

2020 • 2021

Faculteit Industriële Ingenieurswetenschappen  
master in de industriële wetenschappen: elektronica-ICT

## Masterthesis

Karakterisatie van het opwarmingsgedrag ten gevolge van de schakelverliezen in een BLDC motor driver

PROMOTOR :

Prof. dr. ir. Jan GENOE

PROMOTOR :

ing. Nard ACHTEN

COPROMOTOR :

ing. Kevin VANENDERT

Michiel Decosemaker

Scriptie ingediend tot het behalen van de graad van master in de industriële wetenschappen: elektronica-ICT

Gezamenlijke opleiding UHasselt en KU Leuven



KU LEUVEN



KU LEUVEN

2020 • 2021

Faculteit Industriële Ingenieurswetenschappen  
master in de industriële wetenschappen: elektronica-ICT

## Masterthesis

Karakterisatie van het opwarmingsgedrag ten gevolge van de schakelverliezen in een BLDC motor driver

**PROMOTOR :**

Prof. dr. ir. Jan GENOE

**PROMOTOR :**

ing. Nard ACHTEN

**COPROMOTOR :**

ing. Kevin VANENDERT

**Michiel Decosemaker**

Scriptie ingediend tot het behalen van de graad van master in de industriële wetenschappen: elektronica-ICT



**KU LEUVEN**



## **Woord vooraf**

Deze scriptie is geschreven in het kader van het afstuderen van mijn opleiding als master in de industriële ingenieurswetenschappen elektronica-ICT aan de UHasselt en KU Leuven en is in samenspraak met het semiconductor bedrijf Melexis. Melexis ontwerpt verschillende chips voor vele toepassingen. Na de ontwerpfase wordt de chip gekarakteriseerd. Deze masterproef onderzoekt de opwarming ten gevolge van de schakelverliezen bij een BLDC motor driver chip.

Voor het volbrengen van de masterproef zou ik graag Prof. dr. ir. Jan Genoe willen bedanken, voor alle hulp tijdens mijn traject. Als ook wil ik mijn externe promotoren ing. Nard Achten en ing. Keven Vanendert bedanken voor al mijn vragen te beantwoorden over deze masterproef en mij op weg te helpen voor het volbrengen van de doelstellingen.



# Inhoudsopgave

<b>Woord vooraf</b> .....	<b>1</b>
<b>Lijst van tabellen</b> .....	<b>5</b>
<b>Lijst van figuren</b> .....	<b>7</b>
<b>Verklarende woordenlijst</b> .....	<b>9</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>11</b>
<b>Abstract in English</b> .....	<b>13</b>
<b>1 Inleiding</b> .....	<b>15</b>
<b>2 Literatuurstudie</b> .....	<b>17</b>
2.1 BLDC motor.....	17
2.1.1 Opbouw en sturing van de driver.....	18
2.1.2 Verliezen die optreden in de MOSFETs tijdens werking .....	20
2.2 Interne temperatuur van een MOSFET meten .....	21
2.2.1 Via de omgevingstemperatuur of behuizing .....	21
2.2.2 Via een wiskundig model en simulatie .....	23
2.2.3 Via de interne body diode .....	24
2.2.4 Via een interne temperatuur sensor .....	26
2.3 Ontwerpen van een stroommeting.....	27
2.3.1 High-side versus low-side stroom metingen .....	28
2.3.2 Versterkingsschakelingen voor de shunt weerstand .....	29
<b>3 Beschrijven van het systeem</b> .....	<b>31</b>
3.1 Bepalen van de dynamische opwarming .....	31
3.2 Verwachtte meetopstelling.....	32
3.3 Verwachtte stroommeting .....	34
<b>4 Realisatie PCB en andere componenten</b> .....	<b>35</b>
4.1 PCB.....	35
4.2 Opbouw van de stroommeting .....	36
4.2.1 Error berekening op de stroom meting.....	37
4.3 Opbouw van het LabVIEW programma .....	39

4.4	Verbetering van de driver voor de programmeerbare voedingsbron .....	41
4.5	Parametriseren van de PI regelaar .....	41
<b>5</b>	<b>Metingen en besprekingen .....</b>	<b>43</b>
5.1	Resultaten van de stroommeting.....	43
5.2	Resultaten van de PI regelaar .....	46
5.3	Resultaten van de opwarming door de schakelverliezen .....	49
5.3.1	Methode van de processing voor het verkrijgen van de opwarming .....	50
5.3.2	Bespreking van de resultaten .....	54
<b>6</b>	<b>Besluit .....</b>	<b>57</b>
	<b>Referentielijst .....</b>	<b>57</b>
	<b>Bijlagen .....</b>	<b>63</b>

## Lijst van tabellen

Tabel 1: Voor- en nadelen van een hoge en lage kant stroommeting .....	28
Tabel 2: Overzicht van de verschillende error bronnen met elk hun bijdrage, totaal is de kwadratische som van de individuele.....	38
Tabel 3: Overzicht van stroommetingen bij een vaste spanning van 12V .....	43
Tabel 4: Overzicht van stroommetingen bij een vaste spanning van 28V .....	45
Tabel 5: Overzicht van de gemeten stroom bij gebruik van de PI regelaar bij verschillende duty cycles en verschillende stromen .....	48





## Lijst van figuren

Figuur 1: links doorsnee van BLDC motor, rechts schematische voorstelling van de drie elektromagneten in de stator.....	17
Figuur 2: Schematische voorstelling van een BLDC motor driver: links het stuur gedeelte, midden het vermogen gedeelte en van onder de positie meting .....	19
Figuur 3: Het vermogen gedeelte van een BLDC motor driver opgedeeld in de MOSFET driver en de invertor .....	19
Figuur 4: Schematische voorstelling van de thermische eigenschappen door een RC netwerk .....	23
Figuur 5: Voorbeeld van een RC netwerk van een package en mounting .....	23
Figuur 6: Schematische doorsnee van een N-MOSFET waarbij de body diode zichtbaar is .....	24
Figuur 7: De relatie tussen de voorwaartse spanning en de junctie temperatuur van een PN-junctie bij verschillende stromen.....	25
Figuur 8: Voorbeeld van de karakterisatie van de body diode bij verschillende temperaturen in een klimaat kamer.....	25
Figuur 9: Schematische voorstelling van een doorsnee van een N-MOSFET met ingebouwde temperatuur sensor .....	26
Figuur 10: links: lage kant stroommeting, rechts: hoge kant stroommeting.....	28
Figuur 11: overzicht van mogelijke versterkingsschakelingen .....	30
Figuur 12: Schematische voorstelling van één MOSFET paar van de invertor verbonden met het equivalent van een elektromagneet .....	31
Figuur 13: Vertrekpunt voor het ontwerpen van een meetopstelling, applicatiebord ontwikkeld door Melexis.....	32
Figuur 14: Schematische voorstelling van de verwachte meetopstelling.....	33
Figuur 15: LTspice simulatie van de PWM spanning komende van de Melexis chip door een spoel en weerstand .....	34
Figuur 16: Onbestukte PCB van de verwachte meetopstelling voor het onderzoek ...	35
Figuur 17: Bestukte PCB van de verwachte meetopstelling voor het onderzoek.....	36
Figuur 18: PCB voor de stroommeting door middel van de INA240 links onbestukt en rechts bestukt .....	37
Figuur 19: procentuele fout ten opzichte van de stroom door de spoel, bij omgevingstemperatuur van 25°C met de maximale error parameters van de datasheet. ....	39
Figuur 20: LabVIEW interface voor de gebruiker .....	40
Figuur 21: schematische voorstelling van de LabVIEW code .....	40
Figuur 22: PI regelaar, stroom ingesteld op 0.5A bij een duty cycle van 30% .....	47

Figuur 23: De gelogde ADC waarden bij een 100% en 95% duty cycle, RMS stroom van 1.75A en een voedingsspanning van 12V over een tijdspanne van 10 minuten .....	50
Figuur 24: De gemeten temperaturen bij 100% en 95% duty cycle, RMS stroom van 1.75A en een voedingsspanning van 12V over een tijdspanne van 10 minuten .....	51
Figuur 25: De opwarming ten gevolge van de schakelverliezen bij een voedingsspanning van 12V bij verschillende RMS stromen. ....	52
Figuur 26: De opwarming ten gevolge van de schakelverliezen bij een voedingsspanning van 25V bij verschillende stromen .....	53
Figuur 27: Totale grafiek van de opwarming door de schakelverliezen bij verschillende RMS stromen.....	54
Figuur 28: De totale opwarming van de chip bij een voedingsspanning van 12V veroorzaakt door de vermogensverliezen .....	55
Figuur 29: De totale opwarming van de chip bij een voedingsspanning van 25V veroorzaakt door de vermogensverliezen .....	56

## **Verklarende woordenlijst**

ADC: Analoge naar Digitale Converter

BEMF: Back Electro-Motive Force

BLDC: BrushLess DC

DC: Direct Current

EMC: ElektroMagnetische Compatibiliteit

EMK: ElektroMotorische Kracht

IR: InfraRood

MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

OPAMP: OPerAtionele aMPlifier

PCB: Printed Circuit Board

PWM: Pulse Width Modulation

RMS: root mean square

SMD: Surface-Mounted Device



## **Abstract**

Melexis in Tessenderlo ontwerpt onder andere sensorloze brushless DC motor drivers voor het aansturen van brandstofpompen. Na de ontwerpfase van deze driver volgt er een karakterisatiefase waarbij eigenschappen worden getypeerd aan de hand van wetenschappelijke testen. Deze masterproef onderzoekt de dynamische opwarming van de chip als gevolg van de schakelverliezen veroorzaakt door de vermogen MOSFETs in de chip.

Een eerste stap was het ontwikkelen van een meetsetup, vertrekkend vanaf een Melexis applicatiebord. Hierbij werd de microcontroller software uitgebreid voor het uitlezen van de MOSFETs stromen en hun temperaturen. Dit werd gevolgd door het ontwerpen van een PI-regelaar. Deze controleert dat de RMS stroom door de MOSFETs constant blijft tijdens de meting. Ten slotte stuurde een LabVIEW programma de meting aan en legde de meetresultaten vast in een log bestand.

De meetresultaten tonen aan dat bij een spanning van 12V en een stroom onder de 1.75A de thermische bijdrage te wijten aan de schakelverliezen kleiner is dan 10°C. Daarenboven vergroot deze bijdrage tot ongeveer 33°C bij een stroom van 3.3A. Vervolgens is dezelfde test uitgevoerd met een hogere voedingsspanning van 25V. Daarbij is de thermische bijdrage merkbaar veel groter. Namelijk voor een stroom kleiner dan 1.75A is de opwarming al ongeveer 34°C en vergroot deze in totaal tot 72°C bij 3.0A.



## **Abstract in English**

Melexis at Tessenderlo develops devices such as sensorless brushless DC motor drivers for controlling pump-fuel injectors. After designing the chip, its characterization is the next step. This is accomplished by utilizing scientific tests. This master's thesis investigates the dynamic heating of the chip as a result of the switching losses in the power MOSFETs.

The first step was developing a measurement setup, starting from the Melexis application board. The software was updated to measure the current through the MOSFETs and their temperatures. This was followed by designing a PI controller, to make sure that the RMS current flowing through the MOSFET remained constant during the measurement. Last, a LabVIEW program controls the measurement and stores the data in a log file.

The measurement results demonstrate that with a voltage of 12V and a current below the 1.75A the thermal contribution remains below 10°C. But above 1.75A, this contribution rises to approximately 33°C. The same measurements tests are also done on a higher voltage of 25V. In that case, the temperature increase is considerably higher. The contribution is already roughly 34°C for a current below 1.75A and soars up towards 72°C at 3A.





# 1 Inleiding

Melexis is één van de top vier wereldleiders in het ontwikkelen van semiconductors, met als voornaamste toepassingen automotieve halfgeleidersensoren, motor drivers, en communicatie chips. Chips voor al de hierboven vermelde toepassingen worden bij Melexis ontworpen. Na de ontwerpfase van een elektronische chip volgt de karakterisatiefase. Hierbij worden aan de hand van wetenschappelijke testen de eigenschappen van de chip bepaald. Deze karakterisatie is belangrijk voor verschillende redenen. Hiermee houdt de consument rekening bij het ontwikkelen van een applicatie. Maar daarnaast geeft de analyse van deze karakterisatie ook informatie weer aan de producent. Hiermee kan men aan de slag gaan om in de volgende versies dit te verbeteren.

Deze thesis onderzoekt de thermische eigenschappen van een brushless DC motor driver namelijk de MLX80302, die bij Melexis ontworpen is. Door het aansturen van de zes MOSFETs in het vermogen gedeelte van de chip ontstaan er vermogensverliezen. Deze leiden tot het opwarmen van de chip. Hierbij wordt een onderscheiding gemaakt tussen de statische opwarming veroorzaakt door het geleidingskanaal en de dynamische verliezen door het in- en uitschakelen van de MOSFETs.

De einddoelstelling is het opbouwen van een meetopstelling om aan de hand van testen de dynamische en de statische verliezen van elkaar te kunnen onderscheiden. Hierbij vertrekken we van een applicatiebord ontwikkeld door Melexis. Dit applicatiebord wordt uitgebreid op hardware en software niveau voor het uitvoeren van de metingen. Als gevolg hiervan verwacht Melexis een beeld te krijgen van de dynamische thermische opwarming als gevolg van de schakelverliezen.



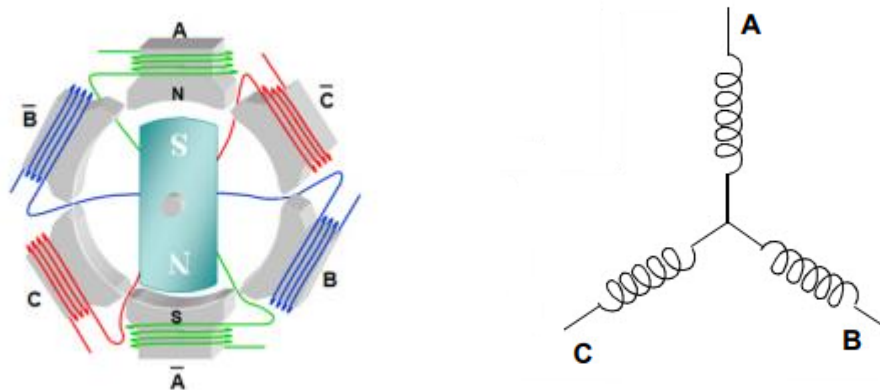
## 2 Literatuurstudie

Het eerste hoofdstuk bespreekt de theoretische achtergrond van de masterproef. Beginnend bij de opbouw van een BLDC motor gevolgd door het aansturen van deze motoren en de vermogensverliezen die ontstaan bij de MOSFETs. Vervolgens de achtergrond voor het meten van een interne MOSFET junctie. Hierbij worden vier methodes besproken. Ten slotte het uitvoeren van een stroommeting.

### 2.1 BLDC motor

De ontwikkelde driver chip is ontworpen voor het aansturen van een brushless DC (BLDC) motor. Deze motoren zijn gelijkaardig aan de DC motor maar in plaats van mechanische commutatie door middel van koolstofborstels wordt er bij een BLDC gebruik gemaakt van een elektronische commutatie door een driver [1]–[3].

Daarnaast is de stator opgebouwd uit elektromagneten en de rotor uit permanente magneten. Figuur 1 weergeeft links een doorsnee van een BLDC motor. De stator elektromagneten worden in ster aangesloten, hierdoor ontstaan er drie verbindingen naar buiten, dit is zichtbaar rechts op Figuur 1.



**Figuur 1: links doorsnee van BLDC motor, rechts schematische voorstelling van de drie elektromagneten in de stator [1]–[3]**

Door middel van een stroom door de juiste elektromagneten te sturen ontstaat er een magnetisch veld. Dit wordt gevolgd door een verschuiving van de rotor door de permanente magneten. Wanneer het magnetische veld van de stator roteert zal de rotor dus moeten volgen [2].

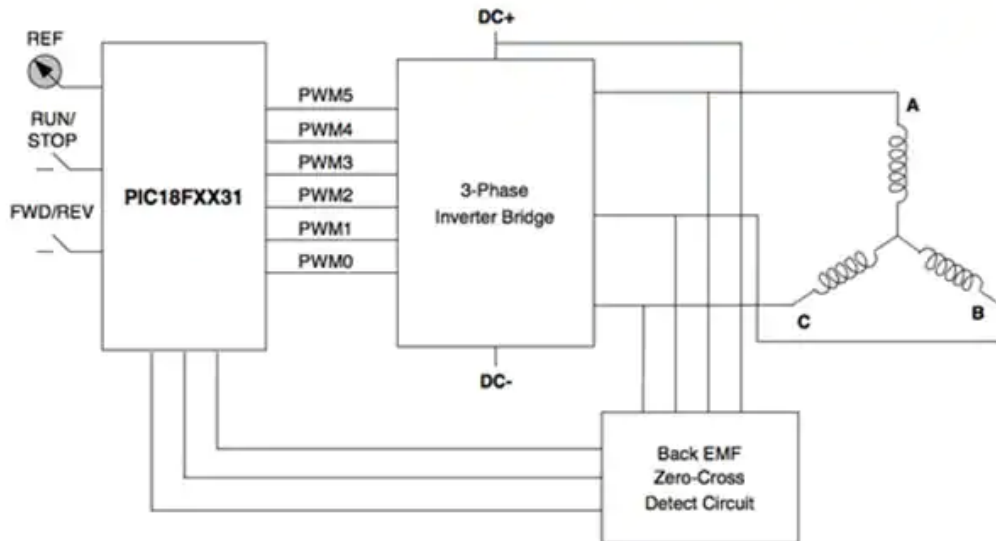
Door deze opbouw van een BLDC motor en het vermijden van koolstofborstels als overgang ontstaan er vele voordelen ten opzichte van de DC motoren zoals: een beter rendement, een langere levensduur, een geluidloze operatie en een beter koppel versus snelheid karakteristiek [2], [3].

Ten slotte zijn er twee mogelijkheden om een BLDC motor aan te sturen. Enerzijds door gebruik te maken van positie sensoren en anderzijds zonder sensoren. Deze sensoren meten de rotorstand aan de hand van hall sensoren. Hierbij geven ze een direct positie signaal door aan de driver. Gebaseerd op de stand van de rotor zal het juiste magnetische veld opgewekt worden in de stator om de rotor te laten draaien. Terwijl de optie zonder sensoren zich zal baseren op de tegengestelde elektromotorische kracht (EMK), komende van de stator spoelen, om de positie te bepalen van de rotor [1]–[3].

Elke mogelijkheid heeft een voor- en een nadeel. Bij de werking met hall sensoren is de extra hardware een groot nadeel. Daarbij is het ook niet mogelijk om deze in de driver chip in te bouwen, terwijl bij de aansturing aan de hand van de EMKs dit een voordeel geeft, vermits er geen gebruik wordt gemaakt van sensoren. Maar het nadeel is dat algoritmes in de driver chip meer geavanceerd moeten zijn. Deze zijn nodig om vanuit de EMKs het juiste magnetische veld op te wekken in de stator [1], [2], [4]. De ontwikkelde Melexis chip is van het type om zonder sensoren te functioneren, daarom dat de volgende paragraaf alleen dit type zal bespreken.

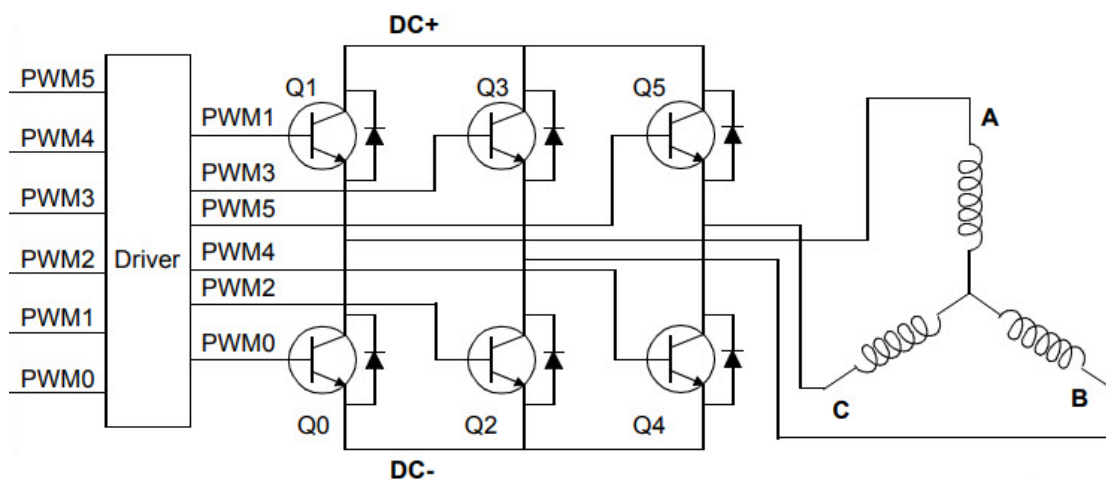
### **2.1.1 Opbouw en sturing van de driver**

Deze BLDC motor driver chips zijn opgebouwd uit drie onderdelen: een stuur gedeelte, een vermogen blok en een positie meting. Onderstaande Figuur 2 verklaart dit beter, de PIC18FXX31 is het stuur gedeelte, de driefasige invertor komt overeen met de vermogen blok en de Back EMF doet de positie meting. Dit gedeelte meet de opgewekte tegenstelde EMK en is een input voor de sturing. Deze zal op zijn beurt de PWM signalen creëren voor de driefasige invertor aan te sturen [1].



**Figuur 2: Schematische voorstelling van een BLDC motor driver: links het stuur gedeelte, midden het vermogen gedeelte en van onder de positie meting [3]**

Vervolgens beschrijft de volgende Figuur 3 de driefasige inverter meer in detail. Deze bestaat uit zes MOSFETs voor de DC spanning om te zetten naar drie uitgangssignalen, deze bekrachtigen de elektrische magneten in de stator. In de literatuur bestaat een inverter uit drie P-MOSFETs in de bovenste helft en drie N-MOSFETs in de onderste helft. Maar omdat een N-MOSFET een lagere geleidingsweerstand heeft, opteert men voor zes N-MOSFETs te gebruiken in de realiteit [1], [2]. Hierdoor behaalt men een beter rendement, maar moeten de gegenereerde PWM signalen eerst door een driver. Deze zorgt ervoor dat de juiste gate spanning aangelegd wordt op de MOSFETs om deze te laten geleiden of niet, dit is ook te zien aan de linkerkant op Figuur 3.



**Figuur 3: Het vermogen gedeelte van een BLDC motor driver opgedeeld in de MOSFET driver en de inverter [3]**

### 2.1.2 Verliezen die optreden in de MOSFETs tijdens werking

In de vorige paragraaf is besproken hoe een BLDC motor driver chip uit verschillende delen bestaat. Hierbij ontstaan de voornaamste verliezen in het vermogen gedeelte, in de zes MOSFETs. Deze verliezen zijn onder te verdelen in twee categorieën, namelijk: de statische verliezen en de dynamische verliezen [5], [6].

De statische verliezen worden veroorzaakt door de eerder vermelde geleidingsweerstand of  $R_{ds(on)}$  van de MOSFETs. Door het geleiden van stroom en de zeer kleine weerstand van het geleidingskanaal zal er spanningsverschil ontstaan, dit leidt tot een vermogensverlies. Het gedissipeerde vermogen door de MOSFET wordt berekend als volgt:

$$P = R_{ds(on)} * I^2$$

Naast de statische verliezen zijn er ook de dynamische verliezen. Deze worden ook wel de schakelverliezen genoemd. Deze worden veroorzaakt door de parasitaire capaciteit van de MOSFET, ook wel beter bekend als de miller capaciteit. Deze bepaalt namelijk hoe snel de gate kan worden opgeladen en ontladen. Hierdoor tredt er een vermogensverlies op wanneer de MOSFET moet schakelen omdat het kanaal dus niet ogenblikkelijk kan gesloten of geopend worden. [5], [6].

## 2.2 Interne temperatuur van een MOSFET meten

Beide vermogensverliezen besproken in de vorige paragraaf leiden tot opwarming van de MOSFET en de driver chip. Daarom is het bepalen van de precieze interne MOSFET temperatuur belangrijk voor het onderzoek naar de opwarming van de chip [7]–[9]. Hierbij is het meten van een precieze temperatuur belangrijk om de beste resultaten en karakterisatie te behalen. Voor de temperatuur te meten zijn er doorheen de tijd verschillende methodes ontwikkeld. Elke techniek heeft zijn voor- en nadelen. Onderstaande paragrafen gaan dieper in op deze technieken.

### 2.2.1 Via de omgevingstemperatuur of behuizing

De eerste methode voor het bepalen van de interne MOSFET temperatuur is door gebruik te maken van de omgevingstemperatuur of de behuizingstemperatuur. Hierbij wordt vertrokken van een temperatuur die gemakkelijk te meten is vanaf de buitenkant door middel van thermokoppel of een infraroodcamera [7]–[9]. Daarnaast maakt men gebruik van één van de onderstaande formules. De eerste formule is wanneer men opteert om te vertrekken via de omgevingstemperatuur, terwijl de tweede formule gebruik maakt van de behuizingstemperatuur.

$$T_j = T_a + R_{\theta JA} * P \quad (1) \quad [8]$$

$$T_j = T_c + R_{\theta JC} * P \quad (2) \quad [8]$$

$T_j$ : De Junctie of interne MOSFET temperatuur

$T_a$ : De omgevingstemperatuur

$T_c$ : De behuizingstemperatuur

$R_{\theta JA}$ : De thermische weerstand tussen de junctie en de omgeving

$R_{\theta JC}$ : De thermische weerstand tussen de junctie en de behuizing

P: Het totaal gedissipeerde vermogen van de chip

Het grootste nadeel van deze techniek is de accuraatheid, voornamelijk in het bepalen van de thermische weerstandsparameter. Wanneer men werkt met de omgevingstemperatuur zijn er verschillende factoren die de thermische weerstand kunnen beïnvloeden zoals: de luchtstroom, de PCB dikte, de koperbaan dikte, het PCB materiaal etc. Daardoor verandert deze constante waarde tussen verschillende applicaties. Door dit nadeel is deze methode niet geschikt voor het accuraat bepalen van de interne MOSFET temperatuur maar eerder een snelle manier voor een schatting van de interne temperatuur [7], [8].



Daarnaast is de thermische weerstand tussen de case en de junctie veel constanter bij verschillende applicaties. Maar er is een verschil bij through-hole en SMD componenten, namelijk bij een through-hole MOSFET stroomt de warmte via de behuizing naar de koelplaat. Men kan dus gemakkelijk hiertussen een thermokoppel plaatsen of een IR camera op focussen [8]. Maar bij SMD componenten stroomt de warmte niet van de behuizing naar de lucht maar voornamelijk naar de PCB. Hierdoor zal men een hogere interne temperatuur als resultaat verkrijgen door gebruik te maken van de behuizingstemperatuur en de bijhorende formule [8].

Daaruit volgt het ontstaan van een andere plaats voor het monteren van het thermokoppel, namelijk tussen het PCB bord en de SMD chip. Hieruit wordt de formule aangepast tot (3) en wordt de thermische weerstand tussen de junctie en het PCB bord gebruikt.

$$T_j = T_c + R_{\theta jB} * P \quad (3) \quad [8]$$

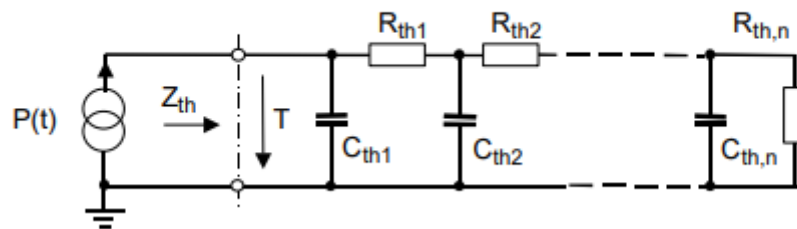
$R_{\theta jB}$ : De thermische weerstand tussen de junctie en de PCB

Ten slotte door gebruik te maken van extra hardware zoals een camera of thermokoppel om de temperatuur te meten kan er een meetfout ontstaan die men in rekening moet brengen, bijvoorbeeld de emissiviteit van de behuizing. Ook al heeft deze een zwarte kleur kan men er niet van uitgaan dat de emissiviteit perfect 1 is. Bij een thermokoppel heeft men gelijkaardige problemen zoals de kalibratie [9].

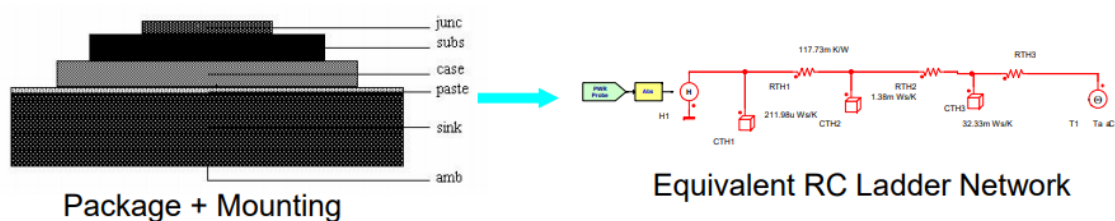
## 2.2.2 Via een wiskundig model en simulatie

Bij de tweede techniek wordt een wiskundig model van een MOSFET gesimuleerd om de thermische eigenschappen te berekenen zoals de interne junctie. Vooraleer de simulatie gebeurt, moet de MOSFET vertaald worden naar een wiskundig model. Dit gebeurt in twee stappen, het thermische gedeelte en het elektrische gedeelte [10]–[14].

De thermische kenmerken worden vertaald door middel van RC netwerken afgebeeld in Figuur 4 en Figuur 5. Hierbij is “P(t)” links op Figuur 4, de warmte die wordt geproduceerd door de chip. Daarnaast worden de thermische weerstanden en capaciteiten afgebeeld door  $R_{th(x)}$  en  $C_{th(x)}$ . Elke verschillende laag van de chip wordt vertegenwoordigd door één weerstand en één capaciteit. Dit is afgebeeld op Figuur 5 [9], [10], [13].



Figuur 4: Schematische voorstelling van de thermische eigenschappen door een RC netwerk [9]



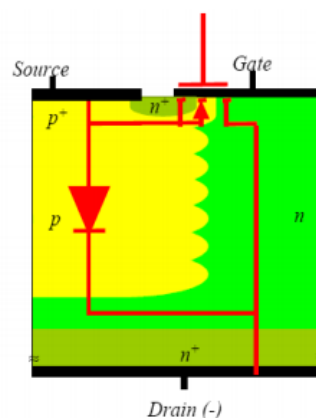
Figuur 5: Voorbeeld van een RC netwerk van een package en mounting [15]

De volgende stap in het proces is de elektrische eigenschappen van de MOSFET vertalen naar een elektrisch model. Verschillende modellen zijn ontworpen doorheen de tijd om zo realistisch mogelijk de reële werking van een MOSFET te verkrijgen. Ten slotte met behulp van het elektrische en het thermische model, berekent de simulatie de eigenschappen van de MOSFET inclusief de interne temperatuur [11], [13], [14], [16].

Voordelen van deze methode is dat er geen nood is aan meetapparatuur en meetsetup. Hierdoor worden de foutmarges die ontstaan door metingen geëlimineerd. Daarnaast zijn de nadelen het ontwerpen van modellen. Hierbij is er een moeilijkheid om de modellen te laten corresponderen met de werkelijkheid [10], [13], [14].

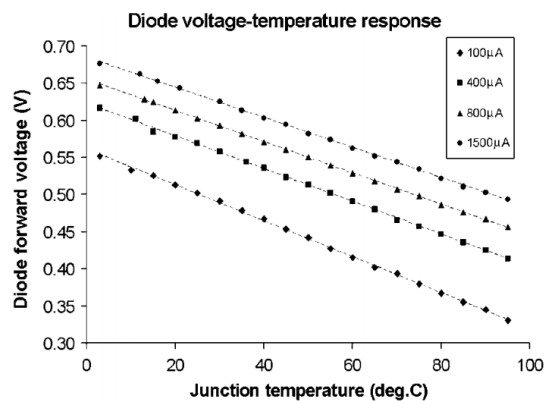
### 2.2.3 Via de interne body diode

De derde methode voor het bepalen van de interne MOSFET temperatuur is door gebruik te maken van de interne voorwaartse body-diode spanning. Deze body-diode ontstaat door het productieproces van een MOSFET. Hierbij vormen het N-substraat van de drain en het P-substraat van de source een PN-junctie [17], [18]. Deze junctie is beter gekend als een diode overgang, dit is afgebeeld op onderstaande Figuur 6. Sinds deze diode deel uitmaakt van het voorwaartse pad van een MOSFET zal deze junctie ook opwarmen wanneer er stroom vloeit door de MOSFET. Hierdoor is het mogelijk om de interne temperatuur te meten door gebruik te maken van de body-diode [18]–[20].



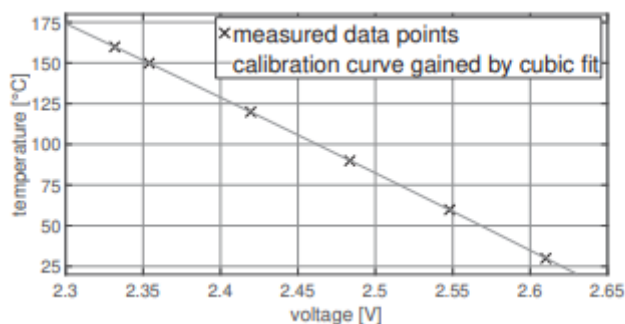
**Figuur 6: Schematische doorsnee van een N-MOSFET waarbij de body diode zichtbaar is [17]**

Bij een diode neemt de voorwaartse spanning af als de temperatuur van de junctie stijgt. Dit is zichtbaar op Figuur 7. Daarbij is het voordelig dat deze relatie tussen de temperatuur en de spanning lineair is. Merk op dat bij de afbeelding de stroom door de junctie een invloed heeft op de gemeten spanning. Het is dus belangrijk om de voorwaartse spanning te meten bij dezelfde stroom door de junctie [19], [21].



**Figuur 7: De relatie tussen de voorwaartse spanning en de junctie temperatuur van een PN-junctie bij verschillende stromen [21]**

Als eerste zal men deze relatie moeten karakteriseren vooraleer de meetprocedure kan beginnen. Hierbij wordt de MOSFET in een klimaat kamer gelegd zonder enige spanning aan te leggen. Vervolgens laat men de kamer op één temperatuur stabiliseren om dan kortstondig de voorwaartse body diode spanning uit te meten. Dit proces wordt herhaald bij verschillende temperaturen. Ten slotte doet men een gekozen fit op de meetresultaten en verkrijgt men een lineaire formule tussen de temperatuur en de spanning. Figuur 8 is een voorbeeld van deze karakterisatie van een MOSFET [19], [20], [22], [23].



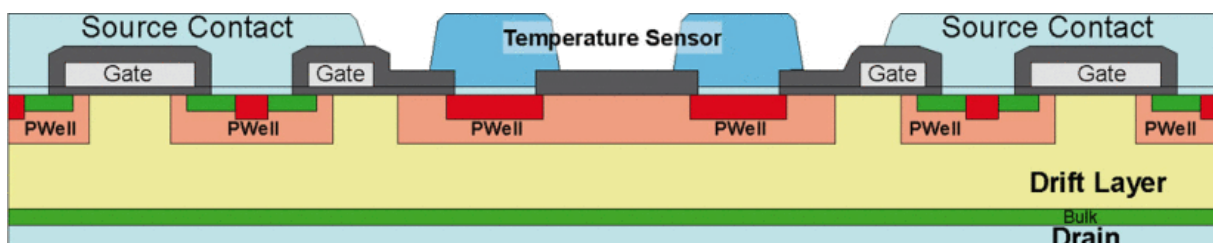
**Figuur 8: Voorbeeld van de karakterisatie van de body diode bij verschillende temperaturen in een klimaat kamer [22]**

Na de karakterisatie van de body-diode kan men deze relatie gebruiken in het opmeten van de interne temperatuur tijdens een test. Tijdens de meetprocedure wordt de stroom door de MOSFET kort onderbroken om de voorwaartse body-diode spanning te meten. Door middel de voorafgaande relatie tussen de temperatuur en de spanning kan men de interne temperatuur bepalen. Hierbij moet wel het drain-source kanaal volledig gesloten zijn door middel van een gepaste gate-source spanning aan te leggen. Het is dus zeer belangrijk dat tijdens de voorwaartse body-diode meting er geen stroom omgekeerd door de MOSFET kan vloeien [19], [20], [22]. Dit zal een fout veroorzaken doordat niet dezelfde stroom door de body-diode vloeit als bij de karakterisatie. Hierdoor wordt er een andere spanning gemeten, waardoor ook een foutieve temperatuur berekend wordt. Dit is af te leiden op Figuur 7, waar bij dezelfde temperatuur verschillende spanningen gemeten zijn afhankelijk van de stroom die er vloeide.

Het belangrijkste nadeel is het cruciaal onderbreken van de stroom om de body-diode op te meten. Hierdoor is deze techniek moeilijk te gebruiken in applicaties waarbij men de temperatuur wil onderzoeken terwijl er een constante stroom vloeit. De voordelen ten opzichte van de vorige methodes is het niet gebruik maken van de thermische weerstand en capaciteit van de MOSFET [22].

#### 2.2.4 Via een interne temperatuur sensor

De laatste methode is het gebruik maken van een geïntegreerde temperatuur sensor in de MOSFET. Deze is verwerkt in de gelaagde bouwstructuur van de MOSFET, dit is te zien op de volgende Figuur 9. Hierbij wordt in de bovenste laag van de MOSFET een PN-junctie toegevoegd om de temperatuur te meten [24]. Deze techniek is gelijkaardig met de vorige, maar door deze extra fabricatie van de sensor is het nu mogelijk om op elk moment de temperatuur te meten [22].



Figuur 9: Schematische voorstelling van een doorsnee van een N-MOSFET met ingebouwde temperatuur sensor [24]

De meetprocedure is ook identiek als de vorige methode. Eerst gebeurt er een karakterisatie meting om de relatie tussen de sensor en de interne MOSFET temperatuur te verkrijgen. Deze procedure wordt ook in een klimaat kamer gedaan. Na het stabiliseren van de temperatuur in de kamer meet men de voorwaartse spanning van de sensor. Ten slotte kan men tijdens een applicatie op elk gegeven moment de interne temperatuur van de MOSFET meten [24]–[27].

Daarentegen zijn de extra fabricatie kosten van de sensor weer een groot nadeel. Mocht men dit in elke MOSFET aanbrengen die gefabriceerd wordt, zal de winst verkleinen. Daarom worden deze sensors vooral toegepast bij academische doeleinden of karakterisatie van MOSFETs. Hier staat wel tegenover dat het uitlezen van de sensor op elk moment een groot voordeel is bij applicaties waarbij meerdere MOSFETs samen één geheel vormen. Een H-brug of driefasige brug is een goed voorbeeld hiervan. Hierbij zou de vorige techniek moeilijk toepasbaar zijn omwille van het feit dat de body diodes afzonderlijk moeten gemeten worden [25], [28].

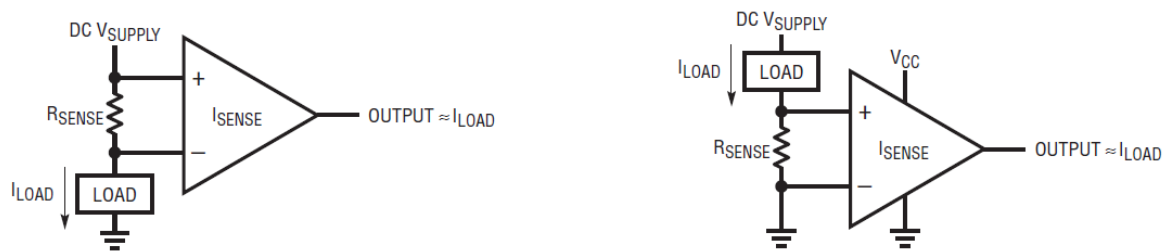
De Melexis driver chip maakt gebruik van deze manier voor het bepalen van de interne temperatuur van de MOSFETs. Deze methode is gekozen door de hierboven vermelde voordelen. Voor deze karakterisatie zijn de vorige methodes echter niet goed geschikt. De eerste methode is te onnauwkeurig. De tweede is een puur theoretische terwijl de bedoeling is om de opwarming experimenteel te bepalen. Ten slotte valt de body-diode ook af omdat tijdens de werking van de inverter de temperatuur wordt gemeten. Hierdoor is het onmogelijk om de stroom te onderbreken voor de body-diode uit te meten.

### **2.3 Ontwerpen van een stroommeting.**

Een ander belangrijk aspect voor het opmeten van parameters is de stroom. Hiervoor zijn er verschillende mogelijkheden ontwikkeld. In deze thesis is besloten om door middel van een shunt weerstand de stroom te bepalen. Daarom dat de literatuurstudie dus niet uitwijkt over de hall sensoren en de verschillende afgeleiden hiervan [29]. Over de shunt weerstand ontstaat er een spanning veroorzaakt door de stroom die erdoor vloeit. Deze spanning wordt vervolgens aan de hand van een schakeling versterkt en gemeten door een ADC [30], [31].

### 2.3.1 High-side versus low-side stroom metingen

De eerste keuze bij het opstellen van een stroommeting is het bepalen waar de stroom gemeten wordt. Hierbij zijn er twee mogelijkheden. Aan de bovenkant dus rechtstreeks aan de voeding gevolgd door de verbruiker, of eerst de verbruiker en dan de shunt weerstand. Onderstaande Figuur 10, geeft de schematische voorstelling weer van de twee mogelijkheden. Elke keuze heeft zijn voor- en nadelen, volgende Tabel 1 geeft deze weer [30]–[32].



Figuur 10: links: lage kant stroommeting, rechts: hoge kant stroommeting [31]

Tabel 1: Voor- en nadelen van een hoge en lage kant stroommeting [31]

	Voordelen	Nadelen
Hoge kant	<ul style="list-style-type: none"> <li>-De verbruiker heeft directe verbinding met de grond</li> <li>-Bij kortsluiting zijn de hoge stromen detecteerbaar</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Hoge ingang common-mode spanning</li> <li>-Uitgang moet omlaag worden gebracht naar het meet systeem voeding</li> </ul>
Lage kant	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Lage ingang common-mode spanning</li> <li>-Output ten opzichte van de grond</li> <li>-Makkelijker designs bij een enkele voeding</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Geen directe grond verbinding met de verbruiker</li> <li>-Hoge stromen veroorzaakt door kortsluiting zijn niet detecteerbaar</li> </ul>

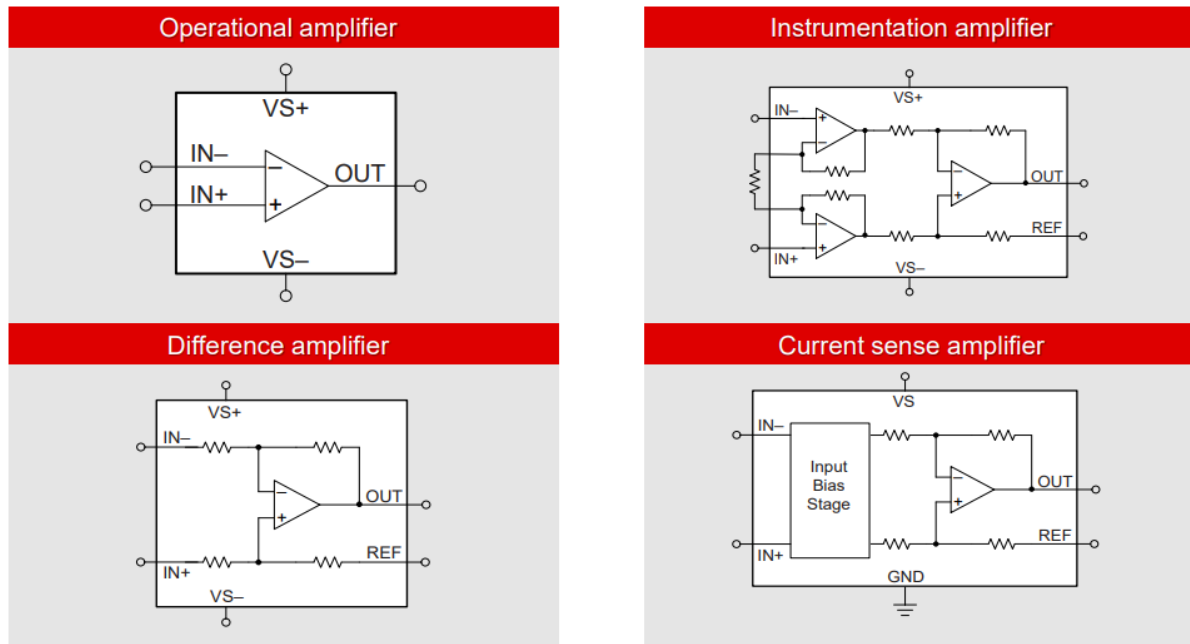
### 2.3.2 Versterkingsschakelingen voor de shunt weerstand

Vervolgens moet de spanning over de weerstand versterkt worden vooraleer dit gemeten wordt met een ADC. Door de jaren heen zijn er verschillende schakelingen ontworpen met elk zijn voor- en nadelen. Deze eigenschappen bepalen waarvoor de schakelingen best kunnen gebruikt worden aan de hoge of de lage kant. De voornaamste beperkingen van schakelingen ontstaan door één van de volgende parameters: de common-mode spanning, de accuraatheid, de versterkingsfactor en de belasting op het systeem [30], [32], [33].

Figuur 11 is een overzicht van de vier meest bekende schakelingen. Daarnaast bestaan er nog andere, maar hier wordt verder niet dieper op ingegaan. Links boven bevindt zich de normale OPAMP schakeling. Hierbij is meteen duidelijk dat deze alleen geschikt is voor de lage kant, anders zou de common-mode spanning van de ingang gelijk zijn aan de voedingsspanning. Hierdoor bevindt de schakeling zich niet in het correcte werkingsgebied van de OPAMP. Daarnaast is de accuraatheid van de schakeling afhankelijk van de externe weerstanden, waardoor deze methode niet geschikt is voor precieze metingen. Daartegenover staat wel dat het de goedkoopste oplossing is en wel geschikt kan zijn voor een grove schatting van de stroom [30], [32]–[34].

Vervolgens rechts ervan bevindt zich de instrumentatie versterker. Hierbij wordt het verschil eerst versterkt om dan het verschil te berekenen. Dit is de meest precieze methode voor het bepalen van de stroom. Maar hetzelfde probleem ontstaat als bij de OPAMP, namelijk dat de common-mode spanning groot is bij een high-side meting. Hierdoor wordt deze voornamelijk toegepast bij een low-side applicatie [30], [32], [33].





Figuur 11: overzicht van mogelijke versterkingschakelingen [32]

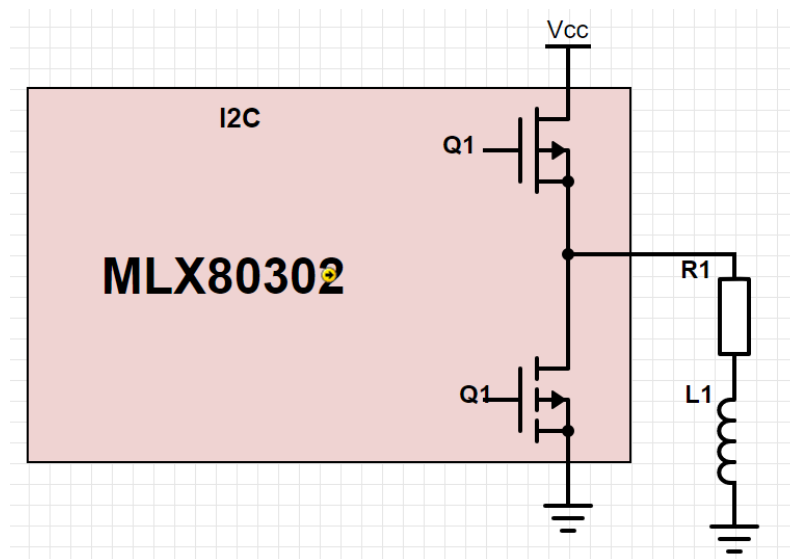
Tot slot de twee onderste schakelingen die gelijkaardig zijn maar één klein verschil hebben. Bij de stroom-sense versterker wordt er gebruik gemaakt van een speciale input buffer stap. Deze is speciaal ontworpen om een groot probleem van de verschilversterker op te lossen. Namelijk bij een verschilversterker wordt aan de ingang een spanningsdeler geplaatst. Hierdoor kan deze schakeling gebruikt worden bij een hoge kant meting. Maar hierdoor ontstaat er een extra belasting op het systeem waardoor een meetfout veroorzaakt wordt. Deze input buffer lost dit probleem op. Daartegenover staat wel dat de stroom-sense schakeling altijd met een vaste versterking komt, terwijl bij een verschil versterker dit afhangt van de weerstanden en hierdoor als voordeel meer flexibiliteit heeft [30], [32], [33].

### 3 Beschrijven van het systeem

Dit hoofdstuk beschrijft de theorie achter het onderzoek om de dynamische opwarming te scheiden van de statische. Hierbij wordt in detail de procedure uitgelegd en vervolgens de verwachte meetopstelling voor het voltooien van dit onderzoek.

#### 3.1 Bepalen van de dynamische opwarming

Onderstaande Figuur 12 geeft de schematische voorstelling weer van de chip en de uitgang. Hierbij wordt de motor vervangen door het equivalente van één elektromagneet, namelijk een spoel in serie met een weerstand. Daarnaast wordt de meting gedaan op één MOSFET paar van de inverter. Door behulp van de interne registers van de chip is het mogelijk om de uitgangsfrequentie met een specifiek duty cycle op één van de drie uitgangen te forceren.

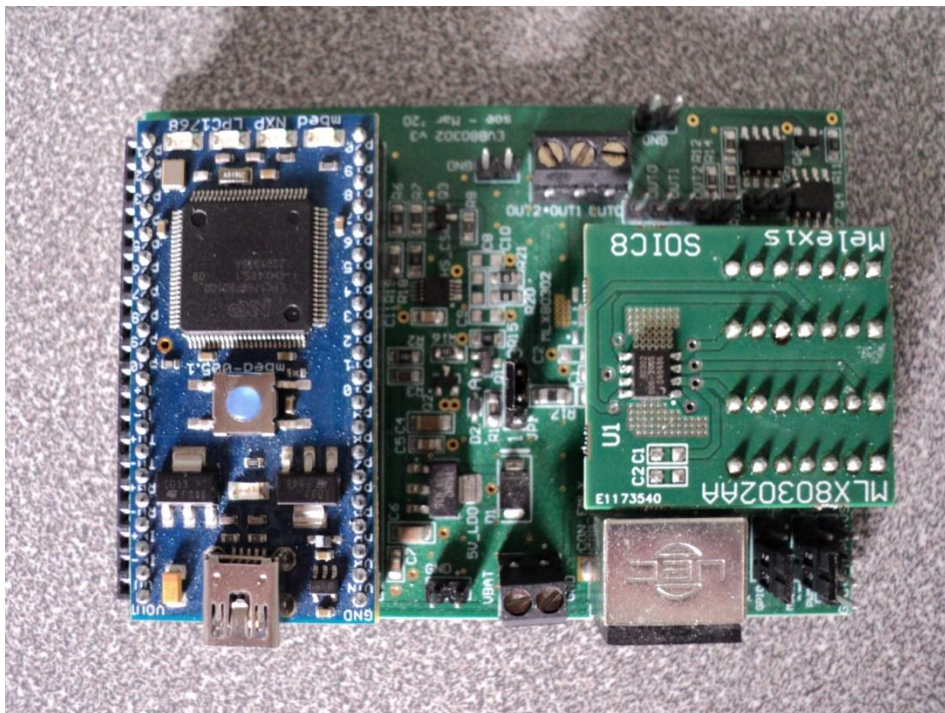


Figuur 12: Schematische voorstelling van één MOSFET paar van de inverter verbonden met het equivalent van een elektromagneet

Voor het bepalen van de dynamische opwarming, bestaat het onderzoek uit twee fases. Eerst wordt de temperatuur gemeten bij een duty cycle van 100%, vervolgens met een duty cycle van 95%. Bij de eerste meting vloeit de volledige stroom door de bovenste MOSFET. Hierdoor is de opwarming van de chip volledig bepalend door de statische opwarming van het bovenste MOSFET geleidingskanaal. Daarna volgt de volgende meting met een duty cycle van 95%, waarbij er schakelverliezen ontstaan door het aan- en uitschakelen van de MOSFETs. Tijdens deze meting warmt de chip op door het geleidingskanaal en de bijkomende warmte van de schakelverliezen. Ten slotte resulteert het verschil tussen de twee metingen de warmte die veroorzaakt wordt door alleen de schakelverliezen. Belangrijk is dat bij beiden metingen dezelfde stroom vloeit en constant blijft zolang de meting duurt. Dit zorgt ervoor dat bij elke meting het statische gedeelte, veroorzaakt door het geleidingskanaal, het zelfde vermogen dissipeert en tevens ook dezelfde warmte.

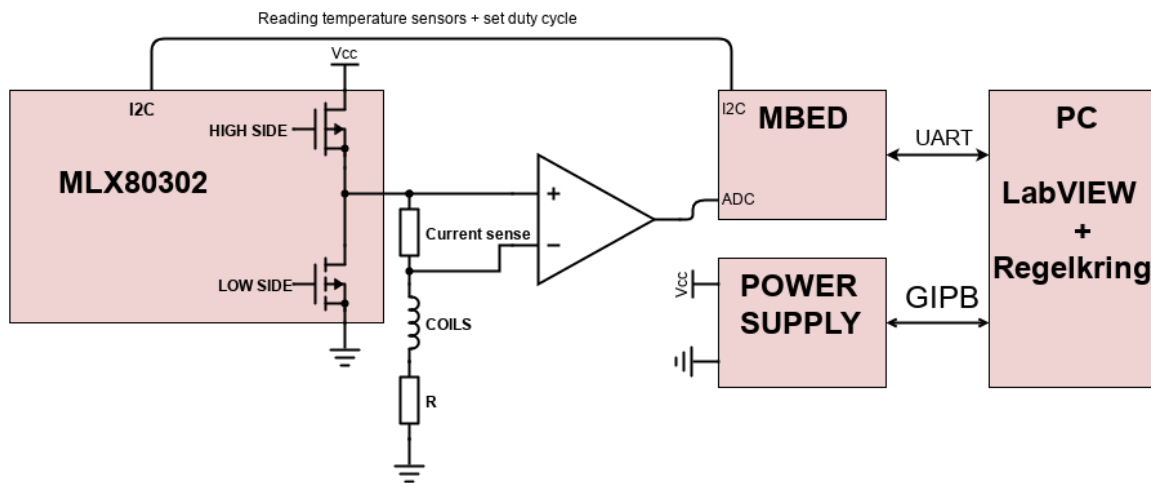
### 3.2 Verwachte meetopstelling

Bij aanvang van de masterproef werd een applicatie bord aangeboden als vertrekpunt, onderstaande Figuur 13 geeft dit bord weer. Deze is voorzien van een MBED microcontroller, de Melexis chip en componenten om de chip aan te sturen. Daarbij werd ook nog een startpunt van de software voorzien. Deze omvatte een grafische user interface op de computer voor de communicatie naar de MBED en een startpunt van de C-code voor de MBED.



**Figuur 13: Vertrekpunt voor het ontwerpen van een meetopstelling, applicatiebord ontwikkeld door Melexis**

Deze opstelling moet uitgebreid worden op gebied van hardware en software voor het nodig onderzoek te doen. Onderstaande Figuur 14 geeft de totale verwachte meetopstelling weer.



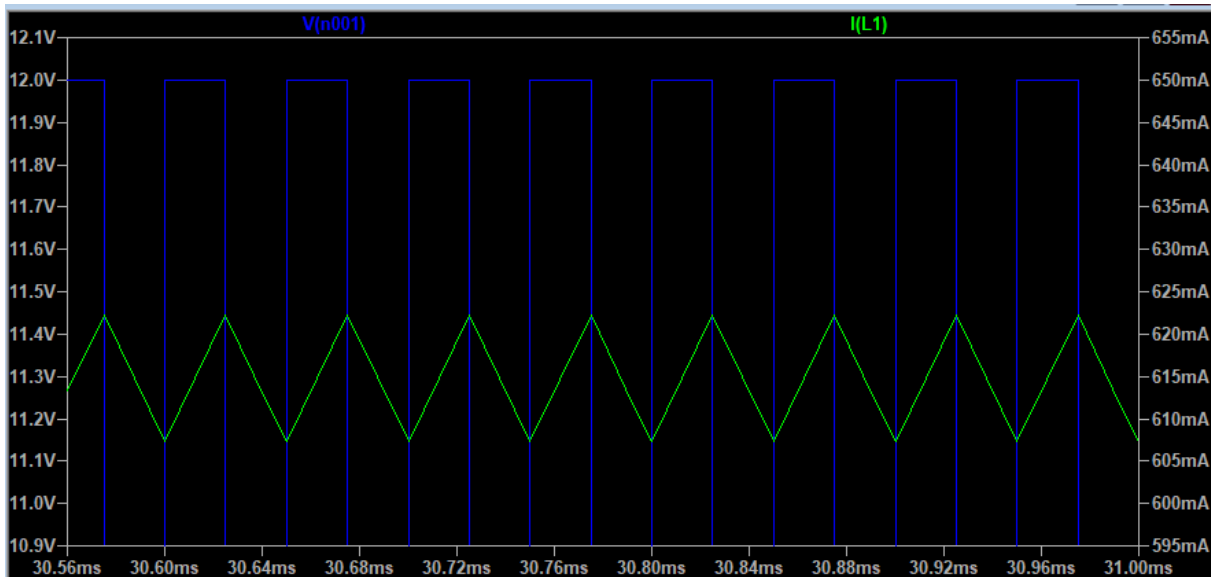
**Figuur 14: Schematische voorstelling van de verwachte meetopstelling**

De eerste stap is het ontwerpen van een uitgebreid meet systeem voor het opmeten van de stroom door middel van de toegevoegde meetweerstand. Hierbij wordt de software van de MBED uitgebreid om door middel van de ADC de stroom te meten. De volgende stap is het ontwerpen van een LabVIEW programma om de meting aan te sturen. Hierbij verwacht men dat het programma automatisch de registers correct instelt, de temperaturen en de stromen aan de MBED opvraagt en deze dan verwerkt tot een log file. Hiervoor wordt de MBED software uitgebreid. Ten slotte, doordat de temperatuur van de MOSFETs, de spoelen en de weerstanden stijgt, verandert ook de weerstandswaarde over de tijd. Hierdoor daalt de stroom bij een constante spanning. Daarom is het nodig om gebruik te maken van een regelkring die met behulp van een programmeerbare spanningsbron de stroom constant houdt, door de voedingsspanning te regelen. Men verwacht dat deze ontworpen en geïmplementeerd wordt in het LabVIEW programma.

Om een zo flexibel mogelijke opstelling te verkrijgen verwacht men dat het mogelijk is om afzonderlijk de periodische tijd in te stellen waarbij de temperatuur of de stroom gemeten wordt. Hierdoor ontstaat er de mogelijkheid om in de toekomst met deze setup op verschillende tijdstippen metingen uit te voeren.

### 3.3 Verwachte stroommeting

Doordat de uitgangsspanning een blokgolf is en de verbruiker een combinatie is van een weerstand en een spoel neemt de stroom een driehoekige vorm aan. Dit is te zien in de volgende Figuur 15, dit is een LTspice simulatie van de opstelling in Figuur 14 . Hierbij ziet men in het blauw de spanning komende van de Melexis chip en in het groen de stroom door de weerstand en de spoel.



**Figuur 15: LTspice simulatie van de PWM spanning komende van de Melexis chip door een spoel en weerstand**

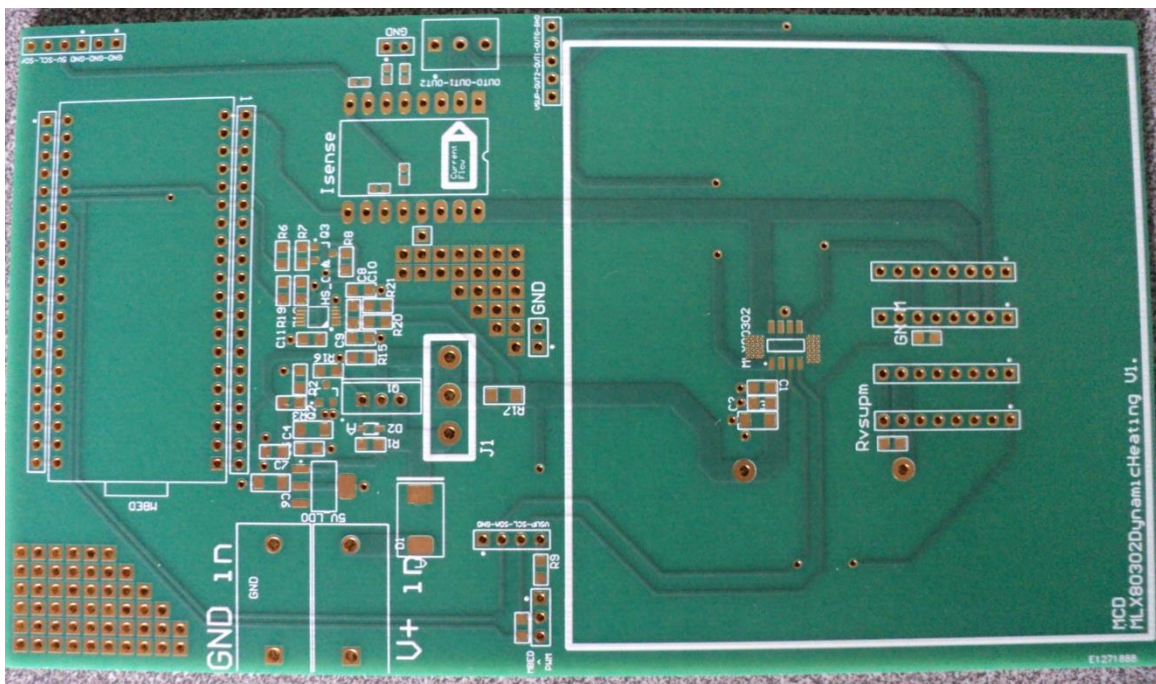
Zoals eerder vermeld moet tijdens de meting de stroom zo constant mogelijk blijven. Met de bovenstaande figuur in het achterhoofd wordt bedoeld dat de RMS stroom van de driehoekige vorm zo constant mogelijk blijft. Er wordt dus verwacht om de RMS stroom te berekenen of te verkrijgen op een manier naar keuze.

## 4 Realisatie PCB en andere componenten

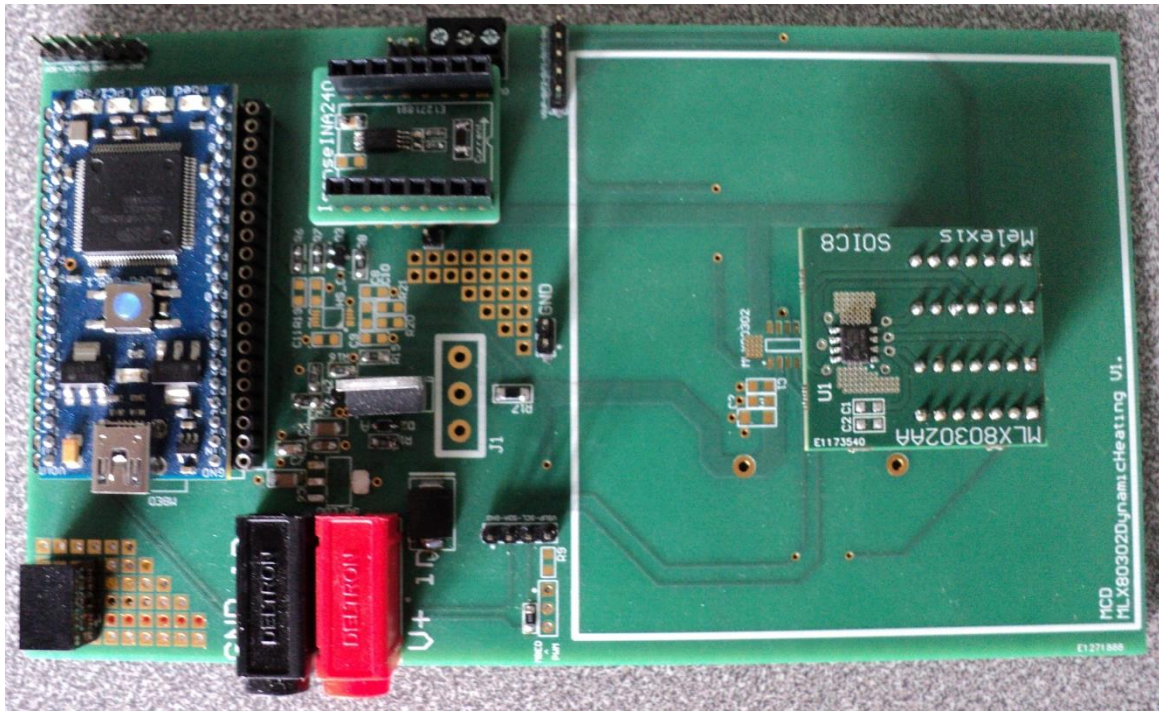
Dit hoofdstuk bespreekt de realisatie van de PCB en de afzonderlijke componenten van de meetopstelling. Eerst de gerealiseerde PCB's gevolgd door de opbouw van de stroommeting. Daarna de opbouw van het LabVIEW programma. Ten vierde de verbetering van de driver voor het aansturen van de spanningsbron en ten slotte het paramateriseren van de pi regelaar.

### 4.1 PCB

Onderstaande Figuur 16 en Figuur 17 tonen de nieuwe PCB. Hierbij is de MBED en de sturing voor de chip structureel hetzelfde gebleven maar verbeterd op het vermogen vlak. Hierbij kan deze sturing in totaal 5A aanbieden aan de test chip in plaats van de 2A bij het applicatiebord. Vervolgens is een pcb header toegevoegd voor de stroommeting en ten slotte is de chip geplaatst in een rechthoek. Hierdoor is het mogelijk om de chip in een thermostroom te plaatsen en daardoor is deze PCB ook bruikbaar bij andere omgevingstemperaturen in de toekomst. Het PCB altium ontwerp is terug te vinden in Bijlagen A: Altium designs van de PCB's.



Figuur 16: Onbestukte PCB van de verwachte meetopstelling voor het onderzoek



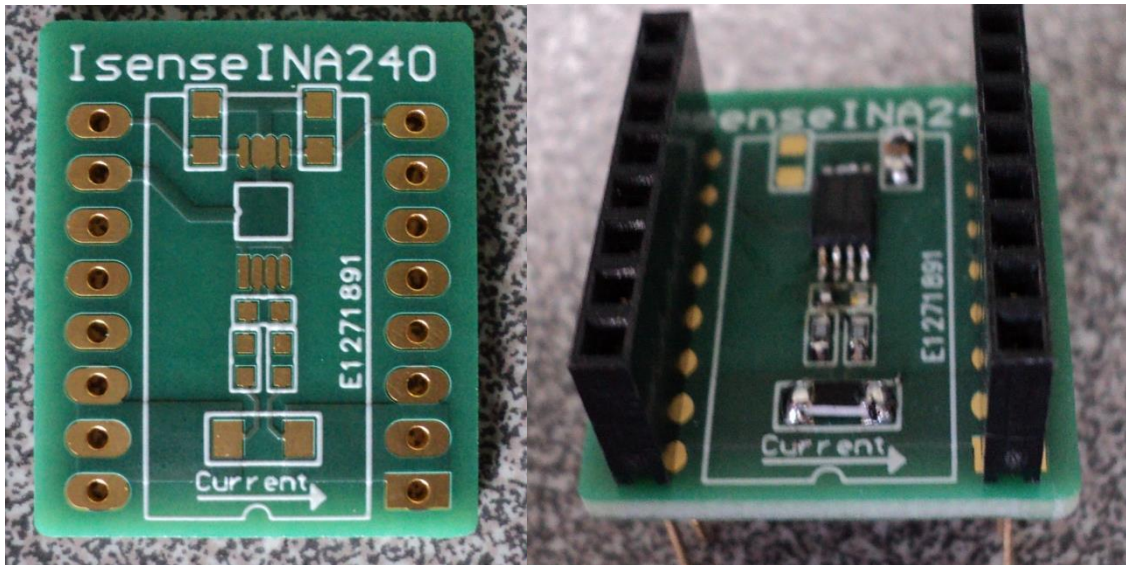
Figuur 17: Bestukte PCB van de verwachte meetopstelling voor het onderzoek

## 4.2 Opbouw van de stroommeting

De eerste realisatie is de stroommeting, deze meet de stroom door de spoel. Hierbij wordt gebruikt gemaakt van de ADC in de MBED en van een stroom-sense chip namelijk de INA240. Deze chip meet over een weerstand het differentiaal spanningsverschil en versterkt deze met een specifieke vaste versterking.

De doorslaggevende factor om gebruik te maken van de INA240 was de ingebouwde PWM tegenwerking. Zoals besproken in paragraaf 3.3, vervormt de stroom tot een driehoekige vorm. De INA240 chip heeft een ingebouwde logica om de uitgangsspanning bij PWM applicaties te stabiliseren. Hierdoor geeft de chip de RMS stroom weer aan de uitgang. Voor meer informatie verwijst ik naar de datasheet online. Hierdoor moet er geen rekening meer gehouden worden met het berekenen van de RMS waarde en kan de uitgang van de chip aanzien worden als de RMS stroom.

Om de testopstelling zo universeel mogelijk te maken is de chip apart op een kleinere PCB gesoldeerd. Deze wordt dan bevestigd met de hoofd PCB door middel van PCB-headers. Dit is zichtbaar op volgende Figuur 18, hierdoor blijft het mogelijk om in de toekomst een andere chip te gebruiken. Het PCB altium ontwerp is terug te vinden in Bijlagen A: Altium designs van de PCB's.



Figuur 18: PCB voor de stroommeting door middel van de INA240 links onbestukt en rechts bestukt

#### 4.2.1 Error berekening op de stroom meting

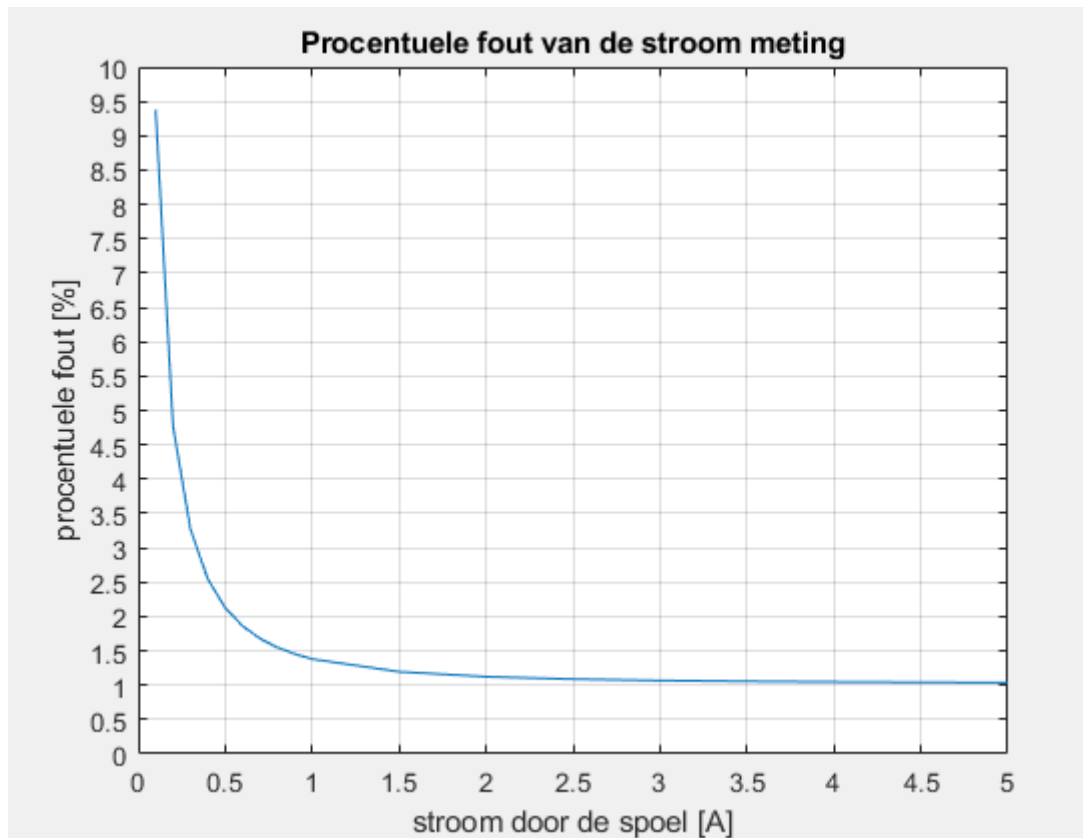
Deze paragraaf bespreekt de procentuele fout bij de stroommeting. Deze ontstaat door gebruik te maken van de INA240 en de ADC omzetting. Volgende Tabel 2, geeft een overzicht weer van de verschillende bronnen met daarbij de overeenkomstige error. Hierbij wordt van het worst-case scenario uitgegaan. Ten slotte wordt de totale fout berekend aan de hand van de kwadratische sommen. Hierbij wordt er geen rekening gehouden met de eventuele EMC straling die op de PCB baan kan invallen tijdens de meting.



**Tabel 2: Overzicht van de verschillende error bronnen met elk hun bijdrage, totaal is de kwadratische som van de individuele**

Fout meting	Formule	Stroom: 0.1A	Stroom: 5A
Voltage offset	$\frac{V_{Os\_max}}{V_{shunt\_ideal}}$	0.83%	0.016%
Common mode (28V)	$\frac{ABS(V_{CMDS} - V_{CMSYS}) * CMMR * 100\%}{V_{shunt\_ideal}}$	7.53%	0.15%
Power supply (5V)	$\frac{ABS(V_{S-DS} - V_{S-SYS}) * PSSR * 100\%}{V_{shunt\_ideal}}$	0%	0%
versterking error	Datasheet parameter	0.2%	0.2%
lineariteit	Datasheet parameter	0.01%	0.01%
Shunt tolerantie	Datasheet parameter	1%	1%
ADC van MBED	$\frac{(V_{adc} - V_{ideal}) * 100\%}{V_{ideal}}$	5.37%	0.1%
Totaal	$\sqrt{e_{offset}^2 + e_{CMMR}^2 + e_{PSSR}^2 + etc ...}$	9.38%	1.04%

Ten slotte toont onderstaande Figuur 19 de procentuele fout ten opzichte van de gemeten stroom.

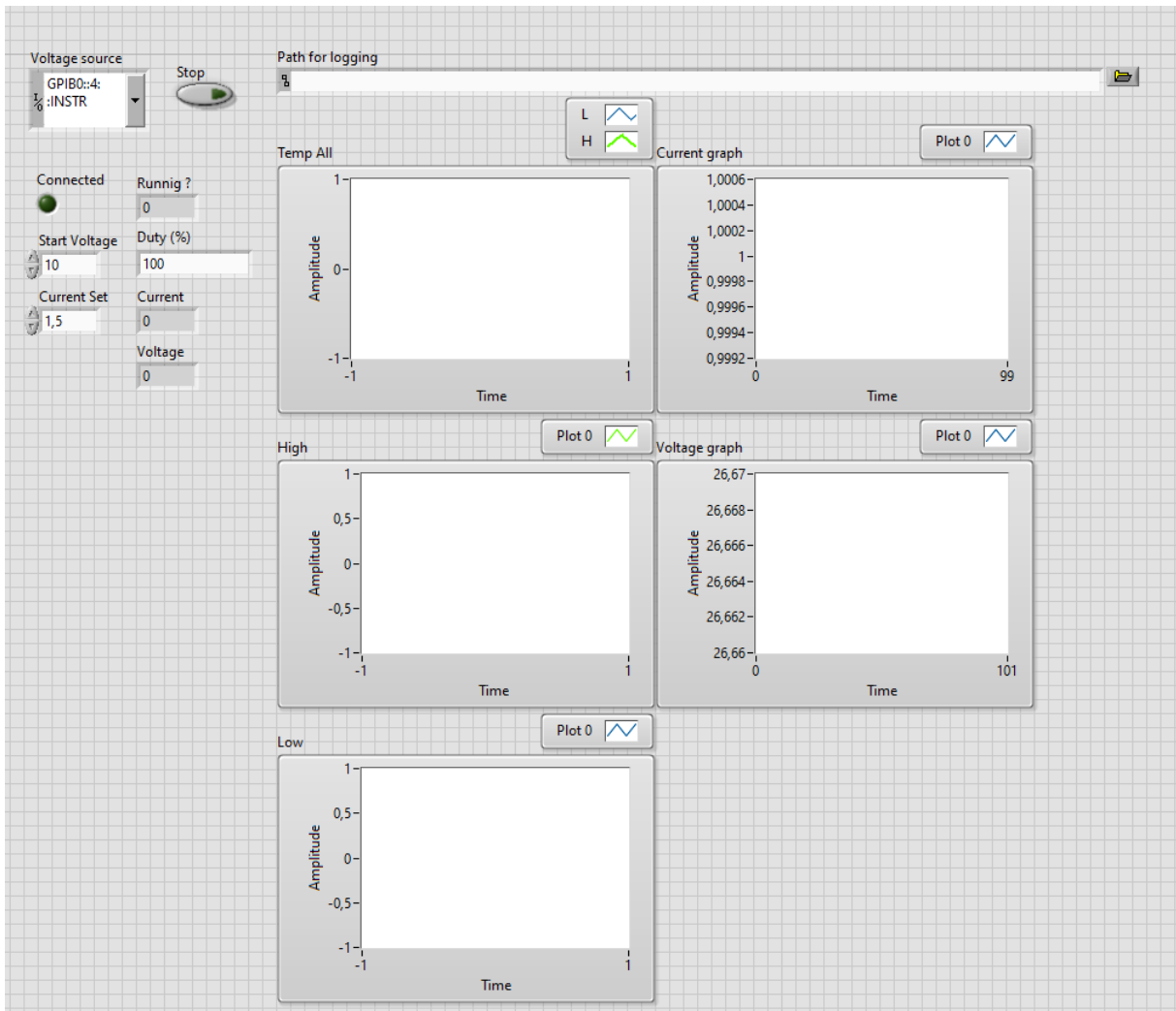


**Figuur 19: procentuele fout ten opzichte van de stroom door de spoel, bij omgevingstemperatuur van 25°C met de maximale error parameters van de datasheet.**

Opmerkelijk is dat bij lage stromen de grootste fout factor veroorzaakt wordt door de ADC van de MBED. Terwijl bij hoge stromen de afwijking voornamelijk te wijten is aan de 1% meetweerstand. De verwachting bij de validatie van de stroommeting is dat bij stromen hoger als 1A de fout op ten minst lager moet zijn als 1.25%.

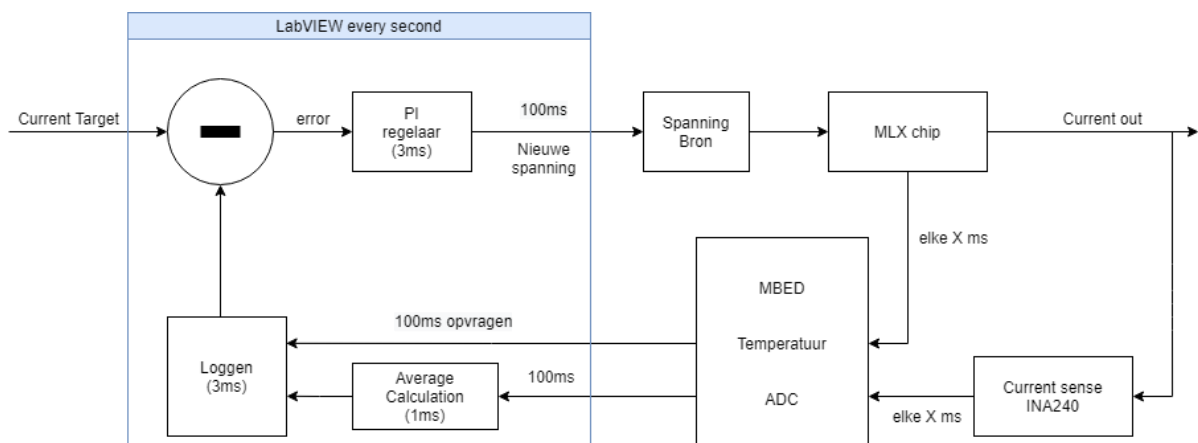
### 4.3 Opbouw van het LabVIEW programma

Onderstaande Figuur 20 geeft de gebruikers interface weer. Hierbij stelt men de test parameters in zoals: de duty cycle, de start spanning en de RMS stroom door de MOSFETs. Ten slotte verwacht het programma ook nog een plaats voor het log bestand. Eerst configureert het programma de motor chip zodat het PWM signaal op de uitgang wordt geforceerd. Vervolgens gebeurt de configuratie van de meting. Hierbij is het mogelijk om afzonderlijk de periodische tijd in te stellen waarbij de stroom en de temperatuur gemeten wordt. Dit is ook te zien op volgende Figuur 21 waarbij de MBED elke "X" milliseconden de stroom meet en de temperatuur opvraagt aan de Melexis chip.



Figuur 20: LabVIEW interface voor de gebruiker

De meetprocedure is opgebouwd uit drie hoofdstappen, deze worden elke seconde herhaald. Eerst vraagt het programma de temperaturen op van de MBED. Vervolgens de gemeten ADC stroomwaarden en ten slotte wordt de spanningsbron bijgestuurd. Volgende Figuur 21 geeft een overzichtelijk schema weer van de stappen.



Figuur 21: schematische voorstelling van de LabVIEW code

Elk van deze drie stappen duurt 100 milliseconden vanwege het communicatie protocol dat gebruikt wordt. Vervolgens berekent het programma de gemiddelde stroom, daarna worden alle data opgeslagen. Hierna berekent het programma de stroom error ten opzichte van de ingestelde stroom. Deze is de input van de PI regelaar en ten slotte wordt de nieuwe spanning doorgestuurd naar de bron. Dit wordt elke seconde herhaald. Door de verschillende communicaties tussen het programma en de MBED plus de voedingsbron duurt het volledig proces 307 milliseconden.

#### **4.4 Verbetering van de driver voor de programmeerbare voedingsbron**

Vervolgens komt de realisatie aan bod in verband met de driver van de programmeerbare voedingsbron. De gekozen spanningsbron is de HM7044. De fabrikantsdriver om de bron was niet geschikt voor zo snel mogelijk de spanning aan te passen. Deze duurde namelijk 600 milliseconden. Door het optimaliseren en herschrijven van de LabVIEW driver is de tijd gereduceerd tot 100 milliseconden.

#### **4.5 Parametriseren van de PI regelaar**

Tot slot de parametrisatie van de PI regelaar, de parameters van de regelaar zijn experimenteel bepaald. Hierbij moest de regelaar aan de volgende voorwaarden voldoen: geen doorshoot en zo constant mogelijke stroom. Daarbij is ook zo een kort mogelijke settling tijd gewenst.



## 5 Metingen en besprekingen

De metingen bestaan uit drie delen, ten eerste wordt de stroommeting bestudeerd, daarna de PI regelaar. Nadat beiden zijn goedgekeurd, volgden de metingen voor het bepalen van de opwarming ten gevolge van de schakelverliezen.

### 5.1 Resultaten van de stroommeting

De stroommeting is gevalideerd door het aanleggen van een vaste spanning bij een variabele weerstand. Vervolgens meet de MBED de stroom als ook een Keithley 2000, beide worden gelogd op de computer aan de hand van een LabVIEW programma. Ten slotte berekent het programma het gemiddelde, Tabel 3 geeft een overzicht van de data bij een spanning van 12V. Hierbij wordt voor de error berekening geen rekening gehouden met de accuraatheid van de Keithley vermits deze verwaarloosbaar is ten opzichte van het verschil tussen de metingen. Deze is bij alle gevallen lager dan 0.0004%.

Tabel 3: Overzicht van stroommetingen bij een vaste spanning van 12V

Stroom tussen 0A en 1A				
Ingestelde stroom [A]	0.09	0.25	0.50	0.75
Keithley range	100mA	1A	1A	1A
Keithley [A]	0.0887087	0.2497169	0.4993435	0.7494123
Keithley nauwkeurigheid [%]	0.000019	0.000125	0.00015	0.000175
INA240 [A]	0.0859764	0.2458385	0.4925025	0.7417017
Error [A]	0.002732	0.0038784	0.0068410	0.0077116
Error [%]	3.08	1.55	1.37	1.02889
Stroom tussen 1A en 2A				
Ingestelde stroom [A]	1	1.25	1.50	1.75
Keithley range	3A	3A	3A	3A

Keithley [A]	0.9939316	1.250756	1.503688	1.747429
Keithley nauwkeurigheid [%]	0.000199	0.000225	0.00025	0.000275
INA240 [A]	0.9852972	1.240244	1.490813	1.732926
Error [A]	0.0086344	0.010512	0.012875	0.014503
Error [%]	0.87	0.84	0.86	0.83
Stroom tussen 2A en 3A				
Ingestelde stroom [A]	2A	2.25A	2.5A	2.75A
Keithley range	3A	3A	3A	3A
Keithley [A]	1.996007	2.252057	2.507589	2.749181
Keithley nauwkeurigheid [%]	0.0003	0.000325	0.000351	0.000375
INA240 [A]	1.978998	2.234622	2.488759	2.729294
Error [A]	0.017009	0.017435	0.01883	0.019887
Error [%]	0.85	0.77	0.75	0.72

Zoals verwacht bij paragraaf 4.2.1 is de procentuele fout minder als 1.25% voor stromen hoger als 1A. Vervolgens worden dezelfde metingen uitgevoerd bij een spanning van 28V, Tabel 4 geeft deze resultaten weer.

Tabel 4: Overzicht van stroommetingen bij een vaste spanning van 28V

Stroom tussen 0A en 1A				
Ingestelde stroom [A]	0.09	0.25	0.50	0.75
Keithley range	100mA	1A	1A	1A
Keithley [A]	0.0895555	0.2499413	0.5029736	0.7501837
Keithley nauwkeurigheid [%]	0.000019	0.000125	0.00015	0.000175
INA240 [A]	0.0865895	0.2461173	0.4974776	0.7440097
Error [A]	0.002966	0.003824	0.005496	0.006174
Error [%]	3.31	1.53	1.09	0.82
Stroom tussen 1A en 2A				
Ingestelde stroom [A]	1	1.25	1.50	1.75
Keithley range	3A	3A	3A	3A
Keithley [A]	0.9986036	1.248740	1.499290	1.746222
Keithley nauwkeurigheid [%]	0.0002	0.000225	0.00025	0.000275
INA240 [A]	0.9900246	1.238447	1.488062	1.733331
Error [A]	0.008579	0.010293	0.011228	0.012891
Error [%]	0.86	0.82	0.75	0.74
Stroom tussen 2A en 3A				
Ingestelde	2A	2.25A	2.5A	2.75A



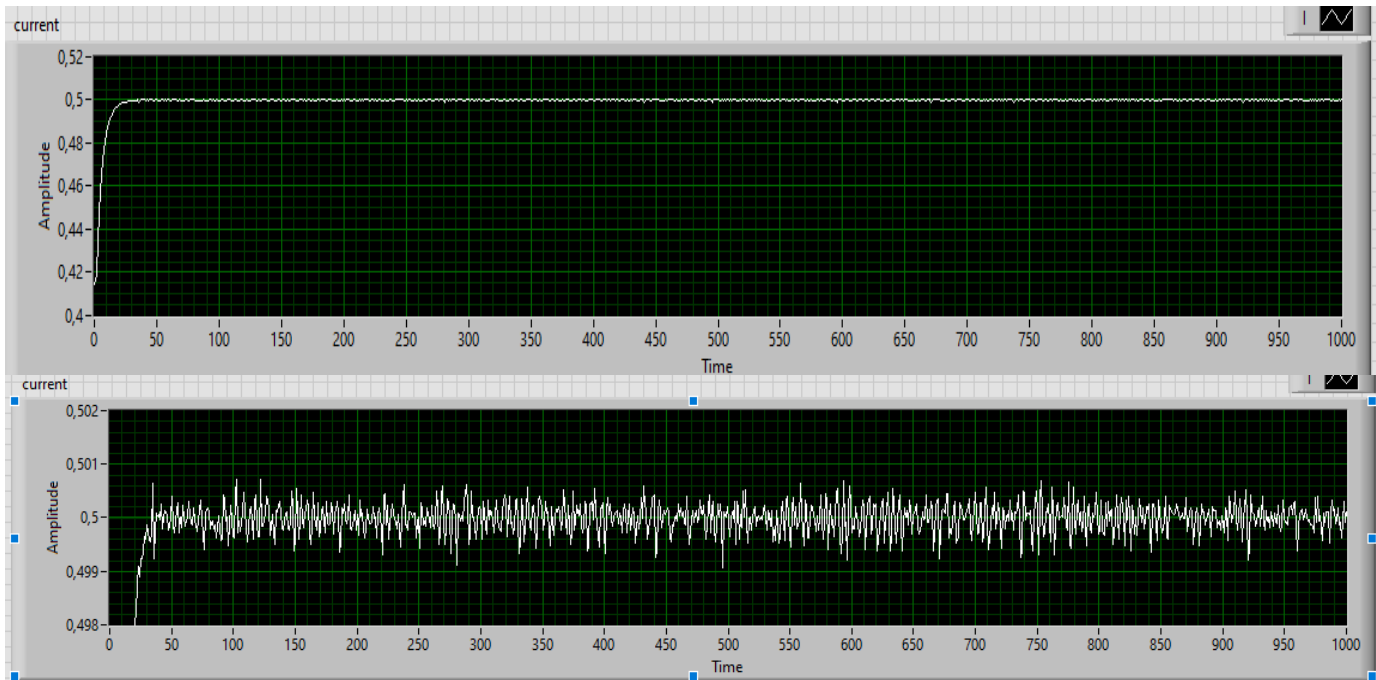
stroom [A]				
Keithley range	3A	3A	3A	3A
Keithley [A]	2.001521	2.245125	2.499948	2.759468
Keithley nauwkeurigheid [%]	0.0003	0.000325	0.000351	0.000375
INA240 [A]	1.985983	2.228006	2.481068	2.739943
Error [A]	0.015538	0.017119	0.015880	0.019525
Error [%]	0.78	0.76	0.64	0.71

De resultaten bij de hogere spanning zijn gelijkaardig aan de resultaten bij de lagere spanning. Bij hoge stromen, groter dan 1A, is de fout kleiner dan één procent. Daarnaast bij lagere stromen wordt de fout groter tot in de orde van 3.31% bij 100mA. Tot slot bevestigde Melexis dat deze fout aanvaardbaar is.

## 5.2 Resultaten van de PI regelaar

Vervolgens is de PI regelaar aan bod. Hierbij wordt onderzocht in welke mate de stroom constant blijft. Hiervoor vertrekt de spanning van de minimumwaarde waarbij de chip nog functioneert, namelijk 6V. Daarna neemt de PI regelaar over en verhoogt de voedingsspanning totdat de gewenste stroom is bereikt. Vervolgens regelt hij de spanning om de stroom constant te houden. Daarbij worden twee parameters onderzocht, de overshoot en de error tijdens de werking. Deze metingen zijn uitgevoerd bij volgende stromen: 0.5A, 0.7A en 0.9A en voor verschillende duty cycles namelijk: 30%, 50% en 80%

Volgende Figuur 22, geeft de resultaten van één meting weer. Hierbij is te merken dat er minimaal tot geen doorshoot optreedt. Vervolgens wordt de error berekend aan de hand van de maximale en de minimale waarde nadat de stroom de streefwaarde bereikt heeft. Tot slot geeft Tabel 5 een overzicht weer van elke meting.



Figuur 22: PI regelaar, stroom ingesteld op 0.5A bij een duty cycle van 30%

**Tabel 5: Overzicht van de gemeten stroom bij gebruik van de PI regelaar bij verschillende duty cycles en verschillende stromen**

Duty-cycle: 30%			
Stroom	Overshoot	Procentuele fout	Absolute fout
0.5A	Geen	0.30%	1.5mA
0.7A	Geen	0.22%	1.6mA
0.9A	Geen	0.44%	4mA
Duty-cycle: 50%			
Stroom	Overshoot	Procentuele fout	Absolute fout
0.5A	Geen	0.4%	2mA
0.7A	Geen	0.3%	2,1mA
0.9A	Geen	0.33%	3mA
Duty-cycle: 80%			
Stroom	Overshoot	Procentuele fout	Absolute fout
0.5A	Geen	0.32%	1.6mA
0.7A	Geen	0.26%	1.8mA
0.9A	Geen	0.44%	4mA

Uit dit overzicht blijkt dat door middel van de gekozen PI parameters er geen overshoot ontstaat en dat de stroom een foutmarge kleiner dan 0.5% heeft. Na deze validatie bevestigde Melexis dat zij akkoord gingen met deze fout en de volgende metingen konden beginnen.

### **5.3 Resultaten van de opwarming door de schakelverliezen**

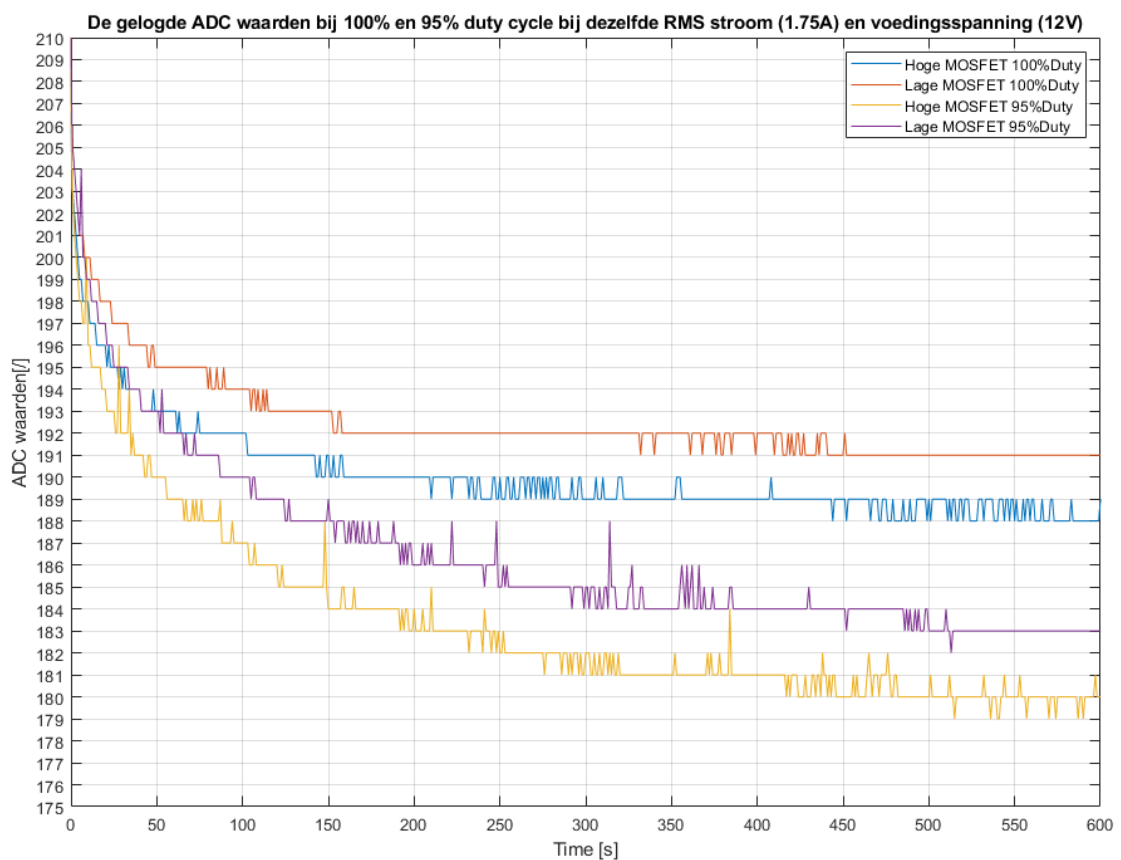
Tot slot bespreekt deze thesis de resultaten van de dynamische opwarming. Hierbij wordt eerst de methode uitgelegd om de opwarming te verkrijgen aan de hand van de gelogde waarden bij elke meting. Deze metingen zijn uitgevoerd op twee verschillende voedingsspanningen, namelijk 12V en 25V. De reden voor deze twee spanningen is dat 12V een veel voorkomende spanning is voor motoren die worden bestuurd door deze chip. In de realiteit functioneert de chip dus vooral op 12V. Daarnaast is 28V de hoogste toelaatbare spanning waarbij gegarandeerd wordt dat de chip nog functioneert. Daarom is beslist om 25V als de start voedingsspanning te nemen voor de tweede test. Hierdoor is er genoeg ruimte voor de PI regelaar om de spanning te verhogen en niet boven 28V te komen. Bij elk van deze spanningen begint de eerste meting bij een RMS stroom van 0A. Na het voltooien van de eerste meting wordt de stroom verhoogd in stappen van 0.25A. Dit wordt herhaald tot en met een RMS stroom van 3.A. Daarna wordt nog één meting uitgevoerd op 3.3A.

Voor elke meting zijn de volgende MBED instellingen gebruikt:

- Elke seconde wordt de temperatuur van de hoge en lage MOSFET in de chip gemeten;
- Elke seconde wordt 128 stroom meetpunten vastgelegd, wat overeenkomt met een stroommeting elke 7.8 milliseconden.

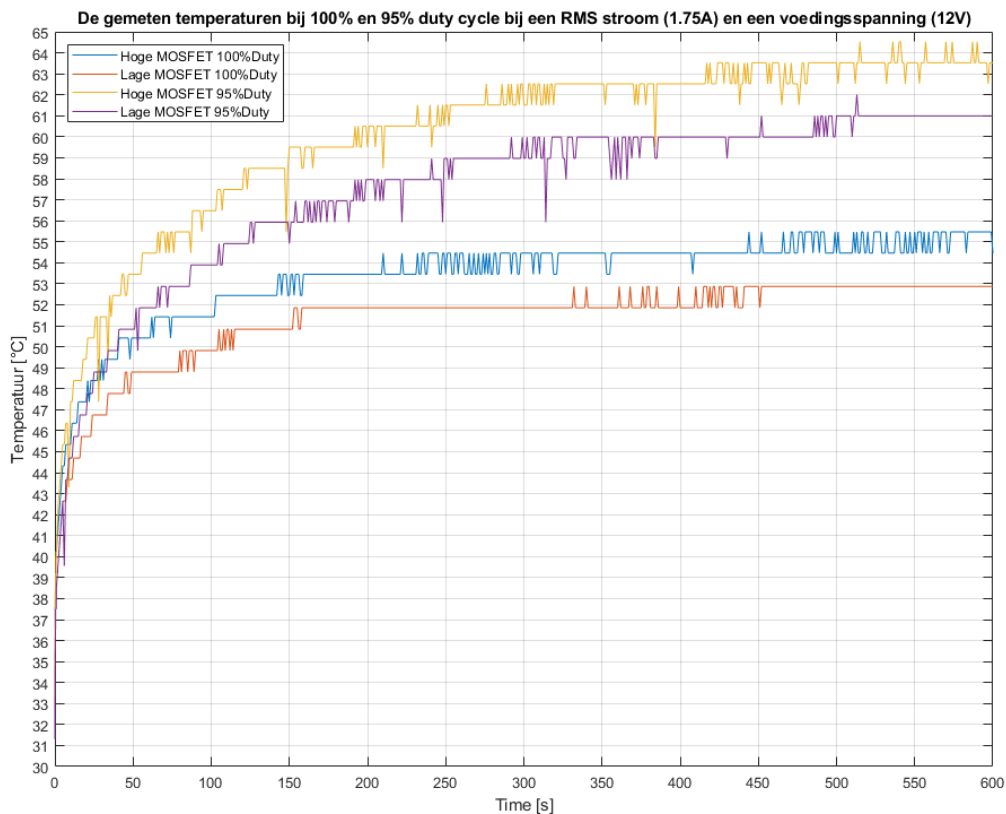
### 5.3.1 Methode van de processing voor het verkrijgen van de opwarming

Deze paragraaf beschrijft de werkwijze voor het verkrijgen van de opwarming. De werkwijze wordt uitgelegd aan de hand van een voorbeeld. Namelijk Figuur 23 beschrijft de data komende van twee metingen. In beide testen wordt een spanning aangelegd van 12V, een RMS stroom ingesteld van 1.75A. Eerst is de test bij een duty cycle van 100% uitgevoerd en vervolgens bij een duty cycle van 95%. Bij beide metingen logt het programma de interne temperaturen van de MOSFETs over een tijd van 10 minuten. Zoals besproken in de literatuurstudie paragraaf 2.2.4, meet de chip een spanning over een PN-junctie. Daarna wordt deze spanning omgezet naar een digitale waarde door behulp van een interne ADC in de chip. Tot slot worden deze data verstuurd naar het LabVIEW programma en vastgelegd in een logfile.



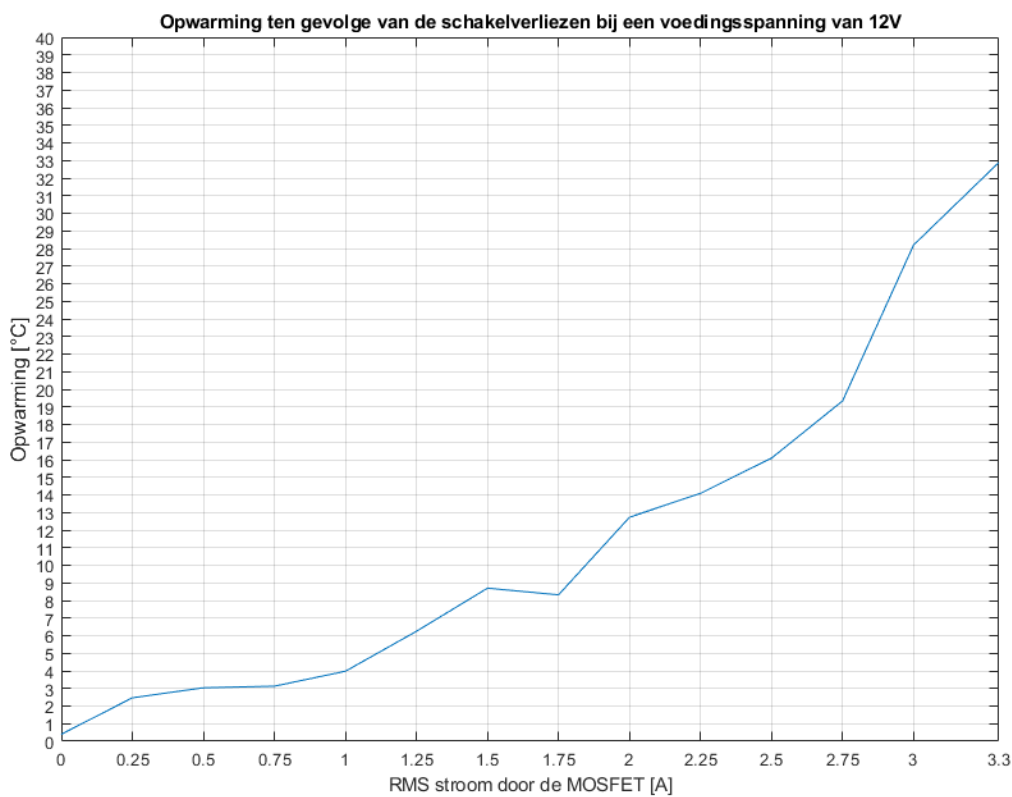
**Figuur 23: De gelogde ADC waarden bij een 100% en 95% duty cycle, RMS stroom van 1.75A en een voedingsspanning van 12V over een tijdspanne van 10 minuten**

De volgende stap in het proces is het herleiden van de ADC waarden naar temperaturen. Hiervoor is op voorhand een kalibratie test gebeurd zoals vermeld in de literatuurstudie paragraaf 2.2.4. Door middel van deze vergelijking tussen de ADC waarden en de interne temperatuur ontstaat onderstaande Figuur 24, waarbij de relatie tussen temperatuur en de tijd zichtbaar is voor beiden MOSFETs bij een duty cycle van 95% en 100%.

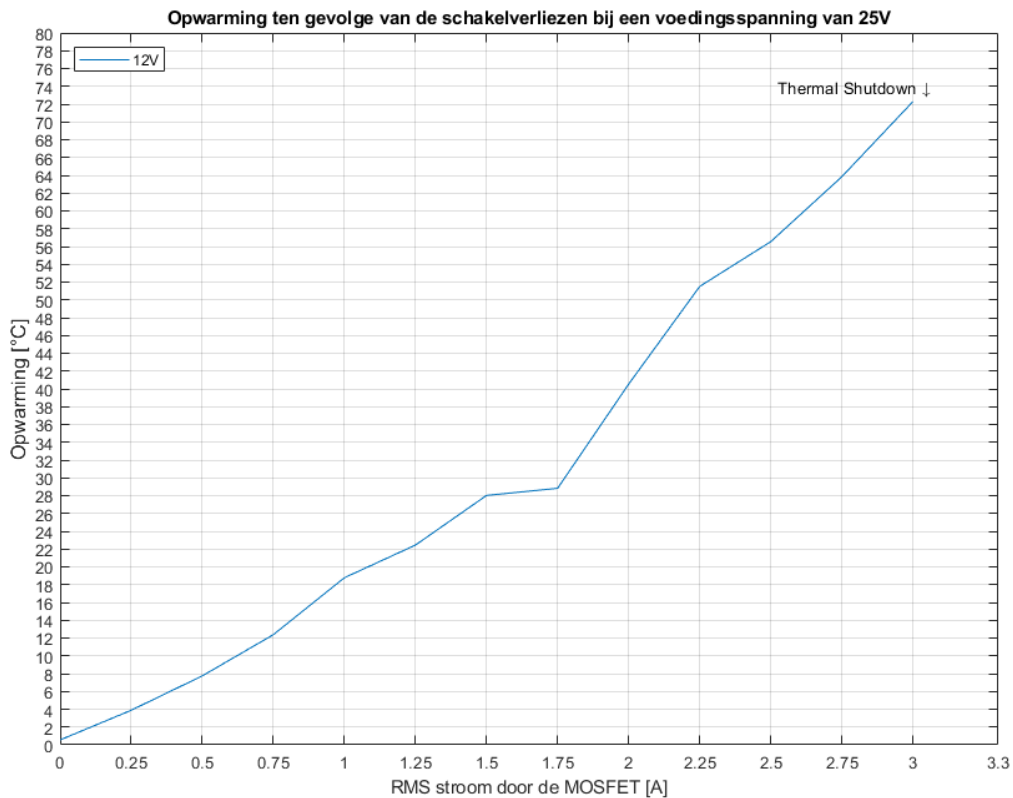


**Figuur 24: De gemeten temperaturen bij 100% en 95% duty cycle, RMS stroom van 1.75A en een voedingsspanning van 12V over een tijdspanne van 10 minuten**

Tot slot wordt het verschil berekend tussen de hoge en lage MOSFET temperaturen van de 95% en 100% metingen. Daarna neemt men het gemiddelde van deze verschillen en resulteert dit in de opwarming ten gevolge van de schakelverliezen. Hierbij wordt alleen rekening gehouden met de temperaturen nadat deze de stabiele toestand bereikt hebben. In het voorgaande voorbeeld op Figuur 24 is dit ongeveer na 450 milliseconden. Volgende Figuur 25, geeft de resultaten weer voor een voedingsspanning van 12V, hierbij zijn de metingen herhaald voor een stroom van 0A tot en met 3.3A. Tot slot is dezelfde procedure toegepast bij een spanning van 25V, Figuur 26 geeft deze resultaten weer.



**Figuur 25: De opwarming ten gevolge van de schakelverliezen bij een voedingsspanning van 12V bij verschillende RMS stromen.**



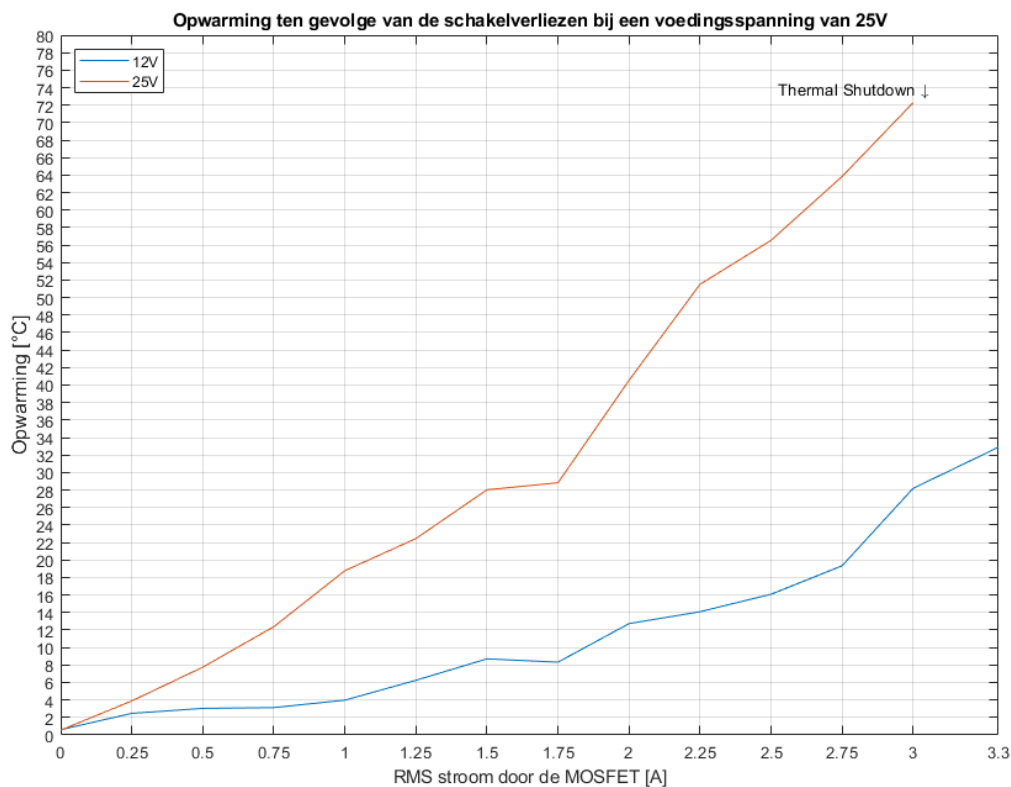
**Figuur 26: De opwarming ten gevolge van de schakelverliezen bij een voedingsspanning van 25V bij verschillende stromen**

Hierbij is tijdens de metingen bij een RMS stroom van 3.3A en een duty cycle van 95% de chip in thermal shutdown gegaan. Hierdoor is er een abrupt einde te zien aan de grafiek. Dit komt door dat de opwarming ten gevolge van het geleidingskanaal en de schakelverliezen hoger was als de toegelaten interne temperatuur van de chip. Als gevolg valt de chip in beveiliging en onderbreekt de uitgaande blokspanning totdat de chip terug afgekoeld is. Bij het opmerken van het inspringen van de beveiliging is de meting vroegtijdig stopgezet. Daarom kon er geen opwarming worden bepaald bij een RMS stroom van 3.3A sinds de opwarming nog geen stabiele toestand had bereikt voor de chip in beveiliging viel.



### 5.3.2 Bespreking van de resultaten

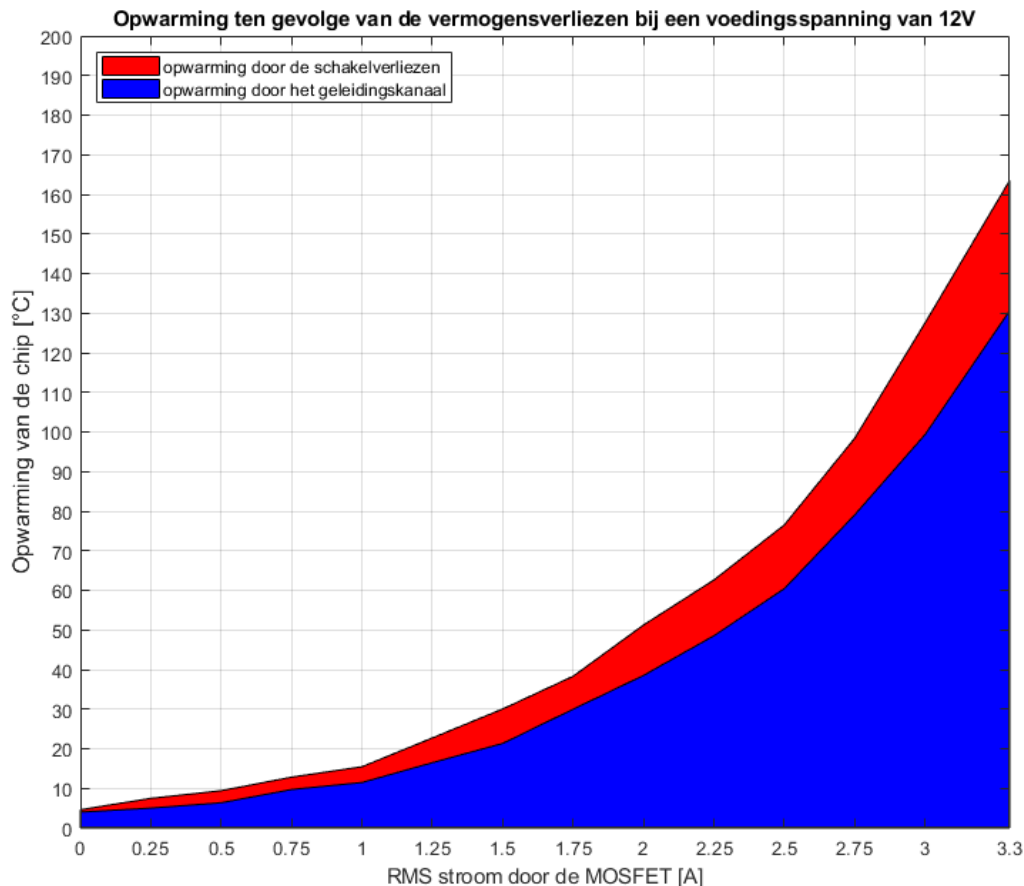
Onderstaande Figuur 27, geeft de opwarming weer van zowel bij 12V als bij 25V. Het is op merkbaar dat bij een hogere aangelegde voedingsspanning, de verliezen opmerkelijk groter zijn. Een eerste verklaring kan zijn omdat het extra spanningsverschil ook voorkomt bij de gate spanning van de MOSFETs. Hierdoor moeten meer ladingen verschoven worden bij het schakelen van de MOSFET. Deze extra ladingen veroorzaken een extra tijd voor de MOSFET is geschakeld. Deze langere schakeltijd veroorzaakt op zijn beurt meer verliezen en dus meer opwarming.



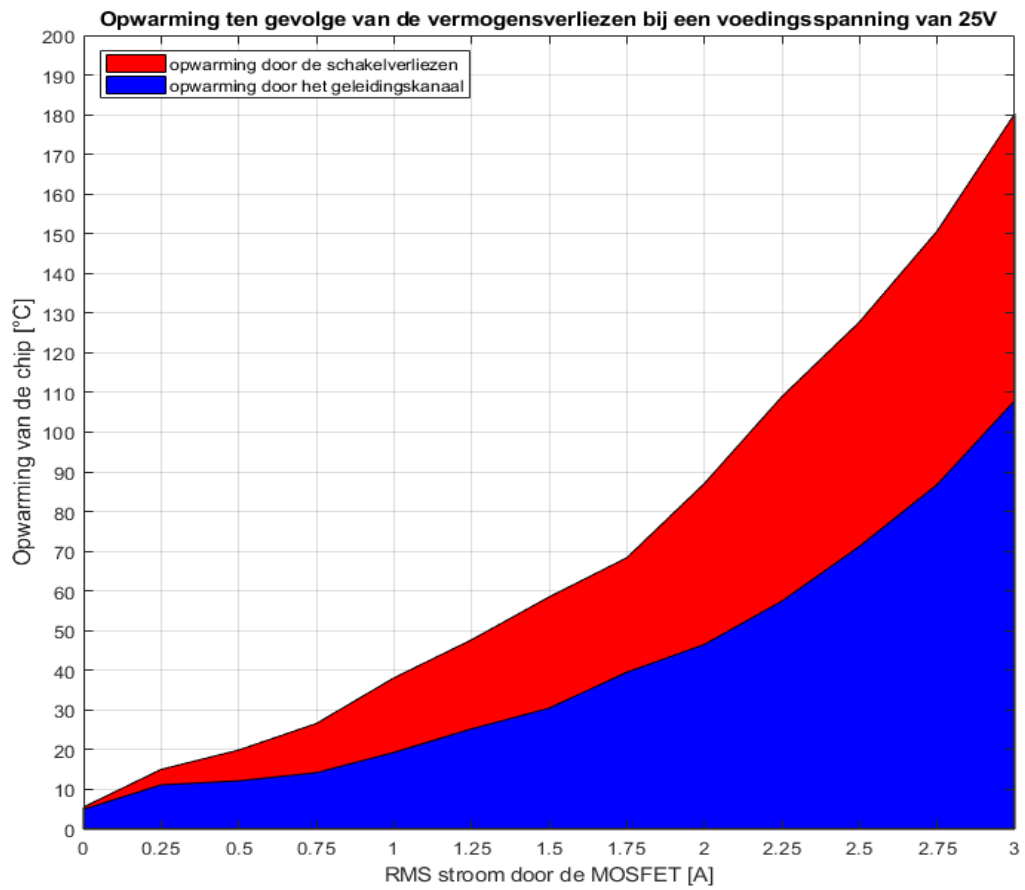
**Figuur 27: Totale grafiek van de opwarming door de schakelverliezen bij verschillende RMS stromen**

Daarnaast wordt ook vastgesteld dat bij een stroom van 0A er zelfs een lichte opwarming van ongeveer 0.5°C ontstaat door het schakelen van de uitgang. Tot slot is er een afvlakking zichtbaar van de opwarming voor een RMS stroom van 1.75A bij beide grafieken. Daarom is besloten om meermaals de meting uit te voeren voor deze specifieke RMS stroom. Elke meting had hetzelfde resultaat als opwarming mits een lichte afwijking van ongeveer 0.5°C. Daardoor is de conclusie dat dit effectief zo is en de eerste meting juist is uitgevoerd. Tot slot stijgt de opwarming door de schakelverliezen meer na een stroom van 1.75A dan hiervoor, zowel bij 12V als bij 25V.

Tot slot wordt de opwarming door de schakelverliezen vergeleken met de totale opwarming van de chip. De volgende Figuur 28 en Figuur 29 tonen de opwarming van de chip bij elke meting. Hierbij wordt in het blauw de opwarming getoond bij de 100% duty cycle meting. Dit is dus alleen de opwarming van het geleidingskanaal. Daarnaast geeft de rode oppervlakte de totale opwarming weer bij de 95% duty cycle meting. De oppervlakte wat alleen in het rood overblijft, werd veroorzaakt door de schakelverliezen. Bij een voedingsspanning van 12V is de procentuele bijdrage van de opwarming door het schakelen gemiddeld 23%. Terwijl bij de hoge spanning van 25V deze aanzienlijk hoger is namelijk 40%.



**Figuur 28: De totale opwarming van de chip bij een voedingsspanning van 12V veroorzaakt door de vermogensverliezen**



**Figuur 29: De totale opwarming van de chip bij een voedingspanning van 25V veroorzaakt door de vermogensverliezen**

## **6 Besluit**

Deze masterproef onderzocht de bijdrage van de opwarming ten gevolge van de schakelverliezen in een BLDC motor driver chip. Hiervoor is een meet setup ontwikkeld door middel van een microcontroller en een LabVIEW interface. Deze is ontwikkeld met een grote focus op flexibiliteit met vele configuratie mogelijkheden voor het uitvoeren van de meting.

Uit de resultaten blijkt dat de opwarming groter was bij een voedingsspanning van 25V dan bij 12V. Daarnaast was er ook een verwaarloosbare opwarming van 0.5°C bij 0A. De chip warmt rond de 10°C op bij een stroom van 1.75A bij 12V en 28°C bij 25V door de schakelverliezen. Voor stromen groter als 1.75A stijgt de bijdrage sterk tot een maximaal van 34°C bij 12V en 72°C bij 25V.



## Referentielijst

- [1] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, and J. Gómez-Gil, "Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends," *Sensors*, vol. 10, no. 7, pp. 6901–6947, Jul. 2010.
- [2] A. Halin, P. C. Geuzaine, and M. Lambrechts, "Model-based-design to develop sensorless fan," Master Thesis, Liège Université, 2016.
- [3] Padmaraja Yedamale, "AN885," *Appl. note AN885, Microchip Technol. inc.*, pp. 1–20, 2003.
- [4] Melexis, "MLX80302 3-phase 2.6 A BLDC fan and pump driver." [Online]. Available: <https://www.melexis.com/en/product/MLX80302/3-phase-BLDC-fan-and-pump-driver>. [Accessed: 30-Sep-2020].
- [5] N. Keskar, M. Battello, and A. Guerra, A Gorgerino, "AN-1048: Power Loss Estimation in BLDC Motor Drives Using Icalc."
- [6] D. Graovac, M. Pürschel, and A. Kiep, "Application note: MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-sheet Parameters," 2006.
- [7] Micron, "TN-00-08 : Thermal Applications," pp. 1–8, 2002.
- [8] Andy Chen, "How to Properly Evaluate Junction Temperature with Thermal Metrics," *Appl. Report, Texas Instruments SLUA844B*, no. December 2017, pp. 1–12, 2019.
- [9] M. Melito, A. Gaito, and G. Sorrentino, "AN4783 Application note Thermal effects and junction temperature evaluation of Power MOSFETs," 2015.
- [10] M. Marz and P. Nance, "Thermal Modeling of Power-electronic Systems," Fraunhofer, German, 2000.
- [11] J. Marek, A. Chvála, D. Donoval, P. Příbytný, M. Molnár, and M. Mikolášek, "Compact model of power MOSFET with temperature dependent Cauer RC network for more accurate thermal simulations," *Solid. State. Electron.*, vol. 94, pp. 44–50, Apr. 2014.
- [12] T. Smail, Z. Dibi, and D. Bendib, "Pspice Implementation and Simulation of a New Electro-Thermal Modeling for Estimating the Junction Temperature of Low Voltage Power MOSFET," *J. Nano- Electron. Phys.*, vol. 10, no. 6, p. 6004, 2018.
- [13] R. Koh and T. Iizuka, "Parameter extraction and comparison of self-heating models for power MOSFETs based on transient current measurements," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 2, pp. 708–713, 2013.

- [14] X. Zhao, H. Li, Y. Wang, Z. Zhou, K. Sun, and Z. Zhao, "A temperature-dependent pspice short-circuit model of sic mosfet," in *WiPDA Asia 2019 - IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia*, 2019.
- [15] David Divins, "Using Simulation to Estimate MOSFET Junction Temperature in a Circuit Application," *IOR International Rectifier*, 2007. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/dgdl/tp-071122.pdf?fileId=5546d462533600a40153573fa9083e8d>. [Accessed: 03-Apr-2021].
- [16] C. H. Xu and D. Schroder, "Modelling and simulation of power MOSFET's and power diodes.," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1988, pp. 76–83.
- [17] M.-A. Kutschak, W. Jantscher, D. Zipprick B, and A. Ludsteck-Pechloff B, "A new 650V Super Junction Device with rugged body diode for hard and soft switching applications."
- [18] V. Barkhordarian, I. Rectifier, and E. Segundo, "Power MOSFET Basics," vol. 22, pp. 28–39, 1996.
- [19] G. Pangallo, R. Carotenuto, D. Iero, M. Merenda, F. Giuseppe, and D. Corte, "Use of Body-Diode for Thermal Monitoring of Power MOSFET," in *Sensordevices 2018: The Ninth International Conference on Sensor Device Technologies and Applications*, 2018, pp. 1–4.
- [20] "Junction Temperature Measurement of SiC MOSFETs: Straightforward as it Seems? | VDE Conference Publication | IEEE Xplore." [Online]. Available: <https://ieeexplore-ieee-org.bib-proxy.uhasselt.be/document/8402941>. [Accessed: 03-May-2021].
- [21] R. O. Ocaya, "An experiment to profile the voltage, current and temperature behaviour of a P-N diode," *Eur. J. Phys.*, vol. 27, no. 3, pp. 625–633, May 2006.
- [22] E. T. Carsten Kempiak, Andreas Lindemann, S. Idake, "Comparative study of determining junction temperature of SiC MOSFETs during power cycling tests by a Tj sensor and the VSD(T)-method," in *11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, CIPS2020*, 2020, pp. 1–6.
- [23] J. Chen, E. Deng, Z. Zhao, Y. Wu, and Y. Huang, "Power Cycling Capability Comparison of Si and SiC MOSFETs under Different Conduction Modes," in *Proceedings of the International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, 2020, vol. 2020-Septe, pp. 541–544.
- [24] M. Berthou, P. Godignon, and J. Millan, "Monolithically integrated temperature sensor in silicon carbide power MOSFETs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29,

no. 9, pp. 4970–4977, 2014.

- [25] Semikron, “Calculating Junction Temperature using a Module Temperature Sensor,” pp. 1–22, 2020.
- [26] “Investigation of the usage of a chip integrated sensor to determine junction temperature during power cycling tests | VDE Conference Publication | IEEE Xplore.” [Online]. Available: <https://ieeexplore-ieee-org.bib-proxy.uhasselt.be/document/8403169>. [Accessed: 03-May-2021].
- [27] F. Reverter, X. Perpiñà, J. León, M. Vellvehi, X. Jordà, and J. Altet, “Characterization of MOSFET temperature sensors for on-chip dynamic thermal measurements,” *Procedia Eng.*, vol. 120, pp. 836–839, 2015.
- [28] C. Buttay *et al.*, “Towards a Sensorless Current and Temperature Monitoring in MOSFET-Based H-Bridge,” *IEEE PESC*, pp. 901–906, 2003.
- [29] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C. Lu, and L. J. Borle, “Current sensing techniques: A review,” *IEEE Sens. J.*, vol. 9, no. 4, pp. 354–376, Apr. 2009.
- [30] S. Hill *et al.*, *Simplifying Current Sensing How to design with current sense amplifiers*. Texas: Texas Instruments, 2020.
- [31] T. Regan, J. Munson, G. Zimmer, and M. Stokowski, “AN105 - Current Sense Circuit Collection Making Sense of Current,” Milpitas, Nov. 2005.
- [32] “TI Precision Labs - Current sense amplifiers | TI.com Training Series.” [Online]. Available: <https://training.ti.com/ti-precision-labs-current-sense-amplifiers?context=1138708-1138708>. [Accessed: 12-Oct-2020].
- [33] I. Williams and C. Udegbugue, “Current Sensing with Different Types of Amplifiers TI Precision Labs-Current Sense Amplifiers,” *Texas Instruments*, 2019. [Online]. Available: <https://training.ti.com/ti-precision-labs-current-sense-amplifiers-current-sensing-different-types-amplifiers?context=1139747-1139745-1138708-1139729-1138709>. [Accessed: 12-Oct-2021].
- [34] M. Toa and P. Iliya, “Calculating and simulating error in current sensing systems,” in *Industrial Ti tech Days 2020*.





## **Bijlagen**

Bijlage A: Altium designs van de PCB's.....	64
---	----

Bijlagen A: Altium designs van de PCB's

