

Laboverslag meettechniek

Gevorg Demurchyan (Verantwoordelijke Diodegelijkrichter)

Michael Spronck (Verantwoordelijke Thyristorgelijkrichter)

Adam Cooman

Moukrim Gaufrens

Maarten Van der Auwera

16 januari 2015

Inhoudsopgave

1	Diodegelijkrichter	3
1.1	De opstelling	3
1.2	Meetinstrumenten	7
1.3	Metingen	8
1.4	Besluit	14
2	Thyristorgelijkrichter	15
2.1	De opstelling	15
2.2	Metingen	17
2.3	Bepaling van de tijdsconstante	21
2.4	Besluit	23
	Appendices	25
A.1	Compensatie van de stroomprobes	25
A.2	Berekening van de spectra	26
A.3	Definities van de verschillende parameters	27
A.4	Matlab code voor data uit de oscilloscoop	28
A.5	Simulink simulaties van de set-up	32

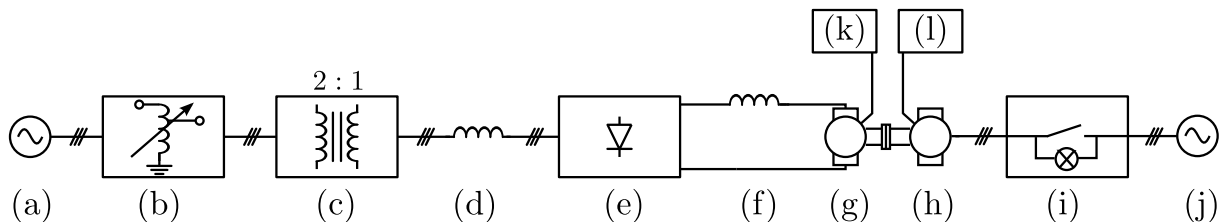
Hoofdstuk 1

Diodegelijkrichter

Het doel van deze labosessies is het leren werken met verschillende meettoestellen en het toepassen van verschillende meettechnieken bij grote vermogens. Dit doen we door de theorie uit het referentiewerk Power Electronics, de derde editie uitgegeven door John Wiley & sons, inc. (zie [1]) te toetsen en te kijken hoe goed deze overeen komt met de praktijk. Hierbij oefenen we eveneens op het achteraf verwerken van meetresultaten en het schrijven van een verslag. Een laatste, niet te onderschatten, aspect van deze opdracht is natuurlijk het sociale: het werken in groep.

1.1 De opstelling

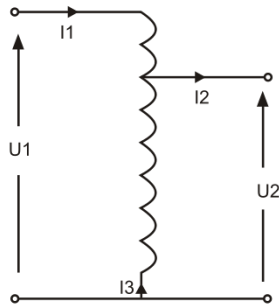
Figuur 1.1 toont de opstelling die we gebruikt hebben voor de metingen op de diodegelijkrichter. Voor sommige proeven werd de opstelling licht gewijzigd, de schema's van die aanpassingen worden later gegeven. Het doel van de hele opstelling is om een gelijkstroommotor (g) aan te sturen via DC stroom. Deze wordt bekomen dankzij de diodegelijkrichter (e) die wisselstroom omzet naar gelijkstroom. De gelijkstroommotor drijft een alternator (h) aan die zijn opgewekte energie teruggeeft aan het driefasige net (j). Dit doen we om energie te recupereren. Het vermogen dat geleverd wordt door de gelijkstroommotor, kan geregeld worden met de autotransformator (b) en de sturing van de veldstroom van de DC motor (k). Elk van de componenten in het schema uit Figuur 1.1 zal nu in detail besproken worden.



Figuur 1.1: Totale opstelling voor het testen van de diodegelijkrichter. In het schema zien we (a) de driefasige netspanning $z = 2$ (b) de autotransformator (c) de driefasige transformator (d) de commutatiepoel (e) de diodegelijkrichter (f) de smoorspoel (g) de gelijkstroommotor (h) de alternator (i) de synchronisatielampjes (j) de driefasige netspanning $z = 5$ (k) de generator voor de veldstroom van de gelijkstroommotor en (l) de generator voor de veldstroom van de alternator.



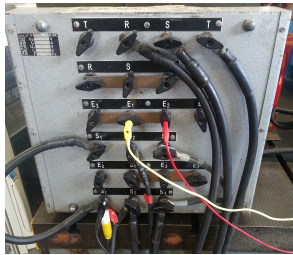
Figuur 1.2: De stroomtoevoer van de driefasige netspanning ($z = 2$)



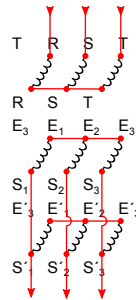
Figuur 1.3: Schematische voorstelling van de autotransformator.



Figuur 1.4: De autotransformator in de set-up. De zwarte draaiknop bovenaan regelt de wikkelvingsverhouding.



Figuur 1.5: De driefasige transformator



Figuur 1.6: Schematische voorstelling driefasige transformator

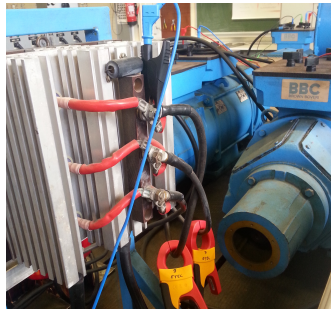


Figuur 1.7: De commutatiespoelen

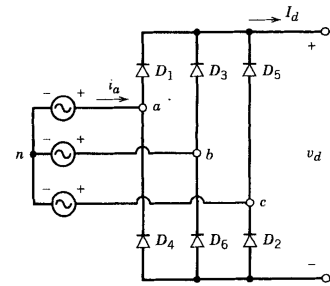
(a) **Stroomtoevoer** Via de aansluiting $z = 2$ wordt onze opstelling in het labo voorzien van een driefasige netspanning. In Figuur 1.2 is de aansluiting getoond in actieve stand.

(b) **Autotransformator** De autotransformator is een transformator (zie verder) die bijgeregeld kan worden en typisch aan de autotransformator is dat ze maar een enkele winding heeft (Figuur 1.3). Voordelen hiervan zijn dat autotransformatoren lichter, kleiner en goedkoper zijn dan transformatoren met een dubbele winding en dat ze een lagere lekinductantie hebben. Het nadeel is dat er geen elektrische isolatie is tussen de twee circuits. De verhouding van de ingangsvoltage op de uitgangsvoltage is gelijk aan de verhouding tussen het aantal windingen van de oorspronkelijke spoel en het afgetakt deel van de spoel. Door de positie van de aftakking te variëren verandert de wikkelvingsverhouding waardoor de spanning geregeld kan worden. In het labo gebeurt dit met een draaiknop, die duidelijk te zien is op de foto in Figuur 1.4.

(c) **Transformator** De tweede transformator in de opstelling heeft een vaste wikkelvingsverhouding. In tegenstelling tot de autotransformator kan deze niet bijgeregeld worden. De transformator bevat verschillende windingen: Een primaire, die aan de autotransformator gekoppeld is, en een secundaire, waar de stroom wegvloeit onder een lagere spanning. De spoelen zijn gewikkeld om dezelfde kern. De driefasige transformator in de labo-opstelling (Figuur 1.5) is aan de primaire zijde in ster geschakeld. Beide secundaire windingen staan parallel en in ster geschakeld (zie Figuur 1.6 voor een overzicht van de schakeling van de transformator). Deze schakeling heeft een wikkelvingsverhouding van $2 : 1$, waardoor de spanning aan de secundaire zijde dus 2 maal hoger is dan die aan de primaire zijde.



Figuur 1.8: De diodegelijkrichter



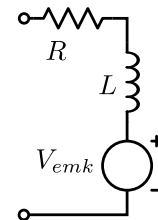
Figuur 1.9: Schema van de diodegelijkrichter [1]



Figuur 1.10: De smoorspoel



Figuur 1.11: De gelijkstroommotor



Figuur 1.12: Equivalent Schema van de gelijkstroommotor

(d) Commutatiespoelen Om de DC motor onder controle te houden is een grote schijnbare uitgangsweerstand nodig aan de DC zijde van de gelijkrichter. Door het commutatieverschijnsel (zie sectie 1.3.1), dat veroorzaakt wordt door een inductantie aan de AC-zijde van de gelijkrichter, krijgt de gelijkrichter een schijnbare uitgangsweerstand. De inductantie veroorzaakt door de lekinductantie van de transformator is echter niet groot genoeg om voor een voldoende grote schijnbare uitgangsweerstand te zorgen. Daarom voegen we een extra spoel toe voor de gelijkrichter die we in dit verslag de commutatiespoel noemen. Dit omdat deze spoel voor het grootste deel het commutatieverschijnsel in de gelijkrichter zal veroorzaken. De driefasige commutatiespoel is te zien in Figuur 1.7. De inductantie van deze spoel is ongeveer 3.2mH (zie sectie 1.3.1), wat veel hoger is dan de gespecificeerde waarde, omdat we de spoel niet volledig in verzadiging laten gaan.

(e) Diodegelijkrichter De driefasige diodegelijkrichter zet wisselspanning om naar gelijkspanning. De diodes zorgen ervoor dat de stroom maar in een richting vloeit. Dit zorgt ervoor dat de gemiddelde spanning hoger komt te liggen dan 0V. Door driefasig te werken zorgen we voor minder variatie op de uitgangsspanning dan wanneer men enkelfasig zou werken. Schema's en verdere uitleg staan in het referentiewerk (zie [1]).

(f) Smoorspoel De smoorspoel bestaat uit een spoel die rond een ijzeren kern gewikkeld is, met daartussen een luchtspleet. Ze heeft een kleine weerstand en een grote zelfinductie en wordt tussen de gelijkrichter en de motor geplaatst om de storingen te verzwakken. De luchtspleet is er om de magnetische weerstand te vergroten en zo de flux te beperken, verzadiging te vermijden en de zelfinductie op de gewenste waarde te brengen.

(g) Gelijkstroommotor en (k) generator voor veldstroom van de gelijkrichter De last voor de diodegelijkrichter is een gelijkstroommotor, ook wel DC-motor genoemd. Deze motor drijft een alternator aan, zodat de gelijkgerichte spanning terug in het net kan gestuurd worden. Een DC-motor bestaat uit verschillende wikkelingen (zie hoofdstuk 13 in [1] voor meer informatie): De veldwikkeling en de ankerwikkeling. De ankerwikkeling ligt op de rotor van de DC-motor en is aangedreven door de gelijkrichter. De veldwikkeling in onze DC-motor is bekrachtigd met een externe bron (k). Dit heeft als voordeel dat we, via de veldstroom, de veldflux van de DC-motor kunnen regelen. Iets dat we zullen gebruiken bij het bepalen van de schijnbare uitgangsweerstand van de gelijkrichter (sectie 1.3.1).

Voor de studie van de gelijkrichter is het belangrijk het equivalent schema van de DC-motor te beschouwen. In Figuur 1.12 is een veelgebruikt schema getoond. We zien de inductantie L van de ankerwikkeling, die meestal zeer groot is, samen met een zeer kleine weerstand R die de resistieve verliezen in de motor modelleert. De tegen-EMK van de motor wordt gemodelleerd aan de hand van een spanningsbron.

Doordat de veldwikkeling apart bekrachtigd wordt is de veldflux ϕ_f een constante. Als we de DC-motor aansturen met een perfecte spanningsbron bekomen we zeer steile koppel-snelheid curves, wat een onvoorspelbaar gedrag van de motor geeft (zie 13-3 in [1]). De steilheid van de koppel-snelheid curve kan verminderd worden door een uitgangsweerstand aan de gelijkrichter te geven.

Deze uitgangsweerstand realiseren door een echte weerstand na de gelijkrichter te plaatsen is geen goed idee, omdat die weerstand energie dissipeert. Door een commutatiespoel toe te voegen voor de gelijkrichter krijgt de gelijkrichter een schijnbare uitgangsweerstand: de uitgangsspanning daalt in functie van de uitgangsstroom, maar zonder dat er energie gedissipeerd wordt. We bespreken de commutatie, schijnbare uitgangsweerstand en vermogensdissipatie in de opstelling verder in het verslag nog grondiger.

(h) Alternator en (l) Synchronisatie met het net De gelijkstroommotor is mechanisch gekoppeld aan een alternator om het mechanisch vermogen terug om te zetten naar elektrisch vermogen, met als doel dit vermogen te recupereren. De alternator wekt een wisselstroom op en om deze terug te sturen naar het net moet de spanning die eruit komt zowel in frequentie als in amplitude gelijk zijn aan die van het net. Het frequentieverschil tussen de netspanning en de alternatorspanning kunnen we inschatten aan de hand van drie lampjes: hoe sneller deze flikkeren, hoe groter het frequentieverschil. Wanneer de frequenties ongeveer gelijk zijn synchroniseren we ze nog door te wachten tot de lampjes uit zijn opdat de spanningen in fase lopen. Dit doen we om een mogelijke stroomstoot te vermijden die de opstelling kan beschadigen. Verder regelen we de amplitude via een externe spanningsbron die de veldstroom in de alternator regelt.

1.2 Meetinstrumenten

Bij de metingen op de opstelling met de diodegelijkrichter en de thyristorgelijkrichter zullen we zowel spanningen als stromen moeten meten. Dit doen we aan de hand van verschillende probes die aangesloten worden op een oscilloscoop. De oscilloscoop kan dan de verschillende spanningen en stromen synchroon meten. Het type probe hangt af van het feit of er een DC signaal, een AC signaal of een combinatie van beide gemeten moet worden.

De stroom in de opstellingen werd met drie verschillende toestellen gemeten:

Voltmeter over shuntweerstand Een weerstand met een nauwkeurig gekende waarde (shunt) wordt in serie geplaatst. De spanning over de weerstand is recht evenredig met de stroom. Over de shuntweerstand wordt dan een voltmeter geschakeld, hiermee wordt de stroom bepaald. Hoewel deze meettechniek werkt voor zowel AC als DC stromen, gebruiken we een shuntweerstand enkel voor het meten van DC stromen. De gemeten spanning wordt niet naar de oscilloscoop gestuurd, maar weergegeven met een wijzertje.

Stroomtransformator probe De meting van wisselstroom werd in onze set-up gedaan met een stroomtransformator. We gebruiken de Fluke i400s. Deze probe kan aan de oscilloscoop aangesloten worden. Op deze manier kan een stroom geïsoleerd gemeten worden. Het nadeel van een stroomtransformator is dat de probe dynamiek bevat, ze gedraagt zich als een hoogdoorlaat filter. Die dynamiek moet achteraf gecompenseerd worden om correcte metingen te bekomen. Zie Appendix A.1 voor meer uitleg over de werking van de probe en de compensatie ervan.

Hall-effect stroomprobe Bij de metingen aan de DC-zijde van de thyristorgelijkrichter hebben we gebruik gemaakt van een Hall-effect stroomprobe van het bedrijf LEM. Deze probe kan zowel gelijkstroom als wisselstroom meten. De interne werking ervan is in iets meer detail beschreven in [1] op p. 726.

Voor het meten van spanningen werden twee verschillende toestellen gebruikt:

Multimeter Dit welbekende instrument kan stromen, spanningen en weerstanden meten. Wij gebruikten het om gelijkspanningen te meten bij het bepalen van de waarde van de commutatiespoel (Sectie 1.3.1).

Spanningsprobe Deze probe laat ons toe om grote wisselspanningen te meten en te visualiseren op de oscilloscoop. De probe meet het spanningsverschil tussen zijn klemmen en herschaalt deze met een factor 20 of 200. Bij het labo werd gebruik gemaakt van Elditest Differential Probe GE 8100 [4].

In de meeste metingen werden de probes voor spanning en stroom aangesloten op een oscilloscoop, zodat de golfvormen synchroon konden gemeten en gevisualiseerd worden. De oscilloscoop werd getriggerd op de netspanning en bij elke meting werd gebruik gemaakt van uitmiddeling om de invloed van meetruis in de meting te minimaliseren.

In het labo werd gebruik gemaakt van Tektronix TDS2004C. Deze oscilloscoop heeft 4 kanalen en een resolutie van 8 bit per kanaal. Er kunnen maximaal 2500 tijdspunten per kanaal opgeslaan worden. Via een USB stick konden we de metingen overzetten op de computer voor verdere verwerking in Matlab.

De code van de Matlabfuncties die gebruikt worden voor het inladen van de data, compenseren van de invloed van de meetprobes en berekenen van het spectrum van de signalen is gegeven in Appendix A.4.

1.3 Metingen

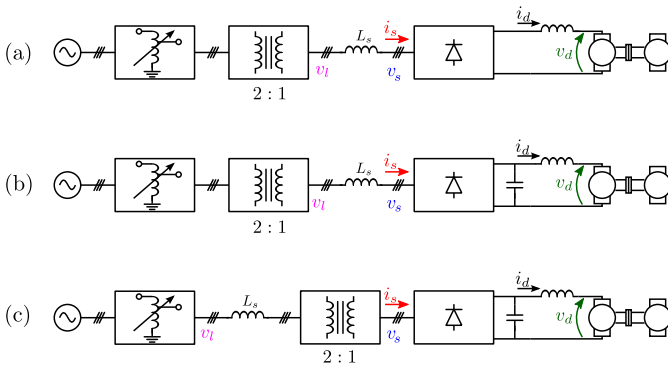
De metingen op de opstelling hebben als doel enkele resultaten uit het referentiewerk [1] te bevestigen. We beginnen met de meting van de inductantie van de commutatiespoel (sectie 1.3.1) en bepalen de lading in één van de diodes in de gelijkrichter (sectie 1.3.2). Tenslotte stellen we enkele curves op uit het referentiewerk (sectie 1.3.3) en vergelijken we deze met de verwachte resultaten uit het referentiewerk. Om dichterbij de opstelling uit het referentiewerk te komen deden we enkele aanpassingen aan de set-up en herhaalden we de metingen op deze aangepaste set-up.

We meten telkens 5 signalen in de opstelling (zie ook Figuur 1.13):

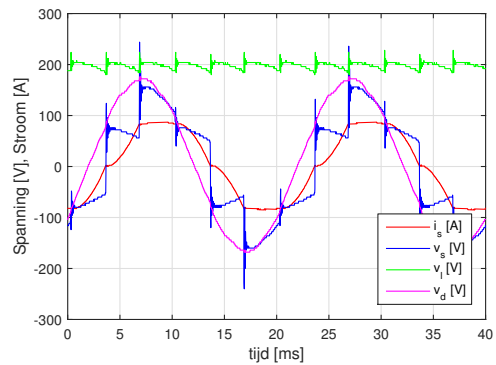
- i_s De stroom die in een fase van de gelijkrichter loopt
- v_s De spanning aan diezelfde fase gemeten t.o.v. het sterpunt van de transformator.
- v_d De gelijkgerichte spanning, gemeten over de DC motor.
- v_l De lijnspanning aan de uitgang van de transformator, t.o.v. het sterpunt.
- i_d De DC stroom die in de motor loopt.

De meting van de spanningen gebeurt aan de hand van een differentiële probe. De meting van de stroom in de gelijkrichter i_s gebeurt aan de hand van een stroomtransformator. De gelijkstroom die uit de gelijkrichter loopt werd gemeten met een shuntweerstand. De eerste vier signalen worden met de oscilloscoop gemeten, zodat ze gemakkelijk kunnen verwerkt worden in Matlab. Een voorbeeld van een meting is getoond in Figuur 1.14.

De meeste resultaten vereisen kennis van het spectrum van het signaal. De manier waarop we het spectrum van elk signaal uitrekenen is beschreven in Appendix A.2.



Figuur 1.13: De verschillende configuraties van de set-up waar we de metingen op hebben uitgevoerd. (a) bevat de standaard set-up. In (b) hebben we een condensator toegevoegd en in (c) hebben we de spoel L_s voor de transformator geplaatst om een lagere inductantie voor de gelijkrichter te bekomen. De gemeten signalen zijn aangeduid op de figuren. De wisselspanningen voor de gelijkrichter werden ten opzichte van het sterpunt van de transformator gemeten.



Figuur 1.14: Voorbeeld van een meting op set-up (a). De stroom i_s die in de gelijkrichter loopt is getoond in het rood, De spanning aan de gelijkrichter v_s in het blauw, de spanning aan de uitgang van de autotransformator v_l in magenta en de gelijkgerichte spanning v_d in groen.

1.3.1 Berekening van inductantie van de commutatiespoel

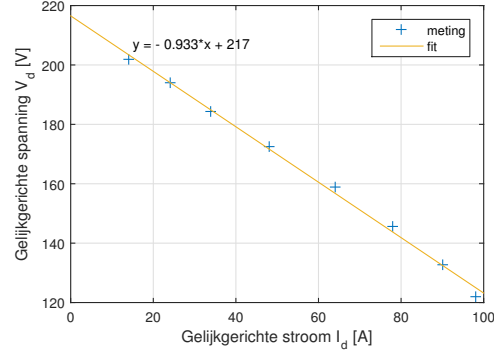
Aan de hand van de schijnbare uitgangsweerstand

Om de inductantie van de commutatiespoel te bepalen maken we gebruik van het feit dat de commutatiespoel voor de gelijkrichter een schijnbare uitgangsweerstand geeft aan de gelijkrichter. Bepalen van die schijnbare uitgangsweerstand laat ons toe om de inductantie van de commutatiespoel te bepalen. We gebruiken de uitdrukking voor de uitgangsspanning in functie van de uitgangsstroom [1] ((5-86) op pagina 108).

$$v_d = \frac{3}{\pi} (v_{ll})_{p2p} - \frac{3}{\pi} \omega L_s i_d \quad (1.1)$$

Hierin is v_d de gelijkspanning aan de uitgang van de gelijkrichter, i_d de uitgangsstroom van de gelijkrichter, $(v_{ll})_{p2p}$ de piek-tot-piek waarde van de lijn-lijn spanning, L_s inductantie van commutatiespoel en ω de pulsatie van het net.

Bij de meting houden we v_{ll} op 160V en meten we de uitgangsspanning v_d en uitgangsstroom i_d . Door te spelen met het magnetische veld van de motor, kan de uitgangsstroom van de gelijkrichter i_d veranderd worden. De bekomen resultaten kan je terugvinden in Figuur 1.15. We zien dat v_d lineair daalt als i_d stijgt. Met lineaire regressie bepalen we de richtingscoëfficiënt van de bekomen rechte. Volgens de formule komt deze richtingscoëfficiënt overeen met $-\frac{3}{\pi} \omega L_s$. Hieruit kunnen we nu L_s bepalen. We vinden $L_s = 3,11\text{mH}$.



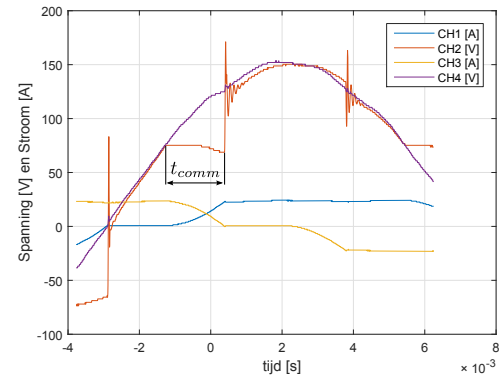
Figuur 1.15: Door commutatie zakt de gelijkgerichte spanning v_d lineair met de uitgangsstroom i_d . Lineaire regressie op deze grafiek laat toe om de inductantie van de commutatiespoel te bepalen.

Aan de hand van de commutatietijd

In plaats van de schijnbare uitgangsweerstand te gebruiken kan L_s ook bepaald worden door naar de commutatietijd te kijken. In [1] wordt een relatie gegeven tussen de commutatietijd en de spoelwaarde:

$$L_s = \frac{(v_{ll})_{p2p} (1 - \cos u)}{2\omega i_d} \quad (1.2)$$

waar $(v_{ll})_{p2p}$ de piek-tot-piek waarde is van de lijn-lijn spanning en i_d de gelijkstroom aan de uitgang van de gelijkrichter. u is de genormaliseerde commutatietijd ωt_{comm} . We kunnen de commutatietijd t_{comm} aflezen door de tijdsduur van de knik in de spanning te bepalen. In Figuur 1.16 is duidelijk te zien dat de spanning aan de gelijkrichter (v_s) sterk vervormd wordt door de commutatie. Aflezen van de tijdsduur van de 'knik' in de spanning geeft de commutatietijd van 1.66ms. We meten een i_d van 23.5A en een lijn-lijn spanning van $\sqrt{3} \cdot 153\text{V}$. Invullen van deze gegevens in formule (1.2) geeft een L_s van 2.4mH. Deze waarde ligt beduidend lager dan de waarde bekomen aan de hand van de schijnbare uitgangsweerstand.

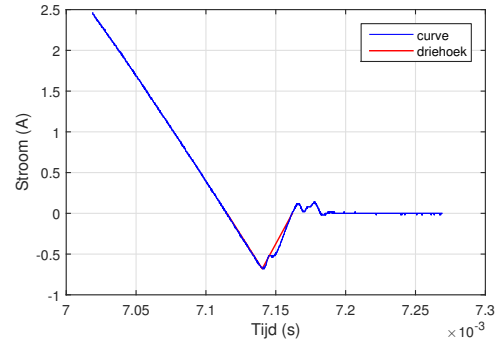


Figuur 1.16: Meting van de commutatie tussen twee fases. Voor deze meting hebben we de stroom in de twee verschillende fases gemeten (CH1 en CH3). De vervorming van de ingangsspanning van de gelijkrichter (CH2) ten opzichte van de lijnspanning (CH4) is duidelijk te zien. In deze grafiek kunnen we de commutatietijd gemakkelijk aflezen

1.3.2 Meting van de lading in de diode

De diodes in de gelijkrichter geleiden stroom in een enkele richting. De ideale diode zou onmiddellijk uitgeschakeld zijn als de spanning erover omkeert, maar bij een echte diode keert de stroom voor een korte tijd om (zie Figuur 1.17). Tijdens dit tijdsinterval, de reverse-recoverytijd genoemd, worden de ladingen uit het sfergebied van de diode gehaald, zodat ze de stroom kan blokkeren. Om de lading in de diode te bepalen kunnen we dus die negatieve stroom gaan integreren over de reverse-recoverytijd. We proberen twee verschillende methodes: Integratie en een benadering door een driehoekoppervlak.

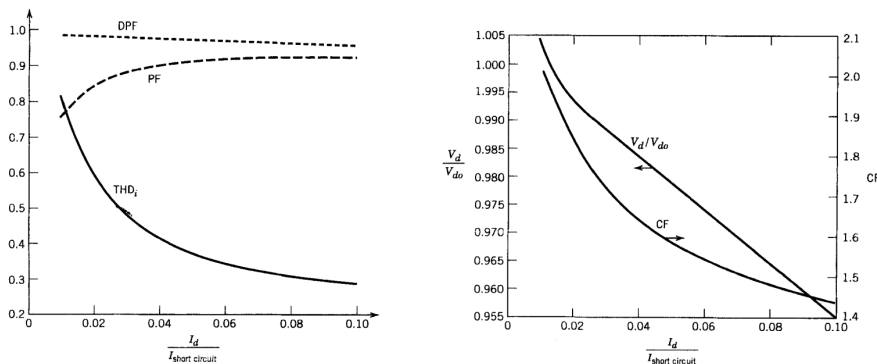
Het nauwkeurigste is de integratie en op deze manier komen we op een lading van $17\mu\text{C}$. Om de lading te bepalen via een driehoek oppervlak moeten we eerst onze driehoek definiëren. We nemen als basis reverse-recoverytijd: $47\mu\text{s}$, en als toppunt het minimum van de stroom, -0.68A , zodat we de rode driehoek bekomen in Figuur 1.17. Het oppervlak van de driehoek is $16\mu\text{C}$, wat te verwachten viel gezien de kleine uitstulping in de figuur. De resultaten verschillen toch 9%, wat aantoont dat de driehoekbenadering niet voor nauwkeurige metingen gebruikt kan worden.



Figuur 1.17: Meting van de stroom i_r door een van de diodes van de gelijkrichter bij het uitschakelen ervan. We kunnen de lading in de diode bepalen door de zone met negatieve stroom te integreren.

1.3.3 Bevestiging van de resultaten in het referentiewerk

In het referentiewerk [1] worden curves gegeven die het gedrag van de driefasige gelijkrichter beschrijven (Figuur 1.18). Ons doel is om diezelfde curves op te stellen voor onze opstelling en de resultaten te vergelijken met die uit [1]. De curves geven verwachte waarden voor de Power Factor (PF), Displacement Power Factor (DPF), Totale Harmonische Distorsie (THD), Crest Factor (CF) en genormaliseerde uitgangsspanning (V_d/V_{d0}) in functie van de genormaliseerde uitgangsstroom (i_d/i_{sc}) van de gelijkrichter. De definities van de verschillende factoren zijn gegeven in Appendix A.3.



Figuur 1.18: Resultaten uit Mohan voor de Totale Harmonische distorsie (THD), Power Factor (PF), Displacement Power Factor (DPF), genormaliseerde uitgangsspanning (v_d/v_{d0}) en Crest Factor (CF) in functie van de genormaliseerde uitgangsstroom (i_d/i_{sc}) van de gelijkrichter.

Set-up zonder condensator

De set-up in het labo bevat een grote spoel L_s voor de gelijkrichter (Figuur 1.13 (a)) teneinde de schijnbare uitgangsweerstand van de gelijkrichter groot te maken. Door de grote L_s is de kortsluitstroom i_{sh} van de gelijkrichter redelijk laag (rond 100A). We deden onze metingen bij enkele tientallen Ampère, waarden die dus ver boven de 10% maximale i_d/i_{sc} uit [1]. Omdat we bij veel grotere relatieve stromen meten, vertonen de eerste metingen dus grote verschillen tegenover de curves uit [1] (Figuur 1.19a).

In figuur 1.19b zien we duidelijk de schijnbare uitgangsweerstand van de gelijkrichter: de uitgangsspanning zakt lineair met de stroom. Om te kijken of de grafiek die we bekomen in overeenstemming is met de theorie gebruiken we de expressies uit [1]. De theoretisch voorspelde uitgangsspanning van de gelijkrichter met commutatie is gegeven in uitdrukking (5-86) op pagina 108:

$$v_d = \frac{3}{\pi} (v_{LL})_{p2p} - \frac{3}{\pi} \omega L_s i_d \quad (1.3)$$

Waar v_d de uitgangsspanning van de gelijkrichter voorstelt, $(v_{LL})_{p2p}$ de piek-tot-piek waarde van de lijnspanning, L_s de spoelwaarde van de inductantie voor de gelijkrichter, i_d de uitgangsstroom van de gelijkrichter en ω de pulsatie van het net.

In de grafieken staat niet rechtstreeks de uitgangsspanning van de gelijkrichter, maar delen we deze door de uitgangsspanning bij nullast: v_d/v_0 . Waarbij v_0 kan bekomen worden door in (1.3) $i_d = 0$ te stellen. Delen door v_0 geeft

$$\frac{v_d}{v_0} = 1 - \frac{\frac{3}{\pi} \omega L_s i_d}{\frac{3}{\pi} (v_{LL})_{p2p}}$$

We herkennen de uitdrukking voor de kortsluitstroom in het rechterlid: $i_{sh} = \frac{(v_{LL})_{p2p}}{\sqrt{3} \omega L_s}$.

$$\frac{v_d}{v_0} = 1 - \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{i_d}{i_{sh}}$$

Wat betekent dat de rechte die we vinden een richtingscoëfficiënt van $-1/\sqrt{6}$ zou moeten hebben.

De meting van de genormaliseerde uitgangsspanning ligt zeer dicht bij de theoretisch voorspelde waarde. De kleine afwijking kan verklaard worden door een fout op de gebruikte waarde voor L_s (sectie 1.3.1). De gemeten 3.11mH wordt gebruikt.

De Power Factor komt vrij goed overeen met de verwachte waarden uit het referentiewerk. Bij $\frac{i_d}{i_{sc}} = 0,10$ is de theoretische PF = 0,92 wat zeer goed overeenkomt met de gemeten waarde (PF \cong 0,93). De Totale Harmonische Distorsie op de stroom is zeer laag, maar de metingen zijn bij te hoge stromen uitgevoerd om de bekomen waarden te kunnen vergelijken met die uit het referentiewerk.

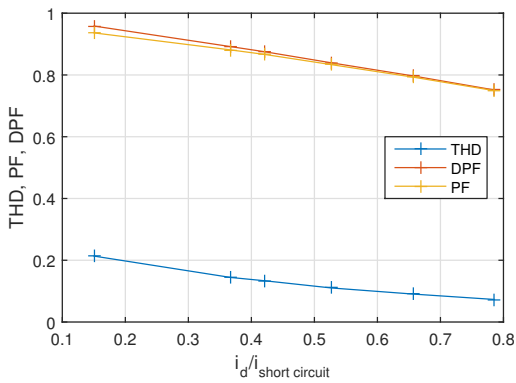
De Crest Factor (CF) van de stroom wijkt het sterkst af van de verwachtte waarde, mogelijk doordat er geen condensator aanwezig is in de set-up. Daarom voegen we een condensator toe aan de set-up voor een tweede serie metingen.

Set-up met condensator

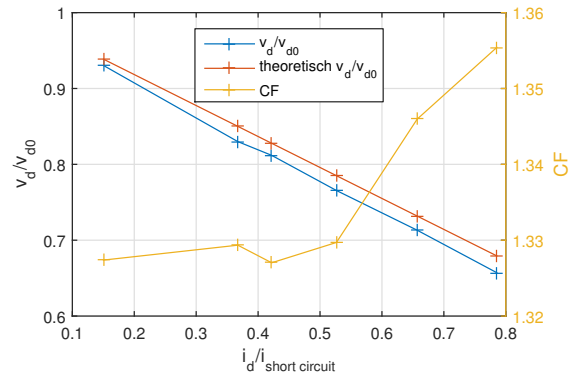
Om te controleren dat de rare Crest Factor een gevolg is van het ontbreken van een condensator, voegden we een condensator toe aan de uitgang van de gelijkrichter (zie Figuur 1.13). Daarnaast deden we extra metingen bij veel lagere stromen (minder dan 10% van de kortsluitstroom uit de gelijkrichter) om alles te kunnen vergelijken met het referentiewerk. De resultaten van de metingen zijn getoond in Figures 1.20 (a) en (b).

Opnieuw is de schijnbare uitgangsweerstand duidelijk zichtbaar in Figuur 1.20 (b) en opnieuw komen de waarden van v_d/v_{d0} goed overeen met de theoretisch voorspelde waarden. Als de waarde voor L_s aanpassen naar 3.4mH, vallen de gemeten en theoretische curves bijna perfect op elkaar.

De Power Factor en Displacement Power factor liggen dicht tegen de verwachtte waarden. De THD ligt wel duidelijk hoger. De Crest Factor vertoont nu een gelijkaardig verloop met diegene gegeven in de grafieken uit [1]. De Crest Factor in onze metingen is wel licht hoger dan verwacht.

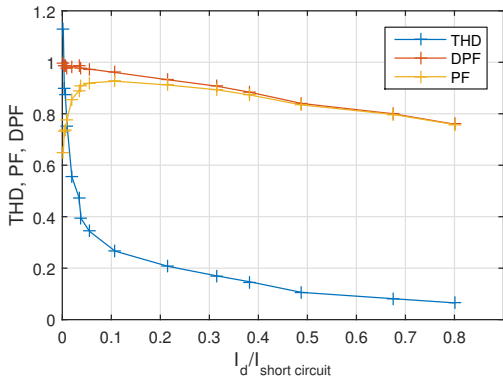


(a) Totale Harmonische Distorsie (THD), Power Factor (PF) en Displacement Power Factor (DPF) in functie van de uitgangsstroom (i_d/i_{sc})

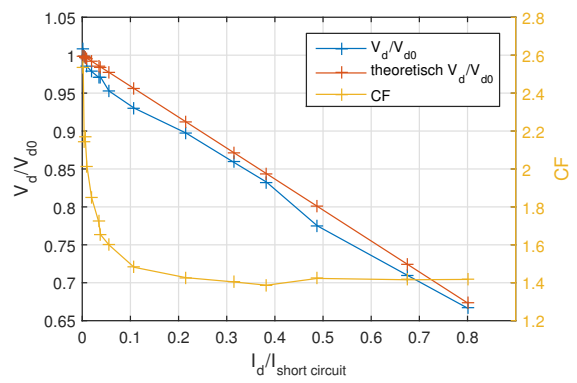


(b) Crest Factor (CF) van de stroom in de gelijkrichter en gelijkgerichte uitgangsspanning (v_d/v_{d0}) in functie van de uitgangsstroom (i_d/i_{sc})

Figuur 1.19: Resultaten van de metingen op de set-up zonder condensator

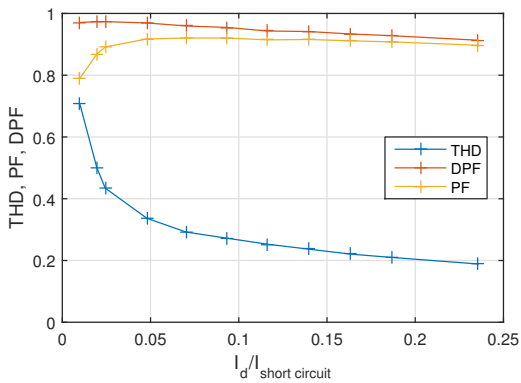


(a) Totale Harmonische Distorsie (THD), Power Factor (PF) en Displacement Power Factor (DPF) in functie van de uitgangsstroom

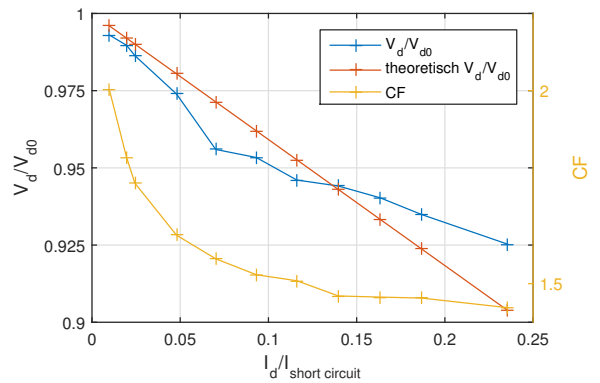


(b) Crest Factor (CF) van de stroom in de gelijkrichter en gelijkgerichte uitgangsspanning (V_d/V_{d0}) in functie van de uitgangsstroom (I_d/I_{sc})

Figuur 1.20: Resultaten van de metingen op de set-up met condensator

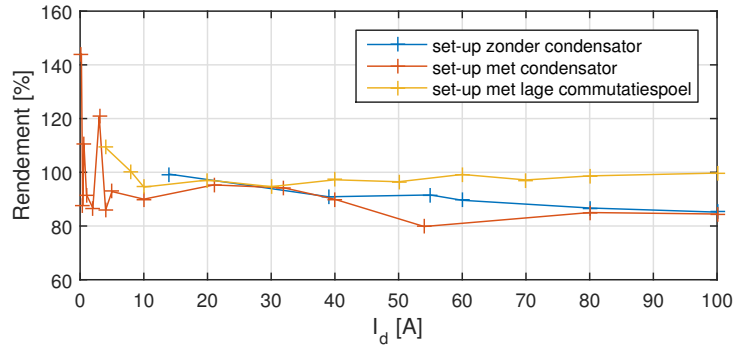


(a) Totale Harmonische Distorsie (THD), Power Factor (PF) en Displacement Power Factor (DPF) in functie van de uitgangsstroom



(b) Crest Factor (CF) van de stroom in de gelijkrichter en gelijkgerichte uitgangsspanning (V_d/V_{d0}) in functie van de uitgangsstroom (I_d/I_{sc})

Figuur 1.21: Resultaten van de metingen op de set-up met verlaagde source impedantie



Figuur 1.22: Het rendement van de gelijkrichter in de verschillende set-ups

Set-up met verlaagde commutatiespoel

Voor de laatste meting hebben we de spoel voor de tweede transformator geplaatst (zie Figuur 1.13). Dit heeft als effect dat de inductantie die de gelijkrichter ziet gedeeld wordt door een factor 4 (de wikkelingsverhouding van de transformator is 2). Op deze manier komen we zeer dicht bij de set-up die in het boek gebruikt wordt. De gemeten resultaten liggen dan ook bijna volledig op de verwachte waarden (zie Figuren 1.21 (a) (b)). Enkel de gelijkgerichte uitgangsspanning wijkt een beetje af van de theoretische voorspelling. Dit is waarschijnlijk te wijten aan het feit dat we nog steeds met de gemeten waarde van 3.11mH werken voor de spoel, maar hier nu gedeeld door 4.

1.3.4 Rendement

Het rendement is de verhouding tussen het vermogen aan de DC-zijde en de AC-zijde van de gelijkrichter:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{AC}}$$

Het AC vermogen dat in één fase van de gelijkrichter loopt werd eerder al berekend voor het bepalen van de PF. We vermenigvuldigen de lijnspanning (v_l) met de lijnstroom (i_s) en nemen het gemiddelde over een periode (zie Appendix A.3 voor de gebruikte formule). Om het totale AC vermogen te bekomen veronderstellen we dat het vermogen in elke fase van de gelijkrichter hetzelfde is. We vermenigvuldigen dan gewoon het vermogen in één fase met 3. Het vermogen aan de DC zijde is het product van de gemeten stroom die in de motor loopt (i_d) en de rms van de gemeten spanning over de motor (v_d).

Het berekende rendement van de diodegelijkrichter voor de verschillende set-ups is getoond in Figuur 1.22. Bij lage uitgangsströmen zorgen meetfouten ervoor dat het rendement hoger ligt dan 100%, wat natuurlijk niet mogelijk is. Bij de hogere stromen is te zien dat de waarde van de commutatiespoel een sterke invloed heeft op het rendement. Het rendement in de set-ups met 3.11mH aan de ingang zakt naar 80% voor stromen in de buurt van de kortsluitstroom. De gelijkrichter met verlaagde commutatiespoel zit bij die stromen maar rond 25% van zijn kortsluitstroom en heeft dan een zeer hoog rendement.

1.4 Besluit

Bij dit labo hebben we geleerd AC, DC stromen en spanningen te meten met verschillende meettoestellen (beschreven in Sectie 1.2). We hebben gemerkt dat er in werkelijkheid verschillende factoren voor zorgen dat de spanningen en stromen geen mooie sinusvormen hebben, maar dat er distorsies zijn hierop. Deze distorsies zijn grotendeels te wijten aan het commutatieverschijnsel. We hebben geleerd hoe die commutatie het gedrag van de gelijkrichter beïnvloedt en hebben gezien hoe commutatie gebruikt kan worden om een DC-motor onder controle te houden via de schijnbare uitgangsweerstand (Sectie 1.3.1).

We hebben ook met krachtige motoren leren werken en hoe een spanning te recupereren naar het net met de frequentie gelijk te stellen aan de netfrequentie ($50Hz$). Uit referentieonderzoek is gebleken dat de meeste resultaten zeer goed overeenkomen met de waarden uit de literatuur [1] (Sectie 1.3.3). Hieruit concluderen we dat we geleerd hebben hoe een wisselspanning om te zetten naar een gelijkspanning met een zo laag mogelijk distorsie en een zo hoog mogelijk rendement om een motor aan te drijven.

Hoofdstuk 2

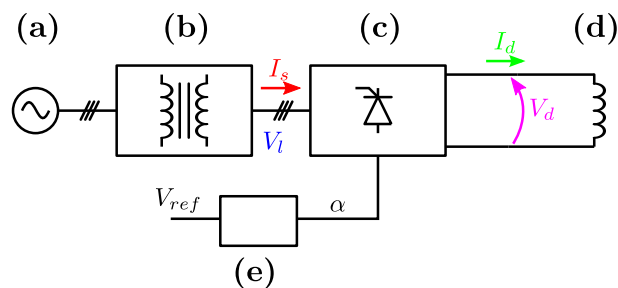
Thyristorgelijkrichter

In dit tweede hoofdstuk wordt de thyristorgelijkrichter besproken. Een thyristorgelijkrichter laat toe om het vermogen aan de DC-zijde te regelen door op het moment waarop de thyristoren in geleiding gaan uit te stellen.

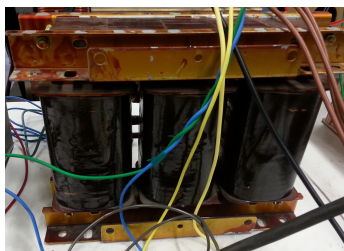
Deze metingen werden uitgevoerd op een volledig andere opstelling. De thyristorgelijkrichter die we onderzoeken in dit deel van het labo wordt gebruikt in een opstelling voor magnetische levitatie van een stalen kogel. Net zoals voor de diodegelijkrichter was hier ook de opdracht het referentiewerk na te gaan en te kijken of de daarin vermelde theoretische correlaties en uitslagen overeen komen met de praktische metingen.

2.1 De opstelling

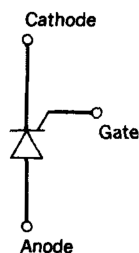
Een schematische voorstelling van de opstelling met thyristorgelijkrichter is getoond in Figuur 2.1. De opstelling wordt gevoed via netspanning. Met een driefasige transformator wordt de netspanning getransformeerd tot een lijnspanning van 10V. Na de transformator is de driefasige thyristorgelijkrichter geplaatst met een spoel als last. De spoel bevat een ijzeren kern, zodat een groot magnetisch veld kan opgewekt worden om de stalen kogel te laten zweven. De thyristoren in de gelijkrichter worden gecontroleerd met schakeling die de correcte pulsen genereert aan de hand van een referentiespanning.



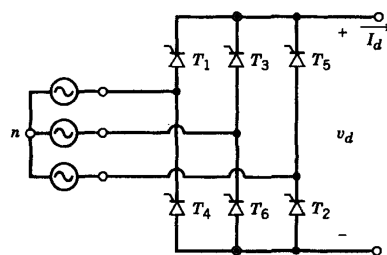
Figuur 2.1: Proefopstelling gebruikt voor de metingen op de thyristorgelijkrichter. De driefasige netspanning (a) wordt omgezet met een transformator (b) en gelijkgericht met een thyristorgelijkrichter (c). De last van de gelijkrichter is een spoel (d). De spanning over de spoel wordt gecontroleerd via de stuurschakeling (e)



Figuur 2.2: De transformator



Figuur 2.3: Thyristor



Figuur 2.4: Driefasige thyristorgelijkrichter

De transformator (b) Met behulp van een transformator (Figuur 2.2) wordt de netspanning van 380V omgezet naar een lijnspanning van 10V. De wikkelingsverhouding in de transformator wordt dus gegeven door

$$\frac{V_{in}}{V_{uit}} = \frac{n_1}{n_2} = 38$$

met V_{in} en V_{uit} respectievelijk de spanning aan de in- en uitgang van de transformator. n_1 is het aantal wikkelingen van de primaire en n_2 het aantal wikkelingen van de secundaire kern. De primaire van de transformator staat in ster geschakeld, de secundaire is in driehoek geschakeld. Doordat stroom aan de secundaire veel hoger is bij de lagere spanning zijn de draden in de secundaire wikkeling dikker.

De thyristor Een thyristor is een halfgeleidercomponent die veel gebruikt wordt als schakelaar. Hij is immers in staat grote vermogens te schakelen zonder dat dit gepaard gaat met te veel verlies.

Een thyristor kan beschouwd worden als een diode die aangeschakeld kan worden (zie Figuur 2.3). Als de gate niet geactiveerd wordt geleidt de thyristor niet. Als een positieve spanning aangelegd is over de thyristor ($V_{Anode} > V_{Cathode}$), kan de thyristor in geleiding gebracht worden door een stroompuls in de gate te sturen. Eens de thyristor in geleiding gebracht is kan hij enkel uitgeschakeld worden door de spanning over de thyristor negatief te maken ($V_{Anode} < V_{Cathode}$).

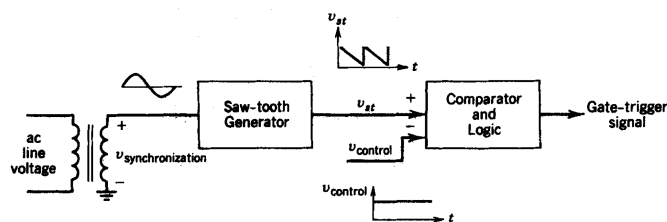
De Thyristorgelijkrichter (c) Een driefasige thyristorgelijkrichter zet de driefasige spanning om in een gelijkgerichte spanning. Deze gelijkrichter bestaat uit zes in ster geschakelde thyristoren (zie Figuur 2.4). De gelijkgerichte stroom I_d stroomt door een van de bovenste thyristoren (T_1, T_3, T_5) en loopt terug via één van de onderste thyristoren (T_2, T_4, T_6). Het grote verschil tussen een thyristorgelijkrichter en diodegelijkrichter is dat de geleiding van de thyristoren gecontroleerd kan worden. De geleiding van de thyristoren kan uitgesteld worden voor een hoek die we de stuurhoek α zullen noemen:

$$\alpha = \frac{\Delta t}{2\pi T}$$

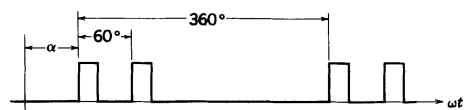
Δt is de tijd waarover de geleiding uitgesteld is. T is de periode van de netspanning (20ms). α staat hier in radialen. Als α gelijk is aan 0, dan gedraagt de thyristorgelijkrichter zich als een diodegelijkrichter. Worden de thyristoren geactiveerd na het begin van de natuurlijke geleiding ($\alpha > 0$), dan zal de uitgangsspanning dalen. De gemiddelde spanning aan de DC-zijde (v_d) van een ideale thyristorgelijkrichter wordt gegeven door

$$v_d = \frac{3}{\pi} (v_{LL})_{p2p} \cos \alpha \quad (2.1)$$

Waar $(v_{LL})_{p2p}$ de piek-tot-piek waarde is van de lijn-lijn spanning aan de ingang van de gelijkrichter en α de stuurhoek.



Figuur 2.5: Schematische voorstelling van de stuurschakeling. De fasespanning wordt gemeten om een zaagtand te genereren die synchron loopt met het net. Door te vergelijken met een controlespanning voor α kunnen de correcte stuursignalen gegenereerd worden. (uit [1])



Figuur 2.6: Voorbeeld van een stuursignaal van een van de thyristorparen in de driefasige gelijkrichter. (uit [1]). Bij het opstarten van de gelijkrichter is een extra puls nodig 60° na de oorspronkelijke puls.

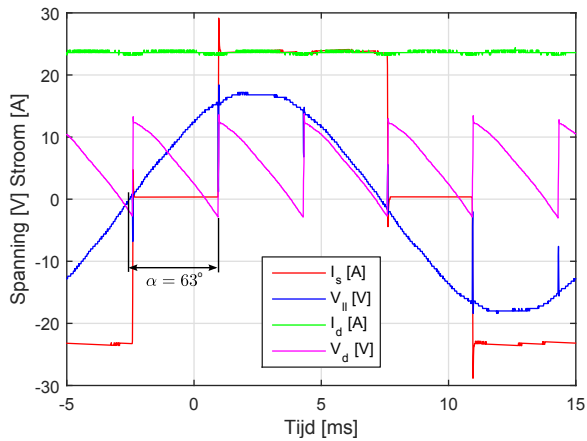
De stuurschakeling (e) De geleiding van de thyristoren in de gelijkrichter wordt gestuurd aan de hand van stroompulsen in hun gate. De gatepulsen worden gegenereerd door de stuurschakeling. Een principeschema van de stuurschakeling is getoond in Figuur 2.5. De stuurschakeling moet synchron werken met het net om de thyristoren op het juiste ogenblik in geleiding te brengen. De synchronisatie gebeurt aan de hand van de nuldoorgangen van de lijn-lijn spanning aan de ingang van de gelijkrichter. Hiermee wordt een synchron zaagtand signaal gegenereerd in het eerste blok van de stuurschakeling. De stuurhoek α wordt aangelegd via een spanning, hoe hoger de spanning, hoe lager de geleidingshoek (deze inversie gebeurt uit veiligheid, als de spanning voor het stuursignaal wegvalt wordt de gelijkrichter uitgeschakeld). Met een comparator kan het juiste tijdstip voor de eerste gatepuls bekomen worden. De andere thyristoren moeten 120° later aangevuurd worden.

Om ervoor te zorgen dat bij het opstarten van de thyristor en in onderbrekende werking telkens een teruglooppad is voor de stroom, wordt na 60° een herinneringspuls gegeven aan de thyristor. Het finaal stuursignaal wordt getoond in Figuur 2.6.

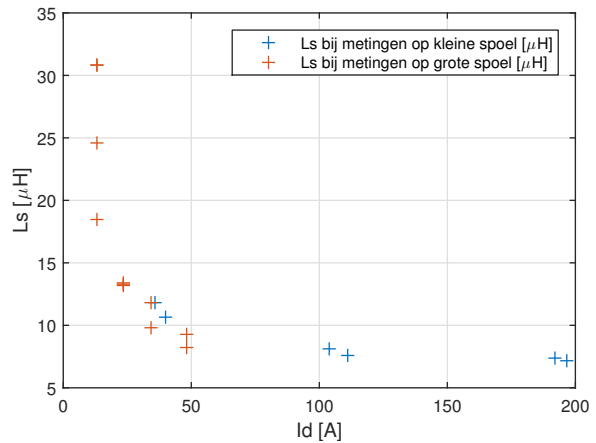
Last (d) De thyristorgelijkrichter die we onderzoeken wordt gebruikt om een groot magnetisch veld op te wekken, met als doel om een stalen kogel te laten zweven. De belasting van de thyristorgelijkrichter is dus een spoel, gewikkeld rond een ijzeren kern. Om de onderbrekende werking goed te kunnen visualiseren hebben we ook een spoel met een kleinere inductantie aan de gelijkrichter gehangen.

2.2 Metingen

Net als bij de diodegelijkrichter hebben we veel verschillende metingen op de opstelling uitgevoerd met als doel de werking van de gelijkrichter te doorgronden en de resultaten uit het referentiewerk te controleren. We beginnen met het bepalen van de waarde van de commutatietijd (Sectie 2.2.1). Aan de hand hiervan kunnen we de uitgangsinductantie van de transformator berekenen. Daarna voeren we metingen uit met twee verschillende spoelen als belasting voor de thyristorgelijkrichter. De eerste spoel is diegene die gebruikt wordt in het experiment voor magnetische levitatie. De inductantie ervan is ongeveer 15mH (Sectie 2.2.2). De tweede spoel heeft een veel kleinere inductantie. Bij deze spoel is het gemakkelijker om de onderbrekende werking van de thyristorgelijkrichter duidelijk in beeld te brengen (Sectie 2.2.3). Tenslotte bepalen we de tijdsconstante van de transferfunctie van de stuurhoek naar de stroom door de spoel (Sectie 2.3).



Figuur 2.7: Voorbeeld van een meting bij $\alpha = 63^\circ$. De lijnstroom i_s is getoond in het rood. De lijn-lijn spanning v_{ll} in het blauw. De spanning aan de DC-zijde v_d in magenta en de stroom aan de DC-zijde i_d in het groen.



Figuur 2.8: De berekende uitgangsinductantie van de transformator L_S daalt bij hogere uitgangsstromen.

We maken opnieuw gebruik van een oscilloscoop met 4 kanalen om onze metingen uit te voeren. Daarmee meten we de volgende signalen in de opstelling (zie ook Figuur 2.1)

i_s De lijnstroom van een van de fases (met stroomprobe)

v_{ll} De lijn-lijn spanning (met spanningsprobe)

i_d De gelijkgerichte stroom over de spoel (met Hall-effect sensor)

v_d De gelijkgerichte spanning over de spoel en (met spanningsprobe)

We beslisten om de lijn-lijn spanning te meten in plaats van de lijnspanning zoals bij de diodegelijkrichter, omdat het nulpunt van de v_{ll} aangeeft wanneer de natuurlijke geleiding zou moeten beginnen. Het is dan gemakkelijk om α te bepalen door te kijken wanneer er stroom begint te lopen (zie Figuur 2.1).

Het inladen van de meetresultaten gebeurde opnieuw aan de hand van Matlab code (Zie Appendix A.4). Bij het inladen werd, net als bij de diodegelijkrichter, de compensatie van de stroomprobe automatisch uitgevoerd en het spectrum van de signalen berekend (Appendices A.1 en A.2). We merken op dat het spectrum van de lijnstroom i_s goed overeen komt met het theoretisch verwachtte spectrum (Zie Figuur A.20). Als de thyristor in onderbrekende werking gaat wijkt het spectrum wel af van de theoretisch voorspelde waarde, dit doordat het verloop van de stroom er niet meer als kantelen uit ziet, maar eerder als halve sinussen (Zie Figuur 2.11).

2.2.1 Bepalen van de inductantie van de commutatiespoel

Bij de metingen op de diodegelijkrichter bleek het belang van de inductantie aan de AC-zijde van de gelijkrichter. Net als in Hoofdstuk 1 zullen we dus beginnen met het bepalen van de uitgangsinductantie van de transformator. Bij de opstelling met de thyristorgelijkrichter hebben we geen rechtstreekse controle over de uitgangsstroom. Het is dus niet mogelijk om de schijnbare uitgangsweerstand te meten en L_S te bepalen in functie van de schijnbare uitgangsweerstand (zoals we gedaan hebben in sectie 1.3.1). De methode waarbij we de inductantie van de commutatiespoel bepalen aan de hand van de commutatietijd kan wel nog toegepast worden.

De commutatie in de thyristorgelijkrichter gebeurt niet bij $\alpha = 0$, zoals het geval is bij de diodegelijkrichter, dus de formule die we gebruikten bij de diodegelijkrichter is niet meer geldig. We gebruiken de aangepaste formule (6-62) uit [1]

$$\cos(\alpha + \omega t_{comm}) = \cos(\alpha) - \frac{2\omega L_S}{(v_{ll})_{p2p}} i_d$$

waar α de geleidingshoek is, t_{comm} de commutatietijd, ω de pulsatie van het net, $(v_{ll})_{p2p}$ de piekwaarde van de lijn-lijn spanning en i_d de stroom aan de DC-zijde van de gelijkrichter op het moment van de commutatie. Oplossen naar L_S geeft.

$$L_S = -\frac{(v_{ll})_{p2p}}{2\omega I_d} (\cos(\alpha + \omega t_{comm}) - \cos(\alpha))$$

We bepalen de commutatietijd bij de metingen voor verschillende α en berekenen telkens L_S . Het resultaat van de berekeningen is getoond in Figuur 2.8. We zien dat de uitgangsinductantie van de transformator rond de $10\mu\text{H}$ ligt en daalt in functie van de uitgangsstroom. Bij lage stromen is de meetfout op de commutatietijd groot, waardoor er een grote spreiding is op de waarden voor L_S . In de rest van het verslag zullen we een vaste waarde van $10\mu\text{H}$ gebruiken voor L_S .

2.2.2 Het circuit met een spoel met een grote inductantie

Bij deze opstelling voor magnetische levitatie werd er gebruik gemaakt van een spoel met grote inductantie. We deden metingen bij verschillende hoeken α , met als doel te kijken wat het effect van de stuurhoek is op de uitgangsspanning en op de power factor. Figuur 2.7 toont een voorbeeld van een van de metingen waarbij $\alpha = 63^\circ$ is.

Verband tussen stuurhoek α en de uitgangsspanning

De relatie tussen uitgangsspanning en α werd al eerder aangehaald in (2.1). In deze formule wordt de commutatie echter niet in rekening gebracht. Aangezien de transformator niet ideaal mag beschouwd worden moeten we de commutatietijd in rekening brengen. De theoretische uitdrukking voor uitgangsspanning wordt dan gegeven door de volgende formule (6-56 p145 [1]):

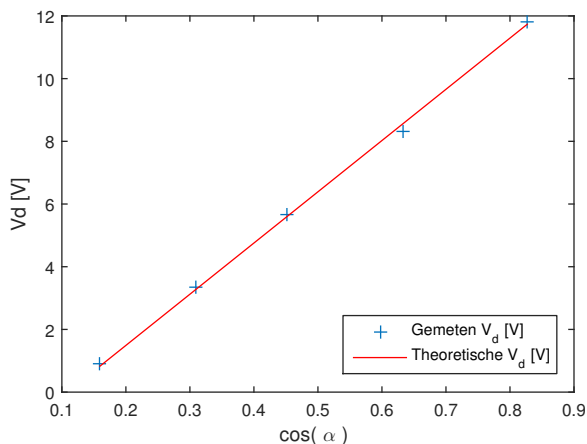
$$v_d = \frac{3}{\pi} (v_{ll})_{p2p} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_s i_d \quad (2.2)$$

met v_d de gemiddelde uitgangsspanning, $(v_{ll})_{p2p}$ de lijnspanning L_s de lekinductantie, i_d de uitgangsstroom van de thyristor en ω de hoekpulsatie. In deze formule werden alle gegevens gemeten buiten L_s . Deze formule veronderstelt dat de thyristoren ideaal zijn. We merkten echter op dat er een sterk verschil is tussen de gemeten waarden voor v_d en de waarden voorspeld door (2.2). De voorspelde waarde lag systematisch te hoog, bij elke gemeten stroom.

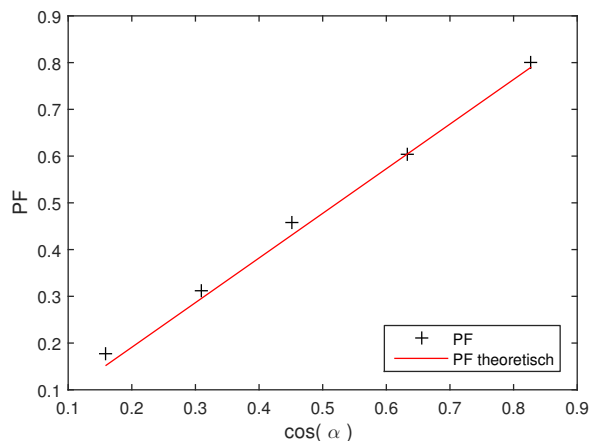
Als we rekening houden met de forward voltage van de thyristoren komen de resultaten wel overeen. De forward voltage V_f is een vaste spanningsval die over de thyristor staat als hij in geleiding is. De forward voltage heeft een waarde van $0,9\text{V}$. Bij normale toepassingen in de vermogenselektronica kan deze waarde gemakkelijk verwaarloosd worden omdat de spanningen er veel hoger zijn. Bij onze lage lijnspanning van 10V is het effect van V_f echter niet verwaarloosbaar. Als we V_f in rekening brengen krijgen we de volgende aangepaste formule:

$$V_d = \frac{3}{\pi} (v_{ll})_{p2p} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_s i_d - 2V_f$$

De forward voltage is vermenigvuldigd met 2 omdat er twee thyristoren in het DC-pad zitten. In deze formule nemen we $L_S = 10\mu\text{H}$ (zie 2.2.1) en $V_f = 0,9\text{V}$. De rest van de gegevens wordt gehaald uit onze meetresultaten. We plotten de gemeten en voorspelde waarden voor v_d bij verschillende geleidingshoeken α in Figuur 2.9. Het is duidelijk dat de meting en voorspelling dicht bij elkaar liggen.



Figuur 2.9: Spanning V_d over de spoel theoretisch in rood en praktisch in blauw



Figuur 2.10: PF in groen en PF_t in rood

Verband tussen stuurhoek α en de Power Factor (PF)

De power factor geeft ons informatie over hoe efficiënt we ons vermogen uit het net kunnen onttrekken. De definitie voor de PF is dezelfde als bij de diodegelijkrichter:

$$PF = \frac{P}{S}$$

Met S het schijnbare vermogen en P het werkelijke vermogen in een van de fases aan de ingang van de gelijkrichter (zie A.3). In de opstelling met de thyristorgelijkrichter meten de lijnstroom i_s en de lijn-lijn spanning v_{ll} . Om het werkelijke en schijnbare vermogen te berekenen hebben we echter de lijnspanning nodig. We berekenden de lijnspanning in MATLAB door de amplitude van de meting van de lijn-lijn spanning te delen door $\sqrt{3}$ en door de correcte fasedraaiing toe te voegen. Doordat de lijn-lijn spanning weinig distorsie bevat is deze methode accuraat genoeg.

In het referentiewerk wordt een simpele relatie gegeven tussen de stuurhoek α en de power factor:

$$PF = \cos \alpha \quad (2.3)$$

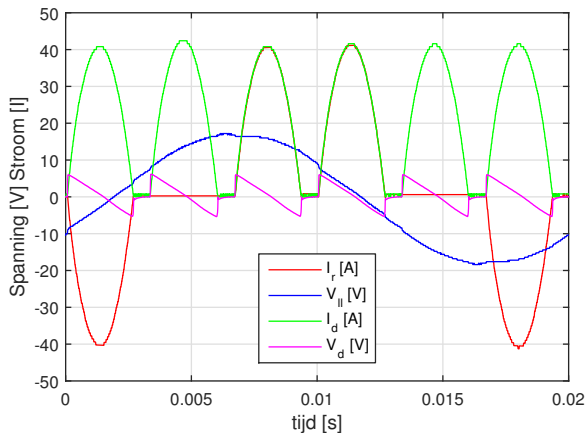
Als we de metingen voor de PF plotten samen met de theoretisch voorspelde waarde zien we dat deze zeer goed overeen komen (Figuur 2.10).

2.2.3 Het circuit met een spoel met een kleine inductantie

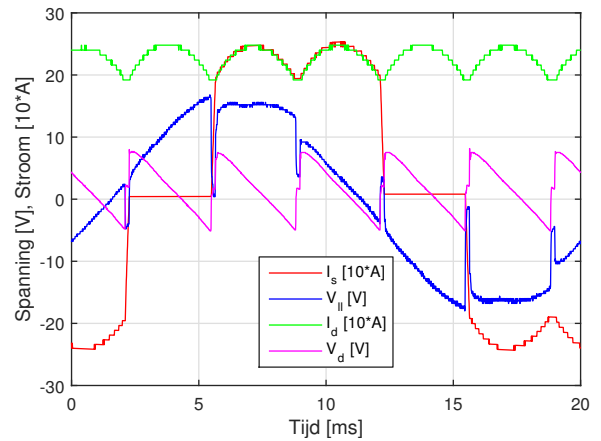
Bij de metingen op de thyristorgelijkrichter met de grote spoel als last komen de resultaten goed overeen met de theoretisch verwachte waarden. Het nadeel van de grote spoel als last is dat het moeilijk was metingen uit te voeren in de onderbrekende werking van de gelijkrichter. Door de last te vervangen door een spoel met veel kleinere inductantie kan die onderbrekende werking wel in beeld gebracht worden. In Figuur 2.11 is bijvoorbeeld de meting getoond met $\alpha = 87^\circ$. Het verloop van de stroom toont duidelijk de onderbrekende werking.

De metingen die de gemiddelde uitgangsspanning uitzetten ten opzichte van α zijn getoond in Figuur 2.13. We zien dat de gemiddelde uitgangsspanning naar 0V gaat bij hoge waarden voor α . De theoretische voorspelling die we konden maken bij de grote spoel (2.9) gaat helemaal niet meer op. Dit omdat in de theorie verondersteld wordt dat de gelijkrichter niet in onderbrekende werking gaat.

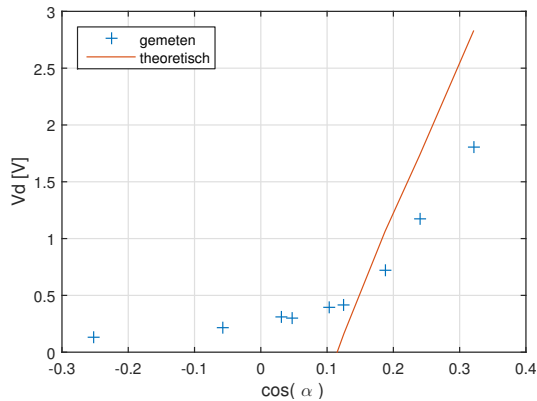
In figuur 2.14 is de gemeten power factor uitgezet in functie van $\cos(\alpha)$. Opnieuw komen de waarden niet overeen met het theoretisch voorspelde verband 2.3.



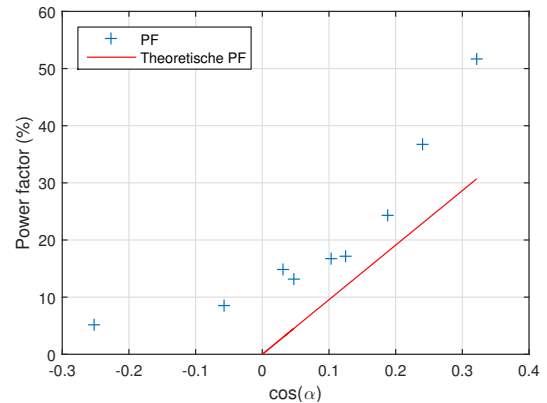
Figuur 2.11: De discontinue werking is duidelijk zichtbaar in deze meting met de kleine inductantie.



Figuur 2.12: Bij hoge stromen is de vervorming van de lijn-lijn spanning aan de ingang van de gelijkrichter duidelijk te zien.



Figuur 2.13: Verband tussen de uitgangsspanning en stuurhoek α voor de kleine spoel. Zowel theoretisch als experimenteel



Figuur 2.14: De power factor uitgezet in functie van $\cos(\alpha)$. In het groen de gemeten power factor en in het rood de theoretische.

2.3 Bepaling van de tijdsconstante

De thyristorgelijkrichter die we in dit deel van het labo onderzoeken heeft als doel gebruikt te worden om een stalen kogel te laten zweven. De spoel, die als last aan de gelijkrichter geschakeld is, genereert een sterk magnetisch veld dat, met behulp van een controlelus, de stalen kogel in de lucht moet houden. Om de controleschakeling te kunnen ontwerpen is het belangrijk dat de dynamiek van de gelijkrichter gekend is. Een pool in de gelijkrichter kan bijvoorbeeld gecompenseerd worden door een nul te plaatsen in de controller.

In het laatste deel van het verslag zullen we twee tijdsconstanten van de thyristorgelijkrichter bepalen:

$\alpha \rightarrow i_d$ de tijdsconstante van de stuurhoek α naar de gemiddelde stroom door de spoel

$\alpha \rightarrow v_d$ de tijdsconstante van de stuurhoek α naar de gemiddelde spanning over de spoel

In [3] worden de transferfuncties van de thyristorgelijkrichter ook besproken, daar vooral met het doel om een DC-motor te controleren. Ze concluderen dat de transferfunctie twee belangrijke bijdragen heeft: een tijdsvertraging en de dynamiek van de last.

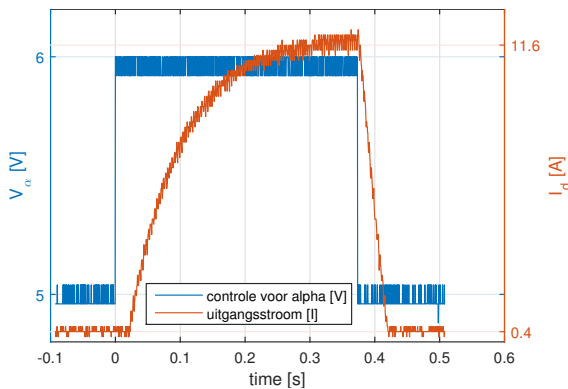
Een eerste belangrijke opmerking die gemaakt wordt is dat er een tijdsvertraging is tussen het aanleggen van de controle-actie en de respons erop. Dit komt doordat een thyristorgelijkrichter de waarde van de stuurhoek pas kan wijzigen als er snijpunt is met het zaagtandsignaal in de stuurschakeling en de spanning voor α (zie sectie 2.1). Als de stuurschakeling gebouwd is met één zaagtandsignaal kan die tijdsvertraging tussen 0 en T_z liggen, met T_z de periode van het zaagtandsignaal. Als we veronderstellen dat de controle-actie niet synchroon gebeurt met het net, varieert de vertraging uniform in het interval $[0, T_z[$, met een gemiddelde van $T_z/2$.

Naast de tijdsvertraging bevat de transferfunctie ook nog de dynamiek van de last. De transferfunctie $\alpha \rightarrow v_d$ zou geen extra dynamiek mogen vertonen, omdat de last zuiver inductief is. De transfer $\alpha \rightarrow i_d$ zal een trage tijdsconstante bevatten door de grote inductantie van de last.

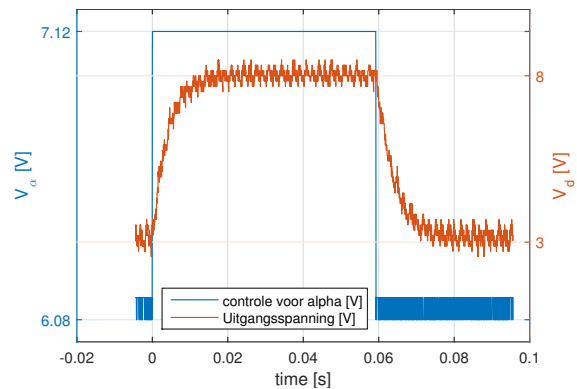
Om de transferfuncties te bepalen zullen we het stapantwoord van de gelijkrichter onderzoeken. Andere (nauwkeurigere) mogelijkheden, zoals gebruik maken van verschillende sinussen, of van een multisinus werden niet beschouwd, door tijdsgebrek. We pasten de meetopstelling licht aan. We meten de uitgang van de functiegenerator die de spanning voor α genereert op de oscilloscoop. Dit geeft ons een meting van het ingangssignaal van de transferfuncties. Door de externe trigger van de oscilloscoop te verbinden met de synchronisatie van de functiegenerator kunnen we meerdere stapantwoorden uitmiddelen.

De transferfunctie $\alpha \rightarrow i_d$ (Figuur 2.15) bevat twee verschillende tijdsconstanten, één voor de opgaande flank van 82ms en een veel snellere tijdsconstante voor de neergaande flank. Dit komt doordat de gelijkrichter in onderbrekende werking gaat bij de neergaande flank. De gemiddelde tijdsvertraging die we opmeten bij de opgaande flank is 22ms, wat zeer hoog is. In een tweede meting vonden we een tijdsvertraging van 5ms. Het feit dat we met een periodische blok golf werken om de tijdsconstante te bepalen is waarschijnlijk de oorzaak van deze rare meetresultaten. Bij een periodiek signaal is de tijdsvertraging niet uniform verspreid over het interval $[0, T_z[$ en zal het gemiddelde niet in het midden van het interval liggen.

Het stapantwoord $\alpha \rightarrow v_d$ (Figuur 2.16) bevat dynamiek desondanks dat de last puur inductief is. De tijdsconstante is ongeveer 4ms. Bij deze meting is er geen tijdsvertraging op te merken.



Figuur 2.15: Stapantwoord van de uitgangsstroom van de thyristorgelijkrichter i_d bij het aanleggen van een stap op α



Figuur 2.16: Stapantwoord van de uitgangsspanning van de thyristorgelijkrichter v_d bij het aanleggen van een stap op α

2.4 Besluit

In dit tweede deel van het labo werkten we met een thyristorgelijkrichter. Aan de hand van de stuurhoek α kan het vermogen aan de DC-zijde geregeld worden in de gelijkrichter. We onderzochten dan ook wat het verband was tussen de stuurhoek α en de spanning aan de DC-zijde. We kwamen tot de conclusie dat, zolang de gelijkrichter niet in onderbrekende werking gaat, de theoretisch voorspelde waarden goed overeen komen met de metingen.

Bij deze opstelling werd gewerkt met kleinere spanningen. Daarom moest men rekening houden met parameters van de thyristoren die normaal verwaarloosd kunnen worden in de vermogenselektronica. We merkten snel dat de resultaten niet helemaal overeenkwamen met de theorie omdat we geen rekening hielden met de forward voltage $V_f = 0,9V$. Vanaf dat deze in rekening gebracht werd, kwamen de resultaten zeer goed overeen (Sectie 2.2.2).

Metingen op de gelijkrichter in onderbrekende werking toonden dat de voorspellingen uit de theorie daar duidelijk niet meer geldig zijn. De metingen wijken er sterk af van de theorie (Sectie 2.2.3).

Als laatste hebben we de verschillende tijscostantes in de opstelling bepaald (Sectie 2.3). Deze informatie kan gebruikt worden bij het ontwerp van een controleschakeling die de stalen kogel in de lucht zal houden.

Bibliografie

- [1] Mohan, N. Undeland, T. en Robbins, W. *Power Electronics, Converters, Applications and Design, Third Edition*. John Wiley & Sons, 2003
- [2] Schoukens, J. *Systeemtheorie*
- [3] H. Bühler. “*Electronique de réglage et de commande*” uit *Traité d’électricité*; vol. 16 Ed. 3. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1990
- [4] Sefram Instruments and systems, *Accessories’ catalog, Elditest high quality accessories for your daily applications*. p. 5

Appendices

A.1 Compensatie van de stroomprobes

Het meten van de stromen in de set-up doen we aan de hand van een stroomprobe. Deze kan rond een kabel geplaatst worden om de stroom door die kabel te meten. Een vereenvoudigd schema van de stroomprobe is getoond in Figuur A.17 (a). Berekenen van de transferfunctie tussen de te meten stroom I_m en de spanning gemeten door de oscilloscoop V_{osc} geeft een uitdrukking van de vorm

$$V_{osc} = A \frac{\tau s}{1 + \tau s} I_m \quad (\text{A.4})$$

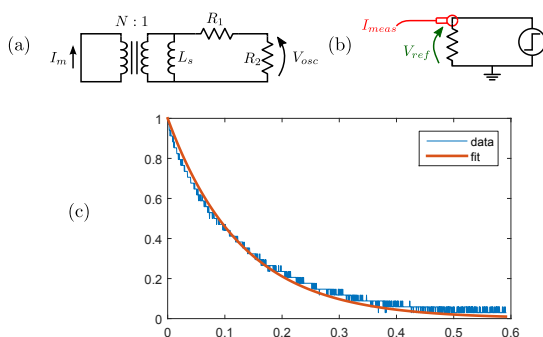
Waarbij A de gewenste attenuatiefactor is van de probe, s de laplace variabele en τ de tijdsconstante van de probe.

Om de onbekende tijdsconstante te bepalen meten we het stapantwoord van de probe. Dit deden we op twee verschillende manieren.

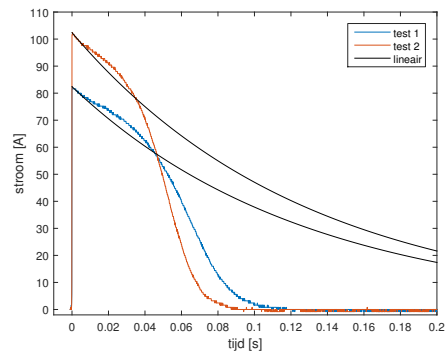
1. Met een functiegenerator en een kleine weerstand stuurden we een kleine blokgolf stroom door de probe. (Figuur A.17 (b))
2. Met een schakelaar stuurden we een grote stroompuls door de probe.

De eerste meting houdt de stroomprobe in zijn lineair gebied, waardoor het gemeten stapantwoord het verwachte exponentieel verloop toont. Aan de hand van lineaire regressie op het logaritme van de gemeten stroom konden we de tijdsconstante bepalen. We vonden een waarde van $\tau = 0.13\text{s}$.

Het tweede experiment, waarbij een grote stroom door de probe gestuurd werd, vertoont een sterke afwijking van het voorspelde lineair gedrag (Figuur A.18). Dit komt door saturatie van de metalen kern in de transformator in de stroomprobe. Ondanks de sterke niet-lineariteit van de probe hebben we toch een lineaire compensatie toegepast op onze metingen. Daarbij werd de gemeten stroom vermenigvuldigd met de inverse van de transferfunctie getoond in (A.4).



Figuur A.17: (a) equivalent circuit van de stroomprobe (b) Meetopstelling voor de meting van de tijdsconstante van de stroomprobe. (c) resultaat van de meting en gefitte tijdsconstante



Figuur A.18: Metingen van een grote stroompuls (rood en blauw) tonen een afwijking van het verwachte lineaire gedrag (zwart).

Omdat de gemeten data uit de oscilloscoop gesampled is, moeten we de compensatie toepassen in het z-domein. Overzetting van het laplace-domein transferfunctie naar het z-domein kan in matlab met de c2d functie. We bekomen het volgende resultaat:

$$V_{osc}(z) = A \frac{z - a}{z - 1} I_m(z)$$

Waarbij $a = 0.9969$. We gebruiken de filter functie uit matlab om deze transferfunctie toe te passen op de data

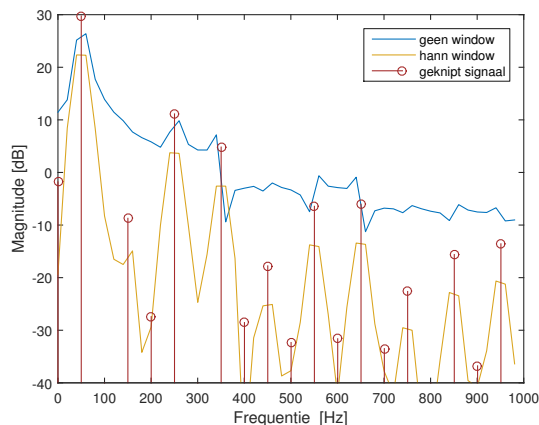
A.2 Berekening van de spectra

Om het spectrum van de signalen correct te berekenen aan de hand van de data uit de oscilloscoop zijn enkele trucjes nodig. Met de oscilloscoop meten we ongeveer 2.5 periodes van ons signaal. Als we gewoon de Fast Fourier Transform (fft) zouden toepassen op deze meting krijgen we last van leakage en is het berekende spectrum niet het correcte [2]. De resultaten van een conversie naar het frequentiedomein, zonder de leakage te onderdrukken, is getoond in het blauw in Figuur A.19. De energie van een van de tonen in het spectrum lekt naar de andere frequenties, waardoor de afschatting van de amplitudes van de spectrale componenten totaal fout is.

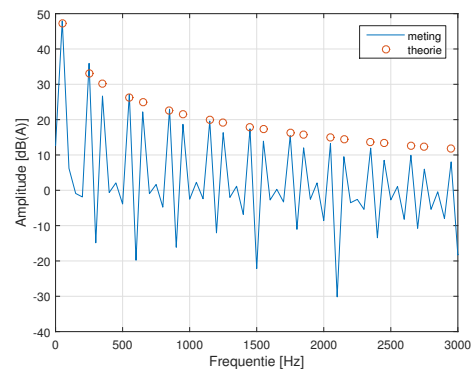
De leakage kan onderdrukt worden door een venster te gebruiken [2]. Een van de meestgebruikte vensters is het Han venster, dat de vorm heeft van een cosinus. Toepassen van het venster helpt (zie de oranje lijn in Figuur A.19), maar omdat we in dit specifieke geval voorkennis hebben over ons signaal kunnen we beter doen dan een venster toepassen om de leakage te onderdrukken.

We kennen de periode van de signalen die we meten en we hebben geluk dat de samplefrequentie van de oscilloscoop (50kHz) een geheel veelvoud is van 50Hz. We kunnen dus de leakage onderdrukken door een deel van de data niet te gebruiken en net 2 periodes van het signaal over te houden. Toepassen van de fft op dit bijgeknipte signaal geeft een leakage-vrij spectrum (getoond in het rood in Figuur A.19).

Belangrijk om weten is dat de fft in Matlab niet geschaald is; bij het correct toepassen van de fft moet het resultaat nog gedeeld worden door de lengte van de vector ($\text{fft}(x)/\text{length}(x)$). Het resultaat van die geschaalde fft geeft de correcte peak-to-peak waarde van elk van de spectrale componenten als resultaat.



Figuur A.19: Invloed van het toepassen van het window en afsnijden van de overbodige data. De resultaten zonder window (blauw) vertonen sterke leakage. Het toepassen van een Han window helpt een beetje (oranje), maar de beste oplossing is een deel van de data weg te gooien zodat een geheel aantal periodes bekomen wordt (rood).



Figuur A.20: Het spectrum van de gemeten lijnstroom komt goed overeen met theoretisch verwachte waarde uit [1].

A.3 Definities van de verschillende parameters

Bij elke meting werden 4 tijdsdomeinsignalen gemeten met de oscilloscoop. We meten de stroom in de gelijkrichter (i_s), de spanning aan de gelijkrichter (v_r), de lijnspanning voor de commutatiespoel (v_l) en de gelijkgerichte spanning (v_d). Gemeten stroom werd gecompenseerd aan de hand van de technieken uitgelegd in Appendix A.1. De spectra van de signalen werden berekend met de technieken uitgelegd in Appendix A.2. We zullen het spectrum van een signaal aanduiden met een hoofdletter. Het nummer van de harmoniek kan toegevoegd worden in onderschrift. De fundamentele toon van het spectrum van i_s wordt bijvoorbeeld aangeduid met I_{s1} .

$THD = \frac{I_{s1}}{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn} ^2}}$	<p>Totaal Harmonische Distorsie van de stroom in de gelijkrichter. De verhouding tussen het vermogen in de fundamentele van de Fourierreeks van de stroom en het vermogen in de harmonieken.</p>
$CF = \frac{\max(i(t))}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} ^2}}$	<p>Crest Factor van I_s. De verhouding tussen de piekwaarde van de stroom en de rms-waarde van de stroom</p>
$S = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_{sn} ^2} \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_{ln} ^2}$	<p>Schijnbaar vermogen in een van de fases. Het product van de RMS van de spanning aan de gelijkrichter en de RMS van de stroom in de gelijkrichter. Als we het totale vermogen in de gelijkrichter willen kennen wordt deze waarde vermenigvuldigd met 3, omdat er 3 fases zijn.</p>
$P = \frac{1}{T} \int_0^T i_s(t)v_l(t)dt$	<p>Effectief vermogen in een van de fases. Het gemiddelde van het product van de spanning aan de gelijkrichter en de stroom in de gelijkrichter. We integreren het ogenblikkelijk vermogen $v(t)i(t)$ over een periode van lengte T.</p>
$PF = \frac{P}{S}$	<p>Power Factor: De verhouding tussen het schijnbaar vermogen en het effectief vermogen aan de gelijkrichter.</p>
$DPF = \cos(\phi)$	<p>Displacement Power Factor. Cosinus van de faseverschuiving tussen de fundamentele van de spanning aan de gelijkrichter (V_r) en de fundamentele van de stroom die in de gelijkrichter loopt (I_s).</p>
$v_{LL} = \sqrt{3}v_l$	<p>Lijn tot lijn spanning in een driefasig systeem.</p>
$i_{sc} = \frac{(v_{LL})_{p2p}}{100\pi L_s}$	<p>Kortsluitstroom van de gelijkrichter. L_s is de inductantie van de bron, gezien uit de gelijkrichter. We veronderstellen een netfrequentie van 50Hz.</p>
$v_{d0} = \frac{3}{\pi} (v_{LL})_{p2p}$	<p>Nullastspanning van de driefasige gelijkrichter. Het onderschrift $p2p$ wijst op de piek-piek waarde van de spanning.</p>

A.4 Matlab code voor data uit de oscilloscoop

De `importScopeTrace` is een basisfunctie die de csv file van de oscilloscoop in Matlab laadt. Het resultaat is opgeslaan in twee vectoren (een voor het signaal van die trace en een andere voor de tijdsas) en een struct die de informatie over de instellingen van de trace bevat.

```
function [trace,time,info] = importScopeTrace(filename)
% This function imports a scope trace. It loads the .csv file generated
% by the scope and extracts the usefull data
%
% [trace,time,info] = importScopeTrace(filename)
%
% filename is a string that contains the filename of the csv file
%
% trace    is a vector that contains the measured data in the trace
% time     is a vector that contains the time-axis of the data in the trace
% info     is a struct that contains the extra information about the trace
%          that has been saved by the scope
%
% Example:
% [trace,time,info] = importScopeTrace('TEK0001.CSV');
%
% Adam Cooman,Gevorg Demurchyan,Michael Spronck,Maarten Van der Auwera,Moukrim Gaufrens

delimiter = ',';
formatSpec = '%s%s%s%s%s%[\n\r]';
fileID = fopen(filename,'r');
M = textscan(fileID,formatSpec,'Delimiter',...
    delimiter,'EmptyValue',NaN,'ReturnOnError',false);
fclose(fileID);
% the trace itself is located in column 5
trace = reshape(sscanf(sprintf('%s#', M{5}{:}), '%g#'), size(M{5}));
% the time axis is found in column 4
time = reshape(sscanf(sprintf('%s#', M{4}{:}), '%g#'), size(M{4}));
% get the extra info from the scope as well and put it in a struct
for ii=1:18
    if ~isempty(M{1}{ii})
        fieldname = M{1}{ii};
        % remove the spaces from the fieldname
        fieldname= fieldname(~isspace(fieldname));
        if ~isnan(str2double(M{2}{ii}))
            info.(fieldname) = str2double(M{2}{ii});
        else
            info.(fieldname) = M{2}{ii};
        end
    end
end
end
end
```


plotFullMeasurement laat een ingeladen meting zien

```
function plotFullMeasurement(varargin)
% This function plots a measurement loaded with from the oscilloscope
%
% Cell mode: plotFullMeasurement(traces,time,info)
%   used to plot the results of importFullMeasurement
% Struct mode: plotFullMeasurement(meas)
%   used to plot the results of processMeasurements
%
% Adam Cooman,Gevorg Demurchyan,Michael Spronck,Maarten Van der Auwera,Moukrim Gaufrens
if length(varargin)>2
%% Cell mode, the input is a cell array of traces
% get the data out of the varargin
traces=varargin{1}; time=varargin{2}; info=varargin{3};
if length(varargin)==4; range=varargin{4}; else range=1:length(time); end
figure
% plot the different traces on the same plot
for trace=1:4
    plot(time(range),traces{trace}(range));
    if trace==1; hold('all'); end
end
% and add a legend with the different channes and their units
legend(['CH1 [' info(1).VerticalUnits ']],['CH2 [' info(2).VerticalUnits ']],...
    ['CH3 [' info(3).VerticalUnits ']],['CH4 [' info(4).VerticalUnits ']])
else
%% struct mode, the input is a structure
% get the data out of the varargin
meas = varargin{1};
if length(varargin)==2; plotspec = varargin{2}; else plotspec = true; end
% preallocate the legend cell array and set the colors of the plot
leg = cell(length(meas.traces),1); cols = {'r','b','g','m','k','c','c','c'};
figure(101);
% plot the different traces
for trace=1:length(meas.traces)
    plot(meas.time,meas.traces{trace},cols{trace});
    if trace==1; hold('all'); end
    % and add the info to the legend
    leg{trace} = ['CH' num2str(trace) ' [' meas.info(trace).VerticalUnits ']];
end
% add the legend to the plot and turn the grid on
legend(leg); grid on
% if wanted, plot the spectrum of the different measurements
if plotspec
    maxFreq = 2000;
    [~,maxBin] = min(abs(maxFreq-meas(1).freq)); plotrange = 1:maxBin;
    figure(102)
    % plot all the spectra in a subplot
    for trace=1:4
        subplot(2,2,trace);
        plot(meas.freq(plotrange),abs(meas.spec{trace}(plotrange)));
        legend(['CH' num2str(trace) ' [' meas.info(trace).VerticalUnits '']));
    end
end
end
end
```

importFullMeasurement laadt een volledige map met verschillende traces. Deze map wordt door de oscilloscoop gegenereerd met het 'save all' commando.

```
function [traces,time,info] = importFullMeasurement(foldernumber,compMat,tau)
% This function imports all the results saved on an oscilloscope. If one of the
% traces is a current, the compensation of the current probe is performed as well
%
% [traces,time,info] = importFullMeasurement(foldernumber)
% [traces,time,info] = importFullMeasurement(foldernumber,comp,tau)
%
% foldernumber is the number of the folder. If the folder is called
% ALL0007, then give 7 as foldernumber
% comp is a boolean that indicates whether or not the compensation of a
% current measurement should be performed
% tau is the time constant of the current probe. If this
% parameter is not passed, it is loaded from timeconstant.mat
%
% Adam Cooman,Gevorg Demurchyan,Michael Spronck,Maarten Van der Auwera,Moukrim Gaufrens

%% initialise
% if the timeconstant is not passed, try to load it from timeconstant.mat
if ~exist('tau','var')
    if exist('timeconstant.mat','file')
        tau=load('timeconstant.mat');tau=tau.tau;
    else warning('I didn't find a time constant.');
```

```
end
% check the compMat input, if it's a boolean, generate the compMat vector,
% If it's a vector use that vector as compMat vector
if ~exist('compMat','var');compMat=[1:4]; compBool=true;else
    if islogical(compMat)
        if compMat; compMat=[1:4]; compBool=true;
        else compMat=[]; compBool=false; end
    else compBool = true; end
end
%% Loading of the traces
% save the current directory and go to the specified directory
currentDir = cd; cd(['ALL' num2str(foldernumber,'%04.0f')])
% try to load the different scope traces saved in the folder.
MeasDir = cd;
for ii=1:4
    try
        [traces{ii},time,info(ii)] = importScopeTrace(...
            fullfile(MeasDir,['F' num2str(foldernumber,'%04.0f') 'CH' num2str(ii) '.CSV'
            ]));
    catch
        warning(['Can't load ' num2str(ii) ' check whether the file exists']);
        traces{ii} = zeros(2500,1); info(ii)=info(ii-1);
    end
end
% go back to the original folder
cd(currentDir)
%% Compensation
% if the measurement is a current, compensate the dynamics of the current probe
if compBool
    % generate the FRF used to compensate the probe and go to z-domain
    comp=tf([tau 1],[tau 0]); comp=c2d(comp,info(1).SampleInterval);
```

```

% get the numerator and denominator of the z-domain transfer function
[num,den] = tfdata(comp);
for tt=1:4
    if any(compMat==tt)
        % if the units are Amperes, perform the compensation
        if strcmp(info(tt).VerticalUnits,'A')
            traces{tt} = filter(num{1},den{1},traces{tt});
        end
    end
end
end
end
end

```

processFullMeasurement laadt een map waar verschillende metingen in opgeslaan zitten en

```

function meas = processMeasurements(folder,fBase,showResults,startNr,comp)
% This function loads all the measurements in a folder and calculates the
% spectrum of all the traces in the measurements
%
% meas = processMeasurements(folder)
% meas = processMeasurements(folder,fBase,showResults,startNr,comp)
%
% folder      is the folder name that should be loaded
% numHarm     is the amount of harmonics that should be fitted (default=40)
% fbase       is the base frequency of the measured signal (default=50 Hz)
% showResults is a boolean that indicates whether or not the signals should
%             be plotted (this makes a lot of plots)
% All the measurements are saved in a struct array
%
% Adam Cooman,Gevorg Demurchyan,Michael Spronck,Maarten Van der Auwera,Moukrim Gaufrens

%% Initialise
% check whether all variables have been passed and put their default value if needed
if ~exist('startNr','var'); startNr = 0; end
if ~exist('comp','var'); comp = [1:4]; end
if ~exist('fBase','var'); fBase = 50; end
if ~exist('showResult','var'); showResults=false; end
% save the current directory and jump to the specified folder
currdir = cd; cd(folder)
% find out how many measurements we have
% the dir function gives the content of the current directory in a struct
dirContent = dir;
% we only want to look at the fields in dirContent where the isdir field is true
dirContent = dirContent([dirContent.isdir]);
% now find out how many of the names in the directory are of the form 'ALLXXXX'
numMeas=sum(cellfun(@(x)~isempty(x),regexp({dirContent.name},'^ALL\d\d\d\d$', 'once')));
%% load all the measurements
meas = struct('time',{},'traces',{},'info',{});
for mm=1:numMeas
    measnr = startNr+mm-1;
    dirname = ['ALL000' num2str(measnr)]; disp(['loading "' dirname '"']);
    [meas(mm).traces,meas(mm).time,meas(mm).info]=importFullMeasurement(measnr,comp);
end
% go back to the original directory
cd(currdir);
%% make sure we have an integer amount of periods
for mm=1:numMeas

```

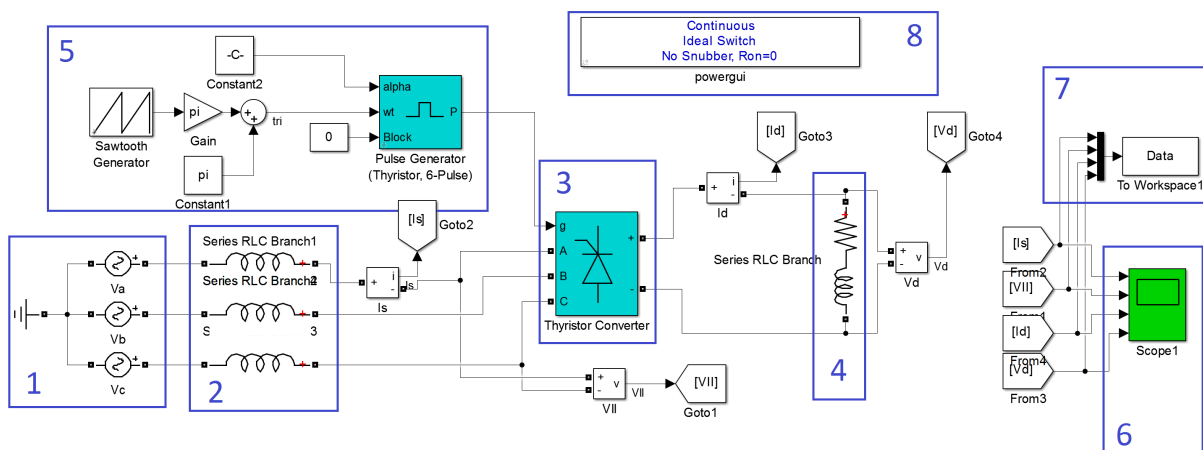
```

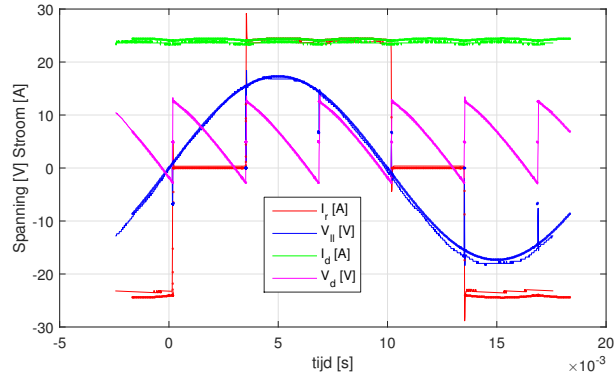
% get the time axis for the measurement
t = meas(mm).time;
% Calculate the sample time and the amount of samples per period
Ts = abs(t(1)-t(2)); N = round(1/fBase/Ts);
% calculate the amount of periods that fits into the data
P = floor(length(t)/N);
% throw away the unneeded points, just to keep an integer amount of periods
for tt=1:4
    meas(mm).traces{tt} = meas(mm).traces{tt}(1:N*P);
end
meas(mm).time = meas(mm).time(1:N*P);
end
%% calculate the spectra of all the functions
for mm=1:numMeas
    meas(mm).freq = ((1:N/2)-1)*fBase;
    for tt=1:4
        % reshape the data into an P by N center
        data = zeros(P,N);
        for pp=1:P
            data(pp,:) = meas(mm).traces{tt}((pp-1)*N+(1:N));
        end
        % take the fourier transform and take the average of the two periods
        meas(mm).spec{tt} = mean(fft(data,[],2)/N,1);
        % throw away the second half of the spectrum
        meas(mm).spec{tt} = meas(mm).spec{tt}(1:end/2);
        % multiply all sine components by two to keep the power correct
        meas(mm).spec{tt}(2:end) = meas(mm).spec{tt}(2:end)*2;
    end
end
end
end

```

A.5 Simulink simulaties van de set-up

Om de resultaten van de metingen op de thyristorgelijkrichter te dubbelchecken hebben we een simulatie in elkaar gebokst die dezelfde metingen uitvoert. Door de simulatie-resultaten te vergelijken met de metingen kunnen we mogelijke fouten opsporen. In de SimPowerSystems library van Simulink zitten de basisblokken voor simulaties op schakelingen uit de vermogenselektronica. Een zeer handig voorbeeld, waar deze simulatie op gebaseerd is, is het “power_converter” voorbeeld. In het voorbeeld zit ook nog een controlelus voor α , maar die verwijderden we voor onze simulatie. De simulatie set-up is de volgende:





Figuur A.21: De simulatie-resultaten (aangeduid met puntjes) liggen zeer dicht tegen de gemeten spanningen en stromen (aangeduid met volle lijnen)

1. Drie spanningsbronnen, elk 10V piek-tot-piek met een fasedraaiing van 120° ten opzichte van elkaar om de driefasige netspanning na de transformator voor te stellen.
2. Drie spoelen die de uitgangsinductantie van de transformator modelleren en die voor commutatie zorgen. Aan de hand van de commutatietijd die waargenomen wordt tijdens metingen kan deze spoelwaarde bepaald worden (zie secties 1.3.1 en 2.2.1). Wij gebruiken $10\mu\text{H}$ voor elke spoel.
3. De thyristorgelijkrichter. Dit is een “Universal Bridge” component uit de SimPowerSystems library. We stellen de component in zodat er ideale thyristoren gebruikt worden, zonder snubber netwerk, inductantie of serieweerstand. We geven wel een Forward Voltage V_f van 0.9V.
4. De last: een RL netwerk. De weerstandswaarde kan bepaald worden door in metingen de $v_d - i_d$ curve te plotten en lineaire regressie toe te passen. De spoelwaarde kan bepaald worden aan de hand van de tijdsconstante die we gemeten hebben (zie sectie 2.3). Voor de grote spoel bekomen we $R = 0.23\Omega$ en $L = 15\text{mH}$ als parameters voor de last.
5. Voor de stuurschakeling gebruiken we opnieuw een standaard blok uit Matlab: “Pulse Generator”. Dit blok vereist een zaagtand die telkens van 0 tot 2π gaat aan een frequentie van 50Hz en een waarde voor de geleidingshoek α . De zaagtand wordt gegenereerd met een zaagtandgenerator. In voorbeelden uit Matlab wordt een Phase Locked Loop (PLL) gebruikt om de zaagtand te genereren, maar die PLL gaat traag naar de gewenste waarde, wat een lange simulatietijd als gevolg heeft. De zaagtand in onze simulatie is synchroon met de spanningsbron V_a .
6. Signalen in Simulink kunnen gevisualiseerd worden met een Scope component
7. Om data op te slaan wordt een “To Workspace” component gebruikt. Merk op dat we dezelfde signalen meten als in de echte metingen, zodat we kunnen vergelijken.
8. Om Simulink simulaties te kunnen doen met de vermogenslektronica componenten moet de “powergui” component toegevoegd worden aan de simulatie. We gebruiken simulatie instellingen voor ideale thyristoren, dit geeft een zeer snelle simulatie.

De simulaties komen heel goed overeen met de metingen (Figuur A.21).