
39   TCCR1B = 0;
40   TCNT1 = 0;
41   OCR1A = 15624;
42   TCCR1B |= (1 << WGM12);
43   TCCR1B |= (1 << CS12) | (1 << CS10);
44   TIMSK1 |= (1 << OCIE1A);
45
46   pinMode(outputEnable, OUTPUT);
47   pinMode(pwmPinVCO, OUTPUT);
48
49   analogWrite(pwmPinVCO, pwmValue);
50 }
51
52 ISR(TIMER1_COMPA_vect){
53   if(timeInterrupt == 3 and online) {
54     timeInterrupt = 0;
55     clearLine(1);
56     lcd.setCursor(0, 1);
57     if(state){
58       state = false;
59       if(online) { lcd.print("Laadstation ON"); }
60     } else {      lcd.print("Laadstation OFF"); }
61   } else {
```

```

62     state = true;
63     switch (getal) {
64         case 1: lcd.print("Power 0–5 W"); break;
65         case 2: lcd.print("Power 5–10 W"); break;
66         case 3: lcd.print("Power 10–15 W"); break;
67         case 4: lcd.print("Power 15–20 W"); break;
68         case 5: lcd.print("Power 20–25 W"); break;
69         case 6: lcd.print("Power 25–30 W"); break;
70         case 7: lcd.print("Power 30–35 W"); break;
71         case 8: lcd.print("Power > 35 W"); break;
72         case 9: lcd.print("End charging"); break;
73         default: lcd.print("Power");
74     }
75 }
76 }
77 if(online) { timeInterrupt++; }
78 }
79
80 void loop() {
81     controleButtons();
82
83     value = uartSerial.read();
84     value = value - 48;
85     if (value < 10 and value > 0){
86         if (ignore){ ignore = false; }
87         else {
88             switch (value) {
89                 case 1: potVal = 84; break;
90                 case 2: potVal = 92; break;
91                 case 3: potVal = 98; break;
92                 case 4: potVal = 108; break;
93                 case 5: potVal = 115; break;
94                 case 6: potVal = 119; break;
95                 case 7: potVal = 121; break;
96                 case 8: potVal = 122; break;
97                 case 9: { potVal = 50; if (online) { onOrOff(); } break; }
98                 default: potVal = 115;
99             }
100             getal = value;
101             printAll();
102         }
103     }
104     potReg();
105 }
106
107
108
109 void potReg(){
110     Wire.beginTransmission(46); // transmit to device #46 (0x2c)
111     Wire.write(byte(0x00)); // sends instruction byte
112     Wire.write(potVal); // sends potentiometer value byte
113     Wire.endTransmission(); // stop transmitting
114 }
115
116 void controleButtons(){
117     int readdk1 = analogRead(dk1);
118     int readdk2 = analogRead(dk2);
119
120     if (readdk1 != lastBSdk1) { lastDTdk1 = millis(); }
121     if (readdk2 != lastBSdk2) { lastDTdk2 = millis(); }
122     if (readdk1 == readdk2) { if (readdk1 != lastBSdk3) { lastDTdk3 = millis(); } }
123
124     if ((millis() - lastDTdk1) > debounceDelay) {
125         if (readdk1 != bSdk1) {
126             bSdk1 = readdk1;
127             if (bSdk1 == 1023) { potVal = potVal - 1; printAll(); }
128         }
129     }
130
131     if ((millis() - lastDTdk2) > debounceDelay) {
132         if (readdk2 != bSdk2) {
133             bSdk2 = readdk2;
134             if (bSdk2 == 1023) { potVal = potVal + 1; printAll(); }
135         }
136     }
137
138     if ((millis() - lastDTdk3) > debounceDelay) {
139         if (readdk1 == readdk2){
140             if (readdk1 != bSdk3) { bSdk3 = readdk1; if (bSdk3 == 1023) { onOrOff(); } }
141         }
142     }
143
144     lastBSdk1 = readdk1; lastBSdk2 = readdk2; lastBSdk3 = readdk1;
145 }
146
147 void onOrOff(){
148     if (online){
149         clearLine(1);
150         lcd.setCursor(0, 1);
151         lcd.print("Laadstation OFF");
152         online = false;

```

```

153     getal = 0;
154     timeInterrupt = 0;
155     digitalWrite(outputEnable, LOW);
156 }
157 else{
158     clearLine(1);
159     lcd.setCursor(0, 1);
160     lcd.print("Laadstation ON");
161     online = true;
162     ignore = true;
163     digitalWrite(outputEnable, HIGH);
164     potVal = 115;
165 }
166 }
167
168 void printAll(){
169     clearLine(0);
170     lcd.setCursor(0, 0);
171     lcd.print("PotWaarde: ");
172     lcd.print(potVal);
173     lcd.setCursor(15, 0);
174     lcd.println(value);
175 }
176
177 void clearLine(int num){
178     lcd.setCursor(0, num);
179     for(int i = 0; i < 16; ++i){
180         lcd.print(' ');
181     }
182 }

```

B.2 Code van de Butler Robot

```

1  #include <Wire.h>
2  #include <Adafruit_INA219.h>
3  #include <SoftwareSerial.h>
4  #include "MeOrion.h"
5
6  Adafruit_INA219 sensor219BC; // INA219 IC declareren
7  Adafruit_INA219 sensor219TM; // INA219 IC declareren
8
9  MeEncoderNew motor1(0x09, SLOT1); // motor 1 at slot1 van makeBlock module 1
10 MeEncoderNew motor2(0x09, SLOT2); // motor 2 at slot2 van makeBlock module 1
11 MeEncoderNew motor3(0x10, SLOT1); // motor 3 at slot1 van makeBlock module 2
12 MeEncoderNew motor4(0x10, SLOT2); // motor 4 at slot2 van makeBlock module 2
13
14 //Load Modulation UART bus declareren
15 SoftwareSerial uartSerial(2,3);
16 SoftwareSerial btSerial(5,4);
17
18 //Declareren van de io pinnen
19 int uartTransmitPin = 3;
20 int VCO = 10;
21 int poweron = 8;
22 int analogPin = 0;
23
24 int motorSpeed = 150;
25 int timeStep = 500;
26 long startTimeMotor = 0;
27 float voltageBC, voltageTM;
28 float currentBC, currentTM;
29 float batteryVoltage;
30 int numberOfPrints = 10;
31 int count = 0;
32 bool motorAllowed = false;
33 bool readInformation = false;
34 bool TMstate = false;
35
36 void setup() {
37     uartSerial.begin(2400);
38     btSerial.begin(9600);
39
40     sensor219BC.begin(0x40);
41     sensor219TM.begin(0x41);
42
43     motor1.begin();
44     motor2.begin();
45     motor3.begin();
46     motor4.begin();
47
48     pinMode(poweron, OUTPUT);
49     pinMode(VCO, OUTPUT);
50     pinMode(uartTransmitPin, OUTPUT);
51     digitalWrite(poweron, LOW);
52     analogWrite(VCO,99);
53     TIMSK1 |= (1 << OCIE1A);
54     alleMotorenUit();
55 }

```

```

56
57 ISR(TIMER1_COMPA_vect){
58     if(count == 2000){
59         readInformation = true;
60         count = 0;
61         if (TMstate) { btSerial.println("Attention: IoT transmitter ON!!!"); }
62     }
63     count++;
64 }
65
66 void loop() {
67     if(readInformation){
68         btSerial.println("Zero key for menu");
69         readInformation = false;
70         controlPowerSensors();
71         getBatteryVoltage();
72     }
73     control();
74 }
75
76 int numberBT, numberSR;
77
78 void control(){
79     numberBT = btSerial.read();
80     if(numberBT == 97) { alleMotorenAan(-1, -1, -1, -1); motorAllowed = true; }
81     if(numberBT == 122) { alleMotorenAan(-1, 1, 1, -1); motorAllowed = true; }
82     if(numberBT == 101) { alleMotorenAan(1, 1, 1, 1); motorAllowed = true; }
83     if(numberBT == 113) { alleMotorenAan(1, 1, -1, -1); motorAllowed = true; }
84     if(numberBT == 115) { alleMotorenAan(1, -1, -1, 1); motorAllowed = true; }
85     if(numberBT == 100) { alleMotorenAan(-1, -1, 1, 1); motorAllowed = true; }
86
87     if(numberBT == 116) { digitalWrite(poweron, HIGH); printTMSstatus(1); }
88     if(numberBT == 121) { digitalWrite(poweron, LOW); printTMSstatus(2); }
89
90     if(numberBT == 117) { timeStep = 100; printTimeStep(); }
91     if(numberBT == 105) { timeStep = 250; printTimeStep(); }
92     if(numberBT == 111) { timeStep = 500; printTimeStep(); }
93     if(numberBT == 112) { timeStep = 1000; printTimeStep(); }
94
95     if(numberBT == 106) { motorSpeed = 100; printMotorSpeed(); }
96     if(numberBT == 107) { motorSpeed = 150; printMotorSpeed(); }
97     if(numberBT == 108) { motorSpeed = 200; printMotorSpeed(); }
98     if(numberBT == 109) { motorSpeed = 250; printMotorSpeed(); }
99
100     if(numberBT == 48) { printMenu(); }
101     if(numberBT == 103) { stopCharging(); btSerial.println("Battery charged was stopped!"); }
102     if(numberBT == 104) { sendInfo(9); }
103
104     if(motorAllowed){ startTimeMotor = millis(); motorAllowed = false; }
105     if(millis() > startTimeMotor + timeStep) { alleMotorenUit(); }
106 }
107
108 void getBatteryVoltage(){
109     batteryVoltage = 5.0/1024*147/47*analogRead(analogPin);
110     btSerial.print("Batterij spanning: ");
111     btSerial.println(batteryVoltage,3);
112     btSerial.println("-----");
113 }
114
115 void printTimeStep() { btSerial.print("Time step: "); btSerial.println(timeStep); }
116 void printMotorSpeed() { btSerial.print("Motor speed: "); btSerial.println(motorSpeed); }
117
118 void printTMSstatus(int stateTM){
119     if (stateTM == 1){
120         btSerial.println("IoT transmitter ON");
121         TMstate = true;
122     }
123     if (stateTM == 2){
124         btSerial.println("IoT transmitter OFF");
125         TMstate = false;
126     }
127 }
128
129 void printMenu(){
130     btSerial.println("-----MENU-----");
131     btSerial.println("All controls of the Butler Robot");
132     btSerial.println("'z' => Forward");
133     btSerial.println("'s' => Backward");
134     btSerial.println("'d' => Right");
135     btSerial.println("'q' => Left");
136     btSerial.println("'e' => Rotate clockwise");
137     btSerial.println("'a' => Rotate counterclockwise");
138     btSerial.println("'t' => IoT transmitter ON");
139     btSerial.println("'y' => IoT transmitter OFF");
140     btSerial.println("'g' => Stop charging!");
141     btSerial.println("'h' => Stop charging and drive away from chargestation!");
142     btSerial.println("'u' => Time step 100");
143     btSerial.println("'i' => Time step 250");
144     btSerial.println("'o' => Time step 500");
145     btSerial.println("'p' => Time step 1000");
146     btSerial.println("'j' => Motor speed 100");

```

```

147   btSerial.println("k" => Motor speed 150");
148   btSerial.println("l" => Motor speed 200");
149   btSerial.println("m" => Motor speed 250");
150   btSerial.println("_____");
151 }
152
153 void controlPowerSensors(){
154   voltageBC = sensor219BC.getBusVoltage_V();
155   currentBC = sensor219BC.getCurrent_mA();
156   printBCPower();
157
158   voltageTM = sensor219TM.getBusVoltage_V();
159   currentTM = sensor219TM.getCurrent_mA();
160   printTMPower();
161 }
162
163 void printBCPower(){
164   double powerBC = 1.0*voltageBC*currentBC/1000;
165   btSerial.print("Voltage BC: ");
166   btSerial.print(voltageBC);
167   btSerial.print(" V with current: ");
168   btSerial.print(currentBC);
169   btSerial.print(" mA");
170   btSerial.print(" power: ");
171   btSerial.println(powerBC,3);
172
173   if(powerBC > 35){ sendInfo(8); }
174   if(30 < powerBC && powerBC < 35){ sendInfo(7); }
175   if(25 < powerBC && powerBC < 30){ sendInfo(6); }
176   if(20 < powerBC && powerBC < 25){ sendInfo(5); }
177   if(15 < powerBC && powerBC < 20){ sendInfo(4); }
178   if(10 < powerBC && powerBC < 15){ sendInfo(3); }
179   if(5 < powerBC && powerBC < 10){ sendInfo(2); }
180   if(0.2 < powerBC && powerBC < 5 ){ sendInfo(1); }
181   if(0.2 < powerBC && powerBC < 1 ){ sendInfo(9); }
182 }
183
184 void sendInfo(int value){
185   if(value == 9){
186     for(int i = 0; i < 10; i++){
187       stopCharging();
188       delay(100);
189     }
190     btSerial.println("Battery charged was stopped!");
191     alleMotorenAan(1, -1, -1, 1);
192     delay(1000);
193     alleMotorenUit();
194   } else {
195     btSerial.print("Vermogen code: ");
196     btSerial.println(value);
197     digitalWrite(uartTransmitPin, HIGH);
198     for(int i = 0; i < numberOfPrints; i++){
199       uartSerial.print(value);
200     }
201     digitalWrite(uartTransmitPin, LOW);
202   }
203 }
204
205 void stopCharging(){
206   for(int i = 0; i < numberOfPrints; i++){
207     uartSerial.print(9);
208   }
209 }
210
211 void printTMPower(){
212   double powerTM = 1.0*voltageTM*currentTM/1000;
213   if(powerTM < 10){
214     btSerial.print("Voltage TM: ");
215     btSerial.print(voltageTM);
216     btSerial.print(" V with current: ");
217     btSerial.print(currentTM);
218     btSerial.print(" mA");
219     btSerial.print(" power: ");
220     btSerial.println(powerTM,3);
221   }
222 }
223
224 void alleMotorenUit(){
225   motor1.runSpeed(0);
226   motor2.runSpeed(0);
227   motor3.runSpeed(0);
228   motor4.runSpeed(0);
229 }
230
231 void alleMotorenAan(int dir1, int dir2, int dir3, int dir4){
232   motor1.runSpeed(motorSpeed*dir1);
233   motor2.runSpeed(motorSpeed*dir2);
234   motor3.runSpeed(motorSpeed*dir3);
235   motor4.runSpeed(motorSpeed*dir4);
236 }

```


Bijlage C

Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel

Design of WPT and Powermanagement System for Energy Provision of IoT Nodes

Jarne Van Mulders
Technology Campus Ghent
KU Leuven
jarne.vanmulders@student.kuleuven.be

L. Van der Perre
Technology Campus Ghent
KU Leuven, DraMCo, Belgium
liesbet.vanderperre@kuleuven.be

G. Leenders, S. Crul, B. Thoen
KU Leuven, DraMCo, Belgium
guus.leenders@kuleuven.be
stijn.crul@kuleuven.be
bart.thoen@kuleuven.be

Abstract—In recent years, the number of embedded systems with sensors is increasing more and more. All these devices are connected to the internet (internet of things). It is still a big challenge to provide all these devices with an energy source. A built-in battery or super capacitor needs to be charged over time. Therefore a human intervention is necessary to replace the battery. As the number of sensors increases, it will become a bigger challenge. To solve this problem, the Butler Robot is introduced. The intention is to charge the batteries of this robot with a wireless system. On the other side a second system has to transmit wireless energy to charge a supercap or battery at the nodes. The robot needs to find its way through a localization system. This aspect is handled in another work. This thesis develops an efficient wireless power system more specifically charging the batteries inside the butler robot furthermore implementing an efficient system to charge the batteries or supercaps from at the nodes.

Keywords: Butler Robot, wireless power system, charging batteries

I. INTRODUCTION

Today, more and more IoT nodes are designed and placed with consumers and in the field. Smart water meters, indoor localisation in the industry, smart lighting, water leak detection, etc. are just some of many examples of IoT nodes [1]. After a while, the battery of a node needs to be recharged. When more data is exchanged the energy consumption will rise. This results in a faster battery drain. The need for a solution to recharge the battery or supercap becomes larger. Different solutions are possible. A person could replace or recharge the batteries. On the other hand, energy can be harvested at the IoT nodes themselves. Yet this is not possible at all places. For example, in dark and windless spaces.

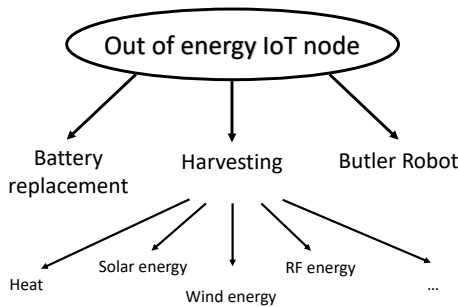


Fig. 1: Introduction

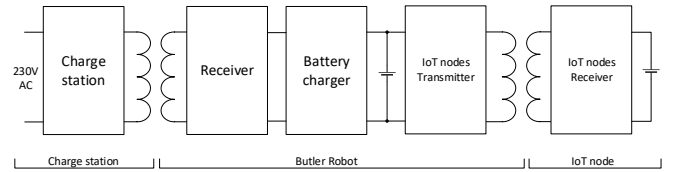


Fig. 2: General Block diagram

To solve these problems the Butler Robot is being introduced. The robot can be recharged wirelessly. Charging of the IoT nodes will also be done wirelessly. A charging station is required and also additional hardware on the nodes to receive the wireless energy. In addition, a first wireless power transfer system is provided to recharge the robot's batteries. Communication will be provided to charge efficiently. A second WPT (wireless power transfer) system is needed to charge the IoT nodes. The emphasis in this work is mainly on an efficient wireless energy transfer system between the charging station and the robot. Furthermore, the power management of a possible node and the necessary IoT transmitter and receiver is built.

II. OVERVIEW

Fig. 2 gives the general block diagram. This block diagram shows how the power is exchanged between the charging station, the Butler Robot and the IoT nodes. There are two wireless energy transfer systems.

A. Butler Robot

The requirements of the Butler Robot are first explained. The Butler Robot must be able to move to different places. In addition, it must be equipped with a transmitter and receiver coil to exchange power with the charging station and the IoT nodes.

1) *Mechanical parts:* The chosen materials make the robot very flexible. Mecanum wheels, encode motors, aluminum profiles and plexiglas form the base of the Butler Robot. Thanks to the special wheels, the robot can move in all directions. These movements depend on the speed and the direction of every individual wheels.

2) *Motor control*: To control the encoder motors, two motor controllers are placed on the robot. Each controller is connected with two motors. The communication to the modules will be done with I²C. They are each assigned with an address. The central microcontroller can control the speed and direction of the four motors individually.

3) *Battery*: The robot is equipped with six lithium-ion cells. They are connected three times in series with two cells each in parallel. All the batteries together provide an average voltage of 11.1 V and a capacity of 6000 mAh. A specific module provides battery protection.

4) *Battery charger*: The batteries must be charged with a constant current. It is important that the voltage not exceed 12.6V. The charger is self-designed with a chosen IC.

5) *Coils*: The receiver and transmitter coil must be able to transfer sufficient power [2]. The selected coil (type 760308102142 [3]) is used for charging the batteries. The second coil (type 760308100110 [4]) is selected to charge an IoT node.

6) *Receiver board*: A charging station is built to transfer power to the robot. To receive the power, a receiver coil must be placed on the robot. The receiver consists of a resonance capacitor, a rectifier, smoothing capacitors and a voltage stabilizer. To enable communication between the robot and the charging station, a micro controller is required. With the transferred power the batteries of the robot can be charged. The I²C bus of the microcontroller can be used to communicate with the motors and power meters. Two power meters are provided. The first is to measure the power to the charger and a second to measure the power to the IoT transmitter. In addition, the IoT transmitter and a bluetooth module will be controlled with the microcontroller.

B. Charging station

A charging station is designed to charge the robot. The charging station will generate an amplified square wave with a certain frequency. To obtain the right frequency, an oscillator will be part of the charging station. The square wave of the oscillator is amplified with a class-D amplifier. This amplified square wave can be connected to the primary capacitor and the transmitter coil. A controllable power supply is required to convert 230 VAC to a DC voltage. These voltage needs to be controlled with the microcontroller. The oscillation frequency can also be controlled with the microcontroller. The charging station will be able to receive data from the Butler Robot. The received data will be interpreted and the microcontroller can respond appropriately to this data.

C. IoT Node

The main purpose of the Butler Robot is to recharge the IoT nodes wirelessly. A possible approach of the power management was treated. The IoT node is able to recharge one cell.

To charge the IoT node, a transmitter connected to a transmitter coil is required. In addition, the IoT PCB needs to be connected to a receiver coil and a battery. With this

power management board an embedded system can be made. For example, a system consisting of a microcontroller, a sensor and a communication module.

III. WIRELESS POWER TRANSFER

The wireless power transfer happened with two identical coils from Würth Elektronik [5][6]. The distance between the two coils will always stay similar. This means the coupling factor is assured. A parallel-resonant secondary and a series-resonant primary coil are used. First a parallel capacitor was chosen. The optimal load R_{load2} could then be determined with Eq. (1).

$$R_{load2} \approx \sqrt{\frac{L_{S2} \cdot (k^2 + 1)}{C_2 \cdot k^2}} \quad (1)$$

Here is L_{S2} the inductance of the secondary coil, C_2 the capacity and k the coupling between the primary and secondary coil. This optimal load must be respected to achieve the maximum efficiency. The theoretical resonant angular frequency ω_{resP} of the secondary circuit was calculated with Eq. (2). This calculation allows to choose the frequency of the charging station.

$$\omega_{resP} = \sqrt{\frac{1}{L_{S2} \cdot C_2} - \frac{1}{R_{load2}^2 \cdot C_2^2}} \quad (2)$$

The maximum link efficiency $\eta_{link_{max}}$ can be calculated with Eq. (3).

$$\eta_{link_{max}} = \frac{k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_{L_{S1}} Q_{L_{S2}}}\right)^2} \quad (3)$$

With $Q_{L_{S1}}$ and $Q_{L_{S2}}$ the quality factors. A formula has been found for the optimal DC voltage V_{dc} in function of the charge power P_{Bat} . The DC voltage is located after the rectifier and flattener. The calculations can be made with Eq. (4). Therefore the charge power, diode forward voltage, type of rectifier, optimal load and the efficiency of the voltage regulator must be known.

$$V_{dc} = \frac{-V_{diode} \pm \sqrt{V_{diode}^2 + 8 \cdot \eta_{reg} \cdot R_{load2} \cdot P_{Bat}}}{\eta_{reg}} \quad (4)$$

V_{diode} is the diode forward voltage and η_{reg} the efficiency of the voltage regulator.

IV. LOAD MODULATION

To send data to the charging station, a signal is modulated between the receiver coil and the parallel capacitor [7]. Therefore capacitive load modulation is used. The modulated signal on the carrier is a UART signal. This signal will send information about the charging power. The charging station reacts on the received data. The supply voltage of the class-D amplifier will be changed.

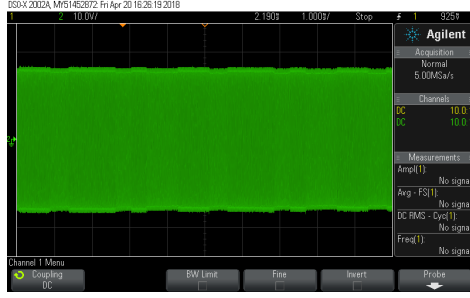


Fig. 3: Load modulator on the receiver coil

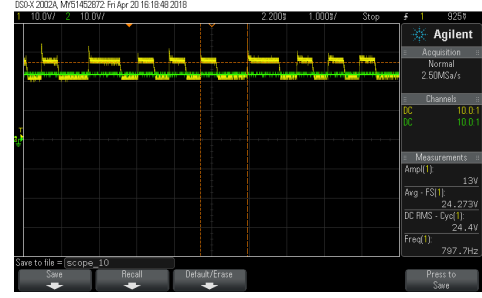


Fig. 5: LDF and averaged DC signal

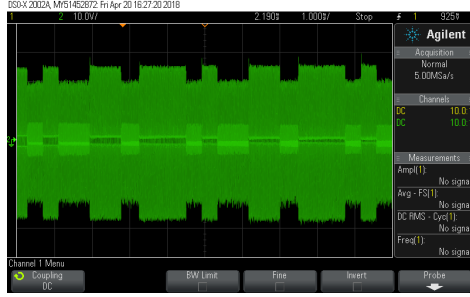


Fig. 4: Signal between transmitter coil en primaire capacitor

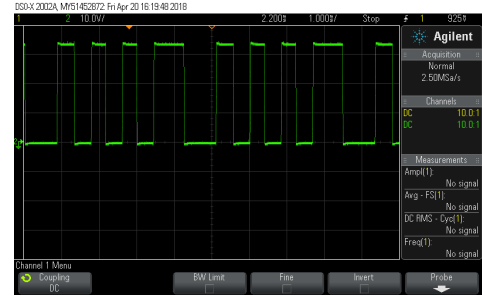


Fig. 6: Reconstructed UART signal

A. Modulation

During modulation, an additional capacitor is briefly placed in parallel with the resonance capacitor. This will change the theoretical resonant frequency. The UART signal can be modulated on the carrier with two capacitors and two MOSFETs. The frequency of the carrier is determined by the charging station and remains unchanged. The frequency of the UART signal is fixed with a baudrate of 2400 bps.

B. Demodulation

The demodulator consists of a low-pass filter to filter the carrier wave from the signal [8]. Another filter is considered to find the average DC voltage. This voltage is used as a reference voltage at the first comparator. The supply voltage of the comparator must be a sufficiently high, because the input voltages of the filtered signals may vary between 20 and 40 V. This component will compare the filtered signal with the reference voltage and thus reconstruct the original UART signal. In addition, a second comparator is necessary to convert the square wave amplitude from the first comparator to a square wave with an amplitude of 5 V. The signals from the demodulator are shown in Fig. 4, Fig. 5 and Fig. 6.

V. SOFTWARE

A. Code charge station

The flowchart deals with the operation of the program. Every four seconds the same values will be received a number of times. Receiving data is possible with load modulation and the demodulator. With these values, the input voltage of the class-D amplifier can be adjusted. When a specific value is read, the charging station is switched off. With a timer

interrupt [9] the LCD screen is updated each three seconds with new information. The LCD screen provides information about the charging capacity, the status of the charging station (ON or OFF), the received value from the Butler Robot and the digital potentiometer value. The flowchart is shown in Fig. 7.

B. Code Butler Robot

A brief explanation of the robot's program is given here. The I²C bus is used to read the power from the IoT transmitter and from the battery charger. This bus also serves to control the encode motors. Two UART serial buses are initialized. One for the communication with load modulation and one for the communication with the bluetooth module. Information is sent to the charging station during charging. The charging power will not be sent constantly. Because the efficiency decreases when the two capacitors that provide the load modulation are connected in parallel with the resonance capacitor. Therefore, data will only be transmitted every four seconds. With bluetooth, the power to the battery charger and to transmitter can be displayed on a computer screen. Also the battery voltage is printed every four seconds. With a serial monitor and the bluetooth the engines can be controlled with keys 'a', 'z', 'e', 'q', 's' and 'd'. The time step corresponds to the number of milliseconds before the motors are switched off. This can be changed with 'u', 'i', 'o' and 'p'. The motor speed can be adjusted with 'j', 'k', 'l' and 'm'. To turn the IoT transmitter on and off, letters 'r' and 'y' are used. The menu with an overview of the control is displayed by pressing '0'. To stop charging you can enter 'g'. In this case the charging station will be switched off by load modulation. The flowchart is shown in Fig. 8.

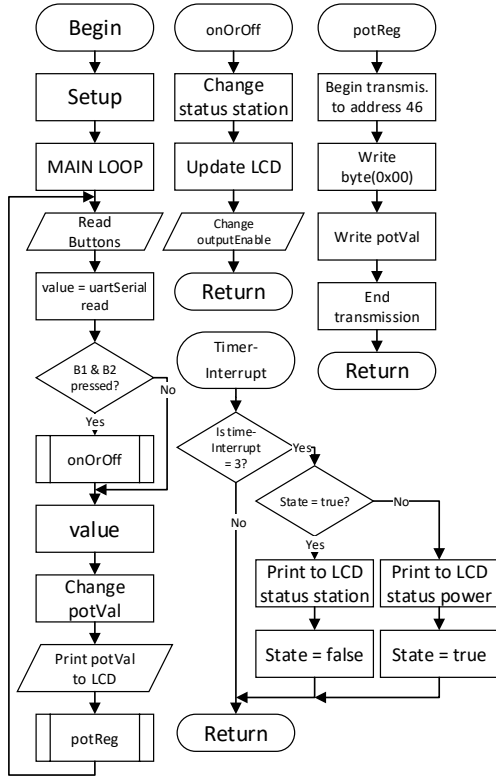


Fig. 7: Flowchart charge station

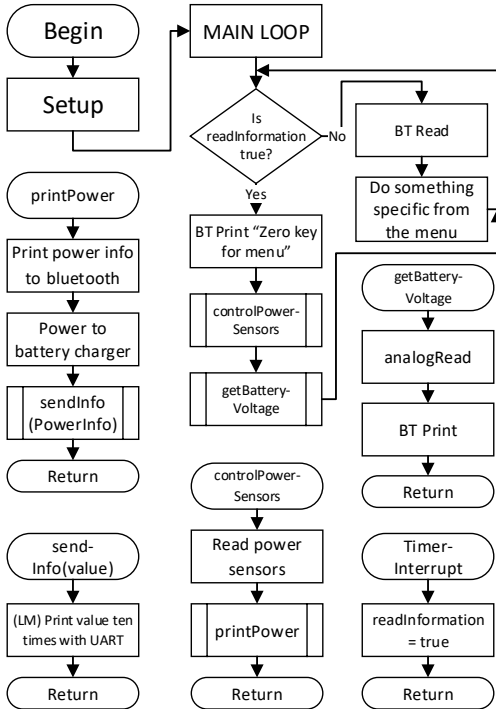


Fig. 8: Flowchart Butler Robot

TABLE I: Efficiency with a charge power of 20 W

Efficiency of	η [%]
Boost converter	91.20
Class-D amplifier	85.60
Primary capacitor	97.18
Inductive link	99.76
Secondary capacitor	92.69
Rectifier	93.50
Switched-mode power supply	85.30
Total efficiency	55.95

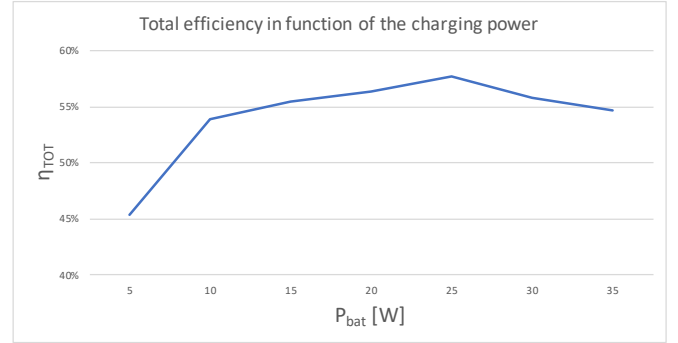


Fig. 9: Total efficiency in function of the charging power to the batteries

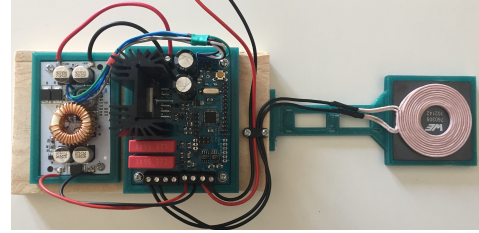


Fig. 10: Photo of the charging station

VI. EFFICIENCY

The different parts from the WPT system were measured in Table I. These measurements gives from each part the efficiency. Optimization can be done with this information. The measurements are conducted at a power transfer of 20 Watts. The total efficiency is 55.59 %.

The efficiency of the wireless power system depends on a few circumstances. For example, the coils must be properly aligned. In addition, the charging power will also determine the efficiency. This is shown in Fig. 9.

VII. RESULT

The result is represented by a picture of the prototypes. The charging station, the Butler Robot and an IoT node are shown in Fig. 10, Fig. 11 and Fig. 12. The charging station will charge the batteries of the robot, when the batteries are nearly empty. If an IoT node is running out of energy, the Bultler Robot can move to that node to recharge wirelessly the battery.

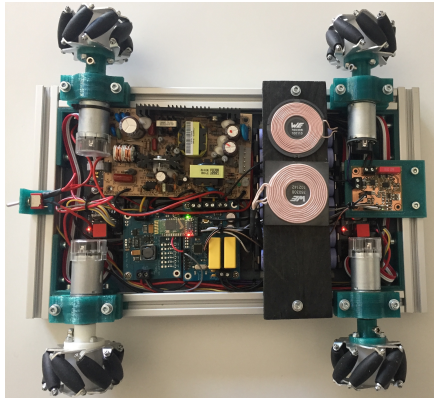


Fig. 11: Photo of the Butler Robot

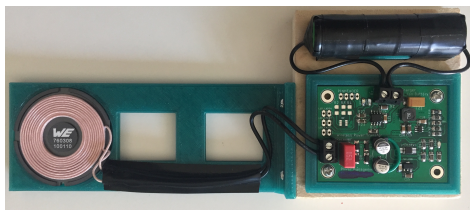


Fig. 12: Photo of the IoT node

VIII. CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

This work provides an overview and a possible solution about the power management of the Butler Robot. Also the necessary charging station and IoT node were treated. Batteries have been chosen, the mechanical construction of the robot has been done and the construction of a suitable battery charger was made. There has been looked into a possible approach to transfer wireless power. Furthermore, the circuits were designed and the entire prototype was finished. The program of the Butler Robot and the charging station was written and necessary measurements were made. With this program the robot can be controlled with bluetooth. This allows the user to control the speed of the motors and the direction of movement. In addition, it is possible to switch the IoT transmitter ON or OFF. Furthermore, ending the charging of the batteries can also be done with the serial monitor.

The robot can be charged wirelessly. For this purpose, the distance between the coils was first determined. The measurements and calculations could be carried out on the basis of the coupling factor and a chosen primary capacitor. A formula was derived that gives the function between the charge power and the optimal DC voltage. The optimum load on the secondary side was respected as much as possible. A boost converter was taken to adjust the supply voltage of the class-D amplifier. The result is that with the incoming information with load modulation and demodulation, the output voltage of the boost converter can be adjusted with digital potentiometers.

The Butler Robot makes it possible to recharge IoT nodes. Therefore, a second wireless power system was designed. The approach was similar to the first WPT system.

In terms of power management, several future-oriented improvements are possible. Additional sensors are necessary to align the coils of the robot and the charging station. Another primary and secondary capacitor can also be used to operate at higher resonance frequencies. Choosing a voltage regulator with a higher efficiency or automatically starts charging the Butler Robot and the IoT node could also be an improvement. Also, load modulation can be provided on the IoT side. In short, many small improvements are possible.

REFERENCES

- [1] Libelium.com. (2018). Top 50 Internet of Things Applications - Ranking — Libelium. [online] Available at: http://www.libelium.com/resources/top_50_iot_sensor_applications_ranking/ [Accessed 21 Apr. 2018].
- [2] A. NADLER and C. SOM, High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment. Wurth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, 2 2016.
- [3] Wurth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, WE-WPCC Wireless Power Charging Transmitter Coil 760308102142, 3 2017. Rev.001001.
- [4] Wurth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, WE-WPCC Wireless Power Charging Transmitter Coil 760308100110, 4 2017. Rev.001001.
- [5] Schuylenbergh, Koenraad ; Puers, Robert. (2009). Inductive Powering (Analog Circuits and Signal Processing). Dordrecht: Springer Netherlands.
- [6] A. NADLER and C. SOM, High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment. Wurth Elektronik, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, 2 2016.
- [7] Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, Qi Compliant Wireless Power Transmitter Manager, 7 2012. Rev.C.
- [8] L. D. Strycker, Telecommunicatie. KU Leuven cursus, 2016.
- [9] Atmel Corporation., 1600 Technology Drive, San Jose, CA 95110 USA, 8-bit AVR Microcontrollers ATmega328/P, 11 2016. Rev.B.

Bijlage D

Poster

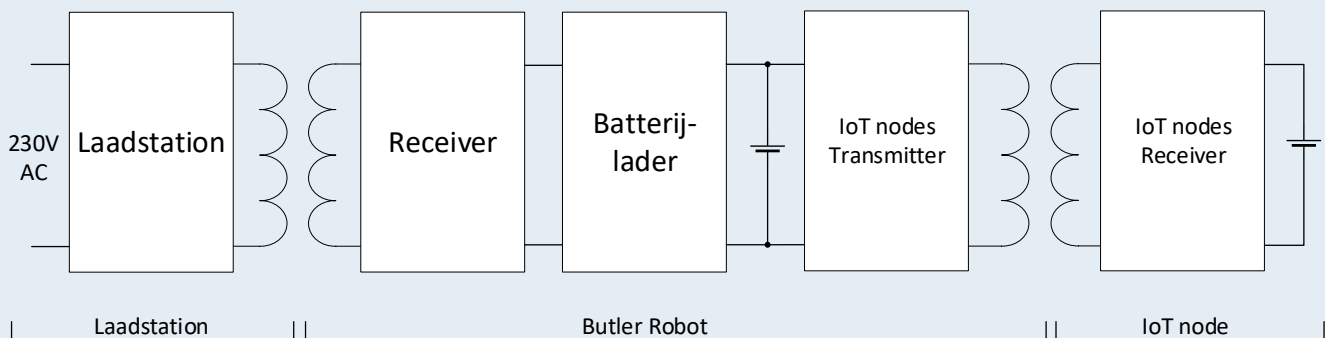
Ontwerp van een draadloos energieoverdracht en powermanagement systeem om IoT nodes te voorzien van energie

Steeds meer IoT nodes worden op de markt gebracht. Na een bepaalde periode moeten deze nodes worden herladen. Om dit autonoom te doen wordt de Butler Robot geïntroduceerd.

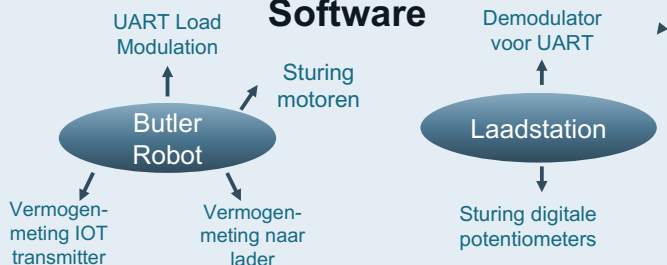
Doelstellingen

- Powermanagement van de robot voorzien
- Draadloos energie overdracht systeem
- Communicatie via load modulation
- Zo hoog mogelijke efficiëntie

Algemeen Blokschema



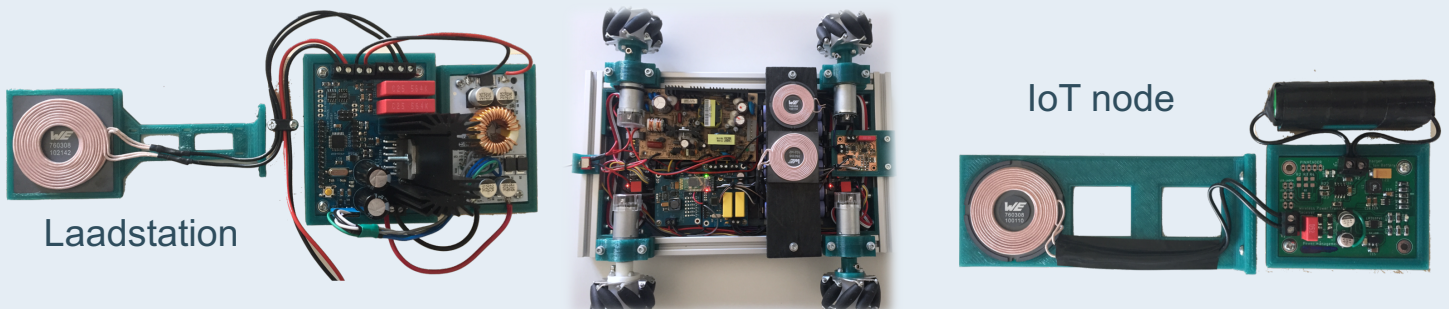
Software



Hardware

- Laadstation met demodulator
- Receiver met load modulation
- Batterijlader
- IoT transmitter
- IoT receiver

Resultaat



Promotor

Prof dr. ir. L. Van der Perre

Co-promotoren

ing. G. Leenders
ing. S. Crul

Jarne Van Mulders

Academiejaar: 2017-2018

Master of Science in de Industriële IngenieursWetenschappen
Afstudeerrichting: Elektronica Embedded Systems

Datum afgifte: 23 april 2018



DRAMCO

