

Digitale controle van een éénfasige actieve gelijkrichter

Koen De Gussemé

Promotoren: prof. dr. ir. J. Melkebeek, dr. ir. D. Van de Sype
Proefschrift ingediend tot het behalen van de graad van
Doctor in de Ingenieurswetenschappen: Werktuigkunde-Elektrotechniek

Vakgroep Elektrische Energie, Systemen en Automatisering
Voorzitter: prof. dr. ir. J. Melkebeek
Faculteit Ingenieurswetenschappen
Academiejaar 2005 - 2006



ISBN 90-8578-089-6
NUR 959, 961
Wettelijk depot: D/2006/10.500/47



Universiteit Gent
Faculteit Ingenieurswetenschappen
Vakgroep Elektrische Energie, Systemen en
Automatisering (EESA)
Laboratorium voor Elektrische Energietechniek
(EELAB)

Digitale controle van een éénfasige actieve gelijkrichter

Koen De Gussemé

Promotoren:

Prof. dr. ir. Jan Melkebeek, EESA – UGent
dr. ir. David Van de Sype, Inverto N.V.

Leden van de examencommissie:

Prof. dr. ir. Daniël De Zutter, decaan FirW – UGent, voorzitter
Prof. dr. ir. Alex Van den Bossche, EESA – UGent, secretaris
Prof. dr. ir. Rik De Doncker, RWTH Aachen, Duitsland
Prof. dr. ir. André Van Calster, ELIS – UGent
Prof. dr. ir. Jan Vandewege, INTEC – UGent
Prof. dr. ir. Lieven Vandevelde, EESA – UGent



Dankwoord

Op de eerste plaats wens ik de promotoren van mijn onderzoek, Prof. dr. ir. Jan Melkebeek en dr. ir. David Van de Sype, te bedanken. Prof. Melkebeek heeft mij niet enkel de kans gegeven om dit boeiende onderzoek te verrichten, hij heeft ook een wezenlijke bijdrage geleverd aan de kwaliteit van mijn artikels en van dit werk door alles zorgvuldig na te lezen. Een speciaal woord van dank gaat naar dr. ir. David Van de Sype. Hij was niet zomaar alleen mijn promotor, hij was in de eerste plaats begeleider, naaste collega en vriend. Als begeleider heeft hij me op de sporen gezet en me ingewijd in de geheimen van de digitale controle en de gelijkrichters. Hij bleek een onuitputtelijke bron van ideeën te zijn. Als naaste collega hebben we samen heel wat discussies gevoerd, samengewerkt en ideeën uitgewisseld. Als vrienden hebben we tenslotte veel plezier beleefd aan de tijd die we samen doorgebracht hebben in het labo.

Ook wens ik dr. ir. ing. Wouter Ryckaert te bedanken voor de vlotte samenwerking het laatste anderhalf jaar, wanneer onze onderzoeksthema's samenvloeiden. Onze gedeelde interesses, vermogenselektronica in elektrische netten en voetbal, zorgden voor een uitstekende sfeer in ons bureau en voor een sterke vriendschapsband.

Prof. dr. ir. Lieven Vandevelde en ir. Bert Renders wens ik te bedanken voor de vele kritische opmerkingen over de gelijkrichter met programmeerbare impedantie, waardoor ik tot vele nieuwe inzichten ben gekomen. Dit heeft ongetwijfeld een grote invloed gehad op de kwaliteit van dit werk in het algemeen, en van het laatste hoofdstuk in het bijzonder. Een hartelijk woord van dank gaat ook naar Prof. dr. ir. Alex Van den Bossche. Met zijn onmetelijke kennis en ervaring op het vlak van vermogenselektronica heeft hij me vele malen een oplossing kunnen aanwijzen wanneer het onderzoek op een dood spoor leek te zitten, of wanneer een probleem onoplosbaar leek.

Ook het administratief en technisch personeel van het labo voor elektrische energietechniek verdient een woord van dank. Mevr. Ingrid Dubois stond altijd klaar wanneer er papieren moesten ingevuld of opgestuurd worden, wanneer ik informatie nodig had, wanneer er bussen voor de bedrijfsbezoeken moesten besteld

worden en voor tal van andere zaken. Ing. Nic Vermeulen wens ik te bedanken voor het ter beschikking stellen van zijn kennis voor het goed laten functioneren van mijn computer. Tenslotte wens ik ook de techniekers Christiaan Vervust, Tony Boone, Stefaan Dhont en Fernand De Boever te bedanken voor de zorg en de precisie waarmee ze telkens opnieuw hun werkstukken afleverden.

Tenslotte een groot woord van dank voor alle familie en vrienden, die mij telkens opnieuw energie gaven om er weer in te vliegen en dit werk te beëindigen. Heel speciaal wens ik hierbij mijn echtgenote Annelies te bedanken, die me aanmoedigde om extra hard door te werken en die me hielp te ontspannen wanneer ik eens gestresseerd thuiskwam (vooral de laatste weken).

Samenvatting

Voor heel wat elektrische en elektronische toepassingen wordt er gebruik gemaakt van gelijkspanning. Aangezien er in de meeste gevallen enkel een wisselspanningsbron voorhanden is, zal deze wisselspanning moeten omgezet worden naar een gelijkspanning. Hiervoor wordt gebruik gemaakt van een gelijkrichter, een omzetter die wisselspanning omzet in gelijkspanning. Een gelijkrichter gedraagt zich aan netzijde best zo goed mogelijk resistief, zodanig dat de stroom die de gelijkrichter opneemt uit het net exact dezelfde vorm heeft als de spanning die het net aan de gelijkrichter aanbiedt.

In de talrijke mogelijke topologieën voor éénfasige actieve gelijkrichters, blijkt de boostconverteer een zeer goede keuze te zijn. Deze omzetter combineert immers een hoog rendement, een eenvoudige topologie en een hoge benuttingsgraad van de schakelaars. Het is dan ook rond de boostgelijkrichter dat dit werk opgebouwd is. De structuur van de regelaars voor deze gelijkrichter is opgebouwd rond een digitale-signaalprocessor. Het doel van dit werk is dan ook om volop de voordelen van deze digitale regelaar uit te buiten, teneinde een actieve gelijkrichter te bekomen die zich in een zo breed mogelijk werkingsgebied als ideale gelijkrichter gedraagt. Om dit ideale gedrag te bekomen zijn drie signalen nodig. Dit zijn enerzijds de ingangsspanning en de ingangsstroom, die bij een ideale gelijkrichter een gelijke golfvorm moeten hebben, en anderzijds de uitgangsspanning, die op een constante waarde wordt geregeld. De klassieke controlestructuur voor een actieve gelijkrichter bestaat dan ook uit een stroomregelaar die de golfvorm van de ingangsstroom zo goed mogelijk de golfvorm van de ingangsspanning laat volgen, en een spanningsregelaar die de amplitude van de ingangsstroom zodanig instelt dat de uitgangsspanning van de gelijkrichter constant blijft.

Om deze regelstrategie echter te implementeren door middel van digitale controle, moeten heel wat maatregelen genomen worden om problemen, eigen aan de digitale controle zelf, te verhelpen. Zo moet er heel wat zorg besteed worden aan het bepalen van het tijdstip waarop de bemonstering van de meetwaarden plaatsvindt. Om een goede bemonstering van de ingangsstroom te bekomen, is het nodig deze meting te synchroniseren met het in- en uitschakelen van de vermogens-elektronische schakelaar van de boostgelijkrichter. Door het bemonsteringsogenblik dan

telkens halverwege de stijgende flank van de driehoeksvormige ingangsstroom te kiezen, kan men zorgen dat bij elke bemonstering de gemiddelde waarde van de ingangsstroom over een schakelperiode wordt bekomen als discrete waarde. Bovendien hebben storingen op het meetsignaal die door het in- en uitschakelen van de schakelaar worden veroorzaakt, bij deze keuze weinig invloed op de bemonsterde meetwaarde. De robuustheid van deze bemonstering kan zelfs nog verbeterd worden door gebruik te maken van bemonstering op wisselende flanken: bemonstering op de stijgende flank van de stroom wanneer de pulswijdteverhouding van de schakelaar hoog is, op de dalende flank van de stroom wanneer de pulswijdteverhouding laag is.

Ook in het geval van de bemonstering van de uitgangsspanning kan een goede keuze van het bemonsteringsogenblik voordelig zijn voor het gedrag van de gelijkrichter. Wanneer de bemonsteringssnelheid van de uitgangsspanning veel hoger wordt gekozen dan de netfrequentie, kan de ingangsconductantie van de gelijkrichter (de gewenste verhouding tussen de ingangsstroom en -spanning van de gelijkrichter) continu bijgesteld worden. Een al te snelle reactie van de spanningsregelaar op variaties van de uitgangsspanning kan echter voor een sterke vervorming zorgen van de ingangsstroom. Wanneer de bemonsteringsogenblikken voor de uitgangsspanning echter zodanig bepaald worden dat ze samenvallen met de nuldoorgangen van de netspanning, dan zal het genomen monster steeds gelijk zijn aan de gemiddelde uitgangsspanning, zonder rimpel. De spanningsregelaar zal dus geen ongewenste variaties van de ingangsconductantie meer veroorzaken, wat de kwaliteit van de golfvorm van de ingangsstroom ten goede komt.

Een verdere verbetering van de kwaliteit van de ingangsstroom kan bekomen worden door het toevoegen van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding aan de stroomregelaar. Deze methode bestaat erin de gemiddelde pulswijdteverhouding te berekenen op basis van de ingangsspanning en de uitgangsspanning, zodat de stroomregelaar enkel moet instaan voor het wegeregelen van de storingen die een afwijking van de ingangsstroom veroorzaken. De verbetering van de golfvorm van de ingangsstroom zal voornamelijk te merken zijn in de faseverschuiving tussen netspanning en -stroom, die kleiner wordt door het gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding.

Een belangrijk deel van het werk is gewijd aan de studie van de boostgelijkrichter in de gemengde geleidingsmode. Dit is een vermogensgebied waarbij de gelijkrichter gedurende een netperiode afwisselend in de continue en de onderbroken geleidingsmode werkt. Uit deze studie blijkt in de eerste plaats dat het ingangsgedrag van de gelijkrichter te wensen over laat wanneer de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode werkt. In dit werk zijn enerzijds de voorwaarden in kaart gebracht die bepalen vanaf welke waarden van de ingangsconductantie en het vermogen deze werking zal optreden. Anderzijds worden drie problemen beschreven, die opduiken in de onderbroken geleidingsmode, waarbij telkens een passende oplossing wordt aangereikt.

Een eerste aandachtspunt bij werking in de onderbroken mode, is het optreden van oscillaties ten gevolge van parasitaire componenten in de omzetter. Doorheen het gebruik van verschillende controlestrategieën voor de ingangsstroom van de gelijkrichter, kunnen deze oscillaties vervorming in die ingangsstroom, of zelfs instabiliteit van de regelkring veroorzaken. Een juiste keuze van de schakelaar en de diode kan hierbij het probleem verminderen, doch voor een volledige oplossing van het probleem is het noodzakelijk een snubber te gebruiken die de parasitaire oscillaties dempt. In dit werk wordt enerzijds kort de keuze van een schakelaar en een diode besproken vanuit hun invloed op de oscillaties, en worden anderzijds enkele eenvoudige snubbertypes afgewogen ten opzichte van elkaar. Voor het hier beschouwde probleem blijkt een RCD-snubber een goede keuze aangezien deze enkel dempt (en dus ook vermogen dissipeert) op de ogenblikken dat dit nuttig is voor de gelijkrichter.

Een ander probleem treedt op bij de bemonstering van de ingangsstroom in de onderbroken geleidingsmode. Wanneer de boostgelijkrichter ontworpen is voor de continue geleidingsmode en gebruik maakt van het hoger besproken bemonsteringsalgoritme met bemonstering halverwege de stijgende flank van de ingangsstroom, dan wordt in de continue geleidingsmode de gemiddelde waarde van de ingangsstroom verkregen. In de onderbroken geleidingsmode ligt de werkelijke waarde van de ingangsstroom echter lager dan de bemonsterde waarde. Hierdoor treedt er een sterke vervorming op van de netstroom van de boostgelijkrichter. De verhouding tussen de bemonsterde waarde en de werkelijke waarde kan berekend worden op basis van de gemeten waarden van de ingangs- en uitgangsspanning en de pulswijdteverhouding. Uit de kennis van deze verhouding kan de digitale processor op eenvoudige wijze de werkelijke gemiddelde stroom berekenen, waardoor de regelaar de ingangsstroom van de boostgelijkrichter dichter bij zijn wenswaarde kan brengen. Een bijkomend voordeel van deze methode is het feit dat deze onveranderd kan toegepast worden in de continue of de onderbroken geleidingsmode.

In de gemengde geleidingsmode zal het dynamisch gedrag van de boostconverter bovendien verschillend zijn in de continue en in de onderbroken geleidingsmode. Ook de gemiddelde waarde van de pulswijdteverhouding, die in de continue geleidingsmode wordt gebruikt voor de toepassing van voorwaartscompensatie, is niet meer geldig in de onderbroken geleidingsmode. Daarom werd het principe van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding uitgebreid naar de onderbroken geleidingsmode. Bij werking van de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode volstaat het de ideale pulswijdteverhouding te berekenen voor zowel de continue als de onderbroken geleidingsmode, en uit beide waarden de kleinste te kiezen. Door deze uitbreiding van de digitale regelaar is het mogelijk om een lage vervorming van de netstroom van de gelijkrichter te bekomen doorheen een vermogensgebied dat zowel de continue als de gemengde en de onderbroken geleidingsmode omvat.

Tenslotte wordt dieper ingegaan op de samenwerking tussen de gelijkrichter en het voedend net. Daartoe wordt de ingangsimpedantie van de gelijkrichter berekend voor werking in de continue en de onderbroken geleidingsmode. Deze blijken zich tot een zekere frequentie vrijwel resistief te gedragen, wat voordelig is voor de goede werking van het voedend net. Enkel naar hoge frequenties toe neemt de capaciteit van het ingangsfiler aan belang toe, ten opzichte van de impedantie van de omzetter zelf. Deze trend treedt sneller op bij een lage waarde van het ingangsvermogen van de gelijkrichter, waar de ingangsimpedantie hoger is. Dit is een nadeel in netten waar resistieve lasten nodig zijn om resonanties te dempen en de voortplanting van harmonischen te beperken. Daarom wordt op basis van de boostgelijkrichter en de eerder besproken regelaars, een regelprincipe voorgesteld, dat toelaat het vermogen van de gelijkrichter te regelen, zonder daardoor de ingangsimpedantie van de gelijkrichter te veranderen. De bekomen gelijkrichter zal dus, onafhankelijk van zijn ingangsvermogen, zijn bijdrage leveren tot een goede werking van het net.

Summary

Although in most cases only an ac voltage is supplied by the grid, many applications use dc voltages internally. Therefore, the ac voltage must be converted into a dc voltage, using a rectifier. In the ideal case, such a rectifier behaves purely resistive at its input, which means that the input current of the rectifier displays exactly the same waveform than the voltage supplied by the grid. Within the numerous possible topologies for power factor correction converters connected to a single-phase grid, the boost converter seems to be a very good choice. This converter combines a high efficiency, a simple topology and a good use of the active switches of the topology. Therefore, the boost topology is chosen as rectifier in this work.

For the control of this converter, a digital signal processor is employed. The goal of this work is to use the advantages and the new possibilities of this digital controller in order to obtain a PFC converter, which behaves as an ideal rectifier in a wide range of operating conditions. To obtain this ideal behaviour, the converter needs to measure three quantities: the input voltage, the input current, and the output voltage. The input current should have the same waveform as the input voltage, while the output voltage should be a constant dc voltage.

In order to implement the required control strategy with a digital processor, some measures have to be taken to make sure the digital control itself is operating properly. The first important problem to tackle, is the timing of the sampling process of the control variables. In order to obtain a correct sample for the input current, it is required that the sampling is synchronized with the switching of the converter. When the sampling instant is taken in the middle of the rising edge of the triangular input current, the average input current is obtained by the sampling process. Moreover, with this algorithm, the sampling process is not disturbed by switching noise, caused by the switching of its transistor. This robust sampling algorithm can be even improved by employing the alternating edge sampling algorithm. This means that the input current is sampled on the rising edge for large values of the duty ratio, while it is sampled on the falling edge for small values of the duty ratio.

The behaviour of the converter can be further improved by a good timing for the output voltage sampling. When the sample rate is chosen much higher than the frequency of the grid, the input conductance of the rectifier (the desired ratio between the input voltage and the input current) can be updated continuously. However, a fast reaction of the output voltage controller on variations of the output voltage will lead to a distorted grid current, due to the fast varying input conductance. Though, when the sampling instants are chosen on the zero-crossings of the line voltage, the ripple on the output voltage becomes invisible for the output voltage controller, so this controller will not deteriorate the input current waveform by unnecessary control actions.

Another improvement of the quality of the input current can be achieved through the use of duty-ratio feedforward. In this digital control strategy, the ideal average duty ratio is calculated by the processor, based on the input voltage and the output voltage. The result is added to the output of the input current controller, so that this controller only has to compensate small variations of the duty ratio. The most important improvement of the input current quality will be the lower phase shift between the input voltage and the input current.

A very important issue in this paper is the study of the digitally controlled boost PFC converter operated in the mixed conduction mode. This conduction mode occurs at those power levels where the converter operates in the continuous and the discontinuous conduction mode alternately. The study shows that the quality of the input current in the mixed conduction mode is importantly deteriorated compared to the operation in the continuous conduction mode. First of all, this work describes the boundaries of the mixed conduction mode as a function of the input conductance and the input power. Afterwards, the three main reasons for the deteriorated input behaviour in the mixed conduction mode are discussed and a solution is proposed for each of them.

The first cause is the appearance of oscillations due to parasitic effects in the converter. These oscillations can cause distortion of the input current, or even instability of the input current control loop, for most of the possible current control strategies. The problem can be reduced by choosing active components whose current and voltage ratings are close to the requirements of the application, though for a complete solution a snubber is needed to attenuate the oscillations. In this work, the choice of the switch and the diode are discussed with regard to their influence on the oscillations. Moreover, some snubber types are compared. For the problem of the oscillations in the discontinuous conduction mode, an RCD-snubber seems to be a good choice.

Another problem is the sampling of the input current in the discontinuous conduction mode. When the boost rectifier is designed for operation in the continuous conduction mode and the rising edge sampling algorithm is employed, the sampling algorithm will yield the average input current. In the discontinuous conduc-

tion mode, the sampled value of the input current will be lower than the real value, so the input current will be distorted. The ratio between the sample and the real value can be easily calculated by the digital controller as a function of the input and output voltage and the duty ratio. This allows the controller to correct the samples of the input current and hence improve the quality of the input current. Moreover, this correction method does not affect the input current waveforms in the continuous conduction mode, so that implementation is possible in both the continuous and the discontinuous conduction mode.

Since this correction method is still valid in the continuous conduction mode, where the ratio equals one, practical implementation of this method can be easily performed.

In the discontinuous conduction mode, the dynamic behaviour of the converter differs a lot from the behaviour in the continuous conduction mode. Moreover, the ideal average duty ratio, which is used for duty-ratio feedforward, is changed when the converter operates in the discontinuous conduction mode. Therefore, the control strategy of duty-ratio feedforward is extended for operation in the discontinuous conduction mode. In the mixed conduction mode, both the ideal duty ratio for the continuous and the discontinuous conduction mode must be calculated, while the lowest of both must be taken into account. With this extension of the input current controller, it becomes possible to achieve a nearly perfect input current waveform in a wide range of power levels and operating conditions of the converter.

Finally, the interaction of the rectifier with the feeding grid is discussed. Therefore, the input impedance of the rectifier is calculated in both the continuous and the discontinuous conduction mode. The converter behaves nearly resistive for low frequencies, which is very useful for the feeding grid. For higher frequencies, the capacity of the EMI-filter gains significance, which results in more capacitive behaviour. This effect is more important for low power levels and thus for high values of the input impedance. Therefore, a small modification is made to the control strategy, so that the input impedance of the converter can be programmed independently of the power level of the converter. When this strategy is employed, the converter will contribute to the stability of the grid for a wide range of power levels.

Inhoudsopgave

Dankwoord	i
Samenvatting	iii
Summary	vii
Inhoudsopgave	xi
Lijst van symbolen en Engelse terminologie	xvii
1 Inleiding	1
1.1 Doel en voorkomen van gelijkrichters	1
1.2 Benamingen, definities en reglementeringen	2
1.2.1 Definities voor het gedrag van de gelijkrichter aan wisselspanningszijde	2
1.2.2 Overzicht van de bestaande reglementeringen	4
1.3 Types gelijkrichters	5
1.3.1 Piekgelijkrichters	5
1.3.2 Piekgelijkrichters met toegevoegde passieve componenten	7
1.3.3 Gestuurde gelijkrichters	8
1.3.4 Actieve gelijkrichters	8
1.4 Probleemstelling en doelstelling	9

1.5	Overzicht van het werk	10
2	Bestaande technieken voor éénfasige actieve gelijkrichting	13
2.1	De resistieve gelijkrichter	14
2.1.1	Gedrag van een resistieve gelijkrichter	14
2.1.2	Verwezenlijking van een resistieve gelijkrichter	15
2.2	Overzicht van enkele veelgebruikte topologieën	16
2.2.1	De spanningsverhogende hakker of boostconvector	16
2.2.2	De buck-, buck-boost- en flybackconvector	19
2.2.3	SEPIC- en Cukconvector	22
2.2.4	Andere topologieën	24
2.3	Regeling van de uitgangsspanning	25
2.3.1	Algemene behandeling	25
2.3.2	Invloed van de uitgangsspanningsregeling op de ingangsstroomvorm	26
2.3.3	De spanningsregelaar in de literatuur	27
2.3.4	Voorwaartscompensatie van de ingangsspanning	29
2.4	Regeling van de ingangsstroom	30
2.4.1	Gemiddelde-stroomregeling	30
2.4.2	Piekstroomregeling	31
2.4.3	Controle met een niet-lineaire draaggolf	32
2.4.4	Hysteresisregeling	34
2.4.5	Spanningsvolgers	35
2.4.6	Andere regelmethode	37
2.5	Besluit	39
3	De digitaal gestuurde boostgelijkrichter in de continue geleidingsmode	41
3.1	Algemene beschrijving van de digitaal gestuurde boostgelijkrichter	42

3.1.1	Opbouw van het systeem	42
3.1.2	Voorstelling van digitale waarden	44
3.1.3	Bemonstering van de meetwaarden	45
3.1.4	Keuze van de pulswijdtemodulator	48
3.1.5	Digitale regelaar en laagdoorlaatfilter	50
3.2	Ontwerp van de stroomregelaar	52
3.2.1	Een dynamisch model voor de ingangsstroom van een boost- gelijkrichter	53
3.2.2	Bijkomende transfertfuncties in de stroomregelkring	57
3.2.3	Ontwerp van de regelaar	58
3.2.4	De stroomregelaar in het z-domein	60
3.2.5	Experimentele verificatie	61
3.3	Ontwerp van de spanningsregelaar	62
3.3.1	Opstellen van het model	62
3.3.2	Bijkomende transfertfuncties in de spanningsregelkring	65
3.3.3	Ontwerp van de regelaar	66
3.3.4	De spanningsregelkring in het z-domein	68
3.3.5	Experimentele verificatie	69
3.4	Bemonstering van de ingangsstroom	70
3.4.1	Probleemstelling	70
3.4.2	Bemonstering op wisselende flanken	72
3.4.3	Distorsie van de ingangsstroom ten gevolge van de be- monstering	73
3.4.4	Experimentele verificatie	79
3.5	Bemonstering van de uitgangsspanning	80
3.5.1	Nieuwe bemonsteringsalgoritmen	80
3.5.2	Experimentele verificatie	83
3.6	Voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding	83

3.6.1	De spanning over de schakelaar	84
3.6.2	Voorwaartscompensatie	85
3.6.3	Resultaten en experimenten	86
3.7	Besluit	88
4	De digitaal gestuurde boostgelijkrichter in de gemengde geleidingsmode	91
4.1	Beschrijving van de gemengde geleidingsmode	91
4.1.1	Het optreden van de gemengde geleidingsmode	91
4.1.2	Grenzen van de gemengde geleidingsmode in functie van de ingangsconductantie	93
4.1.3	Grenzen van de gemengde geleidingsmode in functie van het vermogen bij sinusoidale stroom	96
4.2	Parasitaire effecten bij de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode	97
4.2.1	Invloed van werkelijke (niet-ideale) schakelaars	97
4.2.2	Vervorming van de ingangsstroom door parasitaire oscillaties	103
4.2.3	Het gebruik van een snubber en de invloed van de keuze van de schakelaar	106
4.3	Bemonstering van de ingangsstroom bij werking in de gemengde geleidingsmode	115
4.3.1	Vervorming van de ingangsstroom door foutieve bemonstering in de onderbroken geleidingsmode	115
4.3.2	Grenzen van de gemengde geleidingsmode in functie van het vermogen bij niet-sinusoidale netstroom	120
4.3.3	Correctie van de bemonstering	123
4.3.4	Experimentele resultaten	124
4.4	Voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding in de gemengde geleidingsmode	128
4.4.1	Een dynamisch model voor de ingangsstroom in de onderbroken geleidingsmode	129

4.4.2	Een stroomregelaar voor de onderbroken geleidingsmode .	133
4.4.3	Voorwaartscompensatie	134
4.4.4	Experimentele resultaten	137
4.5	Besluit	141
5	Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter	145
5.1	Inleiding	145
5.2	Ingangsimpedantie in de continue geleidingsmode	146
5.2.1	Berekening van deingangsimpedantie	146
5.2.2	Bespreking van de resultaten	150
5.2.3	Experimentele verificatie	155
5.3	Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode	157
5.3.1	Berekening van deingangsimpedantie	157
5.3.2	Bespreking van de resultaten	160
5.3.3	Experimentele verificatie	162
5.4	De boostgelijkrichter met een programmeerbare ingangsimpedantie voor harmonischen	164
5.4.1	De invloed van deingangsimpedantie op het voedende net	164
5.4.2	Controlestrategie voor een programmeerbare harmonische impedantie	166
5.4.3	Experimentele resultaten	173
5.5	Besluit	179
6	Slotbeschouwingen en verder onderzoek	181
6.1	Besluiten	181
6.2	Mogelijkheden voor verder onderzoek	185
	Bibliografie	187

Lijst van symbolen en Engelse terminologie

Lijst met voornaamste symbolen

d	de pulswijdteverhouding
d_f	relatieve duur van de dalende flank van de ingangsstroom t.o.v. een schakelperiode
$d_{ff}, d_{ff}^{ccm}, d_{ff}^{dcm}$	berekende waarde van de pulswijdteverhouding bij gebruik van voorwaartscompensatie, berekend voor de continue of voor de onderbroken geleidingsmode
f_{net}, ω_{net}	frequentie en pulsatie van de netspanning
f_s	schakelfrequentie
f_b	bemonsteringsfrequentie
$g_e(t)$	geëmuleerde ingangsconductantie van de gelijkrichter
G_e	Evenwichtswaarde van $g_e(t)$, ook constante geëmuleerde ingangsconductantie
$g_h(t)$	geëmuleerde ingangsconductantie van de gelijkrichter voor frequenties afwijkend van de netfrequentie
$g'_1(t)$	bijkomende term in de geëmuleerde ingangsconductantie van de gelijkrichter, geldig bij de netfrequentie
$i_{dc}(t)$	gelijkstroom aan de uitgang van de gelijkrichter
$I_{dc}, I_{dc}(t)$	(tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde van de variabele $i_{dc}(t)$
i_{net}	stroom aan de netzijde van de gelijkrichter
i_{in}	stroom aan de ingang van een gelijkstroomomzetter, al dan niet gebruikt als gelijkrichter
$I_{in}, I_{in}(t)$	(tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde van de variabele $i_{in}(t)$
$M(t)$	spanningsomzettingsverhouding van een gelijkstroomomzetter
p	begin van een schakelperiode
$p_{dc}(t)$	ogenblikkelijk vermogen geleverd aan de gelijkstroomlast
$p_{net}(t)$	ogenblikkelijk vermogen door de gelijkrichter uit het net opgenomen

R_e	geëmuleerde ingangsweerstand van een gelijkrichter
T_s	schakelperiode
T_b	de bemonsteringsperiode
t_b	bemonsteringsogenblik
$t_{b,i}$	bemonsteringsogenblik in het ideale geval
$t_{b,r}$	gewenst bemonsteringsogenblik in het werkelijke geval
v_{dc}	gelijkspanning aan de uitgang van de gelijkrichter
$V_{dc}, V_{dc}(t)$	(tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde van de variabele $v_{dc}(t)$
v_{net}	de spanning aan de netzijde van de gelijkrichter
$\widehat{V}_{net}, V_{net}$	amplitude en effectiefwaarde van de netspanning
v_{in}	de spanning aan de ingang van een gelijkstroomomzetter, al dan niet gebruikt als gelijkrichter
$V_{in}, V_{in}(t)$	(tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde van deingangsspanning $v_{in}(t)$
v_{dg}	draaggolf
\widehat{X}	amplitude van een sinusoidaal signaal $x(t)$
\widehat{X}_h	amplitude van de h^e harmonische component van een signaal $x(t)$
$X, X(t)$	(tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde van de variabele $x(t)$
$\widehat{x}(t)$	kleinsignaal-afwijking van een variabele $x(t)$ uit de evenwichtstoestand
$\widehat{x}(s)$	Laplace-getransformeerde van de kleinsignaal-afwijking van $x(t)$
Δx	rimpel die optreedt bij een signaal $x(t)$
$x^*(t)$	de wenswaarde voor de controlevariabele $x(t)$ in een regelus
$x^e(t)$	het verschil tussen de wenswaarde van de controlevariabele $x(t)$ en zijn werkelijke waarde
$x_g(t)$	gemiddelde waarde van de variabele $x(t)$ over een schakelperiode T_s
$\widehat{x}_d(t)$	dimensieloze waarde van de variabele $x(t)$ verkregen door het delen van $x(t)$ door zijn referentiewaarde X^{ref}
$x_b(t)$	de tijdsfunctie verkregen door het bemonsteren van $x(t)$
X^{ref}	de referentiewaarde van de variabele $x(t)$
$\widehat{z}_{in}(s)$	kleinsignaal-ingangsimpedantie van de gelijkrichter
$\widehat{z}_{tot}(s)$	totale kleinsignaal-ingangsimpedantie, inclusief de capaciteit van het ingangsfiler
$(\cdot)_{PI}$	grootheden en parameters die betrekking hebben op een PI-regelaar
$(\cdot)_{LD}$	grootheden en parameters die betrekking hebben op een laagdoorlaatfilter
$(\cdot)^i$	betrekking hebbend op de stroomregelkring
$(\cdot)^v$	betrekking hebbend op de spanningsregelkring

α	fasehoek van de netspanning waarbij de gelijkrichter overgaat van werking in de onderbroken geleidingsmode naar de continue geleidingsmode
γ	dimensieloze ingangsconductantie
ε	relatieve tijdsfout bij het bepalen van het bemonsteringsogenblik
η	rendement van de gelijkrichter
θ_x	fout die gemaakt wordt bij detectie van de nuldoorgang van de fundamentele component van de netspanning
κ	som van de relatieve duur van de stijgende en de dalende flank t.o.v. een schakelperiode
τ_d	tijdsvertraging tussen $t_{b,i}$ en $t_{b,r}$
τ_p	tijd beschikbaar voor de berekeningen van een processor
ψ	fout in de schatting van de fase van de netspanning door de fasevolger
ω_{PLL}	door de fasevolger geschatte pulsatie van de netfrequentie

Engelse vertaling van de gebruikte Nederlandse vaktermen

Nederlands	Engels
actieve/passieve gelijkrichter	active/passive rectifier
analoog-naar-digitaal-omzetter	analog-to-digital converter
arbeidsfactor	power factor
bemonstering op wisselende flanken	alternating-edge sampling, AES
continue geleidingsmode	continuous conduction mode, CCM
controle met een niet-lineaire draaggolf	non-linear carrier control, NLC
correctie van de bemonstering	sample correction
fasevolger	phase-locked loop
geëmuleerde ingangsconductantie	emulated input conductance
gelijkstroomomzetter	dc-dc converter
gemengde geleidingsmode	mixed conduction mode, MCM
gemiddelde-stroomregeling	average current control

ladingscontrole	charge control
onderbroken geleidingsmode	discontinuous conduction mode, DCM
piekstroomregeling	peak current control <i>ook</i> current programmed control
programmeerbare ingangsimpedantie voor harmonischen	shunt-harmonic impedance, SHI
pulswijdtemodulatie	pulse-width modulation
pulswijdteverhouding	duty ratio
spanningsomzettingsverhouding	voltage conversion ratio
spanningsvolger	voltage follower
totale harmonische distorsie	total harmonic distortion
voorwaartscompensatie	feedforward

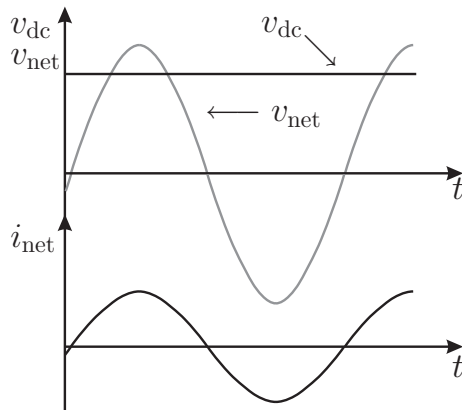
Hoofdstuk 1

Inleiding

1.1 Doel en voorkomen van gelijkrichters

Voor het transport en de opwekking van elektrische energie wordt vrijwel uitsluitend gebruik gemaakt van wisselspanning. Een uitzondering hierop is de zogenaamde “High Voltage DC”, gelijkspanning bij hoge spanning, die o.a. gebruikt wordt bij het overbruggen van lange afstanden of weinig toegankelijke gebieden (vb. onderzeese kabels) of voor de interconnectie tussen niet-gesynchroniseerde wisselspanningsnetten. Desondanks wordt in tal van toepassingen intern gebruik gemaakt van gelijkspanning. Deze toepassingen omvatten enerzijds heel alledaagse toestellen en toepassingen op laag vermogen zoals audio- en videoapparatuur, TV, computer en spaarlampen, en anderzijds ook industriële toepassingen, vooral als tussenkringspanning bij aandrijvingen van pompen, compressoren en transportbanden, productie van energie uit wind- en zonne-energie, voeding voor de aandrijving van trein en tram, niet-onderbreekbare voedingen (UPS) en vele andere.

Voor elk van deze toepassingen moet een koppeling voorzien worden tussen het gelijkspanningsnetwerk en het voedende wisselspanningsnet. Deze interface zal in dit werk een inverter, een wisselrichter of een gelijkrichter genoemd worden, afhankelijk van de vermogenszin. Wanneer de belangrijkste vermogenstroom van wisselspanning naar gelijkspanning vloeit, zal deze interface een gelijkrichter genoemd worden, terwijl voor de omgekeerde vermogenszin (belangrijkste vermogenstroom van gelijkspanning naar wisselspanning) de benaming inverter of een wisselrichter gebruikt wordt. Verder worden laagvermogenstoepassingen (<3.5 kW) doorgaans gevoed uit een éénfasig net, terwijl toepassingen voor hoger vermogen uit driefasige netten gevoed worden. Invertoren en gelijkrichters voor éénfasige netten zullen uiteraard sterk verschillen van hun driefasige equiva-



Figuur 1.1. Golfvormen van een ideale gelijkrichter: ingangsspanning en -stroom, uitgangsspanning

lenten, waarbij specifieke problemen opduiken in de twee gevallen. In wat volgt zal de aandacht toegespitst worden op éénfasige gelijkrichters.

1.2 Benamingen, definities en reglementeringen

1.2.1 Definities voor het gedrag van de gelijkrichter aan wisselspanningszijde

De golfvormen voor een ideale gelijkrichter worden geïllustreerd in figuur 1.1. Aan de gelijkstroomzijde van de gelijkrichter tonen ze een zo constant mogelijke, liefst regelbare gelijkspanning v_{dc} . Aan de netzijde van de gelijkrichter wenst men bij een sinusoidale netspanning v_{net} ook een sinusoidale netstroom i_{net} te verkrijgen. Deze golfvormen komen in reële situaties slechts zelden voor: in vele gevallen zal er in de netspanning of -stroom een afwijking van de sinusoidale golfvorm bestaan, zal er tussen beide een faseverschuiving optreden, of zal de gelijkspanning niet perfect constant zijn. Om de afwijking op de golfvormen ten opzichte van de golfvormen van een ideale gelijkrichter te quantificeren, bestaan er verschillende grootheden. De belangrijkste worden hier kort besproken.

Een eerste belangrijk begrip is de *harmonische inhoud* van een periodiek signaal. Elk periodiek signaal kan ontbonden worden in een constante term en een reeks sinusoidale componenten, waarvan de frequentie een geheel veelvoud is van de grondharmonische frequentie van het signaal. De harmonische inhoud is de reeks van amplitudes en fasehoeken die optreden voor de verschillende harmonischen

in een signaal. Mathematisch kan dit uitgedrukt worden als

$$x(t) = X_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \hat{X}_h \cos(h\omega t + \phi_h), \quad (1.1)$$

waarbij $x(t)$ een algemene voorstelling van het periodiek signaal is, ω de pulsatie van de grondgolf is, en ϕ_h de fasedraaiing voorstelt van de h^{de} harmonische component. X_0 en \hat{X}_h zijn respectievelijk de constante component van het signaal en de amplitude van de h^{de} harmonische component. In het ideale geval van een sinusoidale golfvorm zal dus enkel de component voor $h = 1$ een amplitude bezitten verschillend van nul.

Wanneer we te maken krijgen met een niet-sinusoidale golfvorm, is het soms van belang een maat te hebben van de grootte van de afwijkingen, zonder dat echter de grootte en de fase van elke individuele component moeten in beschouwing genomen worden. We drukken de grootte van de vervorming dan uit door middel van het begrip *totale harmonische distorsie (THD)*¹, gedefinieerd als²

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} X_h^2}{X_1^2}}. \quad (1.2)$$

In wat volgt zal voor de totale harmonische vervorming van de netspanning steeds THD_V gebruikt worden, terwijl de distorsie van de stroom zal aangeduid worden met THD_I .

Een begrip dat ook heel dikwijls gebruikt wordt om de kwaliteit van de ingangsgolfvormen van een gelijkrichter aan te duiden is de *arbeidsfactor*³. Voor deze arbeidsfactor zijn verschillende definities in gebruik. Een uitvoerige beschrijving ervan wordt gegeven in [Ghijselen2001]. De definitie die hier gekozen wordt, stemt overeen met de berekening van de arbeidsfactor door bijvoorbeeld het universele vermogenmeettoestel *Voltech PM3000A*, waarmee de experimentele resultaten verder in dit werk zullen gevalideerd worden

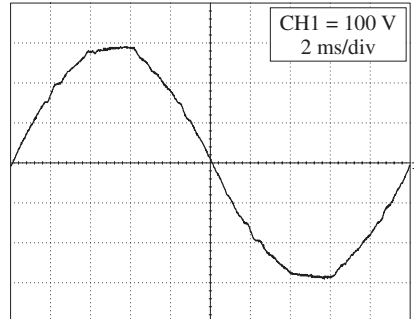
$$pf = \frac{P_{\text{net}}}{V_{\text{net,rms}} \cdot I_{\text{net,rms}}}. \quad (1.3)$$

Dit is met andere woorden de verhouding tussen het actief vermogen dat door het net geleverd wordt, zowel in de fundamentele component als in de harmonische componenten, en het schijnbaar vermogen dat éénfasig wordt overgedragen.

¹Engels: Total Harmonic Distortion, THD

²Er bestaat ook een andere, afwijkende definitie voor de THD [Ghijselen2001], doch we kiezen hier voor de definitie die het meest gebruikt wordt voor spannings- en stroomvervorming in elektrische netten.

³Engels: power factor



Figuur 1.2. Meting van de netspanning in een omgeving met veel piek-gelijkrichters

1.2.2 Overzicht van de bestaande reglementeringen

Het elektriciteitsnet levert in het ideale geval een perfecte sinusoidale spanning, met een constante amplitude en een constante frequentie. Indien er bovendien enkel lineaire lasten aanwezig zijn, zijn ook de optredende stromen sinusoidaal. Het werkelijke net wijkt hier grondig van af: de amplitude van de netspanning kan variëren, de frequentie kan variëren, er zijn vele niet-lineaire lasten aangesloten die zorgen voor niet-sinusoidale spanning en stromen. . . Omdat deze afwijkingen de goede werking van het net ernstig kunnen verstoren, zijn er een reeks reglementen opgesteld waaraan de verschillende betrokken partijen (netbeheerder, gebruiker, . . .) moeten voldoen.

Aangezien gelijkrichters in de meeste gevallen enkel vermogen opnemen uit het net, zullen enkel die normen van toepassing zijn die betrekking hebben op de gebruikers aangesloten op het elektriciteitsnet. Het zal dan vooral van belang zijn de injectie van stroomharmonischen in het voedend net te beperken. Typische problemen die kunnen opduiken wanneer een teveel aan stroomharmonischen vloeit in het net, zijn:

- Harmonische stromen geven aanleiding tot vervuiling van de golfvorm van de netspanning door interactie met de equivalente serie-impedantie van het voedende net [Boix2000, Redl2001, Ghijselen2003]. Een vervuilde netspanning kan op zijn beurt de werking van verschillende andere toestellen verstoren die aangesloten zijn op hetzelfde net [IEEE1984, IEEE1993, IEEE1996a, IEEE1996b, Ghijselen2001].
- Bovendien leiden harmonische stromen tot verhoogde verliezen in transformatoren en wisselstroommachines en verhoogde stromen in condensatorbanken, wat een versnelde veroudering van deze toestellen in de hand werkt.

- Hoge drievoudige stroomharmonischen, bv. veroorzaakt door het verdelen van een groot aantal vervuilende éénfasige lasten, kunnen aanleiding geven tot onverwacht hoge stromen in de neutrale geleider van een driefasig systeem.

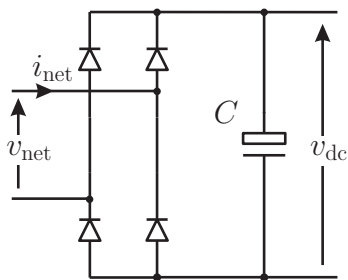
Figuur 1.2 toont een meting van de netspanning in een kantooromgeving waar zowel het groot aantal computers en randapparatuur als het veelvuldig gebruik van TL-verlichting zorgen voor een sterk niet-lineaire belasting en dus een behoorlijke vervuiling van de netspanning. Aangezien deze spanningsafwijking op zijn beurt een nefaste invloed kan hebben op de werking van andere toestellen die aangesloten zijn op hetzelfde net, is de maximale afwijking die de spanning van het net mag vertonen gelimiteerd [EN50160]. Uiteraard wordt de harmonische stroom die een verbruiker in het net mag injecteren eveneens aan banden gelegd [IEC61000-3-2], gelet op het verband tussen de spanningsvervorming en de injectie van harmonische stromen in het net. Het is hoofdzakelijk deze beperking die voor gelijkrichters een belangrijke rol begint te spelen, waardoor in vele gevallen actieve gelijkrichting noodzakelijk wordt.

1.3 Types gelijkrichters

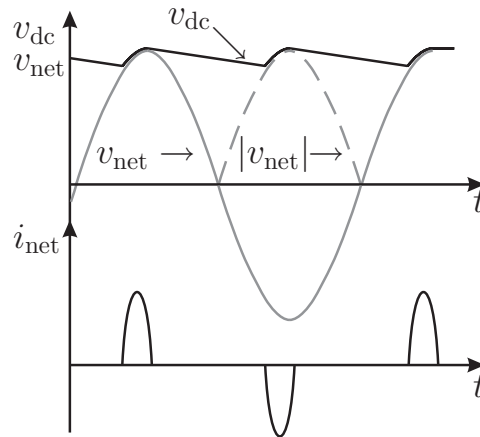
Vooraleer de bespreking van actieve gelijkrichters wordt aangevat (hoofdstuk 2), wordt eerst een beknopte samenvatting gegeven van de klassieke methoden die gebruikt worden bij gelijkrichting van een wisselspanning. Het primaire onderscheid dat binnen de klasse van de gelijkrichters kan gemaakt worden, is het verschil tussen netgecommuteerde gelijkrichters en schakelende gelijkrichters. De werking van netgecommuteerde gelijkrichters is, zoals de benaming reeds laat vermoeden, sterk gebonden aan de periodieke variatie van de spanning van het voedende net. De schakelogenblikken van diodes worden bepaald door de ogenblikkelijke spanning van het net, terwijl actieve schakelaars ingeschakeld worden met instelbare tijdsvertragingen ten opzichte van de nuldoorgang van de netspanning. Hierbij zullen twee types gelijkrichters besproken worden: enerzijds de piekgelijkrichter, anderzijds de gestuurde gelijkrichter. Schakelende gelijkrichters zijn gebaseerd op vermogenselektronische schakelaars die in- en uitgeschakeld worden aan een frequentie die (veel) hoger ligt dan de frequentie van het voedend net. Hoewel ze verder in dit werk uitvoerig besproken worden, zullen ze in deze paragraaf reeds ingeleid worden.

1.3.1 Piekgelijkrichters

De eenvoudigste, goedkoopste en daarom ook de meest voorkomende manier om een wisselspanning om te zetten naar een gelijkspanning, is door gebruik te maken



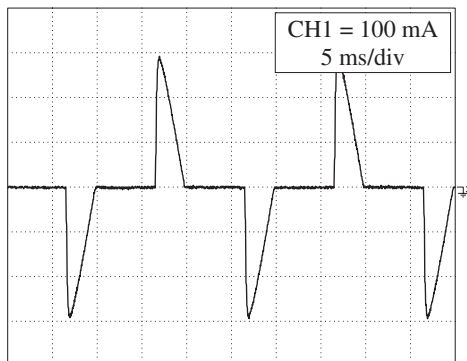
Figuur 1.3. Schema van een piekgelijkrichter



Figuur 1.4. Basisgolfvormen van de piekgelijkrichter: uitgangsspanning (bovenste zwarte kromme), netspanning (grijze kromme) en netstroom (onderste zwarte kromme)

van een diodegelijkrichter, gevolgd door een condensator aan gelijkspanningszijde (figuur 1.3). Deze condensator is noodzakelijk om de variaties van de uitgangsspanning van de gelijkrichter, die zouden optreden door het pulserend karakter van de ingangsspanning en -stroom, klein te houden. De werking van de gelijkrichter is als volgt: zolang de grootte van de netspanning (positief of negatief) groter is dan de spanning die over de uitgangscapacitor staat, zal er een diodepaar in geleiding zijn, waardoor er stroom van het voedend net naar de uitgangscapacitor en de last vloeit. Wanneer de netspanning vervolgens daalt en de uitgangsspanning door de grote waarde van de uitgangscapacitor zijn waarde behoudt, worden de diodes in een gesperde toestand gedwongen en zal er geen stroom meer uit het net worden opgenomen. Wanneer de capaciteitswaarde van de uitgangscapacitor voldoende groot gekozen wordt, zal de uitgangsspanning bovendien slechts een weinig lager zijn dan de piekwaarde van de netspanning. Hierdoor zal de geleidingsduur van de gelijkrichterdiodes klein zijn en de stroomvorm sterk gepiekt. Dit wordt geïllustreerd door de theoretische golfvormen van deze gelijkrichter in figuur 1.4 en de experimenteel waargenomen ingangsstroom van een spaarlamp met een bruggelijkrichter als ingang (figuur 1.5). Wanneer de gewenste gelijkspanning niet overeenkomt met de piekwaarde van de netspanning, kan de gelijkrichter voorafgegaan worden door een transformator die de netspanning omvormt tot een spanning met de gepaste piekwaarde. Een transformator kan tevens gebruikt worden om voor een galvanische scheiding te zorgen tussen het voedende net en de gelijkstroomtoepassing.

Het voordeel van een dergelijk type gelijkrichter is duidelijk zijn eenvoud en lage kostprijs. De golfvorm van de stroom die de gelijkrichter uit het voedend net



Figuur 1.5. Experimentele golfvorm van de ingangsstroom van een spaarlamp bij sinusoidale netspanning

Tabel 1.1. Harmonische inhoud van de netstroom van een spaarlamp

orde	stroom	orde	stroom
1	74 mA	21	7.2 %
3	80.0 %	23	6.7 %
5	50.7 %	25	6.3 %
7	26.4 %	27	5.2 %
9	19.4 %	29	4.7 %
11	18.6 %	31	4.5 %
13	14.1 %	33	3.9 %
15	10.7 %	35	3.4 %
17	10.4 %	37	3.4 %
19	9.1 %	39	3.0 %

opneemt, is echter sterk vervormd. Aangezien de diodes slechts gedurende een kort deel van de netperiode in geleiding zijn, zal de stroomvorm een spits verloop kennen, en bijgevolg een groot aantal stroomharmonischen in het voedende net injecteren (figuur 1.4). In het geval van de spaarlamp (figuur 1.5) werd een totale harmonische distorsie in de stroom waargenomen van 105 %. De individuele harmonischen in deze stroom worden gegeven in tabel 1.1. Aangezien het hier over verlichting gaat, valt de spaarlamp in klasse C van de norm [IEC61000-3-2]. Vergelijking van de gemeten waarden met de voorschriften uit de norm, tonen aan dat deze spaarlamp net aan de norm voldoet. Voor vele andere toestellen, die in de andere klassen van de norm [IEC61000-3-2] ondergebracht worden, is het gebruik van een piekgelijkrichter niet meer toegelaten. Bij deze toepassingen zal het dan ook noodzakelijk zijn om maatregelen te treffen.

1.3.2 Piekgelijkrichters met toegevoegde passieve componenten

Een mogelijkheid om de golfvorm van de ingangsstroom bij piekgelijkrichters te verbeteren, is gebruik te maken van passieve componenten zoals spoelen en condensatoren. Door een gepaste keuze van deze componenten kan men ofwel de geleidingsduur van de diodes verlengen, bijvoorbeeld door een spoel te plaatsen na de bruggelijkrichter, ofwel de amplitude van enkele harmonischen reduceren door een filter te plaatsen aan de wisselstroomzijde. In [Lin2002] worden ontwerpsregels voorgesteld voor een piekgelijkrichter met LC-filter, teneinde aan de norm [IEC61000-3-2] te voldoen. Onder bepaalde omstandigheden kan de toevoeging van enkele passieve componenten aan de gelijkrichter een goedkope oplossing bieden om een stroomvorm te bekomen die binnen de normen valt. Nog drastischer is het plaatsen van een serieweerstand in de keten, zoals voorgesteld

in [Fernández2004]. Alhoewel deze methode aanleiding geeft tot extra verliezen, zorgt deze voor een eenvoudige, goedkope manier om te voldoen aan de normen. Bovendien laat deze methode toe de toegevoegde zelfinductie te verkleinen, wat een positieve invloed heeft op het totale volume van de gelijkrichter.

Voor vele toepassingen waar de normen echter streng zijn, waar het gewicht, het volume of het rendement van de gelijkrichter een grote rol spelen, of waar er andere specifieke eisen zijn, zal men moeten overgaan tot het gebruik van actieve gelijkrichters.

1.3.3 Gestuurde gelijkrichters

Eén van de beperkingen van piekgelijkrichters is het rechtstreeks verband tussen de uitgangsspanning van de gelijkrichter en de amplitude van de netspanning. Bovendien zal het opladen van de condensator van een spanningsloze toestand tot de piekwaarde van de netspanning aanleiding geven tot een heel grote stroom, die schadelijk kan zijn voor de gelijkrichter. Daarom kan gebruik gemaakt worden van een gestuurde bruggelijkrichter. Bij dit type gelijkrichter worden de diodes vervangen door thyristoren, zodanig dat een sturing van de uitgangsspanning mogelijk wordt [Melkebeek2004]. Deze gelijkrichters hebben echter weinig praktische betekenis voor éénfasige lasten.

1.3.4 Actieve gelijkrichters

Hoewel de piekgelijkrichter dus de eenvoudigste manier is om wisselspanning om te zetten naar gelijkspanning, vormt deze gelijkrichter een sterk niet-lineaire last voor het voedende net en kan hij, indien veelvuldig toegepast, de werking van dit net ernstig verstoren. Daarom zijn tal van maatregelen genomen die beperkingen opleggen aan het ingangsgedrag van apparaten die bedoeld zijn voor aansluiting op het lichtnet. Eén van die beperkingen is de amplitude van de harmonische stromen die door het toestel in het net worden geïnjecteerd. Dit alles heeft geleid tot het ontwikkelen van nieuwe types gelijkrichters die, door middel van schakelende energie-omzetters, een lage harmonische distorsie van de ingangsstroom kunnen bekomen. Bovendien bieden deze gelijkrichters dikwijls extra flexibiliteit wat betreft de regeling van de uitgangsspanning van de gelijkrichter. Dit type gelijkrichter wordt doorgaans aangeduid met de benaming actieve gelijkrichter of preconverter⁴. Dikwijls gaat het hier om schakelende omzetters, wier ingangsstroom en uitgangsspanning moeten geregeld worden, en kan de bijbehorende regeltechniek een breed gamma bestrijken van regelmethoden en -principes.

⁴In de Engelstalige literatuur zijn verschillende benamingen gangbaar: Power Factor Correction (PFC) Converters, Power Factor Preregulators (PFP), Unity Power Factor Correctors (UPFC), active front-end converters. . . In het Nederlands komt de verwijzing naar de arbeidsfactor niet tot uiting.

Door de opkomst van goedkopere digitale regelaars zoals microprocessors en DSP's (digitaal-signaal-processoren) heeft het onderzoek naar nieuwere, betere en flexibelere stuurmethoden voor actieve gelijkrichters een nieuw elan gekregen. Deze digitale regelalgoritmes hebben immers vele voordelen ten opzichte van analoge regelaars. Ze zijn over het algemeen flexibeler in gebruik aangezien zowel hun instelwaarden als hun regelmethoden eenvoudig herprogrammeerbaar zijn. Bovendien zijn goed ontworpen digitale circuits over het algemeen minder storingsgevoelig dan analoge circuits, wat in de omgeving van schakelende energie-omzetters een belangrijk voordeel is. Vandaar dat de commerciële toepassingen van digitale controle van gelijkrichters steeds meer opduiken, in de vorm van specifieke IC's. Een voorbeeld hiervan is de PIC16C782 microcontroller [Darmawaskita2004].

1.4 Probleemstelling en doelstelling

Het gebruik van digitale regelaars heeft in de controle van actieve gelijkrichters voor heel wat verbeteringen en nieuwe mogelijkheden gezorgd. Vooraleer digitale regelaars kunnen toegepast worden, dienen echter heel wat problemen, fundamenteel of eerder van praktische aard, te worden opgelost die het gebruik van digitale regelaars met zich meebrengen. Zo is het nodig alle grootheden die moeten gekend zijn voor de digitale regelaar, om te zetten naar een digitaal signaal. Door de beperkte snelheid van analoog-naar-digitaalomzetters⁵ en de benodigde rekentijd van de processoren ten opzichte van de schakelfrequentie van de energie-omzetters, zijn specifieke maatregelen nodig om een goede werking te garanderen. Ook de snelheid van de beschikbare processoren en de discretisatie in de voorstelling van signalen en in de tijd, zijn beperkende factoren waar ter dege rekening moet mee gehouden worden [Peterchev2003]. Dit werk reikt dan ook in eerste instantie een overzicht aan van hoe men een digitale regelaar, meer bepaald een DSP, kan aanwenden voor de regeling van actieve gelijkrichters.

Het werk gaat echter verder dan dat. De grote flexibiliteit en de talrijke nieuwe mogelijkheden die digitale regelaars bieden, worden verder benut om het gedrag van de actieve spanningsverhogende gelijkrichter in de continue geleidingsmode te verbeteren. Verder wordt een beschrijving gegeven van problemen die kunnen opduiken wanneer zo'n spanningsverhogende gelijkrichter in gemengde geleidingsmode of onderbroken geleidingsmode bedreven wordt, en worden oplossingen op basis van digitale stuuralgoritmen aangereikt. Het doel is dus om een gelijkrichter te bekomen die zich in een zo ruim mogelijk bereik van werkingstoestanden blijft gedragen als een ideale gelijkrichter, zowel aan netzijde (lage harmonische distorsie), als aan gelijkspanningszijde (constante spanning).

⁵Engels: analog-to-digital converter, ADC

1.5 Overzicht van het werk

In hoofdstuk 2 wordt eerst een definitie gegeven van wat men verstaat onder de ideale gelijkrichter en hoe deze kan geïmplementeerd worden. Nadien volgt een uitgebreid overzicht van een reeks topologieën die in principe geschikt zijn om als actieve gelijkrichter te worden gebruikt, waarbij telkens een bespreking hoort van hun voor- en nadelen. Na het uitgebreide gamma aan topologieën wordt een overzicht gegeven van een aantal veelgebruikte methoden die gebruikt worden voor de controle van deze topologieën als actieve gelijkrichter.

Hoofdstuk 3 gaat vervolgens dieper in op de topologie die in de rest van het werk zal gebruikt worden: de spanningsverhogende actieve gelijkrichter of boostgelijkrichter. Meteen worden ook enkele problemen en oplossingen aangekaart die opduiken wanneer digitale controle wordt toegepast op de beschouwde topologie. De regeling die in dit hoofdstuk gebruikt wordt, geldt als een standaard regelalgoritme en is bruikbaar in heel wat toepassingen, zolang de beschouwde converter in continue geleidingsmode blijft werken. Bovendien worden enkele nieuwe regelalgoritmen voorgesteld die de mogelijkheden van digitale controle ten volle benutten om de gelijkrichter het gedrag van een ideale gelijkrichter te laten benaderen. Enerzijds gaat het om twee verbeterde bemonsteringsmethoden voor gebruik in de continue geleidingsmode. De eerste dient om de gevoeligheid van de meting van de ingangsstroom aan schakelstoringen en aan onnauwkeurigheden in de timing van de bemonstering gevoelig te verminderen. De tweede is bedoeld om te vermijden dat de rimpel op de uitgangsspanning een vervorming veroorzaakt van de wenswaarde van de ingangsstroom, en dus ook van de netstroom. Anderzijds wordt het dynamisch gedrag van de stroomregelaar verbeterd door het gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding.

In hoofdstuk 4 zal dan dieper worden ingegaan op het optreden van de gemengde geleidingsmode en de onderbroken geleidingsmode. Eerst worden de grenzen bepaald waarbinnen de gelijkrichter zich in de gemengde en onderbroken geleidingsmode bevindt. Vervolgens worden de veranderingen die de werking in deze geleidingsmodes teweeg brengen voor het gedrag van de digitaal gestuurde actieve gelijkrichters uitgebreid uit de doeken gedaan. De vervorming van de golfvorm van de netstroom bij werking van de gelijkrichter in de gemengde of de onderbroken geleidingsmode heeft drie oorzaken, die alle drie een oplossing krijgen in dit hoofdstuk. Het optreden van oscillaties door de aanwezigheid van parasitaire componenten in het schema van de boostgelijkrichter, kan opgelost worden door gebruik van een snubber. Fouten bij het bemonsteren van de ingangsstroom met een algoritme dat geschikt is voor de continue geleidingsmode, kunnen gecompenseerd worden door middel van berekeningen, uitgevoerd door de digitale processor. Tenslotte kan het verschil in dynamisch gedrag tussen de continue en de onderbroken geleidingsmode opgevangen worden door een uitbreiding van het principe van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding naar de onder-

broken en de gemengde geleidingsmode.

In hoofdstuk 5 wordt het ingangsgedrag beschreven aan de hand van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter, eerder dan aan de hand van de totale harmonische distorsie van de ingangsstroom en de arbeidsfactor van het systeem. Op basis van de resultaten van deze berekeningen wordt een licht aangepaste versie van de controlestrategie voorgesteld, zodanig dat het harmonisch ingangsgedrag van de gelijkrichter kan ingesteld worden onafhankelijk van het grondharmonisch gedrag. Zulke verbruikers gedragen zich dempend voor harmonische oscilaties op het net en kunnen op die manier nog een grotere bijdrage leveren aan de vermogenskwaliteit dan de “ideale” gelijkrichter. De beschouwingen in dit werk blijven echter beperkt tot de verwezenlijking van het principe.

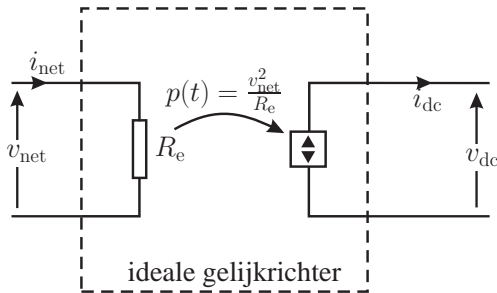
Hoofdstuk 6 geeft tenslotte nog een overzicht van de originele resultaten die in dit werk voorgesteld zijn. Het geeft verder aan in welke richting toekomstig onderzoek zich kan voortzetten.

Hoofdstuk 2

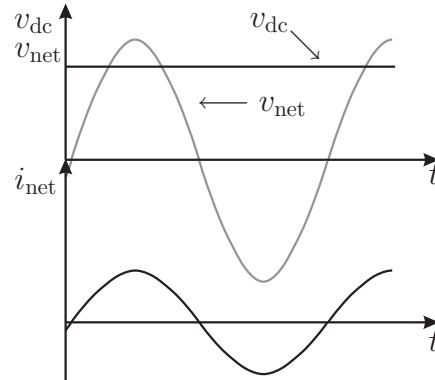
Bestaande technieken voor éénfasige actieve gelijkrichting

Door het invoeren van de verschillende normen, zoals besproken in hoofdstuk 1, worden meer en meer passieve gelijkrichters vervangen door actieve gelijkrichters. Deze trend wordt aangewakkerd door de opkomst van snelle en goedkope schakelaars met lage verliezen en het groeiende aanbod van sensoren, regelaars en specifieke geïntegreerde schakelingen voor de aansturing van schakelende omzetter. Deze nieuwe omzetter combineren een lager volume en gewicht met een grotere flexibiliteit qua ingangs- en uitgangsspanningsbereik en vermogenregeling. Bovendien kan er op vrij eenvoudige wijze een hoge arbeidsfactor en lage harmonische vervorming van de ingangsstroom verkregen worden, en dit alles met een goed rendement.

Dit hoofdstuk start met een beschrijving van het gedrag van een ideale gelijkrichter. Dit omvat zowel het gedrag ten opzichte van het voedend net als het gedrag aan de lastzijde. Aan de hand van deze bespreking wordt een overzicht en een bespreking van enkele veelgebruikte topologieën gegeven. Tenslotte wordt een overzicht geboden van de regelmethoden die tot dusver gekend zijn voor de regeling van een gelijkrichter. Hierin wordt een onderscheid gemaakt tussen de technieken voor de controle van de uitgangsspanning van de gelijkrichter en de controle van zijn ingangsstroom.



Figuur 2.1. Equivalent schema van een ideale éénfasige actieve gelijkrichter



Figuur 2.2. Ideale golfvormen van een actieve gelijkrichter: uitgangsspanning (bovenste zwarte kromme), netspanning (grijze kromme) en netstroom (onderste zwarte kromme)

2.1 De resistieve gelijkrichter

2.1.1 Gedrag van een resistieve gelijkrichter

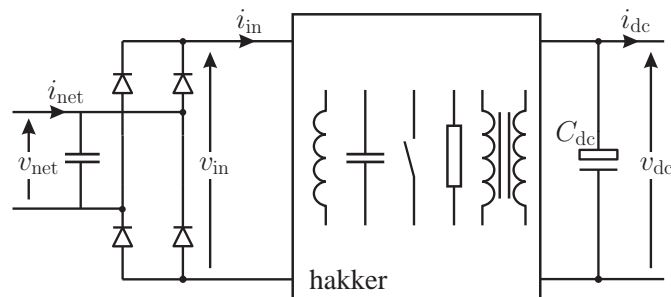
Het gedrag van een ideale gelijkrichter kan beschreven worden aan de hand van figuren 2.1 en 2.2, [Erickson2001]. Aan de netzijde gedraagt de gelijkrichter zich in het ideaal geval als een weerstand [Ghijsselen2002]: de lijnstrom naar de convertor i_{net} is evenredig met de netspanning v_{net} , of

$$i_{\text{net}} = \frac{v_{\text{net}}}{R_e}. \quad (2.1)$$

Hierin is R_e de evenredigheidsconstante, wat betekent dat de convertor aan netzijde kan gemodelleerd worden als zijnde een effectieve weerstand met waarde R_e . De weerstand R_e wordt daarom ook wel eens de geëmuleerde weerstand genoemd. In tegenstelling tot een werkelijke weerstand, wordt het opgenomen vermogen hier echter niet omgezet in warmte, maar wel in nuttig vermogen aan de uitgang van de convertor. Net zoals bij een fysische weerstand kan het gemiddeld opgenomen vermogen berekend worden als

$$P_{\text{net}} = \frac{V_{\text{net}}^2}{R_e}, \quad (2.2)$$

met V_{net} de effectiefwaarde van de netspanning. Het vermogen van de gelijkrichter kan dus geregeld worden door in te grijpen op de verhouding tussen de netstroom en de netspanning, of dus door de waarde van de geëmuleerde weerstand R_e te laten afhangen van een controlesignaal.



Figuur 2.3. Schema van een unidirectionele actieve gelijkrichter met diodebrug

Aan de uitgangszijde van een gelijkrichter is in de meeste gevallen een constante spanning gewenst. Deze spanning wordt echter bepaald door de karakteristiek van de belasting en door het uitgaand vermogen. Aangezien het ingaand en het uitgaand vermogen van de converter in het ideale geval (geen verliezen in de converter) aan elkaar gelijk zijn, wordt het uitgaand vermogen bepaald door het ingaand vermogen, of dus door R_e . Zolang R_e dus constant gehouden wordt, zal de uitgang zich gedragen als een constant-vermogenbron. De uitgangsspanning v_{dc} en de uitgangsstroom i_{dc} zijn bijgevolg omgekeerd evenredig, volgens

$$P_{dc} = v_{dc}i_{dc} = \frac{v_{net}^2}{R_e} \quad (2.3)$$

De spanning aan de uitgang van de gelijkrichter zal dus kunnen geregeld worden door het ingangsvermogen te regelen, of dus R_e aan te passen.

2.1.2 Verwezenlijking van een resistieve gelijkrichter

De ideale gelijkrichter kan gerealiseerd worden door het gebruik van het schema van figuur 2.3: aan netzijde wordt eerst een diodebrug geplaatst, waarna een gelijkstroomhakker volgt. Meestal bevat deze omzetter een grote condensator als energiebuffer. In heel wat gevallen bevindt deze condensator zich tussen de hakker en de last, zoals ook getoond in figuur 2.3. De ingangsspanning van de gelijkstroomhakker heeft als vorm de gelijkgerichte netspanning, of dus bij een sinusoidale netspanning

$$v_{in}(t) = |v_{net}(t)| = \widehat{V}_{net} |\sin \omega_{net} t|. \quad (2.4)$$

De wenswaarde voor de ingangsstroom i_{in} van de gelijkstroomhakker wordt dus, gelet op (2.1) en (2.4)

$$i_{in}(t) = \frac{v_{in}(t)}{R_e}. \quad (2.5)$$

Bij schakelende omzeters heeft de ingangsstroom echter een pulserend karakter met als frequentie de schakelfrequentie. Omdat deze hoogfrequente componenten van de stroom ongewenst zijn en zelfs aanleiding kunnen geven tot radiofrequente storingen, moeten ze uit de ingangsstroom weggefilterd worden. Dit gebeurt dikwijls door een condensator aan netzijde te plaatsen, zie figuur 2.3, of meer algemeen door een passief filter te plaatsen tussen de gelijkrichter en het net. Dit filter kan in het ideale geval gezien worden als een kortsluiting voor de hoogfrequente componenten van de stroom, de schakelrimpel, en als een open keten voor de netfrequentie. Op die manier wordt de schakelrimpel weggefilterd en blijven in de ingangsstroom enkel de componenten met de netfrequentie en harmonische frequenties over. Het is deze gemiddelde waarde die zal moeten voldoen aan (2.5).

Anderzijds wil men aan de uitgang van de convertor een constante gelijkspanning V_{dc} bekomen. Dit betekent dat de omzettingsverhouding van de gelijkstroom-omzetter M (de verhouding tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanning van een gelijkstroomomzetter) een variabel verloop in de tijd moet hebben, gegeven door

$$M(t) = \frac{v_{dc}(t)}{v_{in}(t)} = \frac{V_{dc}}{\widehat{V}_{net} |\sin \omega_{net} t|}. \quad (2.6)$$

Gedurende een halve netperiode neemt deze omzettingsverhouding waarden aan tussen een minimum waarde

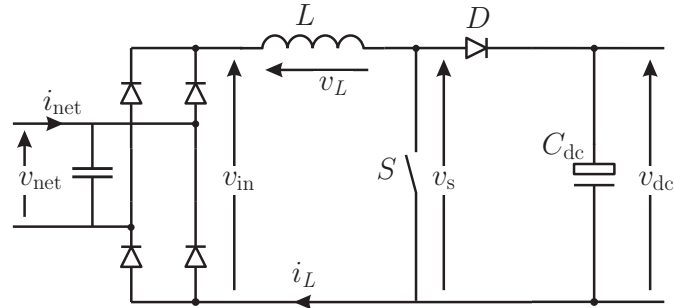
$$M_{min} = \frac{V_{dc}}{\widehat{V}_{net}} \quad (2.7)$$

en oneindig. Dit brede bereik aan waarden voor de omzettingsverhouding zal verschillende omzeters minder geschikt maken als benadering van een ideale gelijkrichter. In wat volgt zullen een aantal omzeters en hun spanningsomzettingsverhouding vergeleken worden met het oog op werking als ideale gelijkrichter. Nadien zullen enkele controlestrategieën besproken worden die nodig zijn om dit ideale gedrag te verwezenlijken.

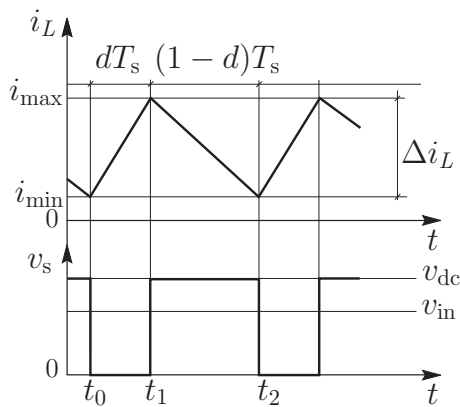
2.2 Overzicht van enkele veelgebruikte topologieën

2.2.1 De spanningsverhogende hakker of boostconvertor

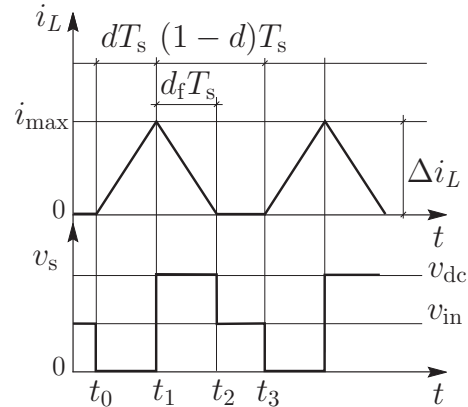
Het schema van de spanningsverhogende hakker, gebruikt als gelijkrichter, wordt getoond in figuur 2.4: de convertor bevat behalve een ingangsfiler, condensator C_{in} en een gelijkrichterbrug één actieve schakelaar S , een diode D , een spoel L aan de ingangszijde en een uitgangscapacitor C_{dc} als energiebuffer [Erickson2001, Mohan2003].



Figuur 2.4. Schema van de spanningsverhogende actieve gelijkrichter



Figuur 2.5. Ingangsstroom en spanning over de schakelaar van een spanningsverhogende hakker in de continue geleidingsmode



Figuur 2.6. Ingangsstroom en spanning over de schakelaar van een spanningsverhogende hakker in de onderbroken geleidingsmode

De schakelaar wordt in- en uitgeschakeld aan een frequentie $f_s = \frac{1}{T_s}$. Diode D en schakelaar S worden ideaal verondersteld, zodat tijdens de aan-tijd van de schakelaar, van t_0 tot t_1 in figuren 2.5 en 2.6, de spanning over de schakelaar v_s nul wordt. De spanning over de spoel v_L wordt bijgevolg gelijk aan de ingangsspanning van de converter, wat betekent dat de stroom zal stijgen met een helling gelijk aan v_{in}/L . Wanneer de schakelaar vervolgens uitgeschakeld wordt, zal de stroom in de spoel initieel blijven vloeien en door de diode naar de uitgangscapacitor en de last vloeien. De spanning over de schakelaar heeft nu een waarde aangenomen gelijk aan de uitgangsspanning, waardoor de stroom in de spoel zal dalen met een helling $(v_{dc} - v_{in})/L$. Afhankelijk van de waarden van de ingangs- en de uitgangsspanning en van de pulswijdteverhouding d (verhouding tussen de aan-tijd van de schakelaar en de schakelperiode), kunnen we twee werkingmodes onderscheiden: wanneer de schakelaar opnieuw ingeschakeld wordt

vooraleer de stroom in de spoel nul geworden is, spreken we van continue geleidingsmode¹. De golfvormen van de omzetter als dc-dc-omzetter in de continue geleidingsmode worden gegeven door figuur 2.5. Wanneer de stroom echter nul wordt voor het einde van de uit-tijd van de schakelaar, dan zal die stroom nul blijven gedurende de rest van die uit-tijd aangezien de diode D geen inverse stroom toelaat. We spreken dan van de onderbroken geleidingsmode, discontinue geleidingsmode of leemtebedrijf². De overeenkomstige golfvormen van de convertor worden getoond in figuur 2.6.

De spanningsomzettingsverhouding van de boostconvertor is afhankelijk van de geleidingsmode, waarin de convertor bedreven wordt. In de continue geleidingsmode wordt deze gegeven door

$$M(d) = \frac{1}{1-d}, \quad (2.8)$$

wat deze topologie heel geschikt maakt voor actieve gelijkrichting: de omzettingsverhouding kan variëren tussen één en oneindig. Rekening houdend met de minimale waarde voor M , gegeven door (2.7), laat deze topologie immers toe het volledige bereik van benodigde waarden voor de omzettingsverhouding te realiseren, op voorwaarde dat de uitgangsspanning groter is dan de piekwaarde van de netspanning,

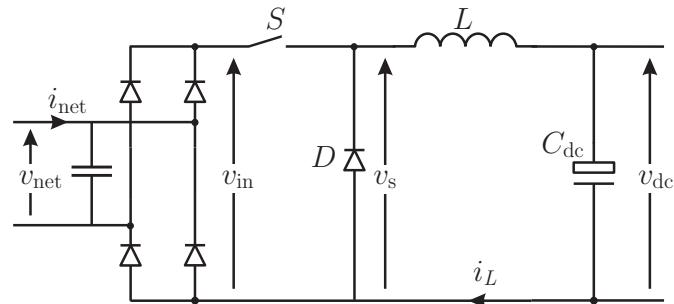
$$V_{dc} \geq \hat{V}_{net}. \quad (2.9)$$

In de onderbroken mode is de omzettingsverhouding van de boostconvertor afhankelijk van de gevraagde netstroom, en dus van het vermogen dat de gelijkrichter moet leveren. De werking van deze omzetter in de onderbroken mode wordt verder in dit werk in detail besproken.

De spanningsverhogende hakker is één van de populairste omzetters voor actieve gelijkrichting wanneer galvanische scheiding geen noodzaak is en wanneer een hoge uitgangsspanning, volgens (2.9), geen probleem vormt. Een groot voordeel van deze convertor is immers de efficiënte benutting van de schakelaars: de rms-stromen die door de transistor en door de diode lopen, zijn beide kleiner dan de ingangsstroom van de convertor, zodat componenten met een beperkte waarde voor de maximaal toelaatbare stroom volstaan. Ook blijft de maximale spanning over deze componenten beperkt tot de uitgangsspanning (onderste curve in figuren 2.5 en 2.6). De omzetter is bovendien heel eenvoudig en compact door zijn beperkt aantal componenten. Het grootste nadeel van deze convertor is de grote opstartstroom die optreedt bij het inschakelen van de convertor en het niet kortsluitvast zijn van de convertor. Er bevindt zich immers geen schakelaar in het voorwaartse pad van ingang naar uitgang. Bij het opstarten wordt de uitgangscapacitor dus

¹Engels: continuous conduction mode, CCM

²Engels: discontinuous conduction mode, DCM



Figuur 2.7. Schema van de spanningsverlagende actieve gelijkrichter

heel snel opgeladen tot de ingangsspanning, met een grote stroom tot gevolg. Bovendien kan de regelaar de controle over de ingangsstroom verliezen wanneer de ingangsspanning hoger wordt dan de uitgangsspanning van de convertor.

2.2.2 De buck-, buck-boost- en flybackconvertor

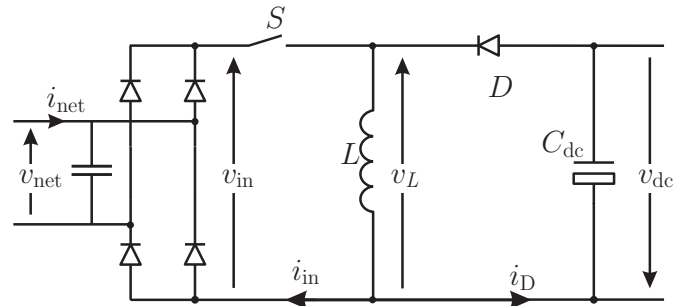
Het schema van de spanningsverlagende hakker of buckconvertor, gebruikt als actieve gelijkrichter, wordt getoond in figuur 2.7. Net als de spanningsverhogende hakker bestaat deze uit een spoel L , een schakelaar S , een diode D en een uitgangscapacitor C_{dc} . Door schakelaar S afwisselend in en uit te schakelen, wordt een spanning v_s gecreëerd die afwisselend gelijk is aan de ingangsspanning v_{in} en aan nul, zoals weergegeven in figuur 2.9. Deze spanning wordt uitgemiddeld door het LC-filter dat de uitgang van de convertor vormt. Bijgevolg zal de uitgangsspanning van de omzetter gelijk zijn aan de gemiddelde waarde van v_s , of dus

$$V_{dc} = v_{s,g} = d v_{in}. \quad (2.10)$$

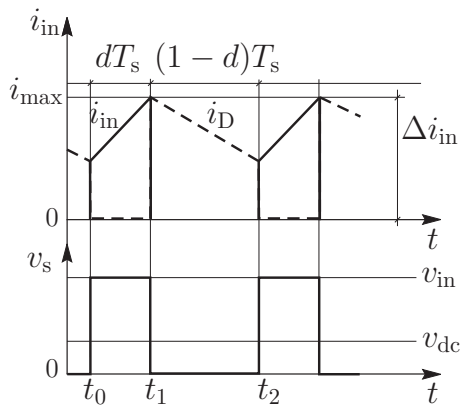
Dit geeft een omzettingsverhouding voor de buckconvertor in de continue geleidingsmode gelijk aan

$$M(d) = d, \quad (2.11)$$

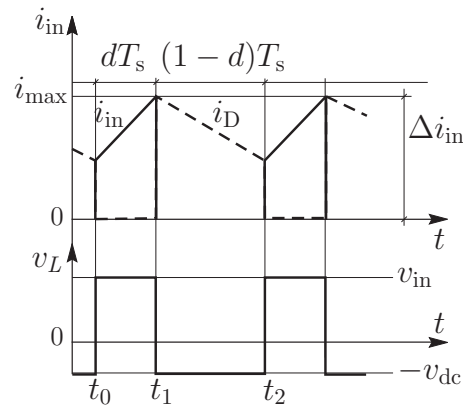
wat overeenkomt met een bereik tussen nul en één. Dit geeft meteen een eerste reden waarom deze topologie in principe weinig geschikt is om te dienen als actieve gelijkrichter [Spiazzi1997b]: bij de nuldoorgang van de netspanning moet de omzettingsverhouding van een ideale gelijkrichter oneindig worden, terwijl voor deze spanningsverlagende hakker één het hoogst haalbare is. Aangezien de ingangsspanning van een actieve gelijkrichter tweemaal per netperiode nul bereikt, zal er dus telkens een zone optreden rond die nuldoorgang waar de ingangsspanning lager is dan de uitgangsspanning, zodat de ingangsstroom nul blijft. De



Figuur 2.8. Schema van een actieve gelijkrichter, gebaseerd op de *buck-boost*-converter



Figuur 2.9. Golfvormen van de *buck*-converter: ingangsstroom i_{in} (volle lijn boven), diodestroom i_D (streeplijn), en spanning v_s (onder)

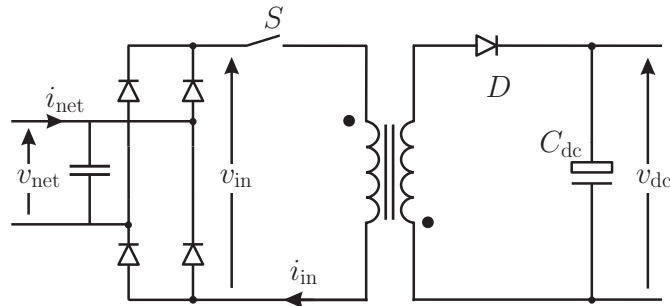


Figuur 2.10. Golfvormen van de *buck-boost*-converter: ingangsstroom i_{in} (volle lijn boven), diodestroom i_D (streeplijn), en spanning v_L (onder)

breedte van deze zone hangt af van de grootte van de uitgangsspanning en zal stijgen met stijgende uitgangsspanning. Dit heeft tot gevolg dat de arbeidsfactor van een actieve gelijkrichter gebaseerd op de spanningsverlagende hakker nooit één kan bereiken.

De buck-boostconverter (figuur 2.8) biedt hiervoor een oplossing: deze omzetter laat werking toe zowel bij een uitgangsspanning die hoger is dan de ingangsspanning, als bij een lagere uitgangsspanning. Ook de flybackconverter, in feite de geïsoleerde versie van de buck-boostconverter (figuur 2.11), biedt deze mogelijkheid. Hun omzettingsverhoudingen zijn immers respectievelijk

$$M(d) = \frac{d}{1-d} \quad (2.12)$$



Figuur 2.11. Schema van een actieve gelijkrichter, gebaseerd op de *flyback*-convector

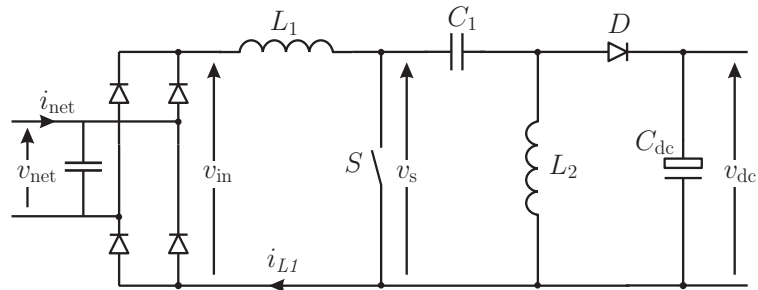
voor de buck-boostconvector en

$$M(d) = n \frac{d}{1-d} \quad (2.13)$$

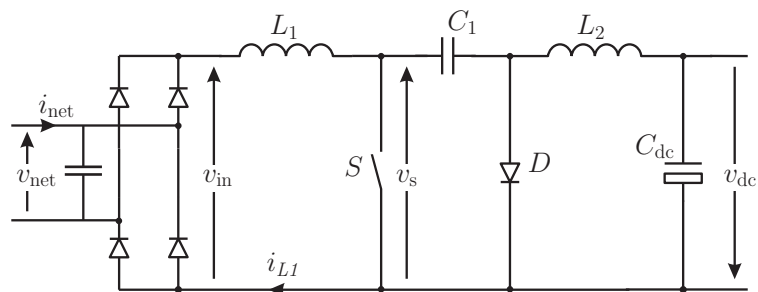
voor de flyback, waarbij n de windingsverhouding van de transformator voorstelt. $M(d)$ varieert dus in een gebied van nul tot oneindig.

Een nadeel van deze drie topologieën die het gebruik ervan als actieve gelijkrichter echter minder geschikt maakt, is de grote Volt-Ampère-rating van de schakelaars: deze worden bij de buck-, de buck-boost- en de flybackconvector veel meer belast voor een zelfde vermogen dan bij de boostconvector. Een ander nadeel is de vorm van hun ingangsstroom, te zien in figuur 2.9 voor de buckconvector en figuur 2.10 voor de buck-boostconvector. Door het feit dat het schakelende element de ingang vormt van deze omzetters, heeft de ingangsstroom een onderbroken karakter, ook wanneer de stroom in spoel L continu is. Dit zorgt voor een belangrijke toename van de schakelharmonischen in de ingangsstroom ten opzichte van de spanningsverhogende hakker. Wil men deze schakelharmonischen uit deze stroom wegfilteren, dan zal bijgevolg een groter (duurder, zwaarder...) ingangsfILTER noodzakelijk zijn.

Ondanks deze tegenwerpingen, zijn er toch toepassingen waar gekozen wordt voor het gebruik van deze omzetters als actieve gelijkrichters [Buso2000, de Castro2003, Kocher1983, Lai1998, Rajagopalan1999, Zane1998, Spiazzi1997b]. Ze worden vooral gekozen omdat ze, in tegenstelling tot de spanningsverhogende hakker, toelaten om in één omzetting een lage gelijkspanning aan de uitgang te bekomen. De flybackconvector geeft bovendien het voordeel van een galvanische scheiding tussen voeding en last.



Figuur 2.12. Schema van een actieve gelijkrichter gebaseerd op een SEPIC-topologie



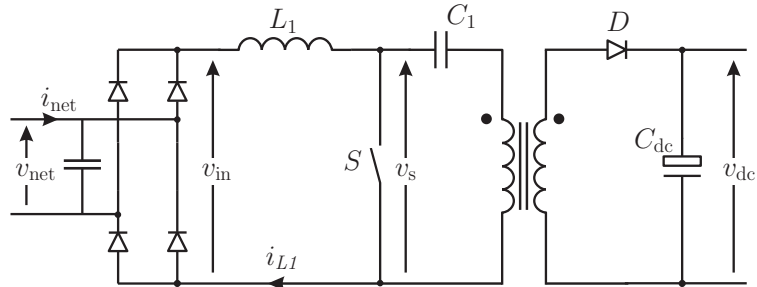
Figuur 2.13. Schema van een actieve gelijkrichter gebaseerd op een Cuktopologie

2.2.3 SEPIC- en Cukconvector

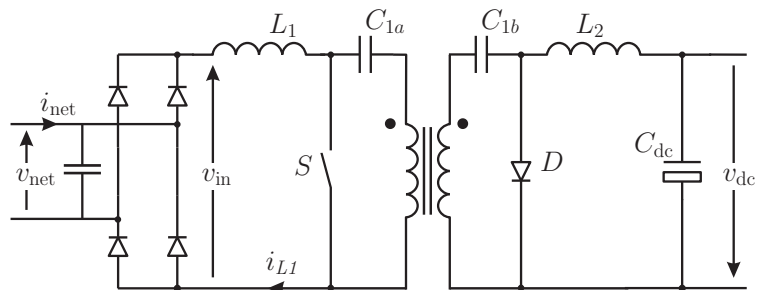
Van de gelijkstroomomzetter met twee inductieve elementen worden vooral de SEPIC-convector [Laduca1975, Massey1977] (figuur 2.12) en de Cukconvector [Cuk1977a, Cuk1977b] (figuur 2.13) gebruikt voor actieve gelijkrichting. Hun omzettingsverhouding is gelijk aan de omzettingsverhouding van de buck-boostconvector

$$M(d) = \frac{d}{1-d}. \quad (2.14)$$

Bijgevolg kan hun omzettingsverhouding het volledige benodigde bereik halen, wat betekent dat ze kunnen werken bij waarden van de ingangsspanning zowel groter als kleiner dan de ingangsspanning. Dit laat toe dat gelijkstroomlasten op lage spanning in één stap uit een wisselspanningsnet kunnen gevoed worden, zonder dat de uitgangsspanning hoger moet zijn dan de piekwaarde van het wisselspanningsnet, hetgeen bij de spanningsverhogende hakker wel het geval is. Net zoals de spanningsverhogende actieve gelijkrichter hebben deze omzetter ook het voordeel dat ze een spoel aan de ingangszijde hebben, zodat de ingangsstroom van deze omzetter een continu verloop vertoont. Hierdoor worden de stroomcomponenten met frequenties gelijk aan een veelvoud van de schakelfrequentie beperkt



Figuur 2.14. Schema van een actieve gelijkrichter gebaseerd op een geïsoleerde SEPIC-topologie



Figuur 2.15. Schema van een actieve gelijkrichter gebaseerd op een geïsoleerde Cuktopologie

in amplitude, wat toelaat het ingangsfILTER van de convertor kleiner te kiezen. Deze omzetters zijn dan ook geschikt om, zoals de spanningsverhogende hakker, in de continue geleidingsmode te werken met regeling van de gemiddelde ingangsstroom. Hun gebruik blijft echter beperkt tot de lagere vermogens, omwille van de hogere belastingsgraad van de schakelaars ten opzichte van de spanningsverhogende hakker [De Tandt2002]. Enkele voorbeelden waar deze werkwijze gevolgd wordt, staan beschreven in [Buso2000, Lai1998, Zane1998].

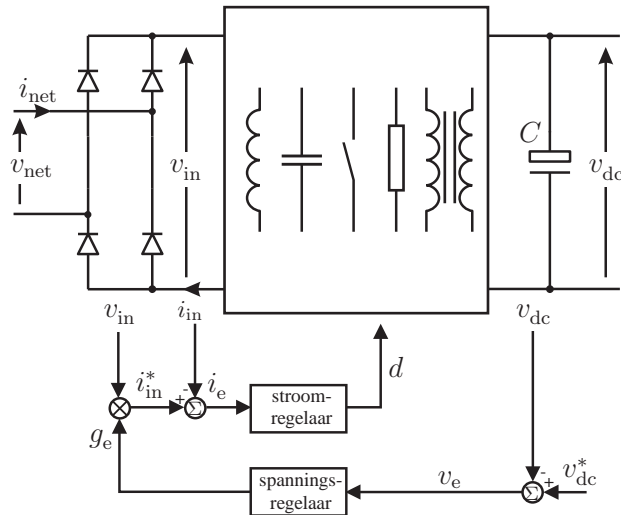
De Cuk- en de SEPIC-convertoren worden anderzijds ook gebruikt in de onderbroken mode. De reden hiervoor is dat deze omzetters zich in de onderbroken mode gedragen als spanningsvolgers [Sebastián1998]. Bij constante pulswijdteverhouding zal de ingangsstroom met andere woorden dezelfde golfvorm vertonen als deingangsspanning, wat precies de bedoeling is bij actieve gelijkrichters. De controle van de convertor wordt op die manier heel eenvoudig: de pulswijdteverhouding wordt rechtstreeks bepaald door de regelaar van de uitgangsspanning en varieert heel traag binnen een netperiode. Deze stuurmethode wordt ook gebruikt voor de spanningsverhogende hakker, doch daar is slechts benaderend voldaan aan de evenredigheid tussen ingangsspanning en -stroom. De verschillende regelstrategieën zullen verder nog in meer detail besproken worden.

Een groot voordeel van de SEPIC- en de Cukconvertoren is de mogelijkheid om op eenvoudige wijze een galvanische scheiding aan te brengen om aldus de last te isoleren van de voeding [Middlebrook1978]. Door een transformator in het schema in te passen kan bovendien niet alleen een galvanisch gescheiden voeding worden bekomen en de omzettingsverhouding van de omzetter gewijzigd worden, maar wordt het ook mogelijk om meerdere parallelle lasten tegelijk te voeden. Voor de SEPIC is het voldoende om spoel L_2 te vervangen door een transformator, zoals aangegeven in figuur 2.14. Om een Cukconvector te voorzien van een galvanische scheiding dient de condensator C_1 te worden gesplitst in een gedeelte aan primaire zijde en een gedeelte aan secundaire zijde van de transformator, zie figuur 2.15.

2.2.4 Andere topologieën

Behalve de hier besproken eenvoudige topologieën, bestaan er nog tal van andere convertoren die in meer of mindere mate geschikt zijn om te dienen als actieve gelijkrichter. Een uitgebreid overzicht van de meest voorkomende oplossingen is te vinden in [García2003, Singh2003]. Een korte samenvatting wordt hier gegeven.

- Indien het voor de toepassing noodzakelijk is dat er vermogen van de last naar het net kan terugvloeien, moeten andere topologieën gebruikt worden die de omkering van de vermogenszin toelaten. De hierboven besproken topologieën hebben deze mogelijkheid niet omwille van de diodebrug aan de ingang van de gelijkrichter.
- Om compacte voedingen te bekomen, worden dikwijls quasi-resonante topologieën gebruikt. In dit type omzeters wordt gebruik gemaakt van resonanties om stroomloos of spanningsloos te schakelen en zo het schakelverlies te verkleinen. Dit laat toe om hogere schakelfrequenties te kiezen, waardoor een kleiner ontwerp van de passieve componenten in de convector mogelijk is [Sebastián1998, Erickson2001]. Voorbeelden van gelijkrichters gebaseerd op quasi-resonante omzeters vindt men in [Sebastián1998, Spiazzi2003]
- In vele praktische toepassingen gaat men op zoek naar omzeters die de volledige omzetting van wisselspanning naar de benodigde lastspanning in één omzetting verwezenlijken, in plaats van gescheiden convertoren voor gelijkrichting en gelijkstroomomzetting te gebruiken. Dit geeft dikwijls het voordeel van een compactere en/of goedkopere voeding, een eenvoudiger controle, of kan een gunstige invloed hebben op het rendement van de totale omzetting [Ernö2004].
- In [Qiao2001] wordt een overzicht gegeven van een aantal omzeters die van de boosttopologie zijn afgeleid. Deze categorie van omzeters, waar ook de



Figuur 2.16. Opbouw van de regeling van een actieve gelijkrichter

SEPIC- en de Cukconverteer deel van uitmaken, bezitten alle de eigenschap van een zelfinductie aan de ingang van de convertoer. Dit levert hen enkele voordelen, zoals eerder aangehaald in paragraaf 2.2.3.

2.3 Regeling van de uitgangsspanning

Aangezien de verwezenlijking van de ideale gelijkrichter inhoudt dat zowel de uitgangsspanning als de ingangsstroom geregeld worden, bestaat de regeling van actieve gelijkrichters meestal uit twee regelkringen: één voor de uitgangsspanning en één voor de ingangsstroom, zoals schematisch voorgesteld in figuur 2.16. In deze paragraaf worden eerst de basisprincipes van de uitgangsspanningsregelaar uitgewerkt. Nadien wordt een kort overzicht gegeven van de bestaande technieken. In paragraaf 2.4 wordt een bespreking gegeven van de meest voorkomende regelprincipes voor de ingangsstroomregeling.

2.3.1 Algemene behandeling

Zoals beschreven in paragraaf 2.1 wordt de uitgangsspanning bepaald door het ingangsvermogen en de lastkarakteristiek. Dit betekent dat de spanningsregelaar het ingangsvermogen zodanig zal moeten wijzigen dat de uitgangsspanning enerzijds de gewenste waarde v_{dc}^* aanneemt bij constant uitgangsvermogen, maar anderzijds ook de variaties in het uitgangsvermogen opvangt. Aangezien het in-

gangsvermogen volgens (2.2) bepaald wordt door de netspanning v_{net} en door de geëmuleerde weerstand R_e , zal de uitgangsspanningsregelaar R_e moeten wijzigen. In praktijk wordt meestal de geëmuleerde ingangsconductantie $g_e = \frac{1}{r_e}$ gekozen als uitgang van de spanningsregelaar, zie figuur 2.16, waarbij r_e de tijdsafhankelijke geëmuleerde weerstand is. De wenswaarde voor de ingangsstroom wordt vervolgens bekomen door vermenigvuldiging van g_e met de ingangsspanning.

$$i_{\text{in}}^*(t) = g_e(t)v_{\text{in}}(t). \quad (2.15)$$

In de veronderstelling dat de stroomregelaar perfect werkt, worden het ogenblikkelijk en het gemiddeld vermogen opgenomen uit het net:

$$p_{\text{net}}(t) = g_e(t)v_{\text{net}}^2(t) \quad \text{en} \quad P_{\text{net}} = G_e V_{\text{net}}^2. \quad (2.16)$$

Hierin is G_e de gemiddelde waarde van $g_e(t)$. Wanneer de ingangsconductantie g_e varieert binnen een netperiode, dan volgt uit (2.15) dat de gewenste netstroom niet meer dezelfde vorm zal hebben als de netspanning, wat dus betekent dat de gelijkrichter zich niet meer ideaal gedraagt. Daarom zullen de variaties van g_e voldoende traag moeten verlopen ten opzichte van de netperiode. Dit zal een grote invloed hebben op het ontwerp van de spanningsregelaar.

2.3.2 Invloed van de uitgangsspanningsregeling op de ingangsstroomvorm

Een inherente eigenschap van een éénfasige voeding is het pulserend karakter van het overgedragen vermogen: behalve een constante term, het gemiddeld vermogen, bevat dit vermogen ook een term die pulseert met het dubbele van de netfrequentie

$$p_{\text{net}}(t) = g_e v_{\text{net}}^2(t) = g_e \widehat{V}_{\text{net}}^2 \sin^2 \omega_{\text{net}} t = g_e \widehat{V}_{\text{net}} (1 - \cos 2\omega_{\text{net}} t). \quad (2.17)$$

Bij een constant uitgangsvermogen zal deze pulserende term een variatie veroorzaken van de energie opgeslagen in de uitgangscapacitor, wat aanleiding geeft tot een rimpel op de uitgangsspanning. De frequentie van deze rimpel is het dubbele van de netfrequentie, terwijl de amplitude bepaald wordt door het lastvermogen, door de capaciteitswaarde van de uitgangscapacitor en door de uitgangsspanning

$$\Delta v_{\text{dc}} \approx \frac{P_{\text{dc}}}{\omega_{\text{net}} C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}}. \quad (2.18)$$

Wanneer de spanningsregelaar deze rimpel probeert te compenseren, zal ook g_e bijgevolg een component bevatten met pulsatie $2\omega_{\text{net}}$. Zoals eerder vermeld zal

deze variatie van g_e binnen een netperiode aanleiding geven tot een vervorming van de wenswaarde van de ingangsstroom. Immers, de conductantie g_e kan nu geschreven worden als

$$g_e = G_e + \widehat{G}_{e,2} \sin(2\omega_{\text{net}}t + \phi), \quad (2.19)$$

waarbij G_e de evenwichtswaarde van de conductantie is, $\widehat{G}_{e,2}$ de amplitude van de rimpel met dubbele netfrequentie, en ϕ een fasedraaiing geïntroduceerd door de spanningsregelaar. Bij vermenigvuldiging van deze g_e met de sinusoidale netspanning, wordt de wenswaarde voor de stroom

$$\begin{aligned} i_{\text{net}}^* &= g_e v_{\text{net}} \\ &= \left(G_e + \widehat{G}_{e,2} \sin(2\omega_{\text{net}}t + \phi) \right) \widehat{V}_{\text{net}} \sin \omega_{\text{net}}t \\ &= G_e \widehat{V}_{\text{net}} \sin \omega_{\text{net}}t + \frac{\widehat{G}_{e,2} \widehat{V}_{\text{net}}}{2} \left(\cos(\omega_{\text{net}}t + \phi) - \cos(3\omega_{\text{net}}t + \phi) \right), \end{aligned} \quad (2.20)$$

wat dus enerzijds een fasedraaiing oplevert van de wenswaarde van de netstroom ten opzichte van de netspanning, en anderzijds derde harmonische vervorming genereert in die wenswaarde. De eenvoudigste oplossing hiervoor is te kiezen voor een uitgangsspanningsregelaar met een lage bandbreedte. Indien immers de bandbreedte voldoende lager is dan de frequentie van de rimpel in de uitgangsspanning, dan wordt deze rimpel door de regelaar voldoende onderdrukt, zodanig dat $\widehat{G}_{e,2}$ klein wordt en de stortermen in (2.20) verwaarloosbaar worden. Dit gaat echter ten koste van de snelheid van de totale spanningsregelkring [De Gussemé2001a, De Gussemé2002a, De Belie2002, De Belie2003, Van de Sype2000]. Het ontwerp van een spanningsregelaar zal besproken worden in hoofdstuk 3.

2.3.3 De spanningsregelaar in de literatuur

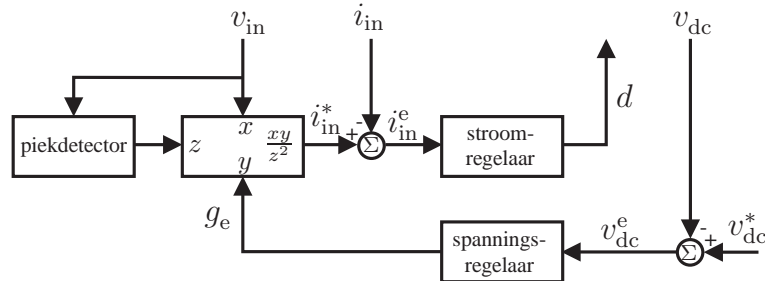
In de literatuur worden verschillende andere oplossingen voorgesteld die het mogelijk maken tegelijk een goede dynamica van de spanningsregelaar te verkrijgen en een lage harmonische vervorming van de ingangsstroom te verzekeren. Een goed overzicht ervan is te vinden in [Spiazzi1995]. De meeste oplossingen zijn gebaseerd op het verwijderen van de spanningsrimpel uit de spanningsmeting, zodanig dat enkel de gemiddelde waarde van de uitgangsspanning aangeboden wordt aan de regelaar.

- In [De Belie2002, De Belie2003] wordt de spanningsrimpel uit de meting verwijderd door op selectieve ogenblikken te gaan bemonsteren. Door

telkens op de nuldoorgangen van de rimpel te meten, wordt immers enkel de gemiddelde waarde gemeten. Bijgevolg is de rimpel als het ware onzichtbaar voor de regelaar en blijft de wenswaarde van de stroom onvervormd. In hoofdstuk 3 wordt hierop dieper ingegaan. Ook in [de Castro2003, Mattavelli2004] wordt gebruik gemaakt van een beperkt aantal bemonsteringen per netperiode om de invloed van de rimpel te elimineren.

- De rimpel kan ook uit de uitgangsspanningsmeting verwijderd worden door een schatting van de rimpel te maken en die van de meting af te trekken, zodanig dat opnieuw enkel de gemiddelde uitgangsspanning aan de regelaar aangeboden wordt [Eissa1996, Wall1997, Spiazzi1997a]. Een schatting van die rimpel kan bijvoorbeeld gemaakt worden aan de hand van (2.18). Aangezien deze rimpel afhankelijk is van de capaciteitswaarde van de uitgangscapacitor, een waarde die soms weinig nauwkeurig gekend is, wordt soms ook adaptieve controle gebruikt [Mittwalli1996]. Deze maakt een schatting van de capaciteit en gebruikt die om de rimpel zo goed mogelijk te compenseren. Een licht afwijkende methode om de rimpel te compenseren is beschreven in [Yang2001]: hier wordt de diodestroom gemeten en via een banddoorlaatfilter en een fasedraaier aan de meting van de uitgangsspanning toegevoegd. Het resultaat is gelijkaardig aan de andere compensatietechnieken.
- Een andere methode omvat het gebruik van een zogenaamd *notch*-filter [Williams1989, Buso1998]. Dit is een filter dat één specifieke, scherp afgelijnde frequentie uitfiltert. In deze toepassing wordt als frequentie uiteraard gekozen voor het dubbele van de netfrequentie.
- In [Williams1989] wordt ook een methode voorgesteld waarbij de uitgangsspanningsregelaar een verschillend gedrag vertoont binnen en buiten een bepaalde regelzone rond de wenswaarde van de uitgangsspanning. Wanneer de fout groot is, is snelle actie vereist, ondanks de nefaste invloed op de stroomvorm. De regelaar zal in dit gebied dan ook een grote bandbreedte hebben. Anderzijds zal de regelaar trager werken wanneer de fout binnen een bepaalde marge ligt, waardoor de stroomvorm minder vervormd wordt. Deze methode wordt in [Prodic2006] geïmplementeerd door gebruik te maken van de kwantisering die optreedt wanneer een grootheid omgezet wordt naar zijn digitale equivalent.

Behalve deze oplossingen voor de trade-off tussen stroomvorm en bandbreedte van de spanningsregelkring, wordt in enkele gevallen ook gebruik gemaakt van de nieuwe mogelijkheden die digitale regelaars aanbieden, meestal met als doel de regelaar te vereenvoudigen, of om een robuuster systeem te verkrijgen.



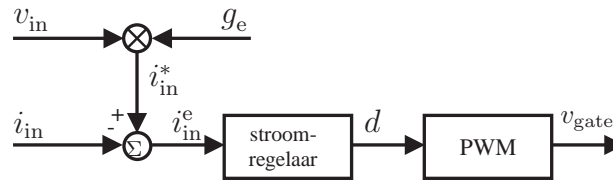
Figuur 2.17. Controleschema voor een actieve gelijkrichter met voorwaartscompensatie van de ingangsspanning

- Een eenvoudige en snelle spanningsregelaar kan bekomen worden op basis van vage logica³, zoals voorgesteld in [Chung1999, Chung2000]. In plaats van een numerieke berekening te maken op basis van de fout op de uitgangsspanning, wordt deze fout geklasseerd volgens zones. Vervolgens wordt met elke zone een bepaalde variatie van uitgang van de regelaar geassocieerd. De berekening die bij andere regelmethode elke tijdstap terugkeert kan nu dus vervangen worden door de opzoeking van een waarde in een kleine tabel.
- Ook het gebruik van neurale netwerken is mogelijk in de controle van actieve gelijkrichters. Hun mogelijkheden worden aangetoond in [Elbuluk1998]. De regelaar traint zichzelf op een zodanige wijze dat hij het juiste stuursignaal aan de omzetter kan leveren, afhankelijk van enkele opgemeten variaties in spanning en stroom. De bedoeling is een robuust systeem te bekomen dat zichzelf corrigeert bij parameter variaties in het systeem.

2.3.4 Voorwaartscompensatie van de ingangsspanning

Uit de bespreking van de spanningsregeling in paragraaf 2.3.1 blijkt dat bij het regelschema van figuur 2.16 de uitgangsspanning voornamelijk bepaald wordt door de lastkarakteristiek en het ingangsvermogen. Dit ingangsvermogen wordt geregeld door variatie van de gewenste ingangsconductantie g_e . Wanneer de last een constant vermogen vraagt, volstaat het dus g_e constant te houden om een constante gemiddelde waarde van de uitgangsspanning te bekomen. Wanneer er zich nu aan de netzijde echter spanningsvariaties voordoen door externe factoren (spanningsdips, flikkering...), zal het ingaand vermogen van de gelijkrichter volgens (2.16) mee variëren met de effectiefwaarde van de netspanning. Bij constante g_e zal deze variatie in het ingaand vermogen van de gelijkrichter zich uiten in een

³Engels: fuzzy logic



Figuur 2.18. Controleschema voor gemiddelde-stroomregeling

variatie van de uitgangsspanning. De spanningsregelaar zal deze variatie in de uitgangsspanning waarnemen en proberen weg te regelen door g_e aan te passen.

Om te vermijden dat variaties in de ingangsspanning waarneembaar zijn in de uitgangsspanning, wordt dikwijls gebruik gemaakt van een voorwaartscompensatie van de ingangsspanning⁴ [Erickson2001, Sun2005]. Deze methode maakt gebruik van een meting van de piekwaarde van de netspanning. De gemeten piekwaarde wordt gekwadrateerd, waarna de uitgang van de spanningsregelaar gedeeld wordt door het bekomen kwadraat, zie figuur 2.17. Op die manier vervalt de kwadratische afhankelijkheid van de netspanning in het opgenomen netvermogen en wordt de uitgang van de spanningsregelaar rechtstreeks een maat voor het ingangsvermogen, in plaats van een maat voor de gewenste ingangsconductantie van de gelijkrichter. Het equivalente schema van de gelijkrichter aan ingangszijde wordt nu niet langer weergegeven door een equivalente weerstand, zoals eerder beschreven in figuur 2.1. De converter zal zich immers voor trage variaties die door de piek-detector kunnen gevolgd worden, eerder gedragen als een constant-vermogenlast. Bijgevolg zal het overgedragen vermogen, en dus ook de uitgangsspanning van de gelijkrichter, veel minder verstoord worden door variaties in de ingangsspanning.

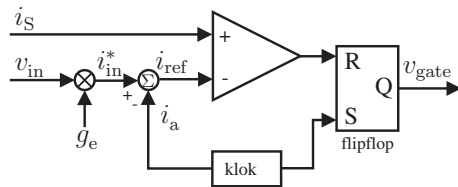
2.4 Regeling van de ingangsstroom

2.4.1 Gemiddelde-stroomregeling

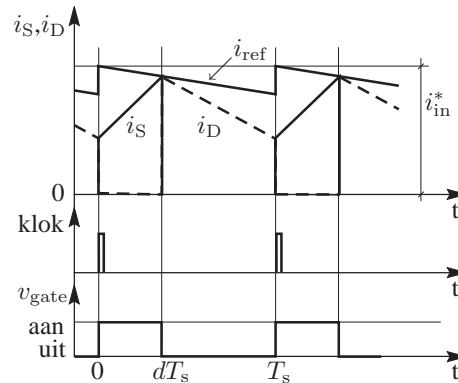
Eén van de meest voorkomende manieren om de ingangsstroom van een actieve gelijkrichter te regelen, is de gemiddelde-stroomregeling⁵, figuur 2.18. Deze methode is erop gericht de gemiddelde waarde over een schakelperiode van de ingangsstroom $i_{in,g}$ te bepalen en die gelijk te maken aan zijn wenswaarde i_{in}^* door middel van een regelaar. Om dat te bekomen wordt de fout berekend als het verschil tussen de wenswaarde van de stroom i_{in}^* en de stroommeting i_{in} . Deze fout wordt op nul geregeld door een regelaar. Hoewel hier in principe verschillende regelaars mogelijk zijn, wordt meestal gekozen voor een PI-regelaar. De uitgang

⁴Engels: input voltage feedforward

⁵Engels: average current control



Figuur 2.19. Controlschema voor piek-stroomregeling



Figuur 2.20. Golfvormen bij piekstrom-regeling

van de regelaar is de gewenste pulswijdteverhouding d voor de schakelaar(s). Dit signaal wordt dan door een pulswijdtemodulator omgezet naar een schakelpatroon voor de schakelaar(s) van de omzetter v_{gate} .

Deze methode voor regeling van de gemiddelde stroom kan ook gebruikt worden voor digitaal gestuurde actieve gelijkrichters. Aangezien de gemeten stroom hier voorgesteld wordt door een aantal discrete waarden, moeten speciale maatregelen getroffen worden om de gemiddelde stroom te bepalen. In hoofdstuk 3 zal hierop dieper worden ingegaan. Ook de berekening van de parameters van de regelaar wordt verder in dit werk besproken.

2.4.2 Piekstroomregeling

Een andere bekende manier om de ingangsstroom van een actieve gelijkrichter te regelen is het gebruik van piekstromregeling⁶ (figuren 2.19 en 2.20). In dit regelschema wordt niet de gemiddelde waarde van de ingangsstroom geregeld, maar wel zijn piekwaarde. Wanneer de schakelrimpel op de ingangsstroom echter klein is, zal ook de gemiddelde waarde van de ingangsstroom bij benadering de juiste golfvorm hebben. Dit is het geval wanneer aan de ingang van de convertor een voldoende grote zelfinductie staat die deze rimpel beperkt. Hoewel het met deze regelmethode mogelijk is om in een nauw werkingsgebied een lage harmonische vervorming van de ingangsstroom te bekomen, zal de vervorming sterk toenemen wanneer het vermogen of de piekwaarde van de ingangsspanning zich van dit werkingspunt verwijderden [Erickson2001].

Het schema van een piekstromregelaar is getoond in figuur 2.19. Zoals bij

⁶Engels: current programmed control, of ook: peak current control

gemiddelde-stroomcontrole wordt de wenswaarde van de ingangsstroom bekomen door vermenigvuldiging van deingangsspanning v_{in} van de convertor met de uitgang van de uitgangsspanningsregelaar, die een maat is voor de gewenste amplitude van de ingangsstroom. Deze wordt nu door een comparator vergeleken met de meting van de transistorstroom i_S . Wanneer deze gemeten stroom zijn wenswaarde bereikt, wordt de schakelaar uitgeschakeld voor de rest van de schakelperiode. Omwille van instabiliteit van dit regelalgoritme voor waarden van de pulswijdteverhouding groter dan 50%, is het noodzakelijk dat van de wenswaarde een bepaald zaagtandvormig signaal i_a afgetrokken wordt [Erickson2001]. De helling van dit signaal is afhankelijk van de gebruikte topologie. De nieuwe referentiewaarde voor de piekstroom i_{ref} is nu het verschil van i_{in}^* en i_a , zie ook figuur 2.20. De schakelaar wordt dus opnieuw uitgeschakeld wanneer de stroom in de schakelaar gelijk wordt aan de referentiestroom. Een klok met vaste frequentie zorgt ervoor dat op het einde van de schakelperiode de schakelaar telkens opnieuw ingeschakeld wordt, zodat een constante schakelfrequentie bekomen wordt. Uit dit schema blijkt dat, in tegenstelling tot gemiddelde-stroomcontrole, de pulswijdteverhouding d niet rechtstreeks wordt berekend, maar dat het stuursignaal voor de schakelaar v_{gate} dus rechtstreeks wordt bepaald.

2.4.3 Controle met een niet-lineaire draaggolf

Een regelmethode die aanleunt bij de piekstroomregeling is de controle met niet-lineaire draaggolf⁷. Net zoals bij de piekstroomregeling wordt gebruik gemaakt van een meting die vergeleken wordt met een periodieke draaggolf, om aldus de schakelogenblikken te bekomen. In tegenstelling tot piekstroomregeling is het hier de bedoeling wel degelijk het gemiddelde van de ingangsstroom over een schakelperiode te regelen, in plaats van de piekstroom. Dit geeft uiteraard al meteen het voordeel dat de harmonische vervorming van de ingangsstroom lager zal zijn. De methode kan worden toegepast op verschillende omzetter, o.a. boost, buck-boost, SEPIC en Cuk. Deze methode wordt soms ook aangeduid met de benaming ladingscontrole⁸.

Het principe van de regelmethode is als volgt: de gemiddelde waarde van de ingangsstroom $i_{in,g}$ kan bepaald worden uit de integraal van de ingangsstroom, waarbij het integratie-interval gelijk is aan de schakelperiode T_s , in dit geval een constante. In de continue geleidingsmode kan dit gemiddelde eenvoudig omgerekend worden naar de integraal van de stroom in de schakelaar i_S [Maksimović1996, Erickson2001, Zane1998, Zane1999] of in de diode [Yang1998, Yang2001], in functie van de pulswijdteverhouding d . Dit verband is afhankelijk van de gebruikte convertortopologie. Anderzijds kan de ingangsspan-

⁷Engels: non-linear carrier control, NLC

⁸Engels: charge control

ning v_{in} uitgedrukt worden in functie van de uitgangsspanning v_{dc} en de pulswijdteverhouding d . Houden we bovendien rekening met het gewenste ingangsgedrag van de gelijkrichter, $i_{in} = g_e v_{in,g}$, dan kunnen we de wenswaarde van de integraal bepalen in functie van g_e , v_{dc} en d . Dit verband kan omgezet worden in een periodieke draaggolf, waarbij de pulswijdteverhouding d vervangen wordt door $\frac{t}{T_s}$. Aan het begin van een schakelperiode wordt de schakelaar ingeschakeld en de bekomen niet-lineaire draaggolf wordt vergeleken met de integraal van de stroom door de schakelaar. Als de schakelaar wordt uitgeschakeld op het ogenblik dat beide signalen aan elkaar gelijk zijn, zal aan alle voorwaarden voldaan zijn om de gelijkrichter een ideale ingangsstroom te laten voeren.

Behalve de eerder vermelde lagere vervorming van de ingangsstroom, heeft controle met niet-lineaire dragers nog enkele andere voordelen ten opzichte van piekstroomregeling. Door het feit dat de meting van de stroom door de schakelaar geïntegreerd wordt, is deze regelaar veel minder storingsgevoelig. Bovendien wordt een meting van de ingangsspanning overbodig, aangezien gesteund wordt op de eigenschappen van de omzetter om deze grootte uit de vergelijkingen te weren. Een laatste voordeel is tenslotte de inherente stabiliteit van het algoritme, wat bij piekstroomregeling niet het geval is. Hierdoor moet geen extra term opgeteld worden bij de meting, wat de totale distorsie van de ingangsstroom vermindert.

Bij wijze van voorbeeld wordt de controle met niet-lineaire draaggolf uitgewerkt voor een boosttopologie [Maksimović1996, Yang1998, Yang2001, Erickson2001]. Deze topologie is immers één van de meest courante topologieën en zal verder in dit werk ook als basisplatform dienen. Een behandeling van controle met een niet-lineaire draaggolf voor een algemene actieve gelijkrichter wordt beschreven in [Zane1998, Zane1999].

Voor een boostconverteer in de continue geleidingsmode geldt volgend verband tussen de gemiddelde waarde van de ingangsstroom $i_{in,g}$ en de gemiddelde waarde van de stroom in de schakelaar $i_{S,g}$:

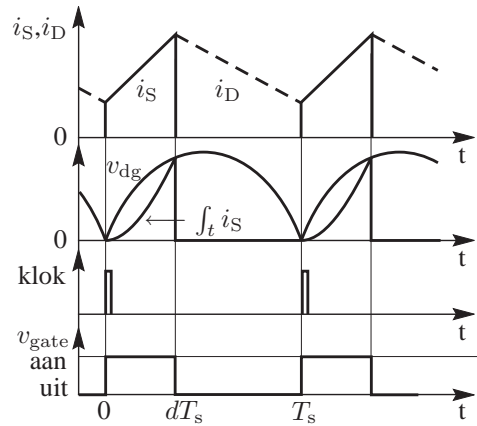
$$i_{S,g} = di_{in,g}. \quad (2.21)$$

Het verband tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning wordt gegeven door de spanningsomzettingsverhouding van de boostconverteer in de continue geleidingsmode

$$v_{in,g} = (1 - d)v_{dc,g}. \quad (2.22)$$

Merk op dat de uitmiddeling in voorgaande vergelijkingen een uitmiddeling over een schakelperiode is. Om te voldoen aan de ideale ingangsstroomvorm van een ideale gelijkrichter moet bovendien ook

$$i_{in,g} = g_e v_{in,g} \quad (2.23)$$



Figuur 2.21. Karakteristieke golfvormen voor controle met niet-lineaire draaggolf, toegepast op de boostconverter

gelden. Deze drie vergelijkingen samen leiden tot

$$i_{S,g} = g_e d(1 - d)v_{dc,g}. \quad (2.24)$$

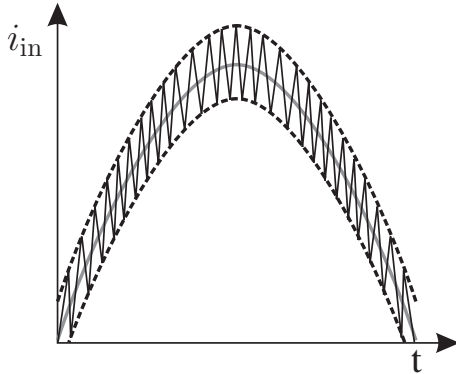
In de veronderstelling dat de uitgangsspanning vrijwel constant is, kan dus een niet-lineaire draaggolf v_{dg} geconstrueerd worden met als vorm

$$v_{dg} = g'_e \frac{t}{T_s} \left(1 - \frac{t}{T_s}\right), \quad (2.25)$$

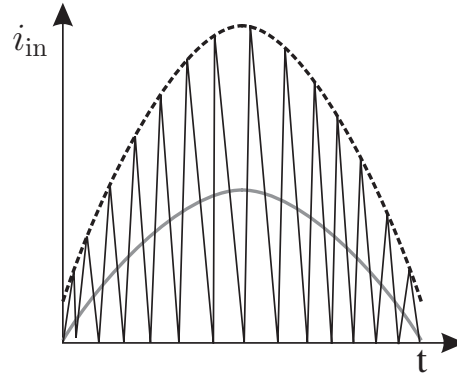
waarbij g'_e de uitgang van de spanningsregelaar is, gegeven door $g'_e = g_e V_{dc}$. De niet-lineaire golfvorm blijkt een parabool te zijn en kan eenvoudig verwezenlijkt worden met behulp van twee integratoren. Wanneer deze golfvorm nu de integraal van de transistorstroom snijdt, zie figuur 2.21, dan is meteen voldaan aan de vereiste voorwaarde (2.24), en bijgevolg ook aan de voorwaarde voor de ingangsstroom van een actieve gelijkrichter (2.23).

2.4.4 Hysteresisregeling

Een eenvoudige manier om de ingangsstroom van een omzetter te regelen binnen een gewenste marge, is hysteresisregeling [Erickson2001, Li2004]. Het principe is bijzonder eenvoudig: op elk ogenblik wordt een boven- en een ondergrens bepaald voor de te regelen stroom. Wanneer de stroom de bovengrens bereikt, wordt de schakelaar uitgeschakeld, zodanig dat de stroom begint te dalen. De schakelaar wordt pas opnieuw ingeschakeld op het ogenblik dat de stroom de ondergrens bereikt, zodanig dat de stroom steeds binnen de gewenste tolerantie valt. Afhankelijk van de vereisten, kan deze tolerantieband groot of klein gekozen worden.



Figuur 2.22. Ingangsstroom van een actieve gelijkrichter met hysteresisregeling en een hysteresisband van 10%



Figuur 2.23. Ingangsstroom van een actieve gelijkrichter met hysteresisregeling en een hysteresisband van 100%

Figuren 2.22 en 2.23 geven twee voorbeelden van hoe de ingangsstroom eruit ziet bij een hysteresisregelaar met een tolerantieband van respectievelijk $\pm 10\%$ en $\pm 100\%$. In het eerste geval kan de stroom dus variëren tussen 90% en 110% van de wenswaarde, terwijl de stroom in het tweede geval tussen 0% en 200% kan variëren. Deze laatste methode wordt ook wel eens randmoderegeling genoemd⁹, aangezien de converter op die manier steeds op de rand tussen de continue geleidingsmode en de onderbroken geleidingsmode werkt. Het is duidelijk dat, hoewel het tweede voorbeeld een eenvoudigere controle oplevert, de piekstromen heel hoog worden ten opzichte van de gemiddelde stroom, wat een hoge belasting veroorzaakt van de schakelaars. Bovendien is er bij deze regelmethode geen vaste schakelfrequentie: de schakelfrequentie wordt bepaald door het bereiken van de boven- en ondergrenzen. Bijgevolg zal het EMI-filter aan de netzijde ontworpen moeten zijn om in een breder frequentiegebied werkzaam te zijn. Anderzijds heeft randmodecontrole wel het voordeel dat de schakelverliezen in de converter lager zullen zijn door het vermijden van de herstelstromen van de diode.

Een verbetering van de situatie kan bekomen worden door gebruik te maken van schema's met variabele hysteresisband. In [Li2004] wordt een hysteresisregelaar voorgesteld met een variabele tolerantieband, afhankelijk van het vermogen van de omzetter, met als doel een vrij constante schakelfrequentie te bekomen.

2.4.5 Spanningsvolgers

Wanneer sommige topologieën die gebruikt worden voor actieve gelijkrichting, bedreven worden in de onderbroken geleidingsmode, vertonen zij de eigenschap

⁹Engels: border-mode control

dat hun gemiddelde ingangsstroom $i_{\text{in,g}}$ bij constante pulswijdteverhouding d evenredig is met de ingangsspanning van de omzetter. Aangezien actieve gelijkrichting precies tot doel heeft de ingangsstroom zodanig te regelen dat zijn gemiddelde waarde evenredig is met de ingangsspanning, moet de regelstrategie dus enkel een constante pulswijdteverhouding aanbieden aan de pulswijdtemodulator. De grootte van deze pulswijdteverhouding zal een maat zijn voor de amplitude van de ingangsstroom en wordt dus rechtstreeks aangeboden door de uitgangsspanningsregelaar. Omzetters waar dit gebruikt wordt zijn de SEPIC en de Cukconvector [Simonetti1997], de boostconvector [Simonetti1999] en quasi-resonante versies van de buck-boost, flyback, SEPIC, Cuk-, buck- en boostconvertoren [Sebastián1998]. De evenredigheid tussen de gemiddelde stroom en de spanning is echter niet bij al deze omzetters perfect.

Wanneer de SEPIC-convector bedreven wordt in onderbroken mode kan het gemiddelde van zijn ingangsstroom over een schakelperiode berekend worden als

$$i_{\text{in,g}} = \frac{d^2 T_s}{2L_{\text{eq}}} v_{\text{in}}, \quad (2.26)$$

met L_{eq} de equivalente zelfinductie van de omzetter, gedefinieerd als

$$L_{\text{eq}} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}. \quad (2.27)$$

Voor de definities van L_1 en L_2 , wordt verwezen naar figuur 2.12 voor de niet-geïsoleerde SEPIC. Bij de geïsoleerde versie is L_2 de magnetiseringsinductantie van de transformator, zie figuur 2.14. De ingangsstroom van de SEPIC is dus perfect evenredig met de ingangsspanning, zodat in principe alle harmonische vervorming kan geëlimineerd worden en de theoretische arbeidsfactor één bedraagt. Dit geldt trouwens ook voor de Cukconvector: zijn ingangsstroom wordt eveneens gegeven door (2.26), zij het met een licht afwijkende definitie voor L_{eq}

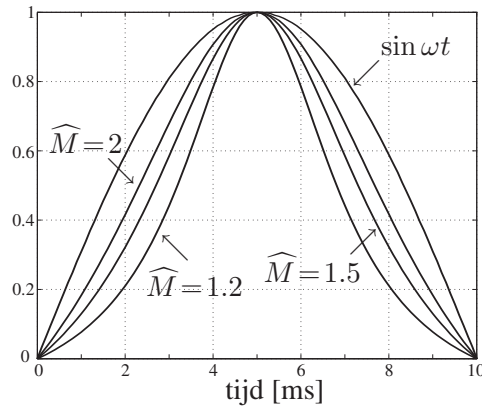
$$L_{\text{eq}} = \frac{L_1 L_2}{n^2 L_1 + L_2}, \quad (2.28)$$

met L_1 en L_2 zoals getoond in figuren 2.13 en 2.15 en n de windingsverhouding van de transformator.

Bij de boostconvector zijn de karakteristieken minder ideaal. De gemiddelde ingangsstroom bij werking in de onderbroken geleidingsmode en bij constante pulswijdteverhouding d , wordt gegeven door

$$i_{\text{in}} = \frac{d^2 T_s}{2L} \frac{v_{\text{in}} v_{\text{dc}}}{v_{\text{dc}} - v_{\text{in}}}. \quad (2.29)$$

Zelfs in het geval de uitgangsspanning als een constante kan beschouwd worden, blijft er nog een afwijking op de evenredigheid tussen stroom en spanning



Figuur 2.24. Ingangsstroomvorm van de boostgelijkrichter als spanningsvolger ten opzichte van de ideale sinusoidale stroom

ten gevolge van het voorkomen van v_{in} in de noemer van (2.29). De afwijking die bekomen wordt ten opzichte van het ideale geval, een sinusoidale stroom bij een sinusoidale ingangsspanning en een constante uitgangsspanning, zal voorts vooral afhangen van de verhouding tussen de uitgangsspanning en de piekwaarde van de netspanning $\widehat{M} = \frac{V_{dc}}{V_{net}}$. Deze afwijking wordt getoond in figuur 2.24 voor verschillende waarden van die verhouding. De golfvorm verbetert merkbaar naarmate de uitgangsspanning veel hoger wordt dan de ingangsspanning. In praktische toepassingen is er echter weinig variatie van deze parameter mogelijk: de netspanning is een extern gegeven, terwijl de uitgangsspanning opdrijven de schakelverliezen en de kostprijs de hoogte injaagt.

2.4.6 Andere regelmethode

In de literatuur worden nog tal van andere controlestrategieën voorgesteld. Vele daarvan maken gebruik van de nieuwe mogelijkheden die digitale controle biedt. Hieronder volgt een korte opsomming van enkele mogelijke regelstrategieën.

- Een eenvoudige controlestrategie wordt beschreven in [Ben-Yaakov1998a, Ben-Yaakov1998b, Ben-Yaakov1999]. In deze regelmethode wordt geen gebruik gemaakt van een ingangsspanningsmeting. De controle volgt enkel één eenvoudige regel

$$d = 1 - \frac{r_e \dot{i}_{in,g}}{v_{dc}}, \quad (2.30)$$

voor een boostconvector. Dit komt eigenlijk neer op het uitschrijven van de evenwichtsvergelijkingen voor de convector (2.8) en de wenswaarde van

de ingangsstroom (2.5). Een nadeel van deze regelmethode is het feit dat de bandbreedte van de stroomregelaar afhankelijk is van de geëmuleerde weerstand r_e , of dus van het vermogen van de converter. Een eenvoudige benadering van de stroomregelkring levert immers een eerste-ordessysteem met als bandbreedte $\frac{R_e}{2\pi L}$. Het werkelijke gedrag is echter van een hogere orde, zodanig dat deze afhankelijkheid leidt tot enkele restricties in het ontwerp van de gelijkrichter om te vermijden dat het systeem instabiel wordt bij lage vermogens.

- In [Dawande1996] wordt een sturing voorgesteld voor een boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode. Zoals eerder vermeld in paragraaf 2.4.5, vertoont de boostgelijkrichter een vervormde golfvorm van de ingangsstroom bij constante pulswijdteverhouding in de onderbroken mode, zie ook figuur 2.24. Het is echter mogelijk te berekenen wat dan wel de pulswijdteverhouding moet zijn om een ideale golfvorm te bekomen. Deze wordt gegeven door

$$d = \sqrt{\frac{2g_e L}{T_s} \left(1 - \frac{\widehat{V}_{in} \sin \omega_{net} t}{V_{dc}}\right)}. \quad (2.31)$$

- De stroomregelaar voorgesteld door [Chung1999, Chung2000, Qiu2002], is een vereenvoudigde variant van de controle met niet-lineaire draaggolf. In plaats van gebruik te maken van de gekende verhouding tussen de gemiddelde stroom in de schakelaar en de gemiddelde ingangsstroom van de gelijkrichter (2.21), wordt de piekstroom door de schakelaar gelijk gesteld aan de gemiddelde ingangsstroom. Deze regelmethode is dus nauw verwant aan de piekstroomregeling van paragraaf 2.4.2. Het grootste verschil zit in de bepaling van de referentiestroom: de ingangsspanning v_{in} wordt niet gemeten, maar wordt berekend uit (2.22). Door het gelijkstellen van de piekstroom in de schakelaar aan de gemiddelde ingangsstroom kan nu een resistief ingangsgedrag (2.23) bekomen worden door de stroommeting te vergelijken met een draaggolf

$$v_{dg} = g'_e \left(1 - \frac{t}{T_s}\right). \quad (2.32)$$

Deze regelmethode heeft als voordelen ten opzichte van controle met niet-lineaire dragers dat de draaggolf nu een lineaire functie is in plaats van een kwadratische. Bovendien kan nu rechtstreeks de gemeten stroom gebruikt worden in plaats van de integraal van de stroom, wat een integratorcircuit uitspaart. Het nadeel is wel de verminderde nauwkeurigheid ten gevolge van de verwaarlozing van de stroomrimpel. Dit geeft een vervorming van de ingangsstroom die vergelijkbaar is met piekstroomregeling. Het voordeel

van deze methode ten opzichte van piekstroombegrenzing is het feit dat de ingangsspanning niet moet gemeten worden.

- Een regelalgoritme dat dicht aanleunt bij de controle met niet-lineaire draaggolf, is de eerder vermelde ladingscontrole. Hierbij wordt de integraal van een gemeten stroom vergeleken met een draaggolf, die al dan niet lineair is. De digitale implementatie voorgesteld in [de Castro2003], geeft een voorbeeld voor de flybackconverter waarbij als draaggolf de wenswaarde van de ingangsstroom gekozen wordt, of dus een traag variërend signaal¹⁰. Het gevolg hiervan is dat de ingangsspanningsmeting, die met de controle van paragraaf 2.4.3 vermeden werd hier noodzakelijk blijft. In [Rajagopalan1999] wordt een algemene techniek voorgesteld om de vergelijkingen op te stellen voor ladingscontrole bij verschillende topologieën.
- In geval van digitale controle kan een snelle regelkring bekomen worden door gebruik te maken van voorspellende controle¹¹: op basis van de gemeten waarden voor ingangsspanning en -stroom is het mogelijk te berekenen welke pulsruimteverhouding nodig is om de stroom in de volgende schakelperiode gelijk te maken aan zijn wenswaarde [Mattavelli2005, Zhang2004].

2.5 Besluit

Een ideale gelijkrichter gedraagt zich aan de netzijde als een weerstand: de netstroom is evenredig met de netspanning. Aan gelijkspanningszijde gedraagt deze omzetter zich als een constant-vermogenbron. De waarde van de gelijkspanning wordt enerzijds bepaald door het ingangsvermogen van de gelijkrichter en anderzijds door de karakteristiek van de gelijkstroomlast.

De praktische implementatie van een gelijkrichter is meestal gebaseerd op een diodebrug aan netzijde, gevolgd door een gelijkstroomomzetter die zijn variabele ingangsspanning, de gelijkgerichte netspanning, omzet naar een constante gelijkspanning. Deze vereiste spanningsomzetting bepaalt samen met de aard en de verwachtingen van de beoogde toepassing de gebruikte convertortopologie. Uit de bespreking van paragraaf 2.2 volgt dat de boostgelijkrichter een gunstige keuze is om een efficiënte gelijkrichting te krijgen met een hoge arbeidsfactor.

Om het gewenste gedrag van deze omzetters te bekomen, zijn tal van regelmethoden mogelijk. Als algemeen schema wordt echter in de meeste gevallen gekozen voor een dubbele regelkring. Aangezien de uitgangsspanning van de gelijkrichter

¹⁰In dit geval kan men eigenlijk nog moeilijk spreken van een draaggolf. Deze benaming wordt echter toch behouden omwille van de analogie met controle met niet-lineaire draaggolf

¹¹Engels: predictive control

bepaald wordt door het ingangsvermogen en door de last, zal men het ingangsvermogen van de omzetter moeten aansturen om een regeling van de uitgangsspanning te bekomen. Dit kan door de evenredigheidsfactor tussen netspanning en netstroom, de geëmuleerde ingangsweerstand of de geëmuleerde ingangsconductantie van de gelijkrichter, aan te passen. Dit wordt gerealiseerd in een eerste regelkring. De tweede regelkring moet dan zorgen voor het resistief karakter van de gelijkrichter aan netzijde. De manier waarop de stroomregelkring een stuursignaal voor de schakelaar(s) van de omzetter produceert kan echter sterk variëren. Dikwijls moet hierbij een keuze gemaakt worden tussen eenvoud en prijs van de regelaar aan de ene kant, en de behaalde arbeidsfactor aan de andere kant.

Hoofdstuk 3

De digitaal gestuurde boostgelijkrichter in de continue geleidingsmode

Uit hoofdstuk 2 kan worden besloten dat voor vele toepassingen de boostgelijkrichter één van de meest efficiënte topologieën is voor een actieve gelijkrichter. Vanaf dit hoofdstuk zal er dieper worden ingegaan op de digitale controle van deze boostgelijkrichters. Vooreerst zal een beschrijving gegeven worden van de opbouw van een digitaal gestuurd systeem. Om digitale controle mogelijk te maken zullen er immers enkele bijkomende maatregelen moeten getroffen worden ten opzichte van analoge controle, om een goede werking te verzekeren. Zo zal het noodzakelijk zijn de grootheden die moeten gemeten worden, om te zetten van een analoge meetwaarde naar een digitale representatie. Dit gebeurt door middel van een analoog-naar-digitaal-omzetter. Omgekeerd zal ook de uitgang van de digitale regelaar moeten omgezet worden in een schakelpatroon voor de schakelaar van de omzetter met behulp van een pulswijdtemodulator. Deze omzettingen hebben bovendien ook een invloed op het ontwerp van de digitale regelaar, aangezien ze een bijkomend element toevoegen aan de dynamica van de regelkring. De bepaling van de parameters van de digitale regelaar zelf, gebeurt ofwel door omrekening van de parameters van een equivalente analoge regelaar, ontworpen in het continue-tijdsdomein, ofwel door een rechtstreeks ontwerp van de regelaar in het discrete-tijdsdomein of het z -domein.

Na de algemene beschrijving van het beschouwde systeem, volgt het ontwerp van de stroom- en de spanningsregelaar, waarbij telkens een dynamisch model voor de omzetter zal worden opgesteld. Vervolgens zullen er aan het einde van het hoofdstuk drie verbeteringen aan de controlestrategie voorgesteld worden. Als eerste wordt een methode voorgesteld die de timing van de bemonstering van

de controlevariabelen aanpast om de storingsgevoeligheid van de gelijkrichter te verbeteren. Een tweede aanpassing is een verbeterde bemonsteringsmethode voor de uitgangsspanning, die bedoeld is om de invloed van de spanningsregelaar op de golfvorm van de ingangsstroom te minimaliseren. Een derde verbetering die aan het eind van dit hoofdstuk behandeld wordt, is voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding. Deze controlestrategie laat toe een verbetering van de golfvorm en een verlaging van de harmonische distorsie van de ingangsstroom te bekomen. Bovendien zal in een later hoofdstuk ook de gunstige invloed hiervan op de ingangsimpedantie van de gelijkrichter besproken worden.

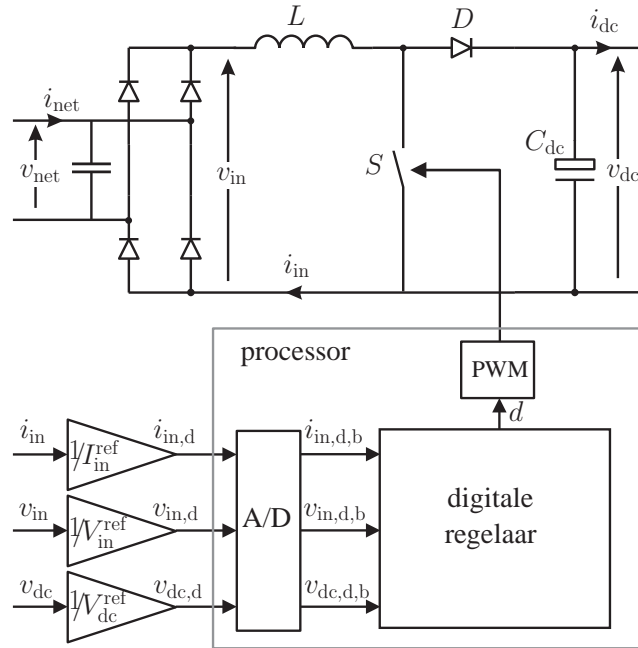
3.1 Algemene beschrijving van de digitaal gestuurde boostgelijkrichter

3.1.1 Opbouw van het systeem

Zoals volgt uit de bespreking van paragraaf 2.2.1 is de boostgelijkrichter een heel geschikte topologie voor de benadering van de ideale gelijkrichter. Dit blijkt ook uit het grote aantal wetenschappelijke publicaties die handelen over de boostconvector als actieve gelijkrichter¹. De topologie van de boostgelijkrichter wordt getoond in figuur 3.1. De netspanning v_{net} wordt door de diodebrug gelijkgericht tot $v_{\text{in}}(t) = |v_{\text{net}}(t)|$. De boostconvector zal dus een variabele ingangsspanning hebben, pulserend met de dubbele netfrequentie. Deze spanning wordt door de convector omgezet naar een constante spanning over de uitgangscapacitor. De ingangsstroom van de omzetter is de stroom door de spoel en kent, vermits de ingangsspanning vrijwel constant is tijdens een schakelperiode, een driehoeksvormig verloop binnen een schakelperiode. Het sluiten van de schakelaar doet de stroom immers stijgen met een helling v_{in}/L , terwijl het openen van de schakelaar de stroom met een helling $(v_{\text{in}} - v_{\text{dc}})/L$ doet afnemen, waarbij deze door de diode naar de uitgangscapacitor en de last vloeit. De driehoeksvormige stroomrimpel die hierdoor ontstaat, wordt door de filtercondensator aan de ingang van de gelijkrichter grotendeels weg gefilterd, zodanig dat de gemiddelde waarde over een schakelperiode van de ingangsstroom ongeveer gelijk is aan de gelijkgerichte netstroom $i_{\text{in,g}}(t) = |i_{\text{net}}(t)|$.

Voor de controlestrategie die hier wordt voorgesteld, moeten drie grootheden gemeten en bemonsterd worden. Dit zijn de uitgangsspanning v_{dc} en de ingangsstroom i_{in} , die door de regelaars gecontroleerd worden, alsook de ingangsspanning v_{in} , die als referentiegolfvorm voor de stroomregelaar dient. In het geval van een digitale regelaar moeten deze grootheden omgezet worden in een digitale

¹Gezien het grote aantal wordt hier geen opsomming gegeven. De verschillende publicaties zullen gaandeweg in dit en volgende hoofdstukken vermeld worden.



Figuur 3.1. Schema van een digitaal gestuurde boostgelijkrichter

waarde. Dit gebeurt in verschillende stappen: in een eerste stap wordt de grootte gemeten, vervolgens wordt die meting door een analoog circuit herschaald naar een niveau dat overeenstemt met de ingangen van de processor. In een laatste stap wordt deze herschaalde meting omgezet naar een digitale waarde, bruikbaar voor de regelaar. Daartoe wordt gebruik gemaakt van een analoog-naar-digitaal-omzetter (A/D omzetter), zoals weergegeven in figuur 3.1. Deze omzetting houdt, behalve een discretisatie van het signaal, ook een schaling in, namelijk van een aangeboden signaalspanning aan de ingang van de A/D omzetter naar een bepaalde dimensieloze digitale waarde die door de digitale regelaar als een binair getal met een bepaald aantal bits wordt voorgesteld. Het bereik waarbinnen deze voorgestelde getallen liggen, is afhankelijk van het aantal bits dat de A/D omzetter ter beschikking heeft, en van de binaire voorstelling die gebruikt wordt (zie paragraaf 3.1.2).

De meting en conversie van een analoge grootheid naar een dimensieloze digitale waarde kan voorgesteld worden als een herschaling en een discretisatie, zoals aangegeven in het schema van figuur 3.1. De herschaling van de grootheden v_{in} , i_{in} en v_{dc} naar de dimensieloze meetwaarden $v_{in,d}$, $i_{in,d}$ en $v_{dc,d}$ omvat niet enkel de werkelijke herschaling van de gemeten grootheid naar deingangssignalen van de A/D convertor, maar ook de schaling die optreedt bij de A/D omzetting zelf. De totale schalfactoren worden uitgedrukt als referentiewaarden V_{in}^{ref} , I_{in}^{ref}

en V_{dc}^{ref} . Bijgevolg is de omzetting van de continue, dimensieloze grootheden ($v_{in,d}$, $i_{in,d}$ en $v_{dc,d}$) naar hun digitale equivalent (respectievelijk $v_{in,d,b}$, $i_{in,d,b}$ en $v_{dc,d,b}$) nog enkel een bemonstering, zonder bijkomende herschaling. De regelaar maakt gebruik van de bekomen digitale waarden en geeft als uitgang de gewenste pulswijdteverhouding van de schakelaar. Deze wordt dan door middel van een digitale pulswijdtemodulator omgezet naar het juiste schakelpatroon. In volgende paragraaf wordt een voorbeeld gegeven van de bepaling van deze referentiewaarden.

3.1.2 Voorstelling van digitale waarden

Wanneer grootheden binair worden voorgesteld door een getal met n bits, zal hun waarde in hun decimale representatie binnen een bereik liggen dat afhankelijk is van de voorstellingswijze die gebruikt wordt. Een eerste onderscheid dat tussen de verschillende voorstellingen moet gemaakt worden, is de keuze tussen een voorstelling met vaste komma of een voorstelling met een variabele komma². Aangezien de meeste commercieel verkrijgbare A/D omzetters de eerste voorstelling gebruiken, is er in dit werk gekozen om enkel de voorstelling met vaste komma te bespreken en te gebruiken. In de klassieke voorstelling met vaste komma wordt een binair getal steeds decimaal voorgesteld door een geheel getal. Een decimale waarde kan berekend worden door aan de eerste bit (meest significante bit), de tweede bit, ..., de n -de bit (de minst significante bit) respectievelijk de waarde 2^{n-1} , 2^{n-2} , ..., 2^0 toe te kennen. Wanneer een n -bit digitale voorstelling met tekenbit gebruikt wordt, dan is dit typisch een 2-complement notatie. Daarbij corresponderen in de decimale voorstelling de eerste bit, de tweede bit, ..., de n -de bit met respectievelijk $-(2^{n-1})$, 2^{n-2} , ..., 2^0 . Een voorbeeldje met een 4-bit getal verduidelijkt bovenstaande uitleg:

$$\begin{cases} \text{zonder teken} & (1101)_B = 2^3 + 2^2 + 2^0 = 13 \\ \text{met teken} & (1101)_B = -(2^3) + 2^2 + 2^0 = -3 \end{cases}$$

We kunnen echter voor de n -bit digitale voorstelling met vaste komma en zonder tekenbit een $(0.n)$ -notatie gebruiken, en voor de voorstelling met vaste komma en met tekenbit een $(1.n-1)$ -complement notatie. Voor het n -bit digitale getal zonder tekenbit worden dan de eerste bit, de tweede bit, ..., de n -de bit decimaal voorgesteld door respectievelijk 2^{-1} , 2^{-2} , ..., 2^{-n} . In het n -bit digitale getal met tekenbit worden de opeenvolgende bits decimaal voorgesteld door respectievelijk $-(2^0)$, 2^{-1} , ..., $2^{-(n-1)}$. Het bovenstaande voorbeeldje levert dan

$$\begin{cases} \text{zonder teken} & (1101)_B = 2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-4} = 0.8125 \\ \text{met teken} & (1101)_B = -(2^0) + 2^{-1} + 2^{-3} = -0.375 \end{cases}$$

²Engels: respectievelijk *fixed-point representation* en *floating-point representation*

Met de $(0.n)$ -notatie en de $(1.n-1)$ -complement notatie voor een n -bit digitaal getal zonder tekenbit en met tekenbit respectievelijk, is het maximum positieve getal dat men kan voorstellen gegeven door

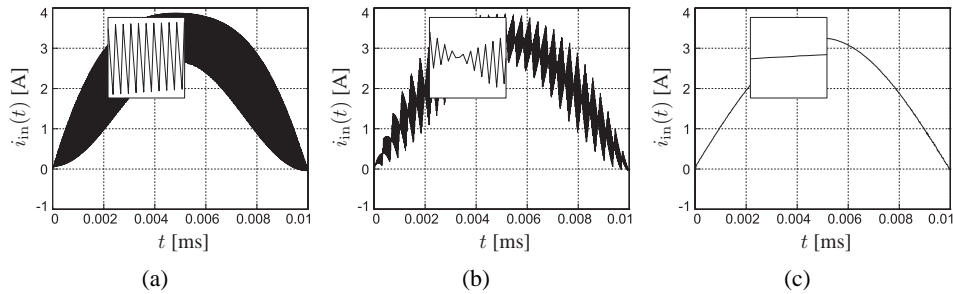
$$\begin{cases} \text{zonder teken} & (111 \dots 11)_B = 1 - (2^{-n}) \\ \text{met teken} & (011 \dots 11)_B = 1 - (2^{-(n-1)}) \end{cases} .$$

In dit werk wordt er gekozen om voor de voorstelling van een digitaal getal een $(1.n-1)$ -complement notatie te gebruiken. Hiermee kunnen waarden voorgesteld worden in een bereik tussen -1 en $1 - 2^{-(n-1)}$. Wanneer voldoende bits beschikbaar zijn, wordt de bovengrens benaderend 1. Op die manier bekomen we als het ware een per-unit systeem waarbij de dimensieloze waarden $v_{in,d}$, $i_{in,d}$ en $v_{dc,d}$ per-unit waarden worden. De referentiewaarden V_{in}^{ref} , I_{in}^{ref} en V_{dc}^{ref} zullen nu overeenkomen met de grootst mogelijke waarde van de overeenkomstige grootte die nog kan voorgesteld worden door een digitaal getal in de gekozen voorstelling.

Als voorbeeld van de bepaling van deze schaalfactoren, wordt de ingangsspanningsmeting van een experimentele boostgelijkrichter gebruikt, met als processor de ADC401 van Analog Devices. Men wenst de ingangsspanning digitaal te kunnen voorstellen tot een spanning van ongeveer 400 V. De gemeten spanning wordt aan de hand van een spanningsdeler en een operationele versterker herschaald met een factor 200. Spanningen in het bereik [0 V, 400 V] worden nu weergegeven in het bereik [0 V, 2 V], het bereik dat wordt aangeboden aan de A/D omzetter. Wanneer deze waarden worden omgezet naar hun digitaal equivalent, zal met 2 V een dimensieloze waarde 1 overeenkomen, terwijl 0 V gewoon met 0 overeenkomt. De A/D omzetting zal dus een bijkomende herschaling met een factor 2 introduceren. De totale referentiewaarde van de ingangsspanning wordt bijgevolg in dit geval 400 V.

3.1.3 Bemonstering van de meetwaarden

De metingen en herschalingen in het beschouwde systeem zijn eenvoudige en bekende technieken op basis van spanningsdelers en operationele versterkers, en hoeven hier geen verdere bespreking. De omzetting van een analoge signaal naar een digitaal equivalent is in deze context echter minder vanzelfsprekend en verdient hier een uitgebreide behandeling. Bij de overgang van een analoge grootte naar een overeenkomstige digitale grootte wordt deze grootte voorgesteld door middel van een reeks waarden, die de binaire voorstelling zijn van de waarde die de beschouwde grootte op het bemonsteringstijdstip aanneemt. De tijd tussen twee opeenvolgende waarden van die reeks, noemen we de bemonsteringsperiode T_b . Wanneer de tijd tussen twee monsters te groot is ten opzichte van de variaties in de werkelijke grootte, zal deze reeks geen goede representatie

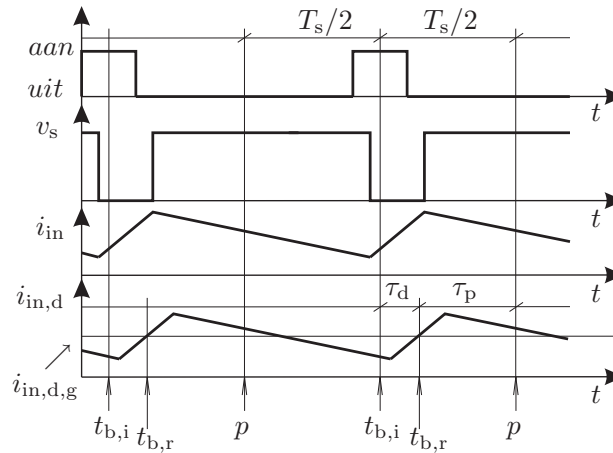


Figuur 3.2. Reconstructie van de bemonsterde ingangsstroom bij verschillende bemonsteringsfrequenties (simulatie). (a) Ingangsstroom van de boostgelijkrichter gedurende een halve netperiode. (b) Stroommeting bij asynchrone bemonstering ($T_b = 9.7 \mu s$, $T_s = 20 \mu s$). (c) Stroommeting bij synchrone bemonstering ($T_b = T_s = 20 \mu s$).

zijn van deze golfvorm. Anderzijds kunnen snel variërende golfvormen moeilijk accuraat bemonsterd worden aangezien de bemonsteringsfrequentie $f_b = T_b^{-1}$ beperkt is. Elke omzetting van analoog naar digitaal duurt immers een zekere tijd en bovendien heeft de processor voldoende tijd nodig om de noodzakelijke berekeningen uit te voeren op de bekomen digitale waarden.

Dit is het geval bij de bemonstering van de ingangsstroom van een boostgelijkrichter, i_{in} . Deze stroom bestaat uit een traag variërende gemiddelde waarde $i_{in,g}$ met daarop een niet-verwaarloosbare rimpel die pulseert met de schakelfrequentie $f_s = \frac{1}{T_s}$, zie figuur 3.2(a). Aangezien de berekeningen nodig voor de verwezenlijking van een regelaar in een digitale-sigitaalprocessor (DSP) behoorlijk wat rekentijd vergen ten opzichte van de meest gangbare waarden voor de schakelperiode, zal het meestal niet mogelijk zijn de schakelrimpel van de ingangsstroom te volgen. Wanneer anderzijds gekozen wordt voor een bemonsteringsperiode die lager ligt dan de schakelperiode T_s en er geen synchronisatie bestaat tussen de bemonstering en het schakelen, dan zal de bemonstering foute resultaten geven, zoals geïllustreerd aan de hand van figuur 3.2(b). De meting kan nu immers op elk ogenblik van de schakelperiode plaatsvinden, wat betekent dat het monster elke mogelijke waarde tussen het minimum en het maximum van de ingangsstroom kan aannemen. Dit verschijnsel wordt *aliasing* genoemd. Een veelgebruikte methode om aliasing tegen te gaan, is het gebruik van een laagdoorlaatfilter dat de signaalcomponenten met een ongewenste frequentie wegfiltert. Voor de hier beschouwde toepassing zouden dus alle frequenties vanaf 50 kHz behoorlijk sterk onderdrukt moeten worden. Dit leidt echter tot een belangrijke beperking op de bandbreedte van de stroomregelkring, wat een goed volgedrag van de ingangsstroom in de weg staat. Daarom wordt in de meeste gevallen geopteerd voor een synchronisatie tussen de schakelfrequentie en de bemonsteringsfrequentie

$$T_b = T_s. \quad (3.1)$$

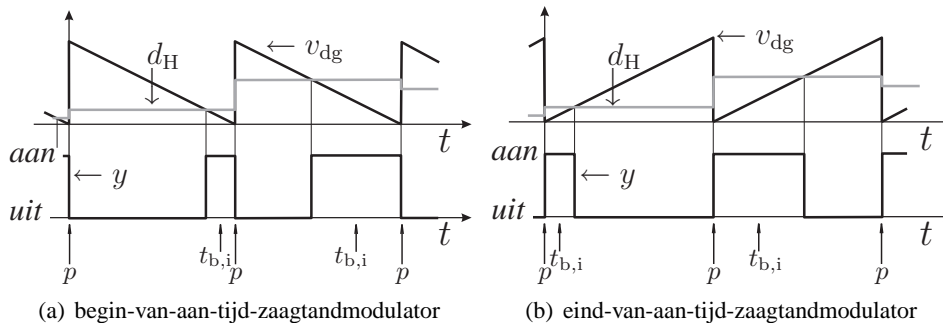


Figuur 3.3. Timing van de bemonstering van de ingangsstroom van de boostgelijkrichter

Hierdoor wordt de stroom éénmaal per schakelperiode bemonsterd, doch steeds op hetzelfde punt binnen een schakelperiode, zodanig dat er geen aliasing optreedt, zie figuur 3.2. Bovendien kan de regelaar toch slechts één waarde voor de puls-widteverhouding uitsturen per schakelperiode. Wanneer het ene monster dat per schakelperiode genomen wordt, daarenboven genomen wordt in het midden van de stijgende flank van de ingangsstroom, dan wordt de gemiddelde waarde van de ingangsstroom $i_{in,g}$ over een schakelperiode bekomen, zie figuur 3.3. Uiteindelijk is dit ook de stroomcomponent die men wenst te regelen.

Een overzicht van de timing van de bemonstering van de ingangsstroom is beschreven in figuur 3.3. Het bovenste signaal toont het stuursignaal voor de schakelaar van de converter. Bemonstering van de ingangsstroom in het midden van de stijgende flank van die stroom komt in het ideale geval overeen met een bemonstering halverwege de aan-tijd die aan de schakelaar wordt opgelegd. Dit theoretisch bemonsteringsogenblik voor het ideale geval wordt in figuur 3.3 aangeduid als tijdstip $t_{b,i}$. Het reële bemonsteringsogenblik $t_{b,r}$ zal echter een tijd τ_d later moeten volgen dan wat ideaal zou verwacht worden. De werkelijke aan-tijd van de schakelaar is immers steeds licht verschoven ten opzichte van het aangeboden signaal, als gevolg van de inschakel- en uitschakelvertraging van de schakelaar. Ook de flanken die optreden in de spanning over de schakelaar v_s , en daarmee ook de stijgende flanken van de stroom, zijn bijgevolg vertraagd. De vertraging van beide flanken kan licht asymmetrisch zijn ten gevolge van de hersteltijd van de diode, waardoor het midden van de stijgende flank van de stroom nog iets kan opschuiven.

Tenslotte moet nog een extra tijdsvertraging in rekening gebracht worden die veroorzaakt wordt door de laagdoorlaatfilters in het meetcircuit. Het reële bemon-



Figuur 3.4. Werking van de zaagtandmodulatoren

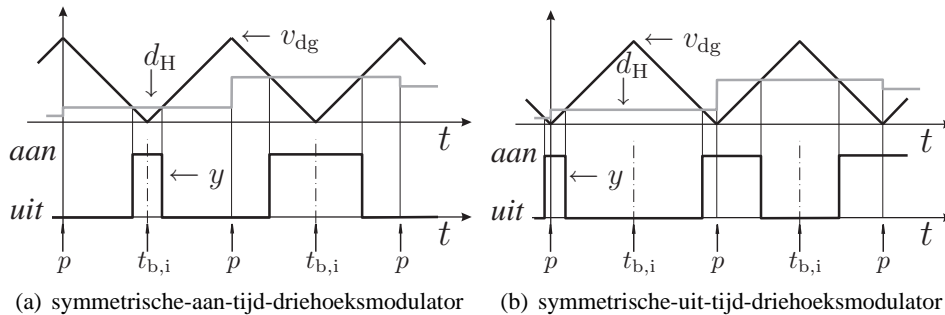
steringsogenblik zal dus zodanig moeten ingesteld worden dat het samenvalt met het midden van de stijgende flank van de stroommeting $i_{in,d}$. Indien deze bemonstering correct gebeurt, zal de bemonsterde waarde van de gemeten stroom gelijk zijn aan de gemiddelde waarde van de gemeten stroom, of $i_{in,d,b} = i_{in,d,g}$. De processor heeft nu nog een tijd τ_p over om de nodige berekeningen uit te voeren en een nieuwe waarde voor de pulswijdteverhouding aan te bieden aan de pulswijdtemodulator. Voor de pulswijdtemodulator die in figuur 3.3 beschouwd wordt, de symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator, is de nieuwe waarde voor de pulswijdteverhouding immers geldig vanaf het tijdstip p .

De bemonstering van de ingangsspanning gebeurt het best gelijktijdig met de bemonstering van de ingangsstroom, zodanig dat de ingangsstroom de golfvorm van de ingangsspanning ogenblikkelijk kan volgen. De uitgangsspanning daarentegen is een traag variërend signaal en behoeft geen al te snelle bemonstering. De bemonsteringsfrequentie voor de uitgangsspanning zal dan ook lager gekozen worden dan de bemonsteringsfrequentie van de ingangsspanning en -stroom.

3.1.4 Keuze van de pulswijdtemodulator

Uit het bovenstaande volgt dat het bemonsteringsogenblik best in het midden van de stijgende flank van de stroommeting valt. De bepaling van dit ogenblik en de timing van de bemonstering hangen heel nauw samen met de keuze van de pulswijdtemodulator. Grofweg kunnen we vier types pulswijdtemodulatoren onderscheiden [Van de Sype2004d]: de begin-van-aan-tijd-zaagtandmodulator (figuur 3.4(a)), de eind-van-aan-tijd-zaagtandmodulator (figuur 3.4(b)), de symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator (figuur 3.5(a)) en de symmetrische-uit-tijd-driehoeksmodulator (figuur 3.5(b)).

De zaagtandmodulatoren doen bij een veranderende pulswijdteverhouding één van beide schakelflanken variëren terwijl de andere schakelflank een vast refe-



Figuur 3.5. Werking van de driehoeksmodulatoren

rentiepunt vormt binnen de schakelperiode. Bij de begin-van-aan-tijd-zaagtandmodulator zal de schakelaar op een vast punt p uitgeschakeld worden, maar op een variabel tijdstip ingeschakeld worden, zie figuur 3.4(a). Wanneer het bemonsteringsogenblik gekozen wordt halverwege de aan-tijd van de schakelaar, zal de plaats van dit ogenblik binnen een schakelperiode bijgevolg afhankelijk zijn van de aangelegde pulswijdteverhouding, zoals aangegeven door $t_{b,i}$ in figuur 3.4(a). Een zelfde situatie wordt bekomen bij het gebruik van de eind-van-aan-tijd-zaagtandmodulator: de schakelaar wordt op een vast ogenblik p binnen een schakelperiode ingeschakeld en een variabele tijd dT_s later weer uitgeschakeld. Ook hier zal dus het bemonsteringsogenblik $t_{b,i}$ variabel zijn. Bijgevolg zijn deze pulswijdtemodulatoren minder geschikt om te gebruiken met de hierboven beschreven bemonsteringsmethode. In [Zhou2001] wordt een bemonsteringsmethode beschreven die geschikt is voor gebruik in combinatie met een zaagtandmodulator, waarbij storingen ten gevolge van het schakelen worden vermeden. Aangezien de bemonstering echter niet steeds halverwege de stijgende of de dalende flank van de ingangsstroom plaatsvindt, vertoont de netstroom toch een belangrijke vervorming.

Bij de driehoeksmodulatoren is daarentegen geen van beide schakelflanken vast, maar variëren deze symmetrisch rond het midden van de schakelperiode. Zoals de naam reeds laat vermoeden ligt bij de symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator de aan-tijd symmetrisch rond het midden van de schakelperiode (figuur 3.5(a)), terwijl bij de symmetrische-uit-tijd-driehoeksmodulator de uit-tijd symmetrisch rond het midden van de schakelperiode valt (figuur 3.5(b)). Bijgevolg zal voor de eerstgenoemde het midden van de stijgende flank, en dus het bemonsteringsogenblik $t_{b,i}$ van de stroom, samenvallen met het midden van de schakelperiode. Bijgevolg is deze modulator het meest geschikt wanneer de stroom bemonsterd wordt in het midden van de stijgende flank van de stroom. Op dezelfde manier is de symmetrische-uit-tijd-driehoeksmodulator de beste keuze wanneer het bemonsteringsogenblik $t_{b,i}$ in het midden van de dalende flank, of dus het midden van de uit-tijd van de schakelaar, wordt gekozen (zoals aangeduid in figuur 3.5(b)). Zoals

aangegeven in paragraaf 3.1.3, zal bij het bepalen van het bemonsteringsogenblik overigens nog steeds een tijdsvertraging moeten geïntroduceerd worden, overeenkomstig de tijdsvertraging τ_d tussen het schakelsignaal voor de schakelaar en de meting van de stroom, aangeboden aan de analoog-naar-digitaal-omzetter. Deze tijdsvertraging is echter onafhankelijk van de aangelegde pulswijdteverhouding en kan dus, eenmaal bepaald, op een vaste waarde ingesteld worden.

3.1.5 Digitale regelaar en laagdoorlaatfilter

Figuur 3.1 toont in de opbouw van het systeem een digitale regelaar als controle-rend element. Dit betekent dat het totale systeem een gemengd analoog-digitaal systeem is. Men kan de analyse van het systeem en de synthese van de regelaars dan ook op twee manieren uitvoeren. Enerzijds kan men de digitale regelaars beschrijven in het Laplace-domein of het frequentiedomein en op basis van deze beschrijving een keuze maken van de regelparameters, anderzijds is er de mogelijkheid om het analoge proces te beschrijven in het z-domein en de synthese van de regelaars dan ook in het z-domein uit te voeren.

Als digitale regelaar zal in volgende paragrafen een PI-regelaar gekozen worden. Deze wordt geïmplementeerd aan de hand van volgende regelvergelijking

$$u(n) = A_0x(n) + A_1x(n-1) + u(n-1), \quad (3.2)$$

met $u(n)$ en $u(n-1)$ de waarden van de uitgang van de regelaar op het n -de en $(n-1)$ -de bemonsteringstijdstip, $x(n)$ en $x(n-1)$ de waarden van de ingang van de regelaar op het n -de en het $(n-1)$ -de bemonsteringsogenblik, en A_0 en A_1 constante parameters die de regelaar bepalen. Dit geeft een transfertfunctie in het z-domein van

$$G_{PI}(z) = \frac{A_0z + A_1}{z-1}. \quad (3.3)$$

Deze regelaar vertoont een gedrag dat gelijkaardig is aan het gedrag van een analoge PI-regelaar

$$G_{PI}(s) = K_{PI} \left(1 + \frac{1}{s\tau_{PI}} \right). \quad (3.4)$$

Bij beschrijving van de regelkring in het Laplace-domein kan de regelaar dan ook ontworpen worden aan de hand van (3.4), waarna de bekomen parameters K_{PI} en τ_{PI} worden omgezet naar parameters voor de digitale regelstrategie A_0 en A_1 . Voor deze omzetting bestaan verschillende benaderende omrekenmethodes [Franklin1998, Elgerd1967, Van Cauwenberghe1999-2000, Van de Sype2004d]:

de voorwaartse benadering, de achterwaartse benadering, de trapeziumregel (regel van Tustin of koordebenadering), pool-nul-benadering... Voor de eerste drie methoden wordt de operator s voor de transfertfunctie in het Laplace-domein vervangen door respectievelijk

$$\begin{cases} s = \frac{z-1}{T_b} & \text{voorwaartse benadering} \\ s = \frac{z-1}{zT_b}, & \text{achterwaartse benadering} \\ s = \frac{2}{T_b} \frac{z-1}{z+1} & \text{trapeziumbenadering.} \end{cases} \quad (3.5)$$

In de pool-nul-benadering wordt een pool of een nul van de regelaar in $s = -\frac{1}{\tau}$ in het Laplace-domein vervangen door een equivalente pool of nul in $z = \exp(-\frac{T_b}{\tau})$ in het z -domein. In vele toepassingen volstaan de eenvoudigste methoden, namelijk de voorwaartse benadering en de trapeziumbenadering [AN401-13, AN401-33, De Gussemé2002a]. In dit werk zal de omrekening gebeuren op basis van de trapeziumbenadering, waarbij de Laplace-operator s wordt vervangen door

$$s = \frac{2}{T_b} \frac{z-1}{z+1}. \quad (3.6)$$

Door het bekomen resultaat te vergelijken met (3.3) kunnen de parameters van de continue regelaar, K_{PI} en τ_{PI} , gelinkt worden aan de parameters van de discrete regelaar A_0 en A_1

$$\begin{cases} A_0 = K_{PI} \left(\frac{1}{2} \frac{T_b}{\tau_{PI}} + 1 \right) \\ A_1 = K_{PI} \left(\frac{1}{2} \frac{T_b}{\tau_{PI}} - 1 \right) \end{cases}. \quad (3.7)$$

Ook wanneer een digitaal laagdoorlaatfilter wordt gebruikt, wat het geval zal zijn in de spanningsregelkring, zie paragraaf 3.3, moet een analoge benadering gezocht worden. Op gelijkaardige wijze als het omzetten van een digitale PI-regelaar kan de continue transfertfunctie van een laagdoorlaatfilter

$$G_{LD}(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{LD}}, \quad (3.8)$$

waarbij $\tau_{LD} = (\omega_{LD})^{-1}$ de tijdsconstante van het laagdoorlaatfilter voorstelt, in verband gebracht worden met zijn discreet equivalent

$$G_{LD} = \frac{A_0 z + A_1}{z - B_0}, \quad (3.9)$$

waarbij de link tussen de parameters gelegd wordt door middel van

$$\begin{cases} A_0 = A_1 = \frac{\omega_{LD}T_b}{2 + \omega_{LD}T_b} \\ B_0 = \frac{2 - \omega_{LD}T_b}{2 + \omega_{LD}T_b} \end{cases} . \quad (3.10)$$

De discrete-tijdsvergelijking die de processor gebruikt voor dit laagdoorlaatfilter, is

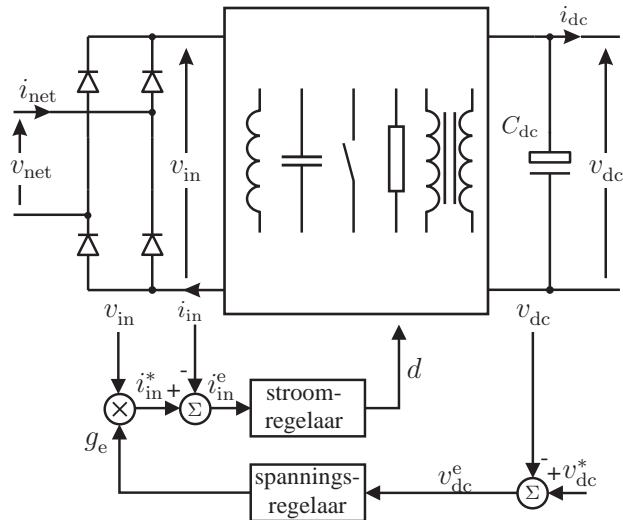
$$u(n) = A_0x(n) + A_1x(n-1) + B_0u(n-1). \quad (3.11)$$

Behalve de benadering van de digitale PI-regelaar door een analoge PI-regelaar en een eventuele analoge beschrijving van een digitaal laagdoorlaatfilter moet bij beschrijving van het volledige systeem in het Laplace-domein ook rekening worden gehouden met de specifieke dynamica van de bemonstering en van de pulswijdtemodulatie. Deze effecten worden verder in dit werk besproken op de plaats waar de regelaars ontworpen worden.

Een andere aanpak is de volledige beschrijving van de regelkring in het z-domein [Mattavelli2005, Van de Sype2004d]. Hierbij wordt de regelaar rechtstreeks ontworpen in het z-domein, waarbij het systeem integraal gemodelleerd wordt in het z-domein. Bij het opstellen van het model wordt bovendien impliciet rekening gehouden met de bemonstering van de signalen en met de dynamica van de pulswijdtemodulator [Van de Sype2004d], wat een meer nauwkeurige beschrijving oplevert dan de benadering van de regelaar in het Laplace-domein. Door gebruik te maken van die nauwkeurigere beschrijving kan in principe een iets betere regelaar ontworpen worden dan deze die in het Laplace-domein werd berekend. Niet iedere ontwerpsingenieur is echter vertrouwd met het rekenen in het z-domein en met de gemodificeerde z-transformatie die nodig is voor de bepaling van het model. Bovendien zal de bandbreedte van de beschouwde regelkringen telkens voldoende laag zijn ten opzichte van de bemonsteringsfrequentie, zodat de benadering in het Laplace-domein vrij nauwkeurig is. Vandaar dat in dit werk hoofdzakelijk gekozen werd voor de beschrijving van het systeem in het Laplace-domein. Gaandeweg zullen wel enkele resultaten van de z-domeinanalyse besproken worden.

3.2 Ontwerp van de stroomregelaar

De controle van de boostgelijkrichter zal worden opgebouwd volgens het algemeen schema van figuur 3.6, dat ook eerder aangehaald werd in hoofdstuk 2. De uitgangsspanningsregelaar zorgt voor een constante uitgangsspanning en bepaalt



Figuur 3.6. Opbouw van de regeling van een actieve gelijkrichter

de wenswaarde voor de stroomregelaar. Deze stuurt dan de gepaste pulswijdteverhouding uit om de gewenste ingangsstroom te bekommen. In deze paragraaf zal een analyse gemaakt worden van de stroomregelkring en zal een stroomregelaar ontworpen worden. In paragraaf 3.3 wordt hetzelfde gedaan voor de spanningsregelkring.

3.2.1 Een dynamisch model voor de ingangsstroom van een boostgelijkrichter

Als eerste stap voor het ontwerp van een stroomregelaar, wordt een model opgesteld voor het dynamisch gedrag van de ingangsstroom van een boostgelijkrichter. Voor deze afleiding wordt er verondersteld dat de boostconverter werkt in de continue geleidingsmode en dat de schakelfrequentie van de converter f_s veel groter is dan de frequentie van het voedend net f_{net} . Deze veronderstellingen houden in dat de ingangsspanning, de pulswijdteverhouding en de uitgangsspanning, die met netfrequentie, respectievelijk het dubbel van de netfrequentie variëren, weinig verandering vertonen tijdens een schakelperiode. Bijgevolg zal de converter zich op elk ogenblik in een quasi-stationaire toestand bevinden. De evenwichtswaarden van het systeem zullen met andere woorden traag verschuiven, namelijk samen met de ingangsspanning van de converter, of dus met de spanning van het voedend net. Ook het gemiddelde over een schakelperiode van de ingangsstroom zal traag variëren, hoewel de ingangsstroom zelf snelle variaties vertoont binnen een schakelperiode.

Om de transfertfunctie van pulswijdteverhouding naar ingangsstroom te vinden, zal een uitmiddeling van het toestandsmodel gebruikt worden³ [Erickson2001]. Bij deze methode worden voor elke optredende toestand tijdens een schakelperiode de toestandsvergelijkingen opgesteld, waarna een gemiddelde genomen wordt over die schakelperiode.

Voor de boostconverteer in de continue geleidingsmode zijn er twee mogelijke toestanden van de schakelaars: ofwel geleidt de schakelaar en is de diode gesperd (tijdens de aan-tijd van de schakelaar dT_s), ofwel geleidt de diode en is de schakelaar gesperd [tijdens de uit-tijd van de schakelaar $(1-d)T_s$]. De eerste toestand leidt tot de vergelijkingen

$$\begin{cases} L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_{dc} \end{cases}, \quad (3.12)$$

terwijl de vergelijkingen in het tweede interval gegeven worden door

$$\begin{cases} L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} - v_{dc} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{in} - i_{dc} \end{cases}. \quad (3.13)$$

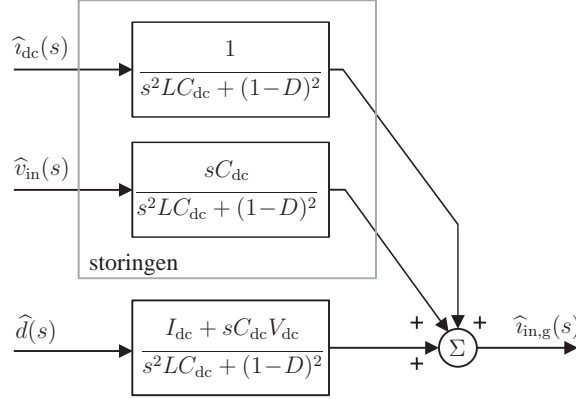
Beide stelsels worden, na vermenigvuldiging met hun relatieve duurtijd, bij elkaar opgeteld, waarna de som gedeeld wordt door de schakelperiode. Op die manier wordt het gemiddelde toestandsmodel bekomen:

$$\begin{cases} L \frac{di_{in,g}}{dt} = v_{in,g} - (1-d)v_{dc,g} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc,g}}{dt} = (1-d)i_{in,g} - i_{dc,g} \end{cases}, \quad (3.14)$$

waarbij de index g slaat op de gemiddelde waarde over een schakelperiode van de beschouwde grootheid. Voor de ingangsspanning en de uitgangsspanning is deze gemiddelde waarde ongeveer gelijk aan de grootheid zelf, aangezien deze slechts weinig variëren binnen een schakelperiode. Vervangen van elke grootheid door de som van zijn evenwichtswaarde (uitgedrukt als hoofdletter V_{in} , $I_{in,g}$, D , ...) en de afwijking uit die evenwichtswaarde (aangeduid met een hoedje: \hat{v}_{in} , $\hat{v}_{in,g}$, \hat{d} , ...), levert

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt}(I_{in,g} + \hat{v}_{in,g}) = V_{in} + \hat{v}_{in} - (1-D-\hat{d})(V_{dc} + \hat{v}_{dc}) \\ C_{dc} \frac{d}{dt}(V_{dc} + \hat{v}_{dc}) = (1-D-\hat{d})(I_{in,g} + \hat{v}_{in,g}) - I_{dc} + \hat{v}_{dc} \end{cases}. \quad (3.15)$$

³Engels: state-space averaging



Figuur 3.7. Schematische voorstelling van het gemiddeld kleinsignaalgedrag van de ingangsstroom $\hat{i}_{in,g}(s)$, ten gevolge van variaties in $\hat{d}(s)$, $\hat{v}_{in}(s)$ en $\hat{v}_{dc}(s)$

Rekening houdend met de evenwichtsvergelijkingen

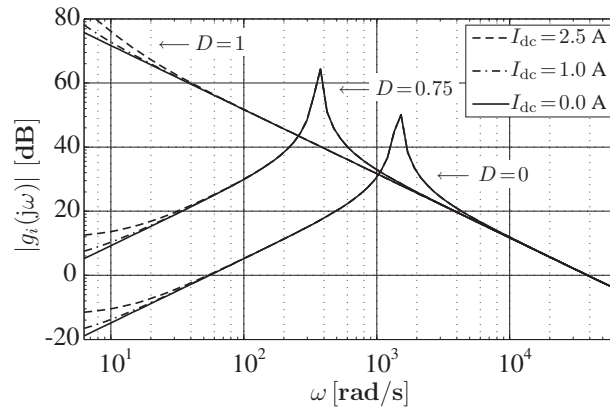
$$\begin{cases} V_{in} = V_{dc}(1 - D) \\ I_{in,g} = \frac{I_{dc}}{1 - D} \end{cases}, \quad (3.16)$$

en na toepassing van de Laplace-transformatie, wordt uiteindelijk de kleinsignaalrespons van de ingangsstroom bekomen

$$\hat{i}_{in,g} = \frac{I_{dc} + sC_{dc}V_{dc}}{s^2LC_{dc} + (1-D)^2} \hat{d} + \frac{sC_{dc}}{s^2LC_{dc} + (1-D)^2} \hat{v}_{in} + \frac{1}{s^2LC_{dc} + (1-D)^2} \hat{v}_{dc}. \quad (3.17)$$

Een schematisch overzicht van deze kleinsignaalrespons wordt getoond in figuur 3.7. Hierin wordt een duidelijk onderscheid gemaakt tussen de verandering van de ingangsstroom enerzijds veroorzaakt door veranderingen in de uitgangsstroom en de ingangsspanning, en anderzijds de verandering ten gevolge van veranderingen in de pulswijdteverhouding. De invloeden van de uitgangsstroom en de ingangsspanning zijn immers ongewenste storingen, terwijl de invloed van de pulswijdteverhouding op de ingangsstroom gewenst is, aangezien we deze pulswijdteverhouding wensen te gebruiken om de ingangsstroom te regelen. Het zal dan ook de pulswijdteverhouding-naar-ingangsstroom-transferta-functie zijn die ons interesseert voor het ontwerp van de stroomregelaar. De pulswijdteverhouding-naar-ingangsstroom-transferta-functie wordt gegeven door

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{in,g}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{I_{dc} + sC_{dc}V_{dc}}{s^2LC_{dc} + (1-D)^2}. \quad (3.18)$$



Figuur 3.8. De amplitudekarakteristiek van de pulswijdteverhouding-naar-ingangsstroom-transferfunctie voor verschillende evenwichtswaarden van de pulswijdteverhouding en de uitgangsstroom

De amplitude van deze transferfunctie is weergegeven in figuur 3.8 in functie van de frequentie. De parameters die hiervoor ingegeven werden, hebben dezelfde waarden als de experimentele converter waarmee in dit en volgende hoofdstukken de theoretische analyses zullen geverifieerd worden:

$$\begin{cases} V_{\text{net}} = 230 \text{ V}, & f_{\text{net}} = 50 \text{ Hz}, & f_s = 50 \text{ kHz} \\ V_{\text{dc}} = 400 \text{ V}, & C = 470 \mu\text{F}, & L = 1 \text{ mH} \end{cases} \quad (3.19)$$

Omdat de transferfunctie afhankelijk is van de evenwichtswaarden van de pulswijdteverhouding en van de uitgangsstroom, worden verschillende karakteristieken weergegeven. Over het algemeen kunnen volgende conclusies getrokken worden:

- De invloed van de evenwichtswaarde van de uitgangsstroom komt enkel tot uiting bij frequenties lager dan de netfrequentie en is erg beperkt.
- De invloed van de evenwichtswaarde van de pulswijdteverhouding is groter. De amplitudekarakteristiek vertoont een scherpe piek bij een frequentie die afhankelijk is van de gemiddelde pulswijdteverhouding. De frequentie die bij deze piek optreedt, is het hoogst bij een pulswijdteverhouding gelijk aan nul. Voor de hier beschouwde configuratie ligt deze hoogste frequentie op ongeveer 200 Hz.
- Voor hogere frequenties (vanaf ongeveer 1 kHz) vallen alle curves samen tot een rechte die daalt met een helling van -20 dB/decade. In deze zone kunnen de verschillende transferfuncties benaderd worden door de transferfunctie voor $D = 1$ en $I_{\text{dc}} = 0 \text{ A}$. Dit volgt trouwens ook uit (3.18) voor $s \rightarrow \infty$.

3.2.2 Bijkomende transfertfuncties in de stroomregelkring

In voorgaande paragraaf werd een model opgesteld voor het proces dat moet geregeld worden: de transfertfunctie van pulswijdteverhouding naar ingangsstroom. Vooraleer een regelaar kan ontworpen worden, moeten echter eerst nog een aantal bijkomende factoren in rekening gebracht worden die hun invloed hebben op de dynamica van de regelkring: de meting, de bemonstering en de pulswijdtemodulatie.

Zoals besproken in paragraaf 3.1.1, wordt het geheel van de meting en de bemonstering voorgesteld als een herschaling en een bemonstering. De herschaling zal ook in de regelkring kunnen beschreven worden als een deling door de referentiewaarde I_{in}^{ref} . Om een model te bekomen voor de dynamica die de bemonstering teweeg brengt, wordt verwezen naar figuur 3.3. Tussen het ideale bemonsteringsogenblik $t_{b,i}$ van de ingangsstroom en het ogenblik p waarop de overeenkomstige waarde voor de pulswijdteverhouding aangeboden wordt aan de pulswijdtemodulator, bestaat er een tijdsvertraging die gegeven wordt door de som van τ_d en τ_p . Deze tijdsvertraging is steeds gelijk aan de helft van een schakelperiode. Bijgevolg kan de bemonstering van het signaal in de regelkring voorgesteld worden als

$$g_b^i(s) = \exp(-s(\tau_d + \tau_p)) = \exp\left(-\frac{sT_b}{2}\right). \quad (3.20)$$

Het schakelpatroon voor de schakelaar wordt gegenereerd door middel van een pulswijdtemodulator, in dit geval een symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator. Uit de analyse van [Van de Sype2002b, Van de Sype2004d] volgt dat een uniform bemonsterde pulswijdtemodulator met symmetrische aan-tijd in het Laplace-domein kan beschreven worden door volgende transfertfunctie

$$g_{PWM}(s) = \frac{\exp\left(-s\frac{(1-D)T_b}{2}\right) + \exp\left(-s\frac{(1+D)T_b}{2}\right)}{2}. \quad (3.21)$$

Deze transfertfunctie is geldig voor kleine afwijkingen van de aangelegde pulswijdteverhouding uit zijn evenwichtstoestand D , en is dus een kleinsignaalmodel. Deze uitdrukking kan in het frequentiedomein vereenvoudigd worden tot

$$g_{PWM}(j\omega) = \cos\left(\omega\frac{DT_b}{2}\right) \exp\left(-j\frac{\omega T_b}{2}\right) \quad (3.22)$$

Vermits de bandbreedte van de stroomregelkring echter op enkele kHz zal gekozen worden, zal de aangelegde pulswijdteverhouding variëren aan frequenties die voldoende lager zijn dan de schakelfrequentie [die volgens (3.19) op 50 kHz gekozen werd]. Voor deze beschouwde frequenties zal de amplitude van de PWM-transfertfunctie $|g_{PWM}(j\omega)|$ volgens (3.22) dicht bij 1 liggen. De pulswijdtemodulator zal bijgevolg in het beschouwde systeem kunnen benaderd worden als een

zuivere tijdsvertraging van een halve schakelperiode [of dus gelijk aan een halve bemonsteringsperiode, zie (3.1)]

$$g_{\text{PWM}} \approx \exp\left(-\frac{sT_b}{2}\right). \quad (3.23)$$

3.2.3 Ontwerp van de regelaar

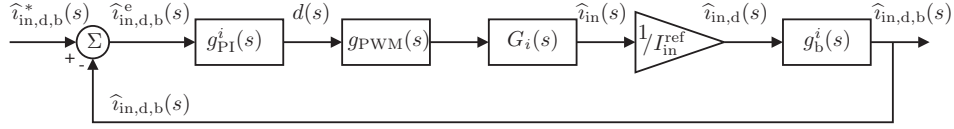
Als regelaar wordt voor de controle van de ingangsstroom een beroep gedaan op een PI-regelaar. De reden is dat deze regelaar eenvoudig te implementeren is, zie paragraaf 3.1.5, en dat deze bovendien voldoet aan de vereisten. Deze vereisten houden enerzijds in dat de regelaar een voldoende grote versterking heeft bij lage frequenties om een goed volgedrag te bekomen en om storingen voldoende weg te regelen. Anderzijds moet deze versterking voldoende afnemen naar hogere frequenties toe, zodanig dat aan de stabiliteitsvoorwaarden is voldaan. Bij deze hoge frequenties is bovendien ook de fase draaiing die de regelaar veroorzaakt, van belang. Aangezien het proces (3.18) zich voor frequenties boven de resonantiefrequentie getoond in figuur 3.8, als een integrator gedraagt, en dus reeds een fase draaiing van 90° heeft, moet de fase draaiing van de regelaar bij deze frequenties beperkt worden. Door een PI-regelaar te gebruiken met een kantelfrequentie die voldoende lager ligt dan de gewenste afsnijfrequentie, kan men ervoor zorgen dat de fasemarge van het systeem voldoende groot blijft.

Uit deze redenering volgt ook dat het laagfrequent gedrag van het proces weinig belang heeft voor de stabiliteit van de totale regelkring. De frequentie waarbij het proces een resonantie vertoont, ligt immers voldoende lager dan de afsnijfrequentie van de regelkring, zodat de open-kring-versterking van het geheel hoog genoeg is om een goed volgedrag bij lage frequenties te verzekeren. Voor de verdere bespreking van het ontwerp van de regelaar zal het proces (3.18) dan ook benaderd worden door de transfertfunctie die bekomen wordt voor $D = 1$ en $I_{\text{dc}} = 0$ A, of dus door

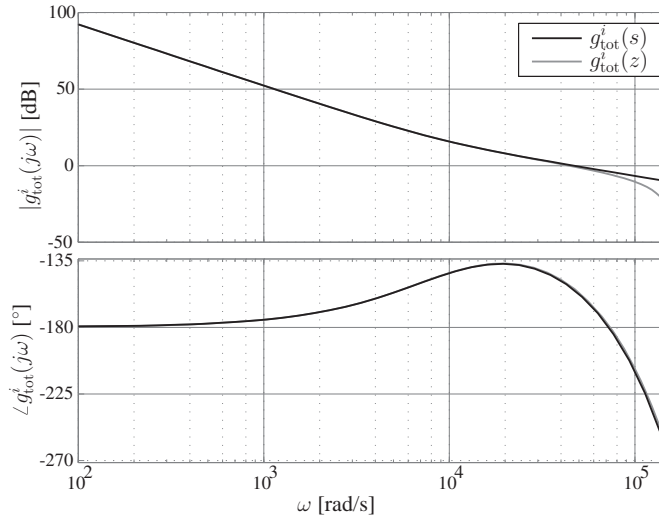
$$G_i(s) = \frac{\widehat{v}_{\text{in,g}}(s)}{\widehat{d}(s)} \approx \frac{V_{\text{dc}}}{sL}. \quad (3.24)$$

Deze benadering komt eigenlijk neer op het niet in rekening brengen van de tweede vergelijking van (3.14). Deze vergelijking beschrijft de in principe tragere dynamica van de spanning over de uitgangscondensator.

De volledige regelkring wordt schematisch weergegeven in figuur 3.9. Deze regelkring bestaat achtereenvolgens uit de stroomregelaar $g_{\text{PI}}^i(s)$, de benaderde transfertfunctie van de pulswijdtemodulator $g_{\text{PWM}}(s)$, de pulswijdteverhouding-naar-ingangsstroom-transfertfunctie $G_i(s)$, een versterking $(I_{\text{in}}^{\text{ref}})^{-1}$ die de herschaling



Figuur 3.9. Schematische voorstelling van de stroomregelkring



Figuur 3.10. Bodediagram van het volledige openkingsysteem in het Laplace-domein (zwart) en in het z-domein (grijs)

voorstelt, en de bemonstering $g_b^i(s)$. Rekening houdend met vergelijkingen (3.4), (3.24), (3.20) en (3.23), kan deze regelkring geschreven worden als

$$g_{tot}^i(s) = g_{PI}^i(s) \cdot G_i(s) \cdot \frac{1}{I_{in}^{ref}} \cdot g_b^i(s) \cdot g_{PWM}(s) \\ \approx K_{PI}^i \left(1 + \frac{1}{sT_{PI}^i} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{sL} \cdot \frac{1}{I_{in}^{ref}} \cdot e^{-sT_b}. \quad (3.25)$$

Bij het bepalen van de regelaar speelt de invloed van de tijdsvertraging ten gevolge van meting, bemonstering, berekening en pulswijdtemodulatie een belangrijke rol. Deze tijdsvertraging veroorzaakt in de transfertfunctie immers een fase draaiing die heel snel oploopt naarmate de frequentie dichterbij de schakelfrequentie komt. Bij 10 kHz (een vijfde van de schakelfrequentie) bedraagt deze fase draaiing reeds 72° . Wil men voldoende fase marge overhouden om een stabiele regelaar te verzekeren, dan zal de afsnijfrequentie bijgevolg voldoende lager moeten gekozen worden. Om de regelaar af te stellen is gebruik gemaakt van de convertor-

parameters van (3.19), en van $I_{\text{in}}^{\text{ref}} = 10.4$ A als referentiewaarde voor de stroom. Vervolgens werden de regelparameters zodanig gekozen dat de bandbreedte van het gesloten-kring-systeem zo hoog mogelijk is bij een fasemarge van ongeveer 30° , wat enerzijds een goed volgedrag garandeert en anderzijds ook de stabiliteit waarborgt [Van Cauwenberghe1998-1999]. Hierbij werd gebruik gemaakt van het programma *SISO design tool* van MATLAB©. De regelparameters werden vastgesteld op

$$K_{\text{PI}}^i = 1.2114 \quad \text{en} \quad \tau_{\text{PI}}^i = 113 \mu\text{s}. \quad (3.26)$$

Deze parameters kunnen met behulp van (3.7) kunnen omgerekend naar de parameters van de discrete regelaar

$$A_0 = 1.3168 \quad \text{en} \quad A_1 = -1.101. \quad (3.27)$$

Met deze parameters wordt een fasemarge van 29° bereikt bij een frequentie van 7.1 kHz. Figuur 3.10 toont het Bodediagram van het open-kringsysteem met aanduiding van de fasemarge en de amplitudemarge. Uit deze figuur volgt nog eens duidelijk de grote invloed van de dode tijd op de fase van de open-kring-transferti-functie voor hogere frequenties.

3.2.4 De stroomregelaar in het z-domein

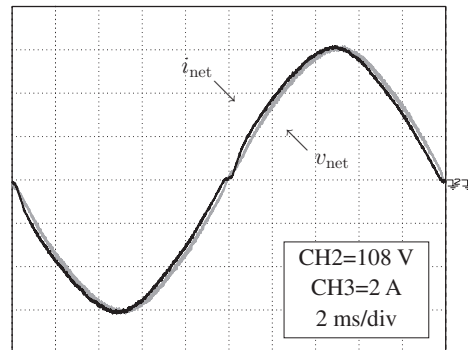
Zoals hoger vermeld kan deze regelkring ook in het z-domein worden beschreven. De volledige uitwerking is beschreven in [Van de Sype2004d, Van de Sype2005b, Van de Sype2006]. De open-kringtransferti-functie van de stroomregelkring kan in het z-domein worden uitgedrukt als het product van de transferti-functie van de stroomregelaar in het z-domein en van het z-domeinmodel van het overige systeem

$$g_{\text{tot}}^i(z) = g_{\text{PI}}^i(z) \mathcal{Z} \left\{ \exp(-s(\tau_d + \tau_p)) g_{\text{PWM}}(s) \frac{V_{\text{dc}}}{sL} \frac{1}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} \right\}. \quad (3.28)$$

Deze laatste kan berekend worden met behulp van de gemodificeerde z-transformatie en leidt tot

$$\mathcal{Z} \left\{ \exp(-s(\tau_d + \tau_p)) g_{\text{PWM}}(s) \frac{V_{\text{dc}}}{sL} \frac{1}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} \right\} = \frac{T_b}{2} \frac{V_{\text{dc}}}{L I_{\text{in}}^{\text{ref}}} \frac{z+1}{z(z-1)}, \quad (3.29)$$

geldig voor $D > 0$. Bij $D = 0$ vallen de schakelflanken van de pulswijdtemodulator samen met het bemonsteringsogenblik, zodanig dat hier geen geldige waarde bekomen wordt. In praktijk vormt dit geen probleem aangezien de pulswijdteverhouding theoretisch gezien niet lager wordt dan $\frac{M-1}{M}$, zie ook paragraaf 3.4.



Figuur 3.11. Experimentele golfvormen van de netstroom en de netspanning van de boostgelijkrichter bij 1 kW, met enkel stroomregeling

Op basis van (3.28) en (3.29) kan dan opnieuw een regelaar ontworpen worden, gebruik makende van *SISO design tool* van MATLAB©. Hierbij wordt als vorm voor de regelaar een digitale PI-regelaar voorgesteld, gegeven door (3.3). Wanneer naar een fasemarge van 30° wordt gestreefd bij een zo hoog mogelijke bandbreedte, dan wordt een regelaar bekomen met als parameters

$$A_0 = 1.315 \quad \text{en} \quad A_1 = -1.111. \quad (3.30)$$

Deze liggen behoorlijk dicht bij de parameters die in vorige paragraaf werden bekomen op basis van een beschrijving van de regelkring in het Laplace-domein. Uit vergelijking van de zwarte en de grijze curves in figuur 3.10 blijkt trouwens ook dat beide formuleringen van deze regelkring nagenoeg dezelfde resultaten geven. De afwijking die in de amplitude optreedt naar hogere frequenties toe, is te wijten aan het verwaarlozen van de factor $\cos\left(\omega \frac{DT_b}{2}\right)$ in (3.22).

3.2.5 Experimentele verificatie

Voor de experimentele verificatie werd een boostgelijkrichter gebouwd met de parameterwaarden van (3.19) en gedimensioneerd voor een vermogen van 1 kW. De gelijkrichter wordt digitaal gestuurd met behulp van een DSP, nl. de ADMC401 van Analog Devices. Voor de digitale implementatie van de stroomregelaar werd de regelvergelijking (3.2) toegepast. De parameters hiervoor werden bekomen op basis van de parameters (3.26) van de equivalente analoge regelaar en de omrekenformules (3.7).

Figuur 3.11 toont de experimenteel opgemeten netstroom en de netspanning van de boostgelijkrichter bij werking bij 1 kW. Zoals in een later hoofdstuk zal worden aangetoond, kunnen we er bij dit vermogen van uitgaan dat de converter in

de continue geleidingsmode werkt. Om elke invloed van de spanningsregelaar op de stroomvorm te vermijden (zoals besproken in paragraaf 2.3.2), werd voor dit experiment een constante waarde van de gewenste ingangsconductantie g_e vooropgesteld. De vorm van de netstroom in figuur 3.11 sluit, zoals gewenst, sterk aan bij de vorm van de netspanning. De totale harmonische distorsie van deze golfvorm is heel laag en de arbeidsfactor ligt dicht bij 1. Er treedt echter een lichte voorrijling op van de stroom ten opzichte van de spanning. Daardoor ontstaat een kleine vervorming van de netstroom in de buurt van de nuldoorgang van de spanning. Hierop zal dieper worden ingegaan in paragraaf 3.6.

3.3 Ontwerp van de spanningsregelaar

Na het ontwerp van de stroomregelaar, wordt in deze paragraaf de spanningsregelaar bepaald. Deze regelaar heeft tot doel de uitgangsspanning van de gelijkrichter op zijn (meestal constante) wenswaarde te houden. Daartoe stuurt hij de ingangsconductantie g_e van de convertor. Deze g_e zal dan vermenigvuldigd worden met de ingangsspanning teneinde de wenswaarde voor de ingangsstroom te bekomen. In een eerste paragraaf wordt een model opgesteld voor het te regelen proces, nadien wordt het ontwerp van de regelaar beschreven. Tenslotte worden ook hier experimentele resultaten getoond.

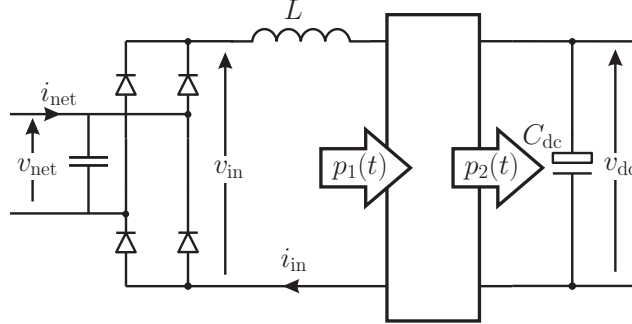
3.3.1 Opstellen van het model

Zoals beschreven in [De Gussemé2001a, De Gussemé2002a], is het opstellen van de ingangsconductantie-naar-uitgangsspannings-transfertoefunctie, benodigd voor het bepalen van de regelaar van de uitgangsspanning van de boostgelijkrichter, gebaseerd op de vermogenbalans tussen het ingaand en het uitgaand vermogen. Het model dat gebruikt wordt voor de afleiding wordt getoond in het schema van figuur 3.12, waarin de convertor wordt voorgesteld door zijn ingangs- en uitgangscircuit en door een netwerk van schakelaars, waarin geen energie-opslag mogelijk is. Dit netwerk wordt verondersteld een ideale stroomregelaar te bevatten, zodanig dat de ingangsstroom kan uitgedrukt worden als

$$i_{\text{in}}(t) = g_e(t)v_{\text{in}}(t). \quad (3.31)$$

Rekening houdend met het rendement η van de convertor, kan het uitgaand vermogen $p_2(t)$ van het schakelend netwerk uitgedrukt worden in functie van het ingaand vermogen $p_1(t)$

$$p_2(t) = \eta p_1(t). \quad (3.32)$$



Figuur 3.12. De boostgelijkrichter, voorgesteld door zijn ingangs- en uitgangscircuit.

Het vermogen $p_1(t)$ is gelijk aan het vermogen opgenomen uit het net, verminderd met de variatie van de energie opgeslagen in de spoel L

$$p_1(t) = g_e(t)v_{in}^2(t) - \frac{L}{2} \frac{d(g_e(t)v_{in}(t))^2}{dt}. \quad (3.33)$$

Hierbij hoeft de condensator van het ingangsfiler niet in rekening te worden gebracht, vermits het vermogen van de gelijkrichter wordt geregeld op basis van v_{in} en i_{in} , en niet op basis van v_{net} en i_{net} . Op dezelfde manier kan het vermogen $p_2(t)$ uitgedrukt worden als som van het uitgaand vermogen van de convertor en de variatie in de opgeslagen energie in de uitgangscapacitor

$$p_2(t) = p_{dc}(t) + \frac{C_{dc}}{2} \frac{dv_{dc}^2(t)}{dt}. \quad (3.34)$$

Vergelijkingen (3.32), (3.33) en (3.34) geven samen de differentiaalvergelijking

$$\eta g_e(t)v_{in}^2(t) - \eta \frac{L}{2} \frac{d(g_e(t)v_{in}(t))^2}{dt} = p_{dc}(t) + \frac{C_{dc}}{2} \frac{dv_{dc}^2(t)}{dt}. \quad (3.35)$$

Om de oplossing van deze differentiaalvergelijking te benaderen, wordt er een onderscheid gemaakt tussen de evenwichtstoestand ($V_{in}(t)$, $V_{dc}(t)$, P_{dc} en G_e) van het systeem en de kleine afwijkingen uit die evenwichtstoestand ($\hat{v}_{in}(t)$, $\hat{v}_{dc}(t)$, $\hat{p}_{dc}(t)$ en $\hat{g}_e(t)$). Voor de evenwichtstoestand veronderstellen we dat de ingangscapacitatie $g_e(t)$ een constante is, namelijk G_e , terwijl de evenwichtswaarden van de ingangs- en uitgangsspanning wel nog tijdsafhankelijk zijn. De golfvorm van de evenwichtswaarde van de ingangsspanning wordt immers verondersteld een gelijkgerichte sinus te zijn, of dus

$$V_{in}(t) = |\hat{V}_{net} \sin(\omega_{net}t)| = |\sqrt{2}V_{net} \sin(\omega_{net}t)|, \quad (3.36)$$

waarbij \widehat{V}_{net} en V_{net} respectievelijk de amplitude en de effectiefwaarde van de netspanning voorstellen. De evenwichtswaarde voor de uitgangsspanning zal berekend worden aan de hand van de volgende evenwichtsvergelijking. Deze veronderstellingen leiden tot

$$\eta G_e V_{\text{net}}^2 (1 - \cos(2\omega_{\text{net}} t)) + \eta \omega_{\text{net}} L G_e^2 V_{\text{net}}^2 \sin(2\omega_{\text{net}} t) = P_{\text{dc}} + \frac{C_{\text{dc}}}{2} \frac{dV_{\text{dc}}^2(t)}{dt} \quad (3.37)$$

voor de evenwichtstoestand. In de onderstelling dat het ingaand en het uitgaand vermogen in balans zijn, of dus

$$P_{\text{dc}} = \eta G_e V_{\text{net}}^2, \quad (3.38)$$

kan uit (3.37) de evenwichtswaarde voor de uitgangsspanning worden berekend

$$V_{\text{dc}}(t) = V_{\text{dc}} - \frac{\eta G_e V_{\text{net}}^2}{2\omega_{\text{net}} C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \sin(2\omega_{\text{net}} t) - \frac{\eta G_e^2 V_{\text{net}}^2 L}{2C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \cos(2\omega_{\text{net}} t), \quad (3.39)$$

met V_{dc} de gemiddelde dc-waarde van de uitgangsspanning. De vergelijking voor kleine afwijkingen wordt bekomen door de evenwichtsvergelijking (3.37) van de differentiaalvergelijking (3.35) af te trekken en het resultaat te lineariseren:

$$\begin{aligned} \eta \widehat{g}_e(t) V_{\text{in}}^2(t) + \eta L G_e V_{\text{in}}^2(t) \frac{d\widehat{g}_e(t)}{dt} + 2\eta G_e \omega_{\text{net}} L V_{\text{net}}^2 \widehat{g}_e(t) \sin(2\omega_{\text{net}} t) \\ + \eta L G_e^2 V_{\text{in}}(t) \frac{d\widehat{v}_{\text{in}}(t)}{dt} + \eta L G_e^2 \omega_{\text{net}} \cos(\omega_{\text{net}} t) \text{sign}(\sin(\omega_{\text{net}} t)) \widehat{v}_{\text{in}}(t) \\ + 2\eta G_e V_{\text{in}}(t) \widehat{v}_{\text{in}}(t) = \widehat{p}_{\text{dc}}(t) + \frac{C_{\text{dc}}}{2} \frac{d}{dt} (2V_{\text{dc}}(t) \widehat{v}_{\text{dc}}(t)). \end{aligned} \quad (3.40)$$

Hierin zijn er verschillende termen die variëren met het dubbele van de frequentie van het net, namelijk de termen die $V_{\text{in}}(t)$ en $V_{\text{dc}}(t)$ bevatten⁴. Wanneer de regelaar op deze termen zal reageren, ontstaat er een derde harmonische component in de wenswaarde van de stroom, zoals beschreven in paragraaf 2.3.2. Bijgevolg zal de bandbreedte van de spanningsregelkring in paragraaf 3.3.3 laag genoeg moeten worden gekozen, zodanig dat deze componenten gerejecteerd worden. Dit houdt echter ook in dat het voldoende is in het model van de gelijkrichter enkel laagfrequente signalen (t.o.v. het dubbel van de netfrequentie) te beschouwen. Bovenstaande betrekking zal dan ook uitgemiddeld worden over een netperiode. Hierdoor valt de derde term van het linkerlid weg [het gemiddelde van $\sin(2\omega_{\text{net}} t)$ is immers nul], alsook de vijfde term [ook het gemiddelde van $\cos(\omega_{\text{net}} t) \text{sign}(\sin(\omega_{\text{net}} t))$ is nul]. De integraal van $v_{\text{in}}^2(t)$ over een netperiode

⁴Merk op dat de grondharmonische component van $|\sin(\omega_{\text{net}} t)|$ een pulsatie $2\omega_{\text{net}}$ heeft.

is het kwadraat van de effectiefwaarde V_{net}^2 , terwijl de integraal van v_{in} over een netperiode $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_{\text{net}}$ levert. Dit alles leidt tot

$$\begin{aligned} \eta V_{\text{net}}^2 \hat{g}_e(t) + \eta L G_e V_{\text{net}}^2 \frac{d\hat{g}_e(t)}{dt} + \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \eta G_e V_{\text{net}} \hat{v}_{\text{in}}(t) \\ + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \eta L G_e^2 V_{\text{net}} \frac{d\hat{v}_{\text{in}}(t)}{dt} = \hat{p}_{\text{dc}}(t) + C_{\text{dc}} V_{\text{dc}} \frac{d\hat{v}_{\text{dc}}(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

De variaties in de tijd van de variabelen g_e en v_{dc} worden hierbij laagfrequent verondersteld. Na toepassing van de Laplace-transformatie op dit resultaat wordt het kleinsignaalgedrag van de uitgangsspanning bekomen:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{\text{dc}}(s) = \frac{\eta V_{\text{net}}^2}{C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \frac{1 + s L G_e}{s} \hat{g}_e(s) \\ + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\eta G_e V_{\text{net}}}{C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \frac{2 + s L G_e}{s} \hat{v}_{\text{in}}(s) - \frac{1}{s C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \hat{p}_{\text{dc}}(s). \end{aligned} \quad (3.42)$$

Dit geeft voor de ingangsconductantie-naar-uitgangsspannings-transfertoefunctie

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{\text{dc}}(s)}{\hat{g}_e(s)} = \frac{\eta V_{\text{net}}^2}{C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \frac{1 + s L G_e}{s}, \quad (3.43)$$

of omgerekend naar dimensieloze grootheden

$$g_v(s) = \frac{\hat{v}_{\text{dc,d}}(s)}{\hat{g}_{e,d}}(s) = \frac{\eta V_{\text{net}}^2}{C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \cdot \frac{1}{Z_{\text{in}}^{\text{ref}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}}} \cdot \frac{1 + s L G_e}{s}. \quad (3.44)$$

In zowat alle praktische gevallen ligt de nul van deze transfertoefunctie bij heel hoge frequenties (minstens enkele kHz), zodat de invloed van deze nul erg beperkt blijft in het hier beschouwde frequentiegebied, dat bestaat uit frequenties lager dan de netfrequentie. De ingangsconductantie-naar-uitgangsspannings-transfertoefunctie kan daardoor vereenvoudigd worden tot

$$g_v(s) = \frac{\hat{v}_{\text{dc,d}}(s)}{\hat{g}_{e,d}}(s) = \frac{\eta V_{\text{net}}^2}{C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \cdot \frac{1}{Z_{\text{in}}^{\text{ref}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{s} \triangleq \frac{1}{s \tau_v}. \quad (3.45)$$

3.3.2 Bijkomende transfertoefuncties in de spanningsregelkring

Net zoals in de stroomregelkring, treden er in de spanningsregelkring enkele bijkomende dynamische effecten op die in rekening moeten gebracht worden bij het ontwerp van de regelaar. Enerzijds gaat het hier om een nulde-orde-houder⁵

⁵Engels: Zero-Order-Hold (ZOH)

de bemonsterde uitgangsspanning constant houdt tot het volgende bemonsterings-tijdstip, anderzijds om een digitaal laagdoorlaatfilter dat nodig is. Beide worden hier kort besproken.

Een hoge bemonsteringsfrequentie is bij de uitgangsspanningsregeling minder noodzakelijk dan bij de ingangsstroomregeling. De bandbreedte van de regelkring moet immers beperkt blijven teneinde het aandeel van de spanningsregeling in de harmonische distorsie van de ingangsstroom te beperken. Bijgevolg is een snelle bemonstering niet nodig en kan een veel lagere bemonsteringsfrequentie f_b^v gekozen worden. De bemonsterde waarde van de uitgangsspanning wordt door een nulde-orde-houder constant gehouden tot het volgende bemonsteringstijdstip. De dynamica van deze nulde-orde-houder wordt beschreven door

$$g_b^v(s) = \frac{1 - \exp(-sT_b^v)}{s} \quad \text{met} \quad T_b^v = \frac{1}{f_b^v}. \quad (3.46)$$

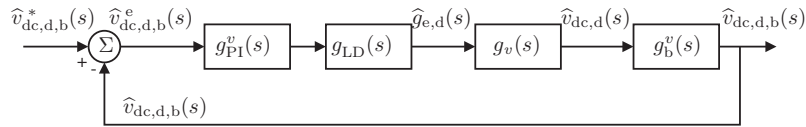
Ten gevolge van deze trage bemonstering, zal er in de wenswaarde van de stroom een stap optreden telkens wanneer de spanningsregelaar een nieuwe waarde voor de gewenste ingangsconductantie $g_{e,d}$ uitstuurt. De stroomregelaar zal trachten deze stap te volgen, waardoor er distorsie ontstaat in de ingangsstroom. Daarom zal het nodig zijn een laagdoorlaatfilter $g_{LD}(s)$ met een snellere bemonstering in te passen in de spanningsregelkring. Het laagdoorlaatfilter wordt digitaal uitgevoerd volgens de behandeling van paragraaf 3.1.5. De transfertfunctie wordt gegeven door (3.8).

3.3.3 Ontwerp van de regelaar

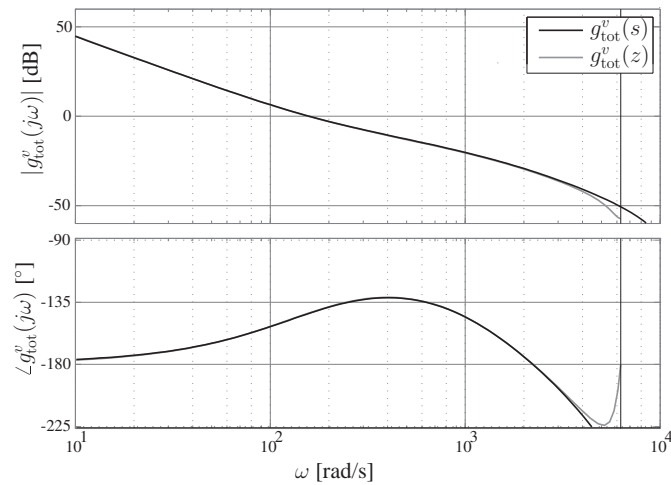
De spanningsregelkring wordt getoond in figuur 3.13. De volledige open-kring-transfertfunctie wordt, rekening houdend met (3.4), (3.45), (3.46) en (3.8), gegeven door

$$\begin{aligned} & g_{PI}^v(s) \cdot g_v(s) \cdot g_b^v(s) \cdot g_{LD}(s) \\ &= K_{PI}^v \left(1 + \frac{1}{s\tau_{PI}^v}\right) \cdot \frac{1}{s\tau_v} \cdot \frac{1 - \exp(-sT_b^v)}{s} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_{LD}}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

De bemonsteringsfrequentie van de uitgangsspanning wordt, zoals eerder vermeld, lager gekozen dan de bemonsteringsfrequentie van de ingangsstroom en -spanning. Ze wordt hier vastgelegd op 2 kHz. De bandbreedte van het laagdoorlaatfilter wordt op 250 Hz gekozen, of m.a.w. voldoende laag om de 2 kHz-storingen te verzwakken, maar ook voldoende hoog om zo weinig mogelijk invloed te hebben op de dynamica van het te regelen systeem. Met de parameters van de experimentele convertor kan tenslotte de tijdsconstante τ_v van het proces



Figuur 3.13. Schematische voorstelling van de spanningsregelkring



Figuur 3.14. Bodediagram van het volledige openkringsysteem van de spanningsregelkring

worden bepaald:

$$\tau_v = Z_{in}^{ref} V_{dc}^{ref} \cdot \frac{C_{dc} V_{dc}}{\eta V_{net}^2} = 61.7 \text{ ms.} \quad (3.48)$$

De regelaar wordt zodanig afgesteld dat de bandbreedte van het teruggekoppelde systeem voldoende lager ligt dan het dubbele van de netfrequentie. Anderzijds leidt een te lage bandbreedte tot een trage respons op vermogenvariaties. De gekozen regelparameters zijn $\tau_{PI}^v = 6.37 \text{ ms}$, en $K_{PI}^v = 6.89$, zodanig dat de kantelfrequentie van de regelaar op 25 Hz ligt en zodanig dat de kringversterking bij diezelfde frequentie één is. De fasemarge van het systeem zal bijgevolg ongeveer 45° bedragen, verminderd met de fasedraaiing van enkele graden die door het laagdoorlaatfilter wordt veroorzaakt, zie figuur 3.14.

3.3.4 De spanningsregelkring in het z-domein

Net zoals de stroomregelaar in het z-domein kon beschreven worden, kan dit ook voor de spanningsregelaar. Het grote verschil tussen de twee regelkringen bestaat echter uit de manier waarop een digitale stuurgrootte wordt aangeboden aan het analoge systeem. De uitgang van de stroomregelaar werd immers aangeboden aan een digitale pulswijdtemodulator, die de gewenste pulswijdteverhouding omzette naar een schakelsignaal voor de gelijkrichter. De uitgang van de spanningsregelaar wordt daarentegen via een nulde-ordehouder aan het geheel stroomregelaar plus gelijkrichter aangeboden, waarbij bij elke bemonstering van de uitgangsspanning een nieuwe waarde voor de uitgang van de spanningsregelaar wordt berekend en waarbij deze dan gedurende een bemonsteringsperiode constant wordt gehouden. Aangezien de bemonsteringsperiode van de ingangsstroomregelkring veel kleiner is dan die van de spanningsregelkring, kan het volledige systeem van stroomregelaar plus gelijkrichter beschouwd worden als een analog systeem ten opzichte van de spanningsregelkring. Vermits bovendien ook het laagdoorlaatfilter g_{LD} bemonsterd wordt aan de snelheid van de stroomregelkring, wordt ook dit als een analog laagdoorlaatfilter beschouwd.

Om nu de spanningsregelkring in het z-domein te beschrijven moet het analoge gedeelte van de regelkring omgezet worden naar zijn discrete equivalent. De volledige open-kring-transfertoefunctie van het systeem kan in het z-domein uitgedrukt worden als

$$g_{\text{tot}}^v = \frac{A_0 z + A_1}{z - 1} \mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{1 + s\tau_{LD}} \frac{1 - \exp(-sT_b^v)}{s} \frac{1}{s\tau_v} \right\}, \quad (3.49)$$

hetgeen kan vereenvoudigd worden tot

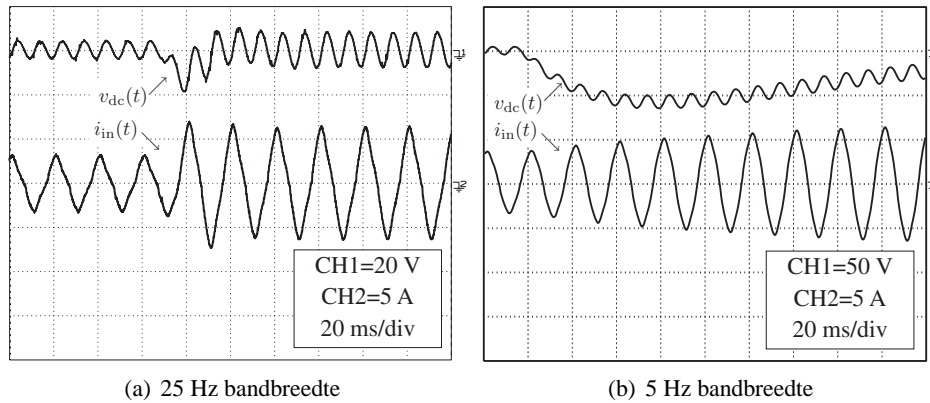
$$g_{\text{tot}}^v = \frac{A_0 z + A_1}{z - 1} \frac{z - 1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{1 + s\tau_{LD}} \frac{1}{s^2 \tau_v} \right\}. \quad (3.50)$$

Na uitwerking van de z-transformatie wordt als transfertoefunctie bekomen

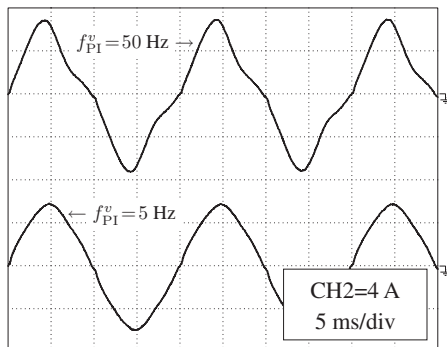
$$g_{\text{tot}}^v = \frac{(A_0 z + A_1) \left((\tau_{LD}(a - 1) + T_b^v) z - \tau_{LD}(a - 1) + T_b^v \right)}{\tau_v (z - 1)^2 (z - a)}, \quad (3.51)$$

waarbij $a = \exp\left(-\frac{T_b^v}{\tau_{LD}}\right)$.

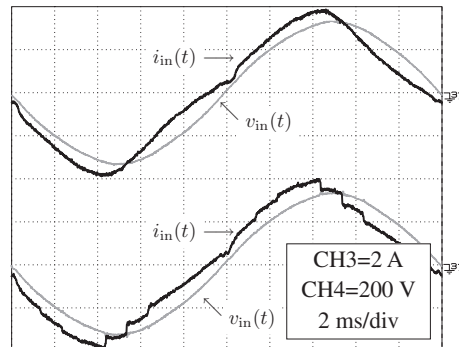
In figuur 3.14 zijn de bodediagrammen weergegeven voor de regelkring beschreven in het Laplace-domein en in het z-domein. De parameters van de regelaar zijn gelijk gekozen aan de parameters uit vorige paragraaf. Aangezien de bemonsteringsfrequentie veel hoger ligt dan de afsnijfrequentie van de regelkring, valt er nauwelijks invloed op te merken van het discrete karakter van de regelaar.



Figuur 3.15. Uitgangsspanning en ingangsstroom bij plotse vermogenvariatie; bovenste curve (CH1): uitgangsspanning, gemeten ten opzichte van de wenswaarde, onderste curve (CH2): ingangsstroom



Figuur 3.16. Invloed van de bandbreedte van de spanningsregelaar op de ingangsstroom van de boostgelijkrichter



Figuur 3.17. Ingangsstroom (zwart) en -spanning (grijs); bovenste krommen: **met** filter in de spanningsregeling, $f_b^v = 2$ kHz; onderste krommen: **zonder** filter in de spanningsregeling, $f_b^v = 1$ kHz

3.3.5 Experimentele verificatie

Figuur 3.15(a) toont de uitgangsspanning en de ingangsstroom van de experimentele converter bij een plotse verandering van het uitgaand vermogen van de converter. Het vermogen van de last maakt een stap van 500 W naar 1 kW. De transitie duurt enkele netperioden. Vervolgens werden twee andere instellingen van de spanningsregelaar uitgetoet, 5 Hz en 50 Hz bandbreedtes, teneinde de invloed van de bandbreedte van de spanningsregelaar op de golfvorm van de in-

gangsstroom te tonen. Uit figuur 3.16 blijkt dat de distorsie in de ingangsstroom veel lager is wanneer de regelaar trager ingesteld staat. De spanningstransiënt bij een lagere bandbreedte van de regelaar is echter navenant [vergelijk figuur 3.15(b) met figuur 3.15(a)]: bij een vermogenvariatie van de last zakt de uitgangsspanning lager dan bij een 25 Hz-instelling en bovendien herstelt de uitgangsspanning trager van deze dip.

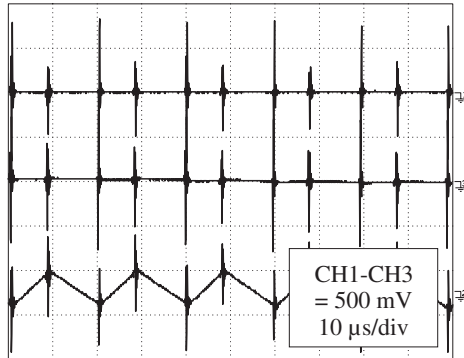
Een laatste experiment dat werd uitgevoerd met betrekking tot de spanningsregelaar, dient om de invloed van de bemonstering van de uitgangsspanning en de noodzakelijkheid van het laagdoorlaatfilter aan te tonen. De resultaten worden getoond in figuur 3.17. In de onderste curve voor de stroom zijn de plotse veranderingen in de wenswaarde van de stroom duidelijk zichtbaar. De bemonsteringsfrequentie werd hierbij verlaagd tot 1 kHz om de invloed duidelijk te demonstreren. De bovenste curve toont de stroom van de convertor wanneer gebruik gemaakt wordt van een laagdoorlaatfilter voor de ingangsconductantie van de convertor, en bij een bemonsteringsfrequentie van 2 kHz.

3.4 Bemonstering van de ingangsstroom

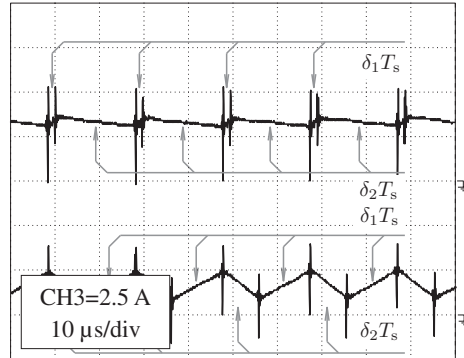
In vorige paragrafen werd een beschrijving gegeven van een digitaal gestuurde boostgelijkrichter in de continue geleidingsmode. De gebruikte methoden voor bemonstering en regeling zijn standaard technieken. Uit de experimentele verificaties van paragraaf 3.2.5 en paragraaf 3.3.5 blijkt echter dat ingangsspanning en -stroom enerzijds nog niet perfect samenvallen, en anderzijds dat de regeling van de uitgangsspanning nog steeds een niet te verwaarlozen invloed heeft op de ingangsstroom. Daarom zullen in deze en volgende paragrafen enkele nieuwe technieken worden aangebracht, die deze problemen aanpakken. In deze paragraaf wordt dieper ingegaan op de bemonsteringsmethode zoals voorgesteld in paragraaf 3.1.3, waarbij het gekozen algoritme zal verfijnd worden. Bovendien zal de invloed van een foutieve timing op de ingangsstroomvorm van de boostgelijkrichter worden nagegaan.

3.4.1 Probleemstelling

In paragraaf 3.1.3 werd gekozen de bemonstering te synchroniseren met de puls-wijdtemodulatie en bovendien de bemonstering halverwege de stijgende flank van de ingangsstroom te nemen. Hierdoor wordt op een eenvoudige manier de gemiddelde waarde van de ingangsstroom bekomen. Bij de keuze van het bemonsteringsogenblik moet men echter ook rekening houden met storingen. In het meetsignaal dat aan de A/D omzetter wordt aangeboden, bevinden zich immers spanningspieken op de schakelogenblikken, ten gevolge van parasitaire koppelingen tussen het vermogencircuit en de metingen, zie figuur 3.18. Deze storingen



Figuur 3.18. De drie controlevariabelen aan de ingang van de A/D omzetter; boven: uitgangsspanning, midden: ingangsspanning, onder: ingangsstroom

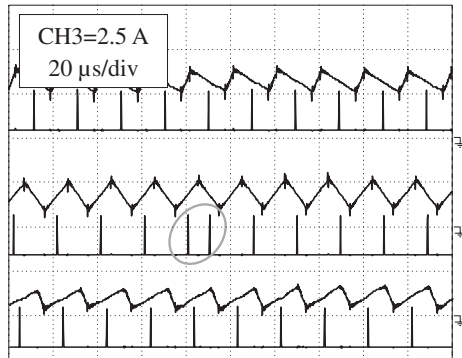


Figuur 3.19. bemonsteringsogenblikken bij grote en kleine pulswijdteverhouding

blijven gedurende korte, doch eindige tijd aanwezig in de meting. Wanneer de bemonstering van de controlevariabelen gebeurt gedurende een dergelijke storing, dan wordt deze meting onbetrouwbaar. Daarom worden de bemonsteringsogenblikken bij voorkeur zo ver mogelijk na de schakelogenblikken, ofwel voldoende lang vóór de schakelogenblikken gekozen.

In het geval van bemonstering op de stijgende flank is hieraan voldaan zolang de pulswijdteverhouding voldoende groot blijft. Beschouw bijvoorbeeld de ogenblikken $\delta_1 T_s$ in de onderste golfvorm van figuur 3.19. Deze liggen duidelijk vrij ver verwijderd van de schakelogenblikken, zodanig dat de slingeren die optreden ten gevolge van het schakelen uitgestorven zijn op het bemonsteringsogenblik. De bovenste golfvorm geeft echter de bemonsteringsogenblikken weer in het geval van een kleine pulswijdteverhouding. Het bemonsteringsogenblik komt nu heel dicht bij de schakelogenblikken te liggen, waardoor de kans bestaat dat de bemonsterde waarden foutief zijn. Aangezien bij een boostgelijkrichter de pulswijdteverhouding sterk varieert en extreme waarden kan aannemen (één wanneer de ingangsspanning nul bereikt, bijna nul wanneer de ingangsspanning hoog is), komt deze situatie ook wel degelijk voor.

Een oplossing wordt in die situatie geboden door de bemonstering niet op de stijgende flank van de ingangsstroom te laten plaatsvinden, maar halverwege de dalende flank. Ook dat bemonsteringsogenblik levert immers de gemiddelde waarde van de ingangsstroom op. Bovendien duurt de dalende flank nu heel lang zodat het bemonsteringsogenblik ver van het schakelogenblik komt te liggen, zie ogenblik $\delta_2 T_s$ in de bovenste golfvorm van figuur 3.19. Aangezien bij deze keuze het probleem opnieuw opduikt bij grote waarden van de pulswijdteverhouding zal bemonstering op de dalende flank geen sluitende oplossing bieden.



Figuur 3.20. bemonsteringsogenblikken bij bemonstering op wisselende flanken met $\delta_g = 0.5$. Boven: $d > \delta_g$, midden: $d \approx \delta_g$, onder: $d < \delta_g$

3.4.2 Bemonstering op wisselende flanken

Om bovenstaande problemen op te lossen wordt een nieuw bemonsteringsalgoritme voorgesteld, waarbij de controlevariabelen afwisselend op de stijgende en op de dalende flank van de stroom worden bemonsterd [Van de Sype2002a, Van de Sype2004a]. De beslissing op welke flank moet bemonsterd worden, geschiedt door de pulswijdteverhouding te vergelijken met een bepaalde grenswaarde δ_g . Wanneer de pulswijdteverhouding groter is dan δ_g , dan moet bemonsterd worden op de stijgende flank van de ingangsstroom. Bij waarden lager dan δ_g moet bemonsterd worden op de dalende flank. Om een goede immuniteit tegen storingen te krijgen, wordt de grenswaarde voor de pulswijdteverhouding gekozen op $\delta_g \approx 0.5$. Het bemonsteringsogenblik zal nu vier maal per netperiode van flank wisselen.

Om te vermijden dat er foutieve overgangen plaatsvinden bij het overschrijden van de grenswaarde, is het bovendien nodig dat er hysteresis wordt toegevoegd aan de grenswaarde. Zodoende gaat men over van bemonstering op de dalende flank naar bemonstering op de stijgende flank wanneer de pulswijdteverhouding groter wordt dan $\delta_g + \Delta$, terwijl de overgang van bemonstering op de stijgende flank naar bemonstering op de dalende flank plaatsvindt wanneer de pulswijdteverhouding opnieuw kleiner wordt dan $\delta_g - \Delta$. Figuur 3.20 toont de experimenteel opgenomen bemonsteringsogenblikken bij bemonstering op wisselende flanken voor drie waarden van de pulswijdteverhouding. Op de bovenste en onderste golfvormen is te zien dat er steeds op de langste flank bemonsterd wordt wanneer de pulswijdteverhouding voldoende verschilt van δ_g . De middelste golfvormen tonen aan dat er bij een pulswijdteverhouding in de buurt van δ_g slechts één enkele overgang is, dankzij de toepassing van een hysteresisband.

Tenslotte dient nog te worden opgemerkt dat bij de praktische implementatie van de bemonstering op wisselende flanken, best ook rekening wordt gehouden met de dynamica van de stroomregelkring. Bij bemonstering op de dalende flank verandert immers de tijdsvertraging tussen het bemonsteringsogenblik en de respons van de pulswijdtemodulator. Een eenvoudige oplossing hiervoor is het gebruik van een symmetrische-uit-tijd-modulator bij bemonstering op de dalende flank. In dat geval komt de dynamica immers volledig overeen met de dynamica bij bemonstering op de stijgende flank en een symmetrische-aan-tijd-modulator. Dit wordt duidelijk getoond in figuren 3.5(a) en 3.5(b), waar respectievelijk een symmetrische-aan-tijd-modulator met bemonstering tijdens de aan-tijd, en een symmetrische-uit-tijd-modulator met bemonstering tijdens de uit-tijd wordt getoond. In beide figuren is de tijdsvertraging tussen het bemonsteringsogenblik $t_{b,i}$ en de eerstvolgende start p van een nieuwe PWM-periode gelijk aan een halve PWM-periode.

3.4.3 Distorsie van de ingangsstroom ten gevolge van de bemonstering

Uit voorgaande paragrafen blijkt dat het uitvoeren van de bemonstering halverwege de stijgende flank van de ingangsstroommeting niet altijd de beste keuze is, hoewel deze bemonsteringsmethode de meest voorkomende is. Ook het gebruik van het algoritme met bemonstering op wisselende flanken kan echter nog steeds distorsie van de ingangsstroom veroorzaken. De reden is te zoeken bij een mogelijke foutieve timing van de bemonsteringsogenblikken. Uit de uitleg bij figuur 3.3 op p. 47 blijkt dat het bemonsteringsogenblik moet vertraagd worden ten opzichte van het ideale bemonsteringsogenblik om de tijdsvertraging van de schakelaar en van de stroommeting te compenseren. Dit geldt uiteraard zowel voor bemonstering op de stijgende flank als op de dalende flank van de stroom. Deze tijdsvertraging dient echter bepaald te worden aan de hand van een schatting, of moet experimenteel bepaald worden. In beide gevallen bestaat er echter een reële kans op onnauwkeurigheden. Ook bij een correcte bepaling van het bemonsteringsogenblik voor een bepaalde waarde van de stroom, kan er nog een afwijking ontstaan door de invloed van de hersteltijd van de diode. Deze hersteltijd zorgt immers voor een asymmetrische verschuiving van het schijnbare inschakeltijdstip en uitschakeltijdstip van de schakelaar, afhankelijk van de waarde van de stroom, waardoor het midden van de stijgende en dalende flank verschuift. Aangezien de stroom binnen een netperiode sterk varieert, zal dus ook de fout op de timing van de bemonstering licht variëren binnen een netperiode. Deze onnauwkeurigheden leiden tot foutieve metingen van de stroom, met distorsie van de ingangsstroom tot gevolg.

Veronderstellingen

Teneinde een kwantitatieve beschrijving te kunnen geven van deze distorsie, is het nodig enkele veronderstellingen te doen:

- De netspanning wordt sinusoidaal verondersteld.
- De boostgelijkrichter werkt steeds in de continue geleidingsmode.
- De stroommeting bevat geen storingen. Er zijn met andere woorden geen spanningspieken op de schakelogenblikken.
- Aangezien de dynamische verschijnselen van de boostgelijkrichter veel sneller zijn dan de variatie van de netspanning, kan een quasi-statische benadering gebruikt worden. Dit betekent dat deingangsspanning $v_{in}(t)$ en de uitgangsspanning $v_{dc}(t)$ nauwelijks veranderen binnen een schakelperiode. Bovendien treden er slechts kleine variaties op in de gemiddelde waarde van de ingangsstroom, $i_{in,g}(t)$, alsook in de grootte van de stroomrimpel $\Delta i_{in}(t)$.
- De stroomregelaar wordt verondersteld perfect te werken zodanig dat bij elke bemonstering geldt

$$i_{in,d,b} = i_{in,d,b}^* = g_{e,d,b} v_{in,d,b}, \quad (3.52)$$

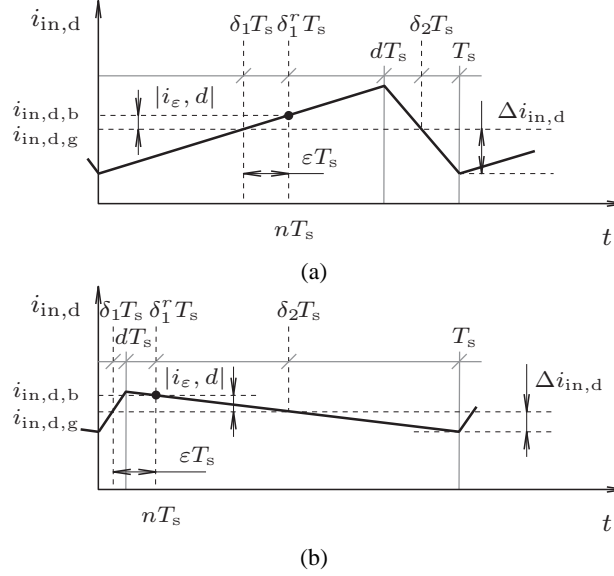
waarbij bovendien de ingangsgconductantie $g_{e,d,b}$ constant gehouden wordt.

- De uitgangscapacitor heeft een grote capaciteitswaarde C_{dc} , waardoor de uitgangsspanning nagenoeg constant kan verondersteld worden, $v_{dc}(t) \approx V_{dc}$.

De veronderstelling dat de stroomregelaar perfect zijn werk doet, impliceert dat de bemonsterde waarden van de ingangsstroom $i_{in,d,b}(nT_s)$ perfect zullen samenvallen met de wenswaarde van de ingangsstroom. Bij een sinusoidale netspanning zullen deze bemonsterde waarden dus ook een (stuksgewijs) sinusoidaal verloop hebben. Wanneer er bij de bemonstering van de ingangsstroom echter een fout $i_{\varepsilon,d}$ gemaakt wordt, gegeven door

$$i_{\varepsilon,d} = i_{in,d,g} - i_{in,d,b}, \quad (3.53)$$

dan zal de gemiddelde waarde van de ingangsstroommeting $i_{in,d,g}(t)$ afwijken van de sinusoidale golfvorm. Ook de werkelijke ingangsstroom $i_{in,g}(t)$ zal dus niet langer sinusoidaal zijn.



Figuur 3.21. Bemonsteringsogenblikken bij grote en kleine pulswijdteverhouding

Berekening van de distorsie bij bemonstering op de stijgende of op de dalende flank

Met deze veronderstellingen kan de ingangsstroomdistorsie berekend worden voor bemonstering op de stijgende en op de dalende flank. Figuur 3.21 toont de golfvorm van de dimensieloze ingangsstroom $i_{in,d}$, waarvan de (uiteeraard ook dimensieloze) rimpel wordt aangeduid als $\Delta i_{in,d}$. Verder worden de gewenste bemonsteringsogenblikken $\delta_1 T_s$ en $\delta_2 T_s$ getoond, alsook de werkelijke bemonsteringsogenblikken $\delta_1^r T_s$ en $\delta_2^r T_s$, verschoven over een tijd εT_s , die de fout in de timing voorstelt. Wordt het n -de bemonsteringsogenblik gekozen op het ogenblik $\delta_1^r T_s$ uit figuur 3.21(a), dan wordt een fout $i_{\varepsilon,d}$ gemaakt, gegeven door

$$i_{\varepsilon,d}(nT) = -\varepsilon T_s \left. \frac{di_{in,d}}{dt} \right|_{\substack{\text{stijgende} \\ \text{flank}}} \quad (3.54)$$

Deze fout op de dimensieloze waarde van de ingangsstroom komt overeen met een fout op de werkelijke stroom van $i_{\varepsilon} = I_{in}^{ref} i_{\varepsilon,d}$. Tijdens de aan-tijd van de schakelaar wordt de helling van de ingangsstroom van een boostgelijkrichter in quasi-evenwicht gegeven door

$$\left. \frac{di_{in}}{dt} \right|_{\substack{\text{stijgende} \\ \text{flank}}} = \frac{2\Delta i_{in}}{dT_s}, \quad (3.55)$$

terwijl de rimpel op de ingangsstroom gegeven wordt door

$$\Delta i_{\text{in}} = (1-d)d \frac{V_{\text{dc}} T_s}{2L} \triangleq 4(1-d)d \Delta I_{\text{in}}^{\text{max}} \quad (3.56)$$

met $\Delta I_{\text{in}}^{\text{max}}$ de maximale rimpel op de ingangsstroom. Deze maximale rimpel wordt bereikt bij een pulswijdteverhouding $d = 0.5$. De dimensieloze equivalenten van (3.55) en (3.56) worden bekomen door beide leden te delen door $I_{\text{in}}^{\text{ref}}$, zodat (3.54) kan herschreven worden als

$$i_{\varepsilon, d} = -8\varepsilon \frac{\Delta I_{\text{in}}^{\text{max}}}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} (1-d). \quad (3.57)$$

De absolute fout die de werkelijke stroom vertoont wordt bekomen door (3.57) te vermenigvuldigen met de referentiewaarde van de stroom $I_{\text{in}}^{\text{ref}}$ en door de pulswijdteverhouding te vervangen door

$$d = 1 - \frac{v_{\text{in}}(t)}{V_{\text{dc}}} = 1 - \frac{1}{M} |\sin(\omega_{\text{net}} t)|. \quad (3.58)$$

De resulterende fout is

$$i_{\varepsilon}(t) = -8\varepsilon \Delta I_{\text{in}}^{\text{max}} \frac{1}{M} |\sin(\omega_{\text{net}} t)|. \quad (3.59)$$

Een analoge afleiding levert ook de fout die gemaakt wordt bij een foutieve timing van de bemonstering op de dalende flank van de stroom. Het resultaat is

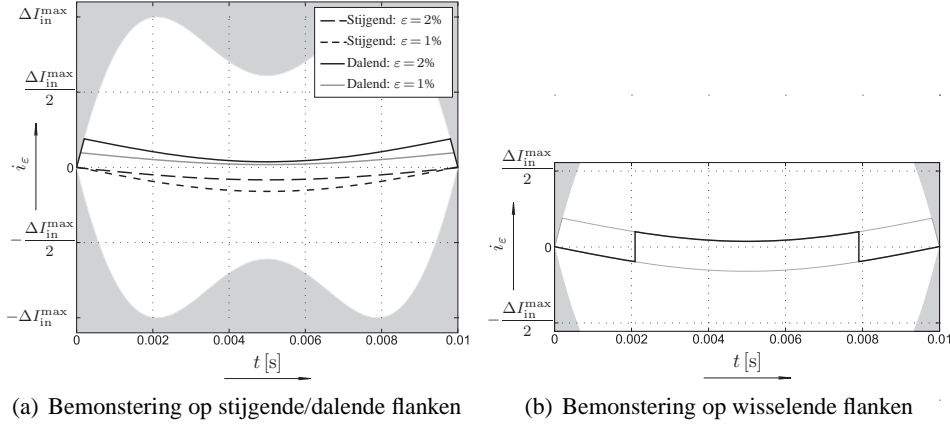
$$i_{\varepsilon}(t) = -8\varepsilon \Delta I_{\text{in}}^{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{M} |\sin(\omega_{\text{net}} t)| \right). \quad (3.60)$$

Vergelijkingen (3.59) en (3.60) zijn echter niet in de volledige netperiode geldig. In het geval van extreme waarden van de pulswijdteverhouding of grote waarden van de fout εT_s is het immers mogelijk dat het werkelijke bemonsteringsogenblik niet meer op de flank valt waarop dit had moeten vallen. Een voorbeeld hiervan wordt geschetst in figuur 3.21(b) voor bemonstering op de stijgende flank. Aangezien

$$\varepsilon T_s > \frac{dT_s}{2}, \quad (3.61)$$

valt het reële bemonsteringsogenblik $\delta_1^r T_s$ op de dalende flank van de ingangsstroommeting, terwijl het gewenste bemonsteringsogenblik op de stijgende flank ligt. De gemaakte fout kan nu worden berekend als

$$i_{\varepsilon}(t) = -\frac{dT_s}{2} \left. \frac{di_{\text{in}}}{dt} \right|_{\text{stijgende flank}} + \left(\varepsilon - \frac{d}{2} \right) T_s \left. \frac{di_{\text{in}}}{dt} \right|_{\text{dalende flank}}. \quad (3.62)$$



Figuur 3.22. Fouten in de stroommeting veroorzaakt door een foutieve timing van de bemonstering bij $M = 1.23$

Aangezien voor dergelijke kleine pulswijdteverhoudingen de helling van de dalende flank heel klein is en de fout εT_s doorgaans erg beperkt is, zullen zowel $(\varepsilon - \frac{d}{2})$ als $\frac{di_{in}}{dt} \Big|_{\text{dalende flank}}$ heel kleine waarden aannemen. Bijgevolg kan de tweede term in (3.62) verwaarloosd worden en kan de fout die gemaakt wordt bij het bemonsteren, benaderd worden door de stroomrimpel, of

$$i_{\varepsilon}(t) \approx -\frac{dT_s}{2} \frac{di_{in}}{dt} \Big|_{\text{stijgende flank}} = -\Delta i_{in}(t). \quad (3.63)$$

Bij bemonstering op de dalende flank komt deze situatie voor bij

$$\varepsilon T_s > \frac{(1-d)T_s}{2}, \quad (3.64)$$

met als benadering voor de stroomdistorsie

$$i_{\varepsilon}(t) \approx \Delta i_{in,d}(t). \quad (3.65)$$

Samengevat kan de stroomdistorsie die optreedt bij een foutieve timing van de bemonstering uitgedrukt worden door vergelijkingen (3.59) en (3.63) voor bemonstering op de stijgende flank, en door (3.60) en (3.65) voor bemonstering op de dalende flank van de ingangsstroom. Deze resultaten worden weergegeven in figuur 3.22(a) voor relatieve fouten $\varepsilon = 1\%$ en $\varepsilon = 2\%$. De grijze zone daarin bakent op elk tijdstip de grootst mogelijke fout af: deze kan immers nooit groter zijn dan de stroomrimpel. Hoewel voor bemonstering op de dalende flank een duidelijk onderscheid zichtbaar is tussen (3.60) en (3.65), is dat niet het geval voor

bemonstering op de stijgende flank [(3.59) en (3.63)]. De reden is dat de pulswijdteverhouding bij de boostgelijkrichter wel één kan bereiken (op de nuldoorgangen van de netspanning), doch nooit kleiner wordt dan $\frac{M-1}{M}$. Bijgevolg treedt (3.65) wel op, maar (3.63) enkel bij grote waarden van M .

Uit (3.59) en (3.60) blijkt overigens dat de gemaakte fout evenredig is met de relatieve fout ε en met de stroomrimpel. Een manier om de stroomdistorsie te verminderen is dus de timing zo precies mogelijk maken en tevens de stroomrimpel in de convertor zo klein mogelijk houden. De afwijking op de stroom is verder onafhankelijk van de effectiefwaarde van de stroom en zal dus vooral bij kleine stroomwaarden zichtbaar zijn. Tenslotte dient te worden opgemerkt dat de fout in het geval van bemonstering op de stijgende flank zuiver een gelijkgerichte sinusoïde is. Een foute timing zal dus met andere woorden enkel een weerslag hebben op de amplitude van de grondgolf, welke door de spanningsregelaar zal worden weggewerkt. In het geval van bemonstering op de dalende flank ontstaat er echter harmonische vervorming in de ingangsstroom, aangezien de fout daar niet sinusoïdaal is.

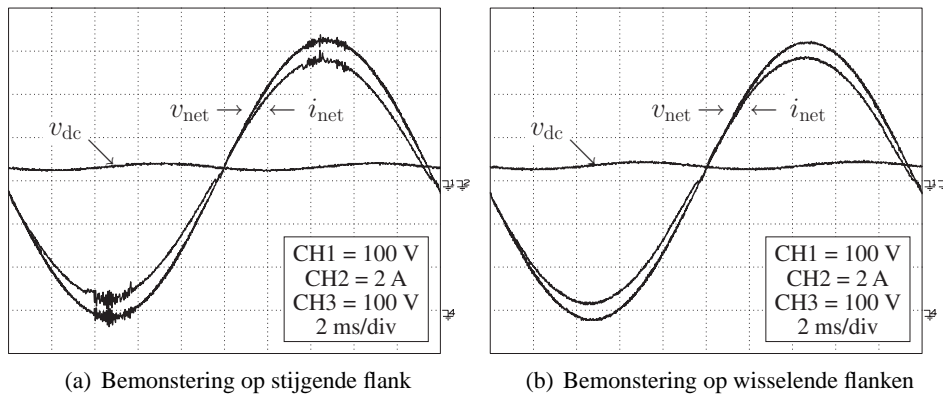
Berekening van de distorsie bij bemonstering op wisselende flanken

Bij bemonstering op wisselende flanken zal de fout die bij de bemonstering van de stroom gemaakt wordt, een combinatie zijn van de fouten bij stijgende- of bij dalende-flankbemonstering. Bij de nuldoorgangen van de netspanning zal de pulswijdteverhouding groter zijn dan de grenswaarde δ_g . Bijgevolg zal er in die zone bemonsterd worden op de stijgende flank van de stroom en zal de fout dus kunnen uitgedrukt worden door (3.59). Bij stijgende ingangsspanning daalt de pulswijdteverhouding geleidelijk tot ze lager wordt dan de grenswaarde δ_g . Op dat punt gaat de bemonstering over naar de dalende flank en zal de fout i_ε bijgevolg plots overspringen van (3.59) naar (3.60). Deze sprong is te zien in figuur 3.22(b).

Men kan eenvoudig aantonen dat de keuze $\delta_g = 0.5$ ertoe leidt dat steeds de kleinste van de twee fouten gekozen wordt, of dus met andere woorden

$$|i_\varepsilon^{\text{wisselend}}| = \min \left(|i_\varepsilon^{\text{stijgend}}|, |i_\varepsilon^{\text{dalend}}| \right). \quad (3.66)$$

Hoewel voor het algoritme met wisselende bemonstering steeds de kleinste waarde van de bemonsteringsfout wordt bereikt, bevat de fout veroorzaakt door dit algoritme toch harmonische componenten. Aangezien de spanningsregelaar enkel een foutieve amplitude van de grondgolf kan compenseren, zal de harmonische distorsie van de ingangsstroom toenemen bij gebruik van dit algoritme. In [Van de Sype2003b] wordt een algoritme voorgesteld dat, uitgaande van het verschil tussen de meting op de stijgende flank en de meting op de dalende flank, de fout in de timing wegeregelt. In de limiet zouden beide metingen immers aan elkaar gelijk moeten zijn.

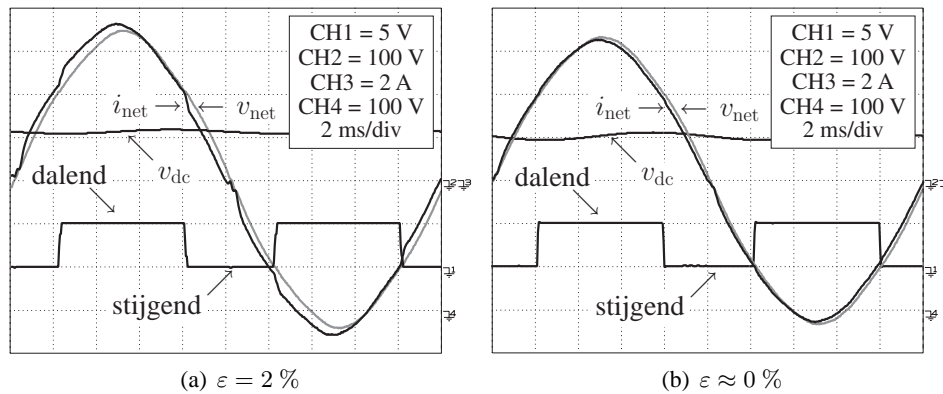


Figuur 3.23. Distorsie van de ingangsstroom, veroorzaakt door verstoorde metingen bij lage uitgangsspanning van de boostgelijkrichter

3.4.4 Experimentele verificatie

De noodzaak voor het gebruik van bemonstering op wisselende flanken wordt aangetoond in figuur 3.23. Deze figuur toont de netstroom en de netspanning van de boostgelijkrichter wanneer de uitgangsspanning slechts een weinig hoger is dan de piekwaarde van de ingangsspanning ($V_{dc} = 340 \text{ V}$, $\hat{V}_{net} = 325 \text{ V}$). De minimale waarde die de pulswijdteverhouding bereikt, bedraagt bijgevolg 4.4% en treedt op bij het bereiken van de maximale waarde van de ingangsspanning. In figuur 3.23(a) is dan ook te zien dat de stroom in die zone sterke distorsie vertoont ten gevolge van de verstoorde bemonstering van de ingangsstroommeting. Dit kan verholpen worden door het gebruik van bemonstering op wisselende flanken, zoals getoond in figuur 3.23(b).

Wanneer de timing van de bemonstering echter fout loopt, veroorzaakt de bemonstering op wisselende flanken echter op zijn beurt ook distorsie in de ingangsstroom. Vergelijk de ingangsstroom bij nominale werking van de converter ($V_{dc} = 400 \text{ V}$) wanneer de timing perfect loopt [figuur 3.24(b)] met het geval waar er een relatieve fout in de timing geïntroduceerd wordt van 2 % [figuur 3.24(a)]. Wanneer de timing foutief gebeurt, is er een duidelijke distorsie merkbaar bij de overgang tussen bemonstering op de stijgende flank en bemonstering op de dalende flank. Deze distorsie verdwijnt volledig wanneer de timing correct verloopt. Tenslotte kan worden opgemerkt dat de asymmetrie die kan optreden ten gevolge van de stroom- en temperatuursafhankelijkheid van de hersteltijd van de diode bij de gekozen diode beperkt blijft tot minder dan een duizendste van een schakelperiode, waardoor deze invloed volledig wegvalt.



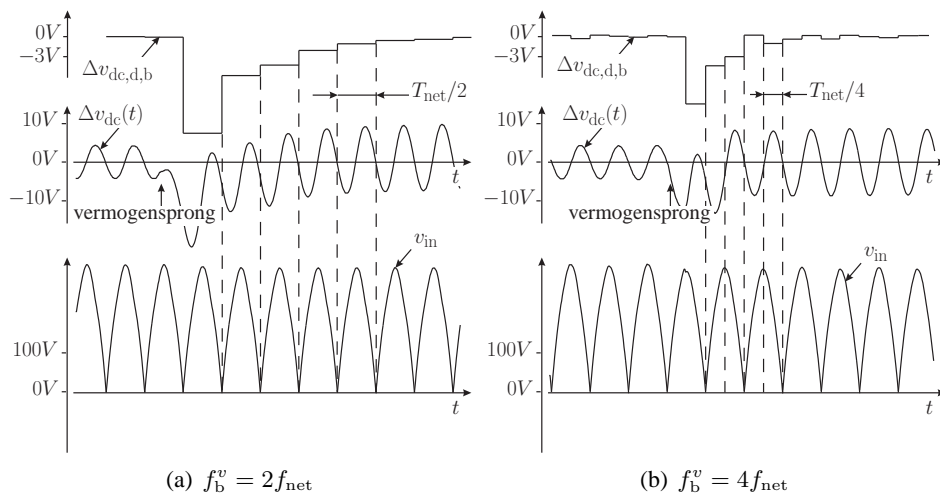
Figuur 3.24. Golfvormen van de boostgelijkrichter in nominale werkingstoestand, met bemonstering op wisselende flanken

3.5 Bemonstering van de uitgangsspanning

3.5.1 Nieuwe bemonsteringsalgoritmen

In paragraaf 3.3.2 werd voorgesteld de uitgangsspanning trager te bemonsteren dan de ingangsstroom en -spanning. De bandbreedte van de spanningsregelkring is immers veel lager dan die van de stroomregelkring. De frequentie voor de bemonstering van de uitgangsspanning werd gekozen op enkele kHz. Door die keuze was het echter noodzakelijk een laagdoorlaatfilter na de regelaar te plaatsen om zo de plotse veranderingen in de wenswaarde van de stroom te beperken. Een tweede gevolg van die keuze is het feit dat bij bemonstering aan deze frequentie niet enkel de gelijkspanningscomponent van de uitgangsspanning wordt gemeten, doch ook de rimpel die zich op deze uitgangsspanning bevindt (paragraaf 2.3.2). Dit geeft aanleiding tot een harmonische vervorming in de wenswaarde van de ingangsstroom, tenzij de bandbreedte van de spanningsregelkring beperkt wordt (paragraaf 3.3.3).

Een betere keuze is de bemonstering te synchroniseren met de rimpel op de uitgangsspanning. Een veelgebruikte methode hierbij is de bemonstering aan het dubbele van de netfrequentie. De monsters kunnen dan genomen worden bij de nuldoorgangen van de netspanning [De Belie2002, De Belie2003, De Belie2006, Eissa1996, Spiazzi1995, Williams1989], zoals getoond in figuur 3.25(a). Door deze manier van bemonsteren wordt enkel de gemiddelde waarde V_{dc} weerhouden, terwijl de rimpel een verborgen oscillatie wordt voor de digitale regelkring. Deze regelkring zal dan ook niet reageren op die rimpel, zodanig dat de wenswaarde van de ingangsstroom niet zal verstoord worden door de spanningsregeling. Een nadeel van deze methode is dat de bemonstering van de uitgangsspanning wel heel

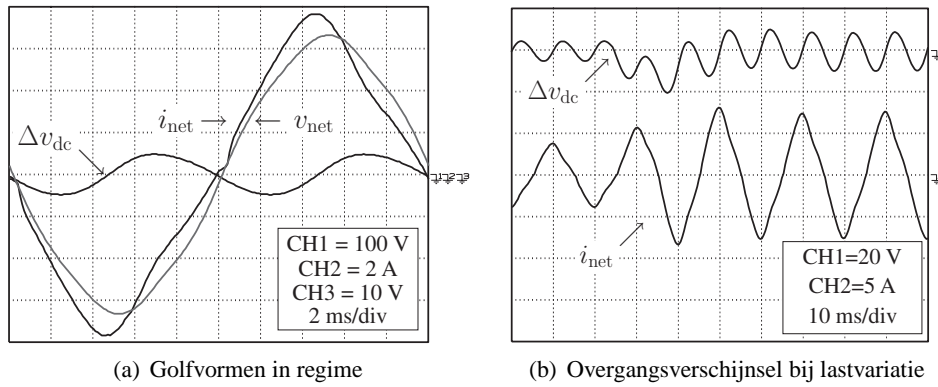


Figuur 3.25. Bemonsteringsogenblikken bij de nieuwe algoritmen en hun invloed op de reactietijd bij een vermogenvariatie

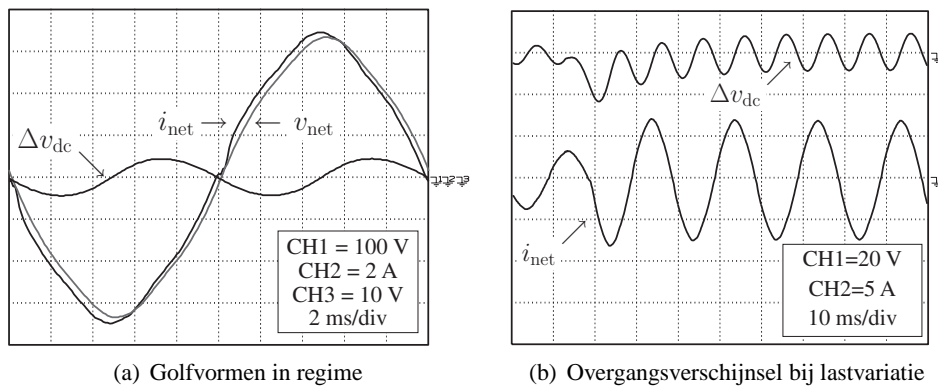
traag verloopt, hetgeen de reactietijd bij spanningsvariaties doet toenemen.

Om deze tekortkoming op te vangen werd in [De Belie2002, De Belie2003, De Belie2006] een algoritme voorgesteld waarbij de bemonsteringssnelheid van de uitgangsspanning verdubbeld wordt. De bemonstering gebeurt met andere woorden aan het viervoud van de netfrequentie. Aangezien de rimpel op de uitgangsspanning immers de dubbele frequentie van de netfrequentie bezit, heeft deze rimpel ook nuldoorgangen op de top van de netspanning. Door het feit dat de uitgangsspanning nu vier maal per netperiode bemonsterd wordt, in plaats van tweemaal, zal de reactietijd bij spanningsvariaties halveren, hetgeen de totale hersteltijd van de uitgangsspanning na een vermogenvariatie ook reduceert. Een schematisch overzicht van de bemonsteringsogenblikken in het nieuwe algoritme wordt getoond in figuur 3.25(b).

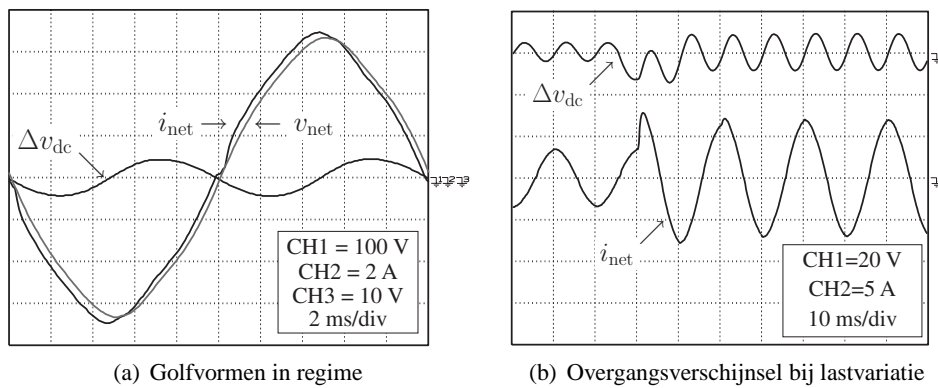
Deze bemonsteringsalgoritmen hebben echter als nadeel dat de timing van de bemonstering opnieuw belangrijk wordt, net zoals bij de bemonstering van de ingangsstroom het geval was. In het *trage* algoritme (bemonstering bij het dubbele van de netfrequentie) betekent een fout bemonsteringsogenblik dat alle monsters te hoog of te laag zullen zijn. Deze meetfouten veroorzaken een statische fout in de uitgangsspanning, die niet door de regelaar wordt gezien. Deze fout is licht afhankelijk van het vermogen, aangezien de amplitude van de spanningsrimpel (en bijgevolg ook de helling van de rimpel rond de nuldoorgang) van dit vermogen afhankelijk is, zie (2.18). In het *snelle* algoritme (bemonstering bij het viervoud van de netfrequentie) wordt de uitgangsspanning zowel op de stijgende flanken als op de dalende flanken van de uitgangsspanningsrimpel bemonsterd. Wanneer alle bemonsteringsogenblikken nu echter verschoven zijn ten opzichte van de nuldoor-



Figuur 3.26. Golfvormen van de boostgelijkrichter bij bemonstering van de uitgangsspanning aan 2 kHz



Figuur 3.27. Golfvormen van de boostgelijkrichter bij bemonstering van de uitgangsspanning aan 100 Hz



Figuur 3.28. Golfvormen van de boostgelijkrichter bij bemonstering van de uitgangsspanning aan 200 Hz

gang van die rimpel, dan zal de fout bij een bemonstering op een stijgende flank een ander teken hebben dan de fout bij bemonstering op een dalende flank. De regelaar zal bijgevolg afwisselend een positieve en een negatieve fout aangeboden krijgen. De regelaar zal de gewenste ingangsconductantie van de boostgelijkrichter dan ook afwisselend iets verhogen en iets verlagen, waardoor de amplitude van de wenswaarde van de ingangsstroom varieert met het dubbele van de netfrequentie. Hierdoor worden er oneven harmonischen geïntroduceerd in de wenswaarde van de stroom. Bijgevolg moet er bij de snelle methode extra zorg besteed worden aan een correcte timing.

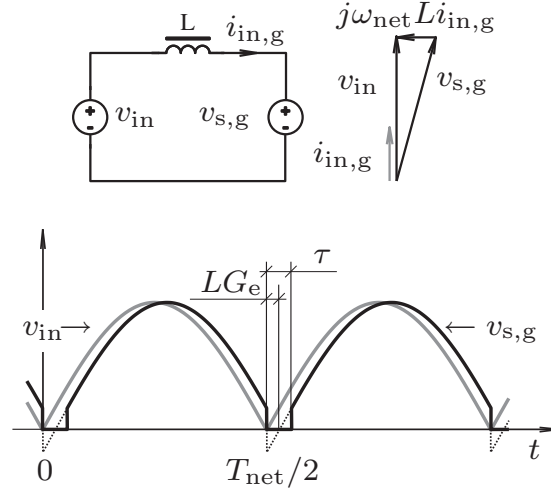
3.5.2 Experimentele verificatie

In deze paragraaf worden beide nieuwe bemonsteringsmethoden vergeleken met de klassieke methode uit paragraaf 3.3. Figuren 3.26(a), 3.27(a) en 3.28(a) tonen de karakteristieke golfvormen van de boostgelijkrichter in regime, d.i. bij constant vermogen, voor bemonstering bij respectievelijk 2 kHz, 100 Hz en 200 Hz. Waar de klassieke bemonsteringsmethode aanleiding geeft tot een aanzienlijke vervorming van de netstroom, sluit de golfvorm van de netstroom zeer nauw aan bij de golfvorm van de netspanning. De twee nieuwe bemonsteringsmethoden geven nauwelijks een verschil wat betreft de stroomdistorsie in regime.

Wanneer echter de dynamica van de uitgangsspanningsregeling wordt bekeken, geven beide algoritmen aanleiding tot een verschillend gedrag. Figuren 3.26(b), 3.27(b) en 3.28(b) tonen de reactie van de uitgangsspanning op een lastvariatie van 500 W naar 1000 W in de drie gevallen. De reactie bij de twee eerste gevallen (bemonstering bij 2 kHz en 100 Hz, respectievelijk) is vergelijkbaar te noemen. In beide gevallen zakt de uitgangsspanning maximaal ongeveer 20 V, terwijl de spanning na een tweetal netperioden hersteld is. Wat dat betreft doet de methode met bemonstering aan 200 Hz merkkelijk beter: de spanning zakt slechts iets meer dan 10 V, terwijl de hersteltijd nauwelijks een netperiode bedraagt.

3.6 Voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding

De stroomregelaar die in paragraaf 3.2 werd voorgesteld zorgt voor een netstroom met een heel lage harmonische vervorming. De stroom vertoont echter nog steeds een voorijling ten opzichte van de netspanning en een kleine distorsie rond de nuldoorgang. De reden hiervoor is de variatie van de ingangsspanning die enerzijds terug te vinden is in de wenswaarde van de stroom, maar die tegelijkertijd ook als storing in de stroomregellus optreedt. Deze storing kan een-



Figuur 3.29. Model voor de werking van de stroomregelaar van de boost-gelijkrichter en zijn belangrijkste golfvormen

voudig teniet gedaan worden door gebruik te maken van voorwaartscompensatie⁶ [Van de Sype2003a, Van de Sype2005a, Wall1997, Sun2005, Chen2006]. Deze oplossing wordt in volgende paragrafen beschreven. Een andere methode om de voorijling van de netstroom op de netspanning op te lossen, is de toevoeging van een laagdoorlaatfilter bij de ingangsspanningsmeting [Sun2002, Sun2004].

3.6.1 De spanning over de schakelaar

De werking van de stroomregelaar van de boost-gelijkrichter kan beschreven worden door een vectoriële voorstelling te maken van de netspanning enerzijds en de spanning over de schakelaar anderzijds (zie figuur 3.29). Veronderstel dat de netspanning sinusoidaal is en pulseert met een frequentie ω_{net} . In het interval $[0, T_{\text{net}}/2]$ kan de ingangsspanning dan beschreven worden door

$$v_{\text{in}}(t) = \widehat{V}_{\text{net}} \sin(\omega_{\text{net}} t). \quad (3.67)$$

Om in de spoel L een stroom te laten lopen die gedurende dit interval dezelfde golfvorm heeft als de ingangsspanning, moet een gemiddelde spanning over de schakelaar verwezenlijkt worden gelijk aan

$$v_{\text{s,g}} = v_{\text{in}} - j\omega_{\text{net}} L i_{\text{in,g}} = v_{\text{in}} (1 - j\omega_{\text{net}} L G_e). \quad (3.68)$$

⁶Engels: duty-ratio feedforward.

Rekening houdend met het feit dat meestal $\omega_{\text{net}}LG_e \ll 1$ kan de benodigde gemiddelde spanning over de schakelaar uitgedrukt worden als

$$v_{s,g}(t) = \text{sign}(\sin(\omega_{\text{net}}t)) \widehat{V}_s \sin(\omega_{\text{net}}(t - LG_e)), \quad (3.69)$$

met

$$\widehat{V}_s = \widehat{V}_{\text{net}} \sqrt{1 + (\omega_{\text{net}}LG_e)^2} \approx \widehat{V}_{\text{net}} \quad (3.70)$$

De gemiddelde spanning over de schakelaar moet met andere woorden ongeveer gelijk zijn aan de ingangsspanning, doch met een amplitude die iets hoger is, en met een fase die licht naijlt op de ingangsspanning. Bij een boostgelijkrichter wordt de gemiddelde spanning over de schakelaar gegeven door

$$v_{s,g} = (1 - d)v_{\text{dc}}. \quad (3.71)$$

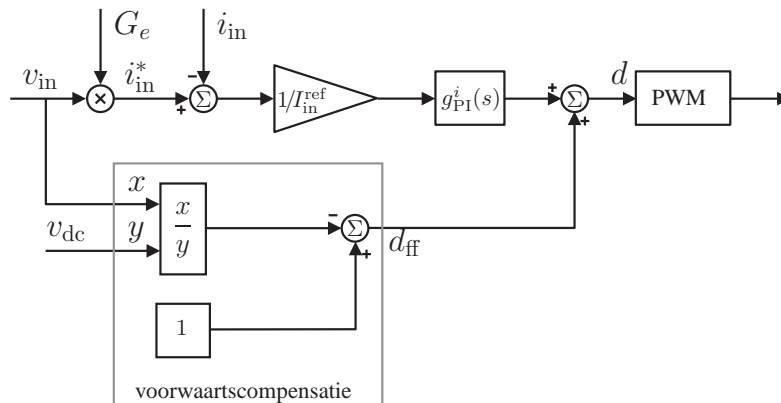
Gezien de steeds positieve uitgangsspanning en de beperking van de pulswijdteverhouding tot het interval $[0,1]$, is deze waarde steeds positief. De wenswaarde voor $v_{s,g}$, gegeven door (3.69), is echter negatief in een korte periode LG_e na de nuldoorgang van de netspanning, zie de stippellijn in figuur 3.29. Na deze periode moet de spanning over de schakelaar nul blijven gedurende nog een tijd LG_e . Hierdoor wordt de integraal van de fout over de totaal tijd $\tau = 2LG_e$ gelijk aan nul, waardoor de PI-regelaar meteen weer met de correcte waarde kan verder werken. De vervorming van de ingangsstroom die door dit totale effect wordt veroorzaakt, wordt in het Engels *cusp-distortion* genoemd.

3.6.2 Voorwaartscompensatie

Uit vorige paragraaf blijkt dat netspanning en -stroom bij de boostgelijkrichter evenredig zijn wanneer de spanning over de schakelaar de golfvorm heeft uit figuur 3.29. De taak van de stroomregelaar is dus eigenlijk de correcte spanning $v_{s,g}$ zo nauwkeurig mogelijk te reconstrueren. Aangezien de verschuiving LG_e klein is, zijn de ingangsspanning en deze gewenste spanning over de schakelaar ongeveer gelijk. Door aan de uitgang van de stroomregelaar de gemeten ingangsspanning op te tellen, moet de regelaar enkel nog het kleine verschil tussen de gewenste $v_{s,g}$ en v_{in} wegregelen, in plaats van de volledige $v_{s,g}$ te moeten reconstrueren.

In de praktische implementatie geeft de uitgang van de stroomregelaar de gewenste waarde van de pulswijdteverhouding. De waarde die de pulswijdteverhouding moet aannemen om de spanning over de schakelaar gelijk te maken aan de ingangsspanning is, gelet op (3.71)

$$d_{\text{ff}} = 1 - \frac{v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}}. \quad (3.72)$$



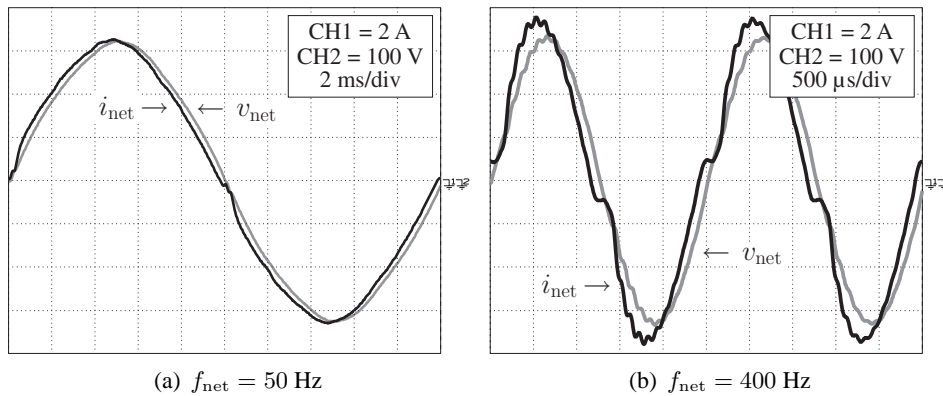
Figuur 3.30. Stroomregelaar met voorwaartscompensatie

Deze pulswijdteverhouding wordt bij de uitgang van de stroomregelaar opgeteld, zoals getoond in figuur 3.30. De controle bestaat uit twee paden: een pad met de regelaar uit hoofdstuk 3 en een pad met voorwaartscompensatie.

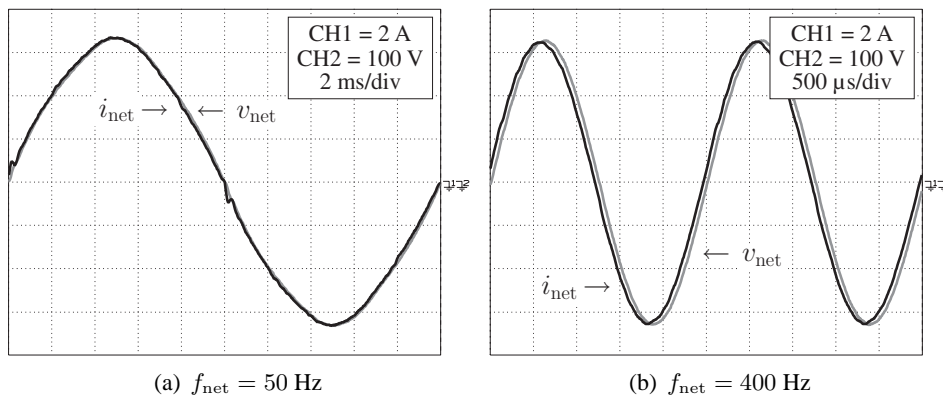
Op deze methode bestaat nog een kleine uitbreiding, voorgesteld in [Chen2004, Sun2005, Chen2006]. Bij deze methode wordt nog een extra term voorgesteld die de gewenste toename van de stroom zou moeten in rekening brengen. Deze methode wordt wel eens volledige voorwaartscompensatie genoemd, in tegenstelling tot de hier voorgestelde methode die dan partiële voorwaartscompensatie genoemd wordt. Uit de experimentele resultaten van volgende paragraaf zal echter blijken dat er nog slechts een zeer kleine verbetering mogelijk is wanneer de hier voorgestelde methode wordt gebruikt. De volledige voorwaartscompensatie wordt bijgevolg enkel belangrijk voor toepassingen bij hogere frequenties.

3.6.3 Resultaten en experimenten

De verbetering die het gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding veroorzaakt in de golfvorm van de netstroom van de gelijkrichter, wordt experimenteel aangetoond aan de hand van figuren 3.31 en 3.32. Deze figuren tonen de golfvormen van de netstroom en de netspanning van de gelijkrichter, respectievelijk zonder en met gebruik van voorwaartscompensatie. In figuren 3.31(a) en 3.32(a) worden deze getoond bij een netfrequentie van 50 Hz. De faseverschuiving die in figuur 3.31(a) nog aanwezig is, blijkt volledig verdwenen te zijn in figuur 3.32(a) door het gebruik van voorwaartscompensatie. Hierdoor daalt ook de distorsie rond de nuldoorgang van de netspanning. De totale harmonische distorsie van de bekomen netstroom ligt nu lager dan 1 % en is ongeveer gelijk aan de totale harmonische distorsie van de netspanning.



Figuur 3.31. Netstroom en netspanning bij de boostgelijkrichter **zonder** voorwaartscompensatie



Figuur 3.32. Netstroom en netspanning bij de boostgelijkrichter **met** voorwaartscompensatie

De invloed van het gebruik van voorwaartscompensatie op het ingangsgedrag van de boostgelijkrichter wordt pas echt heel duidelijk wanneer een net met een hogere frequentie beschouwd wordt, bijvoorbeeld 400 Hz in figuren 3.31(b) en 3.32(b)⁷. Figuur 3.31(b) toont een sterk vervormde netstroom van de gelijkrichter bij deze frequentie, waaruit blijkt dat er een grote fasedraaiing ontstaat tussen netstroom en -spanning, wat opnieuw leidt tot sterke vervorming in een zone rond de nul-doorgang van de netspanning. Het gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding zal hier tot een belangrijke verbetering leiden. De golfvorm van de netstroom in figuur 3.32(b) vertoont immers een bijzonder kleine

⁷Hoewel deze netfrequentie enkel gekozen is ter illustratie van het gedrag bij hogere frequenties, vindt dit toch zijn toepassing in de luchtvaart.

vervorming. Bij deze frequentie treedt er echter wel een grotere fasedraaiing op tussen de netstroom en netspanning, doch deze is te wijten aan het toegenomen belang van de ingangscapacitor C_f bij deze frequentie, en niet aan het gedrag van de gelijkrichter zelf. Vandaar dat de fasedraaiing geen invloed zal hebben op de golfvorm van de netstroom bij de nuldoorgang van de netspanning. De positieve invloed van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding zal verder nog uitgebreid besproken worden in hoofdstuk 5, waar de transfertfuncties zullen opgesteld worden van de ingangs- en uitgangsspanning naar de ingangsstroom.

3.7 Besluit

De digitaal gestuurde boostgelijkrichter vraagt een hele resem maatregelen vooraleer een standaard regelaar kan geïmplementeerd worden. Vooreerst zijn er de praktische aspecten van de digitale controle: bemonstering van de controlevariabelen, voorstelling van digitale waarden, keuze van de pulswijdtemodulator, voorstelling van regelaars en filters in een digitale omgeving. Eens deze problemen van de baan zijn, kan een regelaar ontworpen worden. De meest gebruikte regelstrategie maakt gebruik van een tweevoudige regelkring: een trage regelaar om de uitgangsspanning te regelen en een snelle regelkring die de stroom een gewenste trajectorie laat volgen. Hoewel de keuze van beide regelaars sterk beïnvloed wordt door wat gangbaar is bij analoge controle, dient echter rekening te worden gehouden met specifieke invloeden die intrinsiek zijn aan een digitale regelkring. Zo zal de bandbreedte van de stroomregelkring sterk beperkt worden door de invloed van de bemonstering en de pulswijdtemodulatie op de transfertfunctie van het systeem. Anderzijds kan de tragere spanningsregelkring door zijn lagere bemonsteringsfrequentie distorsie veroorzaken in de golfvormen van de ingangsstroom, wat dan weer de noodzaak van een laagdoorlaatfilter met zich meebrengt. De uiteindelijk bekomen boostgelijkrichter is een goede benadering van de ideale gelijkrichter, zoals die in hoofdstuk 2 werd voorgesteld. Verdere verbeteringen zijn echter mogelijk.

Met name de bemonstering van de controlevariabelen kan een belangrijke rol spelen in het uiteindelijke resultaat. Enerzijds is voorzichtigheid geboden bij het bemonsteren van de ingangsstroom van de boostgelijkrichter, gezien de rimpel die de stroommeting bevat en gezien de storingen die kunnen optreden bij het schakelen van de convertor. Daarom is het in sommige gevallen nuttig om het bemonsteringsogenblik te laten afhangen van de waarde van de pulswijdteverhouding die aan de schakelaar wordt aangeboden. Dit resulteert in het hier voorgestelde algoritme voor bemonstering op wisselende flanken.

Anderzijds kan een specifieke keuze van de bemonsteringsogenblikken van de uitgangsspanningsmeting nuttig aangewend worden om de invloed van de uit-

gangsspanningsregeling op de ingangsstroomvorm van de boostgelijkrichter te elimineren. Door de bemonstering immers uit te voeren op de nuldoorgangen van de ingangsspanning wordt ervoor gezorgd dat de rimpel die onvermijdelijk op de uitgangsspanning ontstaat, niet meer zichtbaar is in de bemonsterde uitgangsspanning. Het gevolg is dat de spanningsregelaar geen distorsie introduceert in de wenswaarde van de stroom en dat de bandbreedte van de spanningsregelaar hoger kan worden gekozen.

Tenslotte laat digitale controle ook toe op een eenvoudige manier geavanceerde controlestrategieën toe te passen. Een voorbeeld van zo'n geavanceerde controlestrategie is de voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding. Deze methode kan ook analoog worden toegepast maar vraagt in dat geval een gevoelige uitbreiding van de hardware, terwijl met een digitale regeling slechts enkele regels code volstaan. De bedoeling van de methode is de taak van de stroomregelaar te verlichten door de theoretisch benodigde waarde van de pulswijdteverhouding reeds aan te bieden, zodat de regelaar zelf nog enkel kleine variaties door storingen moet opvangen. Er werd theoretisch aangetoond dat zowel het volgedrag als de reactie op storingen gevoelig verbetert door het gebruik van voorwaartscompensatie.

Hoofdstuk 4

De digitaal gestuurde boostgelijkrichter in de gemengde geleidingsmode

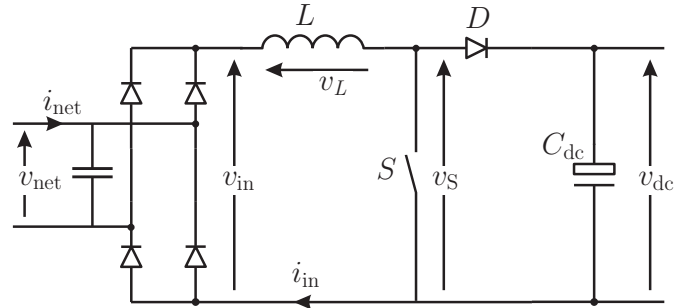
Tot nog toe werd er enkel een beschrijving gegeven van de boostgelijkrichter in de continue geleidingsmode. Wanneer het vermogen van de converter daalt, zal de converter vanaf een bepaald vermogen (eventueel gedeeltelijk) in de onderbroken mode beginnen werken. Wanneer beide geleidingsmodes afwisselend optreden spreekt men van de gemengde geleidingsmode. Het optreden van de gemengde geleidingsmode zorgt bij boostgelijkrichters die ontworpen zijn voor de continue geleidingsmode, voor heel wat problemen van allerlei aard zoals beschreven in onder andere [De Gussemé2003c, De Gussemé2004a, De Gussemé2005a]¹ en [Mattavelli2004, Sebastián1995, Tripathi2002]. Deze problemen worden in dit hoofdstuk aangekaart, waarbij telkens een gepaste oplossing wordt aangereikt. Alvorens de problemen en oplossingen te bestuderen, wordt bepaald onder welke voorwaarden de gemengde geleidingsmode optreedt.

4.1 Beschrijving van de gemengde geleidingsmode

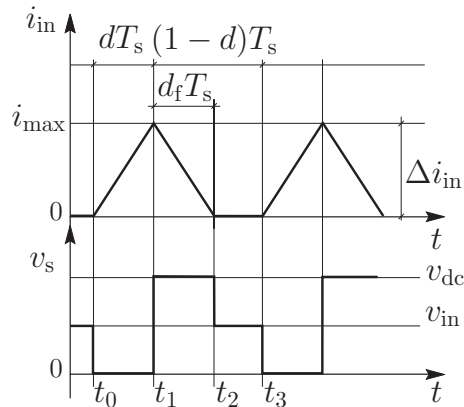
4.1.1 Het optreden van de gemengde geleidingsmode

In eerste instantie worden de golfvormen van de boostconverter in de onderbroken geleidingsmode besproken voor een omzetter met ideale schakelaars. De werking

¹Deze artikels geven een ietwat algemene behandeling van de gemengde geleidingsmode. Andere artikels, die meer op specifieke zaken gericht zijn, worden verder in de tekst vermeld.

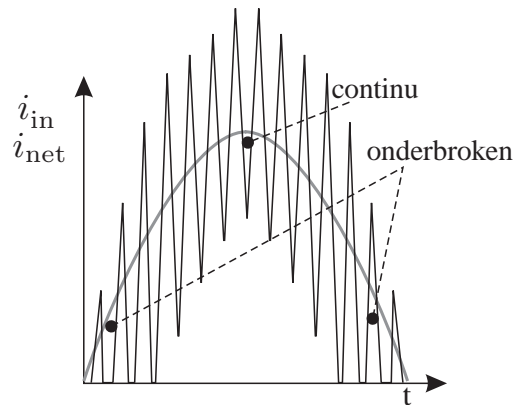


Figuur 4.1. Topologie van de boostgelijkrichter, zie ook figuur 2.4



Figuur 4.2. Ingangsstroom en spanning over de schakelaar van een boostconvector in de onderbroken geleidingsmode

van de boostconvector in de onderbroken geleidingsmode werd al eens kort aangehaald in paragraaf 2.2.1. De topologie uit figuur 2.4 wordt voor de volledigheid herhaald in figuur 4.1, net zoals ook de golfvormen van figuur 2.6 worden herhaald in figuur 4.2. De ingangsstroom van de boostgelijkrichter neemt tijdens de aan-tijd van de schakelaar S toe. Bij het uitschakelen van deze schakelaar op ogenblik t_1 zal de ingangsstroom door diode D naar de uitgangscapacitor vloeien. Aangezien de spanning over de uitgangscapacitor groter is dan de ingangsspanning, gaat deze stroom dalen, om op het tijdstip t_2 nul te bereiken. Omdat de topologie van de boostgelijkrichter geen negatieve stromen toelaat, zal de diode sperren en zal de stroom door de spoel nul blijven tot op het tijdstip t_3 , waarop de schakelaar opnieuw wordt ingeschakeld. Zoals de aan-tijd van de schakelaar wordt uitgedrukt als het product van de pulswijdteverhouding d en de schakelperiode T_s , kan ook de duur van de dalende flank worden uitgedrukt als een fractie d_f van de schakelperiode (zie figuur 4.2).



Figuur 4.3. Schematische voorstelling van de netstroom (grijs) en de ingangsstroom (zwart) van de boostgelijkrichter in de gemengde geleidingsmode

Het al dan niet optreden van de onderbroken geleidingsmode zal vooral afhankelijk zijn van de parameters van de omzetter. Over het algemeen zal de omzetter in de continue geleidingsmode werken wanneer de ingangsstroom relatief hoog is, terwijl de onderbroken mode voorkomt bij lage stroom. Aangezien het er bij een ideale gelijkrichter echter op aankomt een netstroom te verwezenlijken die proportioneel is met de netspanning, teneinde een resistief gedrag te bekomen, zal de netstroom een bij benadering sinusoidaal tijdsverloop vertonen. Dit betekent dat de gemiddelde ingangsstroom binnen een netperiode afwisselend hoog en laag wordt, zodanig dat het mogelijk is dat binnen één netperiode zowel de continue als de onderbroken geleidingsmode optreden. Dit wordt geschetst in figuur 4.3. Het afwisselend optreden van beide geleidingsmodes binnen eenzelfde netperiode wordt in dit werk de gemengde geleidingsmode genoemd. De gemengde geleidingsmode zal voornamelijk optreden wanneer een boostgelijkrichter, voorzien voor werking in de continue geleidingsmode, op deellast zal worden bedreven. De zone waarin werking in de onderbroken mode optreedt, ontstaat rond de nuldoorgangen van de netstroom (waar de gemiddelde stroom dus klein is), en zal met dalend vermogen groter worden, om dan vanaf een bepaald vermogen de volledige netperiode te beslaan.

4.1.2 Grenzen van de gemengde geleidingsmode in functie van de ingangconductantie

De voorwaarden voor werking in de gemengde geleidingsmode werden in [Sebastián1995] bepaald voor verschillende types actieve gelijkrichters. Het resultaat is dat de boostgelijkrichter gedurende de volledige netperiode in de conti-

nue geleidingsmode zal werken wanneer

$$K_a > \frac{1}{2M^2}, \quad (4.1)$$

en dat hij gedurende de gehele netperiode in de onderbroken geleidingsmode zal werken wanneer

$$K_a < \frac{M-1}{2M^3}. \quad (4.2)$$

De parameter K_a wordt hierin gedefinieerd als $K_a \triangleq \frac{2L}{RT_s}$, waarbij R de belastingsweerstand aan de gelijkstroomzijde van de convertor voorstelt. De parameter M is gelijk aan de minimale waarde van de tijdsafhankelijke omzettingsverhouding $M(t)$, gedefinieerd in (2.7), namelijk $M = \frac{V_{dc}}{V_{net}}$. Aan de gebruikte berekening zijn twee nadelen verbonden. Ten eerste is de belastingsweerstand op zich niet gekend; deze wordt dan ook enkel als maat voor het uitgaand vermogen gebruikt. Ten tweede wordt in de afleiding gebruik gemaakt van de onderstelling dat ingaand en uitgaand vermogen van de gelijkrichter gelijk zijn, of dus dat het rendement van de omzetting 100% bedraagt. Daarom wordt hier een nieuwe afleiding gegeven, gebaseerd op de waarde van de ingangsconductantie. Ook deze parameter is immers een maat voor het vermogen van de omzetter. Bovendien is de ingangsconductantie meestal een stuurparameter in de regelaar.

Wanneer een boostconvertor gebruikt wordt als gelijkstroomhakker, dan zal deze op de rand tussen de continue en de onderbroken geleidingsmode² werken wanneer de gemiddelde waarde van de ingangsstroom $i_{in,g}$ precies gelijk is aan de helft van de stroomrimpel Δi_{in} , of

$$i_{in,g} = \frac{\Delta i_{in}}{2} = \frac{dT_s v_{in}}{2L}. \quad (4.3)$$

Hogere waarden van de gemiddelde stroom zullen aanleiding geven tot werking in de continue geleidingsmode, lagere waarden tot werking in de onderbroken geleidingsmode. Deze grens zal nu bij een gelijkrichter tijdsvariant zijn, aangezien zowel de ingangsstroom en de pulswijdteverhouding, als de ingangsspanning variëren binnen een netperiode. De verschillende berekeningen die volgen zijn gebaseerd op volgende onderstellingen.

- De ingangsspanning is een gelijkgerichte sinusoïde

$$v_{in}(t) = \widehat{V}_{net} |\sin(\omega_{net}t)|. \quad (4.4)$$

²Ook wel randmode, kritische geleidingsmode of in het Engels *border mode* of *critical conduction mode* genoemd.

- De stroomregelaar werkt perfect, zodanig dat de waarde van de ingangsstroom op het bemonsteringsogenblik t_b gelijk is aan zijn wenswaarde

$$i_{\text{in}}(t_b) = g_e(t_b)v_{\text{in}}(t_b). \quad (4.5)$$

- De convertor werkt in een quasi-statisch regime met een traag variërende evenwichtswaarde. Bijgevolg zullen de ingangsspanning v_{in} , de uitgangsspanning v_{dc} , de stroomrimpel Δi_{in} en de gemiddelde ingangsstroom $i_{\text{in,g}}$ over een schakelperiode slechts kleine variaties vertonen.
- De uitgangsspanningsregelaar is veel trager dan de stroomregelaar, waardoor er geen snelle variaties in de ingangconductantie g_e zullen ontstaan. Deze kan dus als een constante G_e worden beschouwd. Bijgevolg wordt (4.5)

$$i_{\text{in}}(t_b) = G_e v_{\text{in}}(t_b). \quad (4.6)$$

Aangezien in randmode, net als in de continue geleidingsmode, geldt dat de waarde van de ingangsstroom i_{in} op het bemonsteringsogenblik t_b gelijk is aan de gemiddelde waarde van die ingangsstroom $i_{\text{in,g}}$,

$$i_{\text{in}}(t_b) = i_{\text{in,g}}(t_b), \quad (4.7)$$

wordt voorwaarde (4.3) voor werking in randmode

$$i_{\text{in,g}}(t) = G_e v_{\text{in}}(t) = \frac{d(t)T_s v_{\text{in}}(t)}{2L}. \quad (4.8)$$

Bijgevolg zal randmode bereikt worden wanneer de ingangconductantie gelijk is aan

$$G_e = \frac{d(t)T_s}{2L}, \quad (4.9)$$

waarbij de pulswijdteverhouding tijdsafhankelijk is en bepaald wordt door de stroomregelaar. In quasi-statisch regime kan deze pulswijdteverhouding geschreven worden als

$$d(t) = 1 - \frac{v_{\text{in}}(t)}{v_{\text{dc}}(t)} = 1 - \frac{\widehat{V}_{\text{net}}}{V_{\text{dc}}} |\sin(\omega_{\text{net}} t)|. \quad (4.10)$$

De grenswaarde voor G_e tussen de onderbroken en de continue geleidingsmode varieert dus binnen een netperiode volgens

$$G_e = \frac{T_s}{2L} \left(1 - \frac{\widehat{V}_{\text{net}}}{V_{\text{dc}}} |\sin(\omega_{\text{net}} t)| \right). \quad (4.11)$$

Voor werking in de continue geleidingsmode gedurende de volledige netperiode zal de waarde van de ingangsconductantie G_e groter moeten zijn dan de maximale waarde van deze grens, dus

$$G_e > \frac{T_s}{2L} \quad \text{of} \quad \gamma = \frac{G_e L}{T_s} > \frac{1}{2}, \quad (4.12)$$

waarbij γ de dimensieloze ingangsconductantie voorstelt. Deze is in wezen niets anders dan de parameter K_a uit [Sebastián1995], omgerekend naar de ingang van de converter via $\gamma = \frac{M^2}{\eta} K_a$. Het maximum (4.12) van de grenswaarde wordt bereikt bij de nuldoorgang van de netspanning. Op dezelfde manier zal de gelijkrichter gedurende de gehele netperiode in de onderbroken mode werken wanneer G_e kleiner is dan de minimale waarde die de grens (4.11) tijdens de netperiode bereikt

$$G_e < \frac{T}{2L} \left(1 - \frac{\widehat{V}_{\text{net}}}{V_{\text{dc}}} \right) \quad \text{of} \quad \gamma = \frac{G_e L}{T_s} < \frac{M-1}{2M}. \quad (4.13)$$

Wanneer de ingangsconductantie begrepen ligt tussen (4.12) en (4.13), zal de gelijkrichter gedurende een gedeelte van de netperiode rond de nuldoorgang van de netstroom in de onderbroken mode werken en tijdens de rest van de netperiode in de continue geleidingsmode. De invloed hiervan op de golfvorm van de netstroom wordt verder behandeld in de volgende paragrafen.

4.1.3 Grenzen van de gemengde geleidingsmode in functie van het vermogen bij sinusoidale stroom

In paragraaf 4.1.2 werden de grenzen van de gemengde geleidingsmode berekend in functie van de (dimensieloze) ingangsconductantie G_e (γ). In het geval van een sinusoidale golfvorm van de netstroom en de netspanning, kunnen hieruit rechtstreeks grenzen berekend worden in functie van het ingaand vermogen van de gelijkrichter, aangezien het ingaand vermogen kan uitgedrukt worden als

$$P_{\text{in}} = G_e V_{\text{net}}^2. \quad (4.14)$$

De bovengrens (4.12) en de ondergrens (4.13) worden dan respectievelijk gegeven door

$$P_{\text{in}} > \frac{T_s}{2L} V_{\text{net}}^2 \quad (4.15)$$

voor werking in de continue geleidingsmode gedurende de gehele netperiode, en

$$P_{\text{in}} < \frac{T_s}{2L} \left(1 - \frac{\widehat{V}_{\text{net}}}{V_{\text{dc}}} \right) V_{\text{net}}^2 \quad (4.16)$$

voor werking in de onderbroken geleidingsmode gedurende de gehele netperiode, beide enkel geldig bij sinusoidale netstroom.

Wanneer de boostgelijkrichter echter in de gemengde geleidingsmode wordt gebruikt, zonder dat er maatregelen genomen worden om een goede werking te garanderen in die gemengde geleidingsmode (het onderwerp van dit hoofdstuk), zal de netstroom niet meer sinusoidaal verlopen. De ondergrens (4.16) zal dan niet meer geldig zijn. Een meer diepgaande studie van deze grenzen bij niet-sinusoidale stroom zal gebracht worden in paragraaf 4.3.2.

4.2 Parasitaire effecten bij de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode

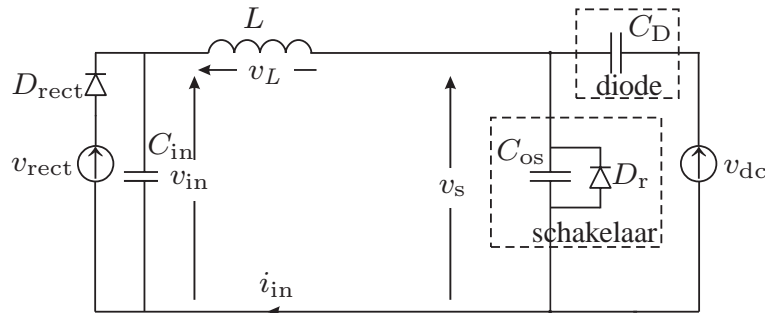
4.2.1 Invloed van werkelijke (niet-ideale) schakelaars

In paragraaf 4.1.1 werden de golfvormen van de boostconvector besproken in de onderbroken mode, in het geval van ideale schakelaars. In werkelijke toepassingen wordt voor de schakelaar S van de boostgelijkrichter (zie figuur 4.1) een MOSFET of een IGBT gebruikt. Het belangrijkste parasitaire element van deze componenten dat de golfvormen van paragraaf 4.1.1 kan verstoren, is hun uitgangscapaciteit C_{os} ³. De waarde van deze capaciteit hangt niet enkel af van het type van de schakelaar en zijn spannings- en stroomlimieten, maar is ook een niet-lineaire functie van de spanning v_s die over de schakelaar staat. Bij de parasitaire elementen van de diode D spelen twee factoren: de capaciteit en de hersteltijd. De invloed van deze effecten op de golfvormen en op de stroomregeling van de gelijkrichter worden in volgende paragrafen besproken.

Theoretische beschrijving van gedempte slingeren

Het sperren van de diode zal in het geval van een werkelijke diode minder ideaal gebeuren dan in paragraaf 4.1.1 werd voorgesteld. Tijdens de voorwaartse geleiding van de diode stapelen zich immers ladingen op aan de diodejunctie. Deze ladingsopstapeling zal echter trager afnemen dan de stroom door de diode, zodanig dat er op het ogenblik dat de stroom door de diode nul wordt nog steeds een zekere lading aanwezig is. Bijgevolg zal de diodejunctie nog steeds positief gepolariseerd zijn, zodanig dat de diode in geleiding blijft. De stroom zal dan ook verder dalen en dus negatief worden, zoals getoond in figuur 4.5. Deze toestand blijft duren tot alle ladingsdragers gerecombineerd zijn, op t_2 .

³Voor MOSFET's wordt deze meestal aangeduid als C_{oss} , voor IGBT's als C_{oes} . In dit werk zal C_{os} als algemene benaming gebruikt worden.



Figuur 4.4. Equivalent netwerk voor de boostgelijkrichter tijdens het interval $[t_2, t_3]$

Wanneer de opgestapelde lading uiteindelijk volledig verdwenen is en de diode uiteindelijk spert, op tijdstip t_2 in figuur 4.7(a), kan de converter voorgesteld worden door het equivalente netwerk van figuur 4.4. Aangezien de schakelaar S en de diode D niet in geleiding zijn, kunnen ze elk voorgesteld worden door hun parasitaire capaciteit. Bij de schakelaar wordt ook de (al dan niet intrinsieke) antiparallelle diode D_r getoond. Deze zal niet van belang zijn bij hoge waarden van de ingangsspanning, maar zal wel een rol spelen bij lage waarden. De voeding langs netzijde wordt voorgesteld door de gelijkgerichte netspanning $v_{\text{rect}} = \hat{V}_{\text{net}} |\sin(\omega_{\text{net}} t)|$ in serie met een diode D_{rect} , die de gelijkrichterbrug voorstelt. Wanneer er gekozen wordt voor een gelijkrichterbrug met een korte hersteltijd, zal deze diode D_{rect} verhinderen dat er stroom terugvloeit naar het net. In de meeste gevallen volstaat echter een “trage” diodebrug die als bruggelijkrichter enkel geschikt is voor signalen met de netfrequentie. Voor de hoogfrequente oscillaties die in deze paragraaf worden besproken, zullen dergelijke bruggelijkrichters beide stroomzinnen toelaten, aangezien de cyclustijd van de beschouwde oscillaties kleiner zal zijn dan de hersteltijd van de gelijkrichterdiodes. In het eerste geval, bij snelle diodes, zal de capaciteit C_{in} die in figuur 4.4 voorkomt, model staan voor de parasitaire capaciteit van de gelijkrichterdiodes of voor een extern toegevoegde condensator aan de gelijkspanningszijde. In het geval van trage diodes zal de capaciteit C_f van het ingangsfILTER hiermee in parallel komen te staan, wat betekent dat deze capaciteit C_{in} op dat ogenblik een grote waarde zal aannemen.

De randvoorwaarden voor het netwerk van figuur 4.4 op het ogenblik t_2 worden bepaald door de lengte van de hersteltijd van de diode. De ingangs- en uitgangsspanning zullen tijdens het herstel niet wijzigen, doch aangezien de stroom met een constante helling blijft dalen, zal de waarde van de stroom door de spoel afhankelijk zijn van de hersteltijd. De helling van de stroom tijdens de periode waar stroom blijft toenemen (bij de meeste diodes een derde tot de helft van de hersteltijd) wordt gegeven door $\frac{v_{\text{in}} - v_{\text{dc}}}{L}$, zodat de stroom op het ogenblik t_2 ge-

ven wordt door

$$i_{\text{in}}(t_2) = \frac{v_{\text{in}} - v_{\text{dc}}}{L} \Delta t. \quad (4.17)$$

Rekening houdend met praktische waarden van dit deel van de hersteltijd, gemiddeld ongeveer 30 ns voor de ultrasnelle diodes die gebruikt werden voor de experimentele convertor, en met de maximale helling van de stroom $-\frac{v_{\text{dc}}}{L}$, wordt een negatieve stroom bereikt van maximaal 12 mA. Bijgevolg kan het effect van het herstel van de diode verwaarloosd worden indien een voldoende snelle diode wordt gebruikt. De randvoorwaarden op t_2 worden dan

$$v_{\text{in}} = v_{\text{rect}}, \quad v_{\text{s}} = v_{\text{dc}} \quad \text{en} \quad i_{\text{in}} = 0 \text{ A}. \quad (4.18)$$

In het geval dat er toch een trage diode wordt gebruikt, wordt de randvoorwaarde voor de stroom door de spoel gegeven door (4.17). Aangezien volgens de randvoorwaarden (4.18) op t_2 de spanningen aan weerszijden van de spoel niet in evenwicht zijn, zal er een transiënt ontstaan, met een oscillatie tussen de spoel en de verschillende capaciteiten tot gevolg. Indien de capaciteit C_{in} klein is ten opzichte van de parasitaire capaciteiten C_{os} en C_{D} , zal de spanning over de schakelaar in het interval $[t_2, t_3]$ ongeveer gelijk blijven aan de uitgangsspanning v_{dc} (zie figuur 4.6). De oscillatie op de ingangsspanning kan dan benaderend beschreven worden door

$$v_{\text{in}}(t) = v_{\text{dc}} - (v_{\text{dc}} - v_{\text{rect}}) \cos(\omega_{\text{n},1}(t - t_2)), \quad (4.19)$$

waarbij $\omega_{\text{n},1}$ de pulsatie van de oscillatie is, gegeven door $1/\sqrt{LC_{\text{in}}}$. Merk op dat de ingangsspanning hierbij in het slechtste geval kan oplopen tot tweemaal de uitgangsspanning, wat een ontoelaatbare spanningspiek op de gelijkrichterbrug zou teweegbrengen. Deze situatie wordt vermeden door het gebruik van trage diodes in de gelijkrichterbrug of door het plaatsen van een condensator met voldoende capaciteitswaarde aan de gelijkstroomzijde van de diodebrug.

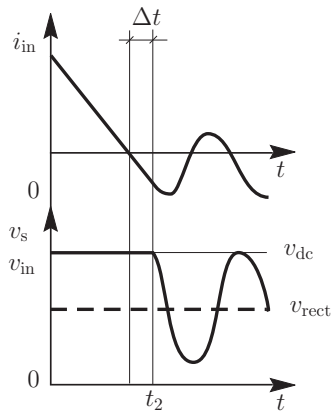
Indien hieraan voldaan is, dan zal tijdens de oscillatie de spanning v_{in} over de ingangscapaciteit ongeveer constant blijven en gelijk zijn aan de gelijkgerichte netspanning v_{rect} . Bijgevolg zal de oscillatie tijdens het interval $[t_2, t_3]$ (figuur 4.7(a)) gedomineerd worden door de zelfinductie L van de spoel en door de capaciteiten C_{os} en C_{D} . Indien we veronderstellen dat deze capaciteiten zich lineair gedragen, dan kunnen de spanning v_{s} over de schakelaar en de stroom i_{in} door de spoel benaderend worden uitgedrukt als

$$v_{\text{s}}(t) = v_{\text{rect}} + (v_{\text{dc}} - v_{\text{rect}}) \cos(\omega_{\text{n}}(t - t_2)) \quad (4.20)$$

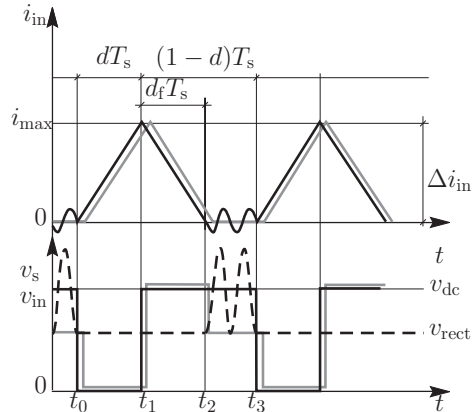
$$i_{\text{in}}(t) = -\frac{v_{\text{dc}} - v_{\text{rect}}}{Z_{\text{n}}} \sin(\omega_{\text{n}}(t - t_2)), \quad (4.21)$$

met

$$\omega_{\text{n}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{n}}}} \quad \text{en} \quad Z_{\text{n}} = \sqrt{\frac{L}{C_{\text{n}}}}. \quad (4.22)$$



Figuur 4.5. Herstel van de diode na voorwaartse geleiding



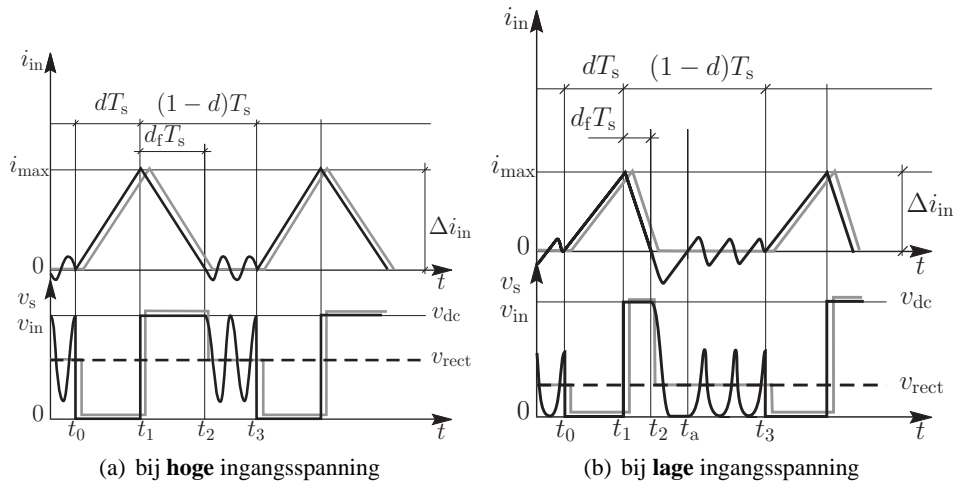
Figuur 4.6. Theoretische golfvormen voor spanningen v_{in} (streeplijn onder) en v_s (volle lijn onder) en stroom i_{in} (boven) voor $C_n \gg C_{in}$

De capaciteit C_n in deze uitdrukkingen is gelijk aan de parallelschakeling van de parasitaire capaciteiten van de schakelaar en de diode, $C_n = C_{os} + C_D$. Bij een goed ontwerp van de converter zal de karakteristieke impedantie Z_n van het tweede-ordessysteem doorgaans veel groter zijn dan de parasitaire serie weerstand in dit netwerk. Bijgevolg zal deze oscillatie nauwelijks worden gedempt, zodat ze slechts zal beëindigd worden bij het inschakelen van de schakelaar op het ogenblik t_3 , zie figuur 4.7(a). Voor lage waarden van de pulswijdteverhouding kan het interval $[t_2, t_3]$ behoorlijk lang zijn, zodat meerdere oscillatiecycli kunnen optreden. De golfvormen worden beschreven door de zwarte curves in figuur 4.7(a). Ter vergelijking zijn ook de ideale golfvormen in het grijs weergegeven.

De golfvormen van de spanning over de schakelaar en de stroom door de spoel bij lage waarde van de ingangsspanning worden getoond in figuur 4.7(b). Wanneer de ingangsspanning lager is dan de helft van de uitgangsspanning⁴, zal de spanning over de schakelaar volgens (4.20) negatieve waarden aannemen. Wanneer in het circuit geen antiparallelle diode D_r is voorzien en de schakelaar geen intrinsieke antiparallelle diode bezit, zullen deze negatieve spanningen aanleiding geven tot snel toenemende stromen, die een beschadiging van de schakelaar tot gevolg kunnen hebben. Daarom dient zo'n antiparallelle diode steeds (intrinsiek of extern toegevoegd) aanwezig te zijn.

Wanneer nu een antiparallelle diode aanwezig is, en wanneer de ingangscapacitor C_{in} voldoende groot gekozen is, dan zal de spanning over de schakelaar vanaf het ogenblik t_2 waarop de stroom nul wordt, snel dalen tot 0 V, na een korte

⁴Merk op dat deze voorwaarde wijzigt wanneer de capaciteit niet-lineair is.



Figuur 4.7. Theoretische golfvormen voor spanningen v_{in} (streeplijn onder) en v_s (volle lijn onder) en stroom i_{in} (boven) voor $C_n \ll C_{in}$

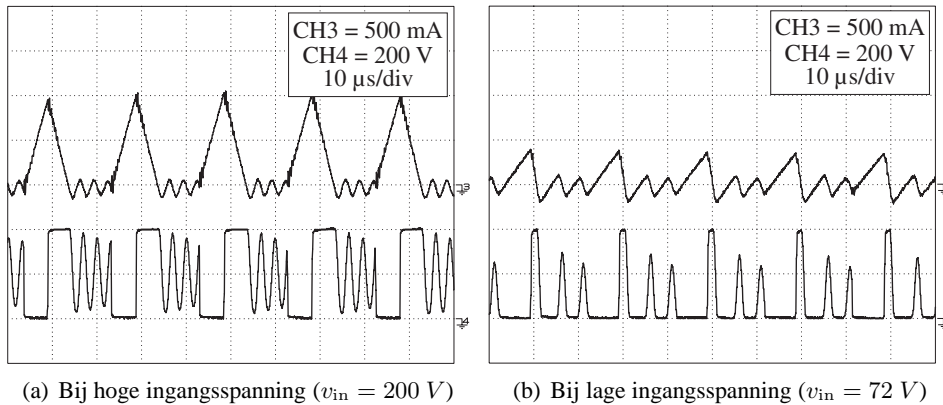
herstelperiode van de diode. Vanaf het ogenblik waarop deze spanning bereikt is, gaat de diode in geleiding en zal de spanning over de schakelaar nul blijven, terwijl de energie die opgeslagen zit in de spoel, naar de ingangscapacitor C_{in} vloeit. Bijgevolg zal de spanning over de ingangscapacitor toenemen tot op het ogenblik dat de stroom weer positief wordt (ogenblik t_a). De waarde die de ingangsspanning op dit ogenblik bereikt, zal lichtjes hoger zijn dan de gelijkgerichte netspanning, aangezien de energie die op het tijdstip t_2 zowel in C_{in} als in C_n opgeslagen zat, op t_a volledig is overgegaan naar de ingangscapacitor. De resulterende ingangsspanning op tijdstip t_a kan nu uitgedrukt worden door het schrijven van een energiebalans

$$\frac{1}{2}C_{in}v_{in}^2 = \frac{1}{2}C_{in}v_{rect}^2 + \frac{1}{2}C_n v_{dc}^2, \quad (4.23)$$

wat leidt tot

$$v_{in} = \sqrt{v_{rect}^2 + \frac{C_n}{C_{in}}v_{dc}^2}. \quad (4.24)$$

De niet-lineariteit van de parasitaire capaciteit van de schakelaar en de diode kan eventueel in rekening gebracht worden door de tweede term van het rechterlid in (4.23) te vervangen door de totale energie opgeslagen in beide capaciteiten op het ogenblik t_2 . De resulterende toename in de ingangsspanning v_{in} zal vooral belang hebben bij heel lage waarden van de ingangsspanning, aangezien de tweede term van het rechterlid van (4.23) onafhankelijk is van de ingangsspanning. Bovendien is de verhouding tussen C_n en C_{in} relatief klein.



Figuur 4.8. Oscillatie van de ingangsstroom (bovenste curve) en de spanning over de schakelaar (onderste curve) in de onderbroken geleidingsmode

Vanaf het tijdstip t_a zal opnieuw een oscillatie van start gaan, die zal doorgaan tot het tijdstip t_3 , waarop de schakelaar opnieuw wordt ingeschakeld. Indien de waarde van de parasitaire capaciteit C_n lineair wordt verondersteld, kunnen de spanning v_s en de stroom i_{in} uitgedrukt worden als

$$v_s(t) = v_{in}[1 - \cos(\omega_n(t - t_a))] \quad (4.25)$$

$$i_{in}(t) = \frac{v_{in}}{Z_n} \sin(\omega_n(t - t_a)). \quad (4.26)$$

De waarden van Z_n en ω_n uit (4.25) en (4.26) worden gegeven door (4.22). De spanning over de schakelaar zal met andere woorden oscilleren tussen nul en het dubbele van de spanning over C_{in} op tijdstip t_a . De niet-lineariteit van de parasitaire capaciteiten zal ervoor zorgen dat de oscillatie niet sinusoidaal zal verlopen, zoals ruw geschetst in figuur 4.7(b).

Experimentele resultaten

Voor het bekomen van de experimentele resultaten, werd opnieuw een beroep gedaan op de experimentele boostgelijkrichter met parameters (3.19), ontworpen voor de werking in de continue geleidingsmode. Deze gelijkrichter, die ontworpen is voor een vermogen van 1 kW, zal gedurende de volledige netperiode in de onderbroken mode werken wanneer het vermogen van de omzetter beneden de 97 W daalt (zie de bespreking in paragraaf 4.3.2).

Vooreerst worden de theoretische golfvormen, geschetst in figuren 4.7(a) en 4.7(b), experimenteel geverifieerd. Bij een hogeingangsspanning (200 V in figuur 4.8(a)) treden er in de spanning over de schakelaar inderdaad belangrijke

oscillaties op met een grote amplitude. De oscillatie blijkt vrijwel sinusoidaal te verlopen. In dit spanningsbereik gedraagt de parasitaire capaciteit zich immers vrij lineair. Ook de overeenkomstige oscillatie in de stroom blijkt sinusoidaal te zijn. Dit is niet langer het geval bij een lage ingangsspanning (72 V in figuur 4.8(b)), waar de spanning over de schakelaar nul bereikt. Hier neemt de parasitaire capaciteit drastisch toe naarmate de spanning over de schakelaar daalt. Dit zal in de oscillatie te merken zijn als een relatief lange periode met lage spanning, ten opzichte van de korte hoge pieken die door de spanningsoscillatie veroorzaakt worden. Merk ook op dat de spanning over de schakelaar eerst een tijdje nul blijft, vooraleer de werkelijke oscillatie van start gaat (cfr. interval $[t_2, t_a]$ in figuur 4.7(b)). De overeenkomstige negatieve piek in de ingangsstroom is merkbaar groter dan de daaropvolgende negatieve pieken van de oscillatie. Dit wijst op de stroom die de condensator C_{in} oplaadt tot een spanning hoger dan de ingangsspanning.

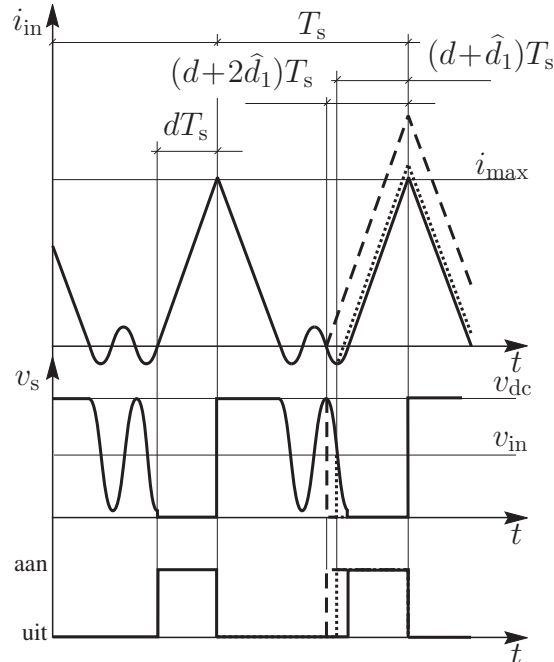
4.2.2 Vervorming van de ingangsstroom door parasitaire oscillaties

In de voorgaande paragraaf werd een beschrijving gegeven van de golfvormen van een boostconverteer in de onderbroken geleidingsmode bij een constante pulswijdteverhouding. In deze paragraaf zal worden nagegaan wat de invloed is van deze parasitaire oscillaties op de netstroom van een boostconverteer gebruikt als actieve gelijkrichter.

In het geval van ideale schakelaars is de piekwaarde van de ingangsstroom evenredig met de pulswijdteverhouding, aangezien de stroom steeds op nul vertrekt aan het begin van de schakelperiode en aangezien de stroom lineair toeneemt. Dit levert dus voor de piekwaarde:

$$i_{\max} = \frac{dT_s v_{in}}{L}. \quad (4.27)$$

Bijgevolg zou men verwachten dat de toename van de piekstroom bij een verandering van de pulswijdteverhouding evenredig is met de toename van de pulswijdteverhouding. In figuur 4.9 wordt echter duidelijk aangetoond dat dit in het geval van werkelijke schakelaars niet steeds het geval is. Zo brengt een toename \hat{d}_1 in de pulswijdteverhouding nauwelijks een toename van de ingangsstroom teweeg (stippellijn in figuur 4.9), terwijl een toename van de pulswijdteverhouding met $2\hat{d}_1$ meteen een veel grotere toename in de stroom veroorzaakt (streeplijn in figuur 4.9). De grootte van deze toename is hierbij afhankelijk van de ogenblikkelijke waarde van de stroom op tijdstip t_3 . Dit alles betekent dat ook de transfert van de pulswijdteverhouding naar de ingangsstroom afhangt van de grootte van de aangelegde stap en bovendien, door de parasitaire aard van de oscillatie, onvoorspelbaar is. Dit kan bij een actieve gelijkrichter leiden tot onvoorspelbaar gedrag van de ingangsstroom, met als gevolg een vervorming van de netstroom of zelfs



Figuur 4.9. Golfvormen van de boostconverter bij verschillende stappen in de pulswijdteverhouding

oscillaties. De bandbreedte van de stroomregelkring wordt bij deze toepassingen immers vrij hoog gekozen om de converter toe te laten snel te reageren op kleine veranderingen in de ingangsstroom.

Behalve variaties in de pulswijdteverhouding kunnen ook variaties in de ingangsspanning voldoende zijn om vervorming van de netstroom te bekomen, zelfs wanneer de pulswijdteverhouding constant is (bv. bij werking als spanningsvolger, zie paragraaf 2.4.5), of traag varieert (ten gevolge van een lage versterking van de regelaar). De reden is dat de totale geleidingsduur van de stroom $(d + d_f)T_s$ gedurende één schakelperiode, afhankelijk is van de ingangsspanning. De voltseconde-balans van de spanning over de spoel L leidt immers tot

$$dT_s v_{in} = d_f T_s (v_{dc} - v_{in}), \quad (4.28)$$

waardoor d_f kan uitgedrukt worden in functie van de ingangs- en uitgangsspanning en van de pulswijdteverhouding

$$d_f = \frac{dv_{in}}{v_{dc} - v_{in}}. \quad (4.29)$$

Bijgevolg zal de lengte van het interval $[t_2, t_3]$ variëren als functie van de ingangsspanning, waardoor de fasehoek van de oscillatie bij inschakelen van de

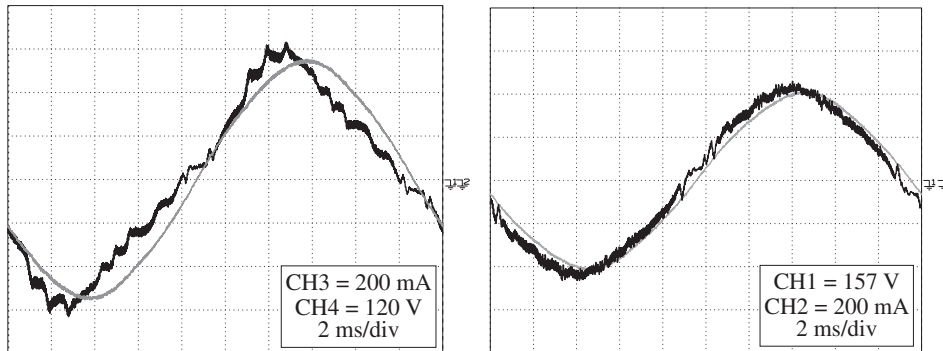
schakelaar op t_3 zal veranderen doorheen een netperiode. Daardoor zal het inschakelen van de schakelaar telkens bij een andere waarde van de ogenblikkelijke ingangsstroom gebeuren. De netstroom krijgt een harmonische vervorming met een behoorlijk grote amplitude.

Deze vaststellingen worden experimenteel geverifieerd in figuren 4.10(a) tot 4.10(c), aan de hand van drie experimenten. In een eerste experiment werd gekozen voor een stroomregelaar die afgesteld is voor werking in de continue geleidingsmode, zoals bepaald in paragraaf 3.2⁵. Zoals in paragraaf 4.4.1 zal worden aangetoond, is de versterking van de transfertfunctie van pulswijdteverhouding naar ingangsstroom veel lager in de onderbroken geleidingsmode dan in de continue geleidingsmode. Dit betekent dat de versterking van de totale stroomregelkring bij gebruik van deze regelaar in de onderbroken mode laag is, zodat de regelaar te traag zal reageren om de variaties in de ingangsstroom die een gevolg zijn van de parasitaire oscillaties, te corrigeren. De resulterende golfvorm van figuur 4.10(a) vertoont dan ook bulten in de zones waar het inschakelen van de schakelaar plaatsvindt tijdens de positieve cycli van de oscillatie in de ingangsstroom, en dips op de plaatsen waar het inschakelen gebeurt tijdens de negatieve cycli.

Wanneer de versterking van de regelaar verhoogd wordt, zodat de netstroom volgens de theorie van paragraaf 4.4.1 wel sinusoidaal zou moeten zijn, blijft er echter vervorming aanwezig. De vervorming, getoond in figuur 4.10(b), uit zich niet langer in pieken en dalen, zoals in figuur 4.10(a). Door de hogere versterking van de regelaar, zal deze regelaar feller reageren op de storingen, waardoor een instabiel gedrag zichtbaar wordt. Door de snellere variaties in de pulswijdteverhouding volgen de zones waarbij de aan-tijd van de schakelaar start tijdens een negatieve cyclus van de oscillatie, nu veel sneller op de zones met start in een positieve cyclus, waardoor de stroom binnen enkele schakelperioden kan heen en terug geslingerd worden.

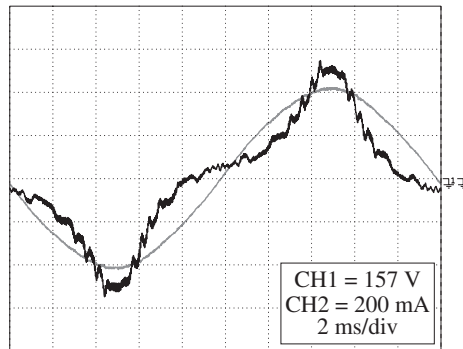
Een derde experiment werd uitgevoerd om uit te vinden wat de invloed is van de oscillaties op de golfvormen van de convertor in het geval waarbij geen ingangsstroomregelaar gebruikt wordt, zoals bij het gebruik van een boostconvertor als spanningsvolger (een voorbeeld hiervan wordt gegeven in [Simonetti1999]). Wanneer de uitgangsspanning klein is, dan zullen de variaties van de uitgangsspanning klein zijn, zodanig dat de pulswijdteverhouding vrijwel constant gehouden wordt. Ondanks deze constante pulswijdteverhouding vertoont de golfvorm van de netstroom in figuur 4.10(c) een belangrijke vervorming. De reden hiervoor is dat de totale geleidingsduur van de ingangsstroom tijdens een schakelperiode, $(d + d_f)T_s$, volgens (4.29) afhankelijk is van de ingangsspanning. Aangezien de ingangsspanning sinusoidaal varieert in de tijd, zal

⁵Voor deze experimenten werd wel reeds rekening gehouden met de correcties van de bemonstering die worden voorgesteld in paragraaf 4.3.3



(a) met regelaar voor de continue geleidingsmode

(b) met regelaar voor de onderbroken geleidingsmode



(c) met constante pulswijdteverhouding

Figuur 4.10. Vervorming van de netstroom van de boostgelijkrichter door de invloed van parasitaire oscillaties

ook deze geleidingsduur variëren in de tijd, waardoor opnieuw een afwisseling wordt bekomen tussen zones met inschakeling tijdens een positieve en tijdens een negatieve cyclus van de stroomoscillatie.

4.2.3 Het gebruik van een snubber en de invloed van de keuze van de schakelaar

Vermindering van de amplitude van de oscillaties

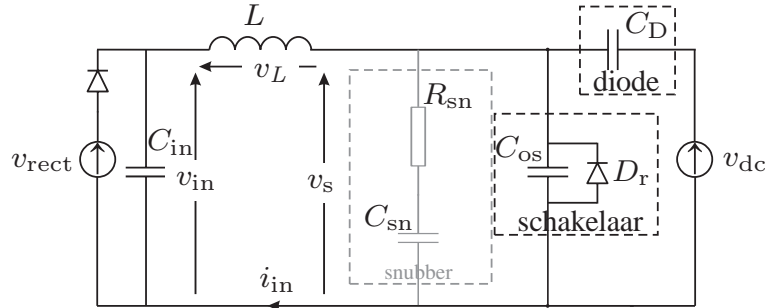
In vorige paragraaf werd aangetoond dat het optreden van parasitaire oscillaties van de ingangsstroom kunnen leiden tot vervorming van de netstroom of instabiliteit van de stroomregelkring. Aangezien de gemiddelde waarde van de ingangsstroom in een schakelperiode sterk blijkt af te hangen van de ogenblikkelijke

waarde van de stroom bij inschakelen van de schakelaar, zal elke oplossing die de amplitude van de oscillatie vermindert, dit effect verzwakken. Uit (4.21) blijkt dat een eerste manier om de amplitude van de oscillatie te verminderen te vinden is bij een juiste keuze van de schakelaar en de diode. Indien het namelijk zou mogelijk zijn om hiervoor componenten te kiezen met een zo laag mogelijke parasitaire capaciteit, zou dat leiden tot een grote waarde voor de karakteristieke impedantie van de oscillatie, en dus een lagere amplitude van de stroom tijdens de oscillatie, zoals blijkt uit (4.21) en (4.26). Praktisch gezien komt dit erop neer de schakelaars niet te overbemeten, aangezien de uitgangscapaciteit voor een bepaald type schakelaar sterk gerelateerd is met de maximale stroom die de component aankan. De stroomlimieten voor de schakelaars moeten echter voldoende hoog zijn, om ook tijdens vollast, in de continue geleidingsmode, te voldoen. Bijgevolg is de winst die hier kan gemaakt worden erg beperkt. Een tweede mogelijkheid is een IGBT te verkiezen boven een MOSFET, aangezien de parasitaire capaciteit van een IGBT kleiner is dan die van een MOSFET met gelijkaardige stroom- en spanningslimieten. Desondanks blijven deze parasitaire effecten bestaan, ongeacht de uiteindelijke keuze van de schakelaar.

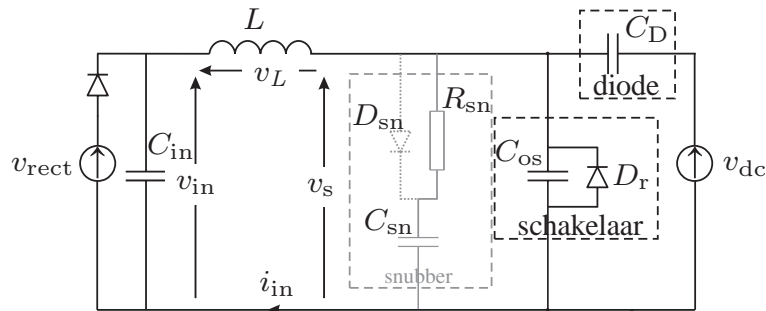
Gebruik en keuze van een snubber

Aangezien de parasitaire slingeren onvoldoende kunnen verminderd worden door een goede keuze van de schakelaar, moeten deze oscillaties gedempt worden door middel van een snubber [De Gussemé2003b]. Uit de vele snubbertopologieën die mogelijk zijn [Todd1993], wordt in eerste instantie gekozen voor een eenvoudige RC-snubber (grijze volle lijnen in figuur 4.11, zonder diode D_{sn}), ten einde het principe duidelijk te maken. In [Todd1993] worden enkele vuistregels aangereikt die leiden tot een bijna-kritische demping van een tweede-ordessysteem bestaande uit een inductantie en een capaciteit door middel van een RC-snubber. Hierbij zal de snubberweerstand gelijk gekozen worden aan de karakteristieke impedantie van de oscillatie Z_n . De capaciteitswaarde van C_{sn} moet hierbij voldoende groot gekozen worden om de oscillatie te kunnen beïnvloeden, wat betekent dat deze groter moet zijn dan de som van de parasitaire capaciteiten van de schakelaar en de diode. Anderzijds zullen grotere waarden voor deze capaciteit aanleiding geven tot een sterke toename van de schakelverliezen in de convertor. De beste keuze voor C_{sn} ligt volgens [Todd1993] dan ook ongeveer op driemaal de totale parasitaire capaciteit C_n . In wat volgt zal naar deze keuze gerefereerd worden als $(RC)_{krit}$.

Wanneer deze snubber nu aan het systeem wordt toegevoegd, zal de energie van de oscillatie in de snubber worden gedissipeerd, waardoor de amplitude van de oscillatie in de ingangsstroom snel zal verminderen. Bijgevolg zal de ingangsstroom i_{in} in de meeste gevallen nul zijn op het ogenblik dat de schakelaar opnieuw wordt ingeschakeld, waardoor de vervorming van de netstroom aanzienlijk zal vermin-



Figuur 4.11. Equivalent netwerk voor de boostgelijkrichter tijdens het interval $[t_2, t_3]$, met toevoeging van een RC-snubber



Figuur 4.12. Equivalent netwerk voor de boostgelijkrichter tijdens het interval $[t_2, t_3]$, met toevoeging van een RCD-snubber

deren. Bij het toepassen van deze snubber zullen de schakelverliezen van de converter echter drastisch toenemen, zowel in de onderbroken geleidingsmode als in de continue geleidingsmode. Deze verliezen kunnen eenvoudig worden berekend als

$$P_s = f_s C_{sn} v_{dc}^2. \quad (4.30)$$

Hieruit volgt dat het toch belangrijk blijft om bij de keuze van schakelaar rekening te houden met een zo laag mogelijke waarde van de parasitaire capaciteit. Schakelaars met een kleinere parasitaire capaciteit hebben immers een lagere waarde nodig voor de snubbercapaciteit, waardoor ook de schakelverliezen lager zullen uitvallen. In vele gevallen is het echter niet nodig om kritische demping te bereiken, waardoor een compromis kan gevonden worden tussen een verbeterde golfvorm en de bijkomende schakelverliezen, veroorzaakt door de snubber.

Een andere manier om de schakelverliezen te verminderen, is het gebruik van een gepolariseerde snubber, bijvoorbeeld een RCD-snubber (zie figuur 4.12 met diode D_{sn}). Wanneer de parameters van de snubber zodanig gekozen zijn dat kritische

damping bereikt wordt, dan zal de amplitude van de oscillatie na één (negatieve) halve cyclus in principe al tot nul gereduceerd zijn, waardoor in de daaropvolgende positieve halve cyclus eigenlijk geen verdere damping meer nodig is. De damping die met deze RCD-snubber bekomen wordt is dus vrijwel gelijk aan de damping bekomen met de parameters $(RC)_{\text{krit}}$. Bovendien zal de RCD-snubber het systeem niet dempen bij het uitschakelen van de schakelaar S aangezien de weerstand R_{sn} kortgesloten wordt door middel van diode D_{sn} . Dit betekent ook dat de snubberweerstand bij deze schakelflanken geen vermogen zal dissiperen, terwijl de damping op deze plaats toch overbodig was. Door de snubbercondensator parallel te plaatsen aan de uitgangscapaciteit van de schakelaar, is bovendien voldaan aan de voorwaarden voor spanningsloos uitschakelen⁶ van de schakelaar. De schakelverliezen kunnen dus in totaal met minstens 50 % verminderd worden ten opzichte van het gebruik van een eenvoudig RC-snubber met dezelfde parameters (zie ook de experimentele resultaten).

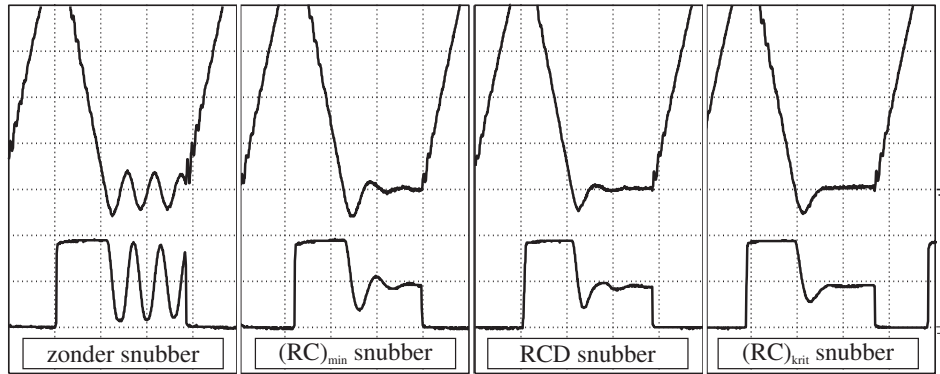
Door het gebruik van deze RC- of RCD-snubbers zal de oscillatie snel in amplitude afnemen, waardoor de stroomregelkring zich zal stabiliseren, en waardoor de distorsie van de netstroom zal verminderen. De eerste negatieve piek van de oscillatie in de stroom wordt door deze snubbers echter nauwelijks aangepakt. Hierdoor zal er toch steeds een kleine vervorming van de netstroom blijven optreden bij werking op de grens tussen de continue geleidingsmode en de onderbroken geleidingsmode.

Experimentele resultaten

Vooreerst wordt een vergelijking gemaakt van de verschillende snubbertypes die hierboven werden aangehaald: een RC-snubber met kritische damping $[(RC)_{\text{krit}}]$, een RCD-snubber, en een RC-snubber met onderkritische damping $[(RC)_{\text{min}}]$. De damping van de oscillatie door de verschillende snubbers wordt vergeleken in figuur 4.13. Ook de golfvormen van de oscillatie zonder gebruik van een snubber is weergegeven. Kritische damping biedt duidelijk het beste resultaat wat betreft de verzwakking van de oscillatie. De damping die bereikt wordt met de RCD-snubber en de niet-kritische RC-snubber, is niet volmaakt. Desondanks is de amplitude van de stroom in deze gevallen reeds sterk gereduceerd bij het opnieuw inschakelen van de schakelaar.

Om de invloed van de keuze van de schakelaar en de diode aan te tonen, werden voor deze paragraaf drie verschillende combinaties genomen. Bij de eerste keuze (zie tabel 4.1) werden een MOSFET en een diode gekozen die eigenlijk overbemeten zijn voor het vermogen van de convertor: de maximale stroom voor de MOSFET SPP20N60S5 bedraagt 20 A, voor de diode RURP3060 30 A. Bij een tweede keuze werden de stroomlimieten van de MOSFET en de diode zo dicht

⁶Engels: Zero-voltage turn-off.



Figuur 4.13. Damping van de oscillatie met verschillende snubbertypes

mogelijk bij de werkelijke benodigde waarden gekozen: de IRF840 is voorzien voor een stroom van 8 A, evenals diode RURP860. Tenslotte werd in een laatste geval gepoogd de parasitaire capaciteit van de schakelaar nog verder te verminderen door een IGBT te kiezen als schakelaar. De stroomlimiet van de gekozen IGBT SGP10N60 is 10 A.

Vervolgens werden verschillende snubberparameters bepaald met de methode beschreven in voorgaande paragraaf: voor elk van de drie combinaties van schakelaar en diode werd een RC-snubber met kritische demping $[(RC)_{\text{krit}}]$, een RCD-snubber, en een RC-snubber met onderkritische demping $[(RC)_{\text{min}}]$ bepaald. De parameters van de RCD-snubbers werden telkens gelijk gekozen aan de parameters noodzakelijk voor kritische demping [Todd1993]. De bekomen parameters voor de eerste combinatie zijn

$$\begin{cases} R_{\text{krit}} = 2.2 \text{ k}\Omega, & C_{\text{krit}} = 690 \text{ pF}, \\ R_{\text{min}} = 3 \text{ k}\Omega, & C_{\text{min}} = 320 \text{ pF} \end{cases} \quad (4.31)$$

Voor de andere combinaties kan de waarde van de snubbercapaciteit C_{sn} sterk verminderd worden, aangezien de parasitaire capaciteit van zowel de diode als van de schakelaar veel lager is. De reductie is bovendien groter in het geval van een IGBT (derde combinatie) dan in het geval van een MOSFET (tweede combinatie) als schakelaar. De parameters van de tweede combinatie zijn

$$\begin{cases} R_{\text{krit}} = 2.2 \text{ k}\Omega, & C_{\text{krit}} = 470 \text{ pF}, \\ R_{\text{min}} = 3 \text{ k}\Omega, & C_{\text{min}} = 220 \text{ pF} \end{cases} \quad (4.32)$$

en voor de derde combinatie

$$\begin{cases} R_{\text{krit}} = 3 \text{ k}\Omega, & C_{\text{krit}} = 320 \text{ pF}, \\ R_{\text{min}} = 3 \text{ k}\Omega, & C_{\text{min}} = 220 \text{ pF} \end{cases} \quad (4.33)$$

Tabel 4.1. Invloed van de schakelaar, de diode en het snubbertype op het rendement van de boostgelijkrichter

		$P_{in}=70\text{ W}$				$P_{in}=1\text{ kW}$			
schakelaar	diode	(RC) _{krit}	RCD	(RC) _{min}	geen	(RC) _{krit}	RCD	(RC) _{min}	geen
SPP20N60S5	RURP3060	91.6	94.3	94.3	96.6	96.3	96.8	96.6	97.0
IRF840	RURP860	92.3	94.5	94.3	96.5	95.6	96.3	95.8	96.0
SGP10N60	RURP860	91.5	93.3	92.2	93.8	95.7	95.9	95.8	96.0

Om een volledig beeld te hebben van wat nu de beste oplossing is voor een werkelijke toepassing, moeten echter ook andere parameters in rekening worden gebracht, zoals het rendement van de gelijkrichter en de kostprijs van de componenten. Tabel 4.1 geeft een overzicht van de gemeten rendementen van de converter bij de verschillende combinaties van schakelaar en diode, alsook bij toepassing van de verschillende snubbers. Voor de rendementsmeting werd hier het universeel vermogenmeettoestel Voltech PM3000 gebruikt. Uit deze tabel volgen enkele trends:

- Het rendement van de converter bij gebruik van de combinatie SPP20N60S5-RURP3060 is bij vollast merkbaar hoger dan bij de andere combinaties. Dit is een gevolg van de lagere geleidingsverliezen die optreden bij schakelaars die ontworpen zijn voor hogere stromen.
- Bij laag vermogen (70 W) is het rendement van beide MOSFET-combinaties SPP20N60S5-RURP3060 en IRF840-RURP860 vergelijkbaar.
- Het verschil in rendement tussen de MOSFET IRF840 en de IGBT SGP10N60 is beperkt bij vollast, maar wordt aanzienlijk wanneer het vermogen wordt verlaagd. De rendementsverbetering die bereikt wordt door de keuze van een kleinere snubbercapaciteit bij de IGBT, weegt blijkbaar niet op tegen de andere verliezen die kleiner zijn bij de MOSFET dan bij de IGBT.
- Wat betreft snubbertype, zal de RCD-snubber in alle gevallen het hoogste rendement geven. Dit type is bijgevolg te verkiezen boven de ander types.

Verder werd een vergelijking gemaakt van de prijzen van de verschillende componenten. De prijzen zijn samengevat in tabel 4.2 voor 1000 stuks. Voor elke component werd de laagste prijs genomen die kon gevonden worden in de on-line

Tabel 4.2. Vergelijking van de prijzen van de verschillende combinaties voor 1000 stuks

schakelaar		diode		combinatie
type	prijs	type	prijs	prijs
SPP20N60S5	2,131 €	RURP3060	0,928 €	3,059 €
IRF840	0,576 €	RURP860	0,411 €	0,987 €
SPG10N60	0,731 €	RURP860	0,411 €	1,142 €

catalogi van leverancier FARNELL in one, de fabrikant⁷ en een verdeler voor die fabrikant⁸.

Uit deze vergelijking van de prijzen kunnen volgende conclusies worden getrokken:

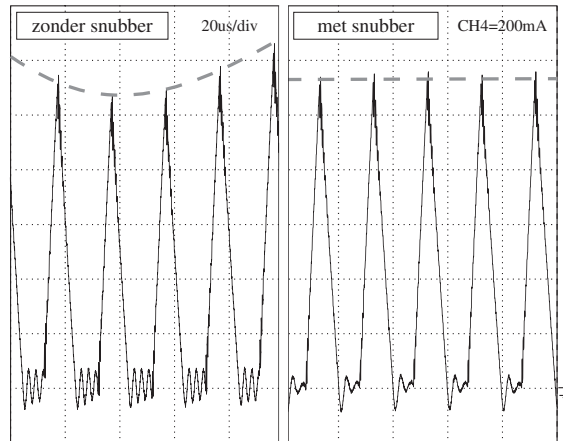
- De prijs van de combinatie SPP20N60S5-RURP3060 ligt zo'n drie keer hoger dan de prijs van de combinatie IRF840-RURP860.
- De prijs van de combinatie SGP10N60-RURP860 is ongeveer gelijk aan de prijs van de combinatie IRF840-RURP860.

De combinatie SPP20N60S5-RURP3060 blijkt met andere woorden de beste keuze te zijn voor wat betreft rendement. Wanneer de prijs van de schakelaars echter meer doorweegt dan het rendement van de convertor, kan men zich voordeel doen door een goedkopere combinatie te kiezen zoals de combinatie IRF840-RURP860. In elk geval zal men er in het beschouwde vermogenbereik steeds goed aan doen een MOSFET te prefereren boven een IGBT, wegens de betere performantie in het beschouwde vermogengebied.

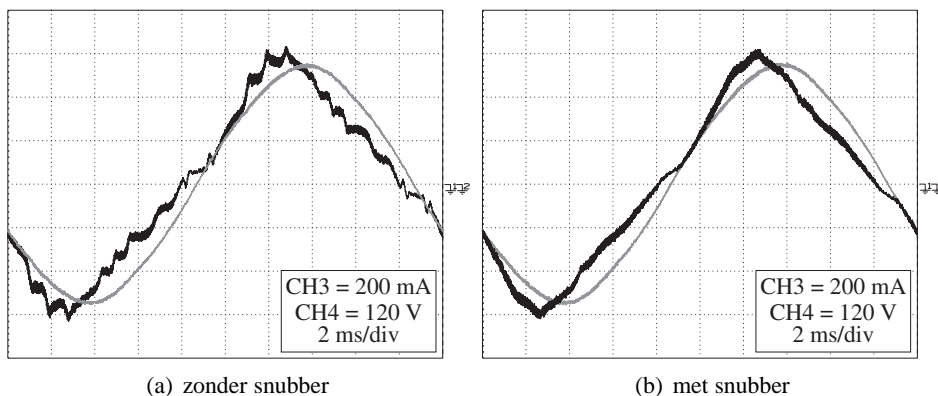
Tenslotte wordt de invloed van de snubber op de vervorming van de netstroom besproken aan de hand van enkele experimentele golfvormen. In figuur 4.14 is een detailweergave getoond van de golfvorm van de ingangsstroom over enkele schakelperioden in twee gevallen: links zonder snubber, rechts met de ondergedempte RC-snubber. Wanneer geen snubber wordt toegepast, hangt de piekwaarde die de stroom bereikt (en dus ook de gemiddelde waarde over een schakelperiode) sterk af van de waarde van de stroom bij inschakelen van de schakelaar. Binnen het tijdsbestek van enkele perioden geeft dit blijkbaar aanleiding tot een snelle variatie, geïllustreerd door de grijze streeplijn die de piekwaarden verbindt. In het

⁷Infineon voor componenten SPP20N60S5 en SGP10N60, Fairchild Semiconductor voor de andere.

⁸EBV Elektronik voor de Infineon-producten en Digi-Key.com voor Fairchild Semiconductor.



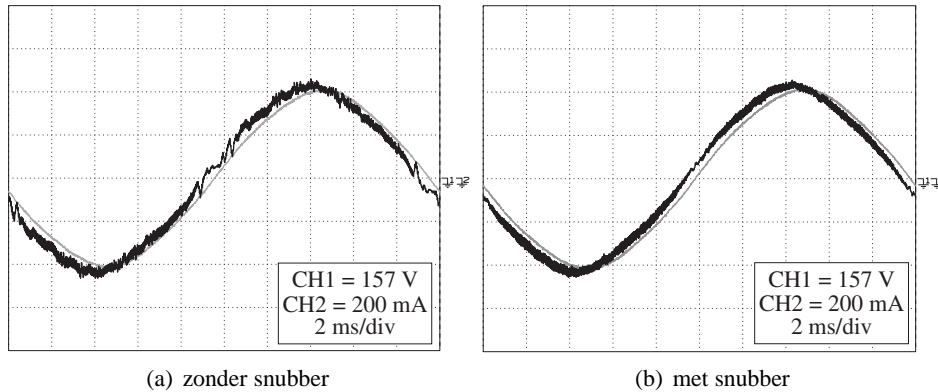
Figuur 4.14. Variaties in de piekstroom met en zonder snubber



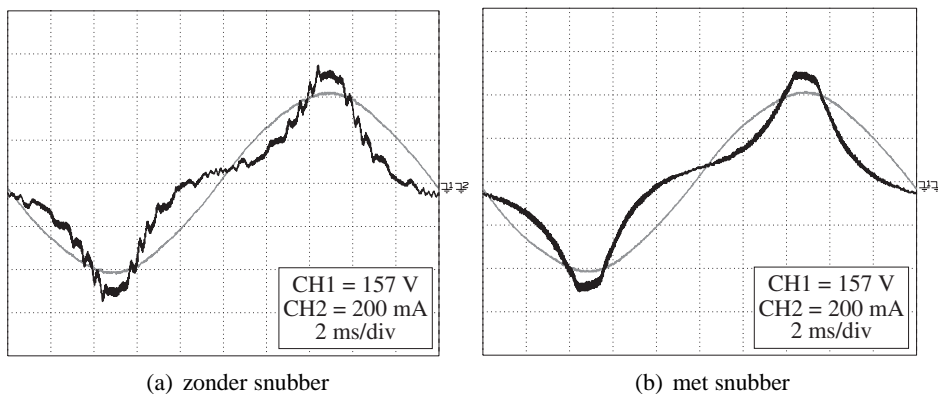
Figuur 4.15. Netstroom (zwart) en netspanning (grijs) van de boostgelijkrichter bij een regelaar ontworpen voor de continue geleidingsmode

rechter deel van figuur 4.14 valt op dat de invloed van de waarde van de ingangsstroom bij sluiten van de schakelaar veel kleiner is, waardoor de piekwaarden nauwelijks variëren over enkele schakelperioden.

Om de uiteindelijke invloed hiervan op de golfvormen van de netstroom na te gaan, worden de drie experimenten uit paragraaf 4.2.2 overgedaan met gebruik van een snubber. Figuur 4.15 toont de vergelijking van de golfvormen van de netstroom met en zonder snubber in het geval van een regelaar, ontworpen voor de continue geleidingsmode. De golfvorm van de netstroom verloopt met snubber veel geleidelijker, hoewel deze nog steeds niet sinusoidaal is. Dit is het gevolg van een te lage versterking van de regelaar (zie paragraaf 4.4.1). Ook in het geval van een regelaar die geoptimaliseerd is voor werking in de onderbroken ge-

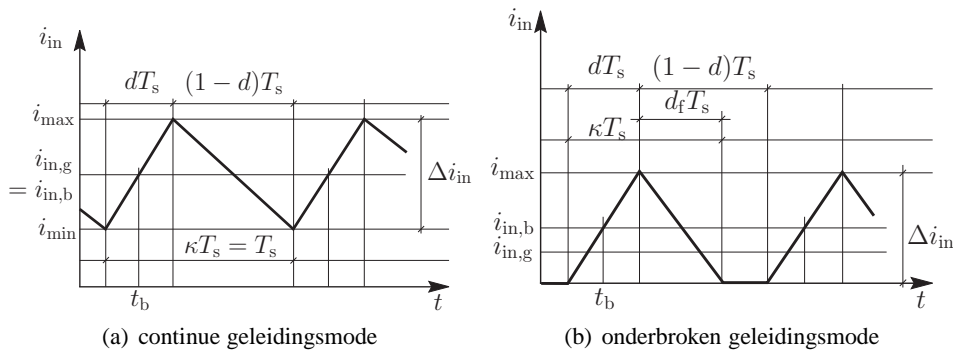


Figuur 4.16. Netstroom (zwart) en netspanning (grijs) van de boostgelijkrichter bij een regelaar ontworpen voor de onderbroken geleidingsmode



Figuur 4.17. Netstroom (zwart) en netspanning (grijs) van de boostgelijkrichter als spanningsvolger (constante pulswijdteverhouding)

leidingsmode zal de snubber een gunstig effect hebben op de golfvorm van de netstroom, zie vergelijking met en zonder snubber in figuur 4.16. De instabiliteit van de netstroom verdwijnt, waardoor de resulterende golfvorm van de netstroom een vrijwel perfecte sinusoïde is. Tenslotte wordt in figuur 4.17 aangetoond dat het plaatsen van een snubber ook soelaas brengt in het geval van een boostgelijkrichter die gestuurd wordt als spanningsvolger, d.i. met een constante waarde voor de pulswijdteverhouding. De golfvorm met snubber vertoont geen bulten en dips meer en komt daardoor overeen met de theoretische golfvormen van een boostgelijkrichter als spanningsvolger, getoond in figuur 2.24.



Figuur 4.18. Golfvorm en bemonstering van de ingangsstroom

4.3 Bemonstering van de ingangsstroom bij werking in de gemengde geleidingsmode

In hoofdstuk 3 werd een bemonsteringsmethode voor de ingangsstroom voorgesteld waarbij het bemonsteringsogenblik halverwege de stijgende of halverwege de dalende flank van de ingangsstroom valt. De bemonsterde stroom is in dat geval gelijk aan het gemiddelde van de ingangsstroom over een schakelperiode, zoals getoond in figuur 4.18(a) voor bemonstering op de stijgende flank. De keuze tussen beide tijdstippen werd bepaald door de waarde van de pulswijdteverhouding, teneinde de invloed van storingen ten gevolge van het schakelen van de converter te beperken. In het geval van werking in de onderbroken mode is deze methode echter niet meer toepasbaar, aangezien de lengte van de dalende flank van de stroom nu afhankelijk is van zowel de pulswijdteverhouding, als van de ingangsspanning en de uitgangsspanning, waardoor de timing voor het bemonsteren in het midden van de dalende flank te ingewikkeld wordt. De bemonstering van de stroom moet dus steeds in het midden van de stijgende flank plaatsvinden. In deze paragraaf zal echter worden aangetoond dat ook deze keuze vervorming van de netstroom veroorzaakt in de onderbroken geleidingsmode.

4.3.1 Vervorming van de ingangsstroom door foutieve bemonstering in de onderbroken geleidingsmode

De bemonsterde waarde van de ingangsstroom

Om de invloed van het bemonsteringsalgoritme op de golfvormen van de converter in de onderbroken geleidingsmode na te gaan, wordt eerst een verband opgesteld tussen de gemiddelde stroom over een schakelperiode en de waarde van de

bemonsterde ingangsstroom. Wanneer het bemonsteringsogenblik in het midden van de stijgende flank valt, zoals in figuur 4.18(b) wordt de bemonsterde ingangsstroom gegeven door⁹

$$i_{\text{in,b}} = \frac{\Delta i_{\text{in}}}{2}. \quad (4.34)$$

Aangezien de stroom slechts vloeit gedurende een fractie $d + d_f$ van de schakelperiode kan de gemiddelde stroom over een schakelperiode berekend worden als

$$i_{\text{in,g}} = \frac{\Delta i_{\text{in}} (d + d_f) T_s}{2 T_s}. \quad (4.35)$$

Uit (4.34) en (4.35) volgt dat de waarde van de bemonsterde stroom in de onderbroken mode niet gelijk is aan de gemiddelde ingangsstroom, zoals in de continue geleidingsmode het geval is, maar wel gegeven wordt door het verband

$$i_{\text{in,g}} = i_{\text{in,b}}(d + d_f) \triangleq \kappa i_{\text{in,b}}. \quad (4.36)$$

Hierin stelt κ de verhouding voor tussen de totale geleidingsduur van de stroom en de schakelperiode. Aangezien κ in de onderbroken mode echter steeds kleiner is dan één, zal de werkelijk optredende gemiddelde stroom kleiner zijn dan de bemonsterde waarde van de ingangsstroom, zodanig dat deze gemiddelde stroom zal overschat worden door de processor. Rekening houdend met (4.29) waarin d_f uitgedrukt wordt in functie van de ingangsspanning, de uitgangsspanning en de pulswijdteverhouding, kan de verhouding κ bepaald worden als

$$\kappa = d + d_f = \frac{dv_{\text{dc}}}{v_{\text{dc}} - v_{\text{in}}}. \quad (4.37)$$

Merk op dat κ in de continue geleidingsmode identiek gelijk aan één moet worden volgens figuur 4.18(a). Rekening houdend met de voltseconde-balans van de spanning over de spoel L voor de continue geleidingsmode,

$$v_{\text{in}} = (1 - d)v_{\text{dc}}, \quad (4.38)$$

zal ook (4.37) leiden tot $\kappa = 1$.

Golfvorm van de gemiddelde stroom in de continue geleidingsmode

In de onderstelling dat de stroomregelaar zich perfect gedraagt, wat betekent dat de bemonsterde waarden van de ingangsstroom perfect gelijk vallen met de wenswaarde van de ingangsstroom, kunnen de golfvormen van de ingangsstroom bij

⁹Om de notatie eenvoudig te houden, worden de berekeningen uitgevoerd met de absolute grootheden $i_{\text{in,b}}$ i.p.v. met de dimensieloze waarde $i_{\text{in,d,b}}$.

sinusoïdale netspanning eenvoudig bepaald worden. In de continue geleidingsmode geldt uiteraard

$$i_{\text{in,g}} = G_e v_{\text{in}}(t) = G_e \widehat{V}_{\text{net}} |\sin(\omega_{\text{net}} t)|. \quad (4.39)$$

De in figuur 4.19 als een volle lijn weergegeven curve is een dimensieloze versie van deze gemiddelde stroom, gegeven door

$$i_{\text{in,g}}^{\text{dim}} = \frac{i_{\text{in,g}}}{G_e \widehat{V}_{\text{net}}} = |\sin(\omega_{\text{net}} t)|. \quad (4.40)$$

Deze curve is geldig voor alle waarden van de ingangconductantie G_e .

Golfvorm van de gemiddelde stroom in de onderbroken geleidingsmode

De golfvorm van de gemiddelde stroom in de onderbroken mode zal echter niet voldoen aan (4.40), zelfs bij een perfect veronderstelde stroomregelaar. De bemonsterde waarden van de stroom zijn immers niet gelijk aan de gemiddelde stroom. De regelaar zorgt er met andere woorden voor dat de bemonsterde waarden perfect overeenkomen met de wenswaarde van de stroom, waardoor de werkelijke stroom zal afwijken van die wenswaarde. Aangezien de stroomrimpel Δi_{in} kan uitgedrukt worden als

$$\Delta i_{\text{in}}(t) = \frac{d(t)T_s}{L} v_{\text{in}}(t), \quad (4.41)$$

kan de bemonsterde waarde van de ingangsstroom berekend worden als

$$i_{\text{in,b}}(t) = \frac{d(t)T_s}{2L} v_{\text{in}}(t). \quad (4.42)$$

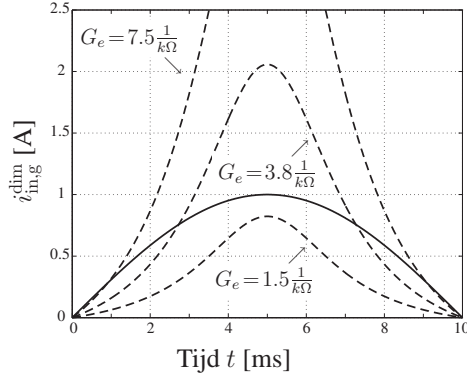
Om deze monsters te laten samenvallen met de wenswaarde van de ingangsstroom $i_{\text{in}}^*(t) = G_e v_{\text{in}}(t)$, moet de pulswijdteverhouding op een constante waarde worden gehouden, gegeven door

$$d(t) = \frac{2LG_e}{T_s}. \quad (4.43)$$

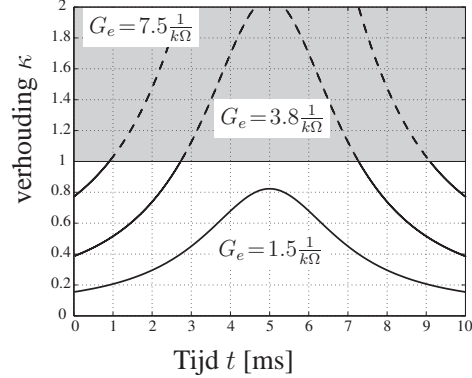
Substitutie van deze waarde in (4.37), levert het tijdsverloop van de verhouding κ ,

$$\kappa(t) = \frac{2LG_e}{T_s} \frac{v_{\text{dc}}(t)}{v_{\text{dc}}(t) - v_{\text{in}}(t)}, \quad (4.44)$$

geldig binnen de grenzen van de onderbroken geleidingsmode [in tegenstelling tot (4.37), dat zowel geldt voor de continue als voor de onderbroken geleidingsmode].



Figuur 4.19. Dimensieloze voorstelling van de netstroom in continue mode (volle curve) en onderbroken mode (streeplijnen)



Figuur 4.20. Theoretisch tijdsverloop van de verhouding κ in de onderbroken geleidingsmode

Dit tijdsverloop wordt getoond in figuur 4.20 voor een sinusoidale netspanning. De waarden groter dan één (overeenkomend met het grijze gedeelte in figuur 4.20) hebben geen fysieke betekenis aangezien de som van de stijgende en de dalende flank nooit groter kunnen zijn dan een volledige schakelperiode. In die zones zal de converter met andere woorden niet in de onderbroken geleidingsmode werken. Het tijdsverloop van de gemiddelde ingangsstroom wordt nu

$$\begin{aligned} i_{in,g} &= \kappa i_{in,b} = \kappa G_e v_{in}(t) \\ &= \frac{2LG_e}{T_s} \frac{v_{dc}(t)}{v_{dc}(t) - v_{in}(t)} G_e v_{in}(t). \end{aligned} \quad (4.45)$$

In de veronderstelling dat de ingangsspanning sinusoidaal is en de uitgangsspanning constant, kan deze geschreven worden als

$$i_{in,g}(t) = \frac{2LG_e}{T_s} \frac{V_{dc}}{V_{dc} - \widehat{V}_{net} |\sin(\omega_{net}t)|} G_e \widehat{V}_{net} |\sin(\omega_{net}t)|. \quad (4.46)$$

In tegenstelling tot de stroomvorm van de converter in de continue geleidingsmode, zal de golfvorm in de onderbroken geleidingsmode wel afhankelijk zijn van de ingangsconductantie G_e . De dimensieloze versie van de ingangsstroom ($i_{in}^{dim} = \frac{i_{in,g}}{G_e \widehat{V}_{net}}$) in de onderbroken mode wordt getoond in figuur 4.19 voor verschillende waarden van de ingangsconductantie G_e .

Golfvorm van de gemiddelde stroom in de gemengde geleidingsmode

Aangezien werking in de gemengde geleidingsmode zowel werking in de continue als in de onderbroken geleidingsmode impliceert, zal de golfvorm van de

gemiddelde ingangsstroom in de gemengde geleidingsmode een combinatie zijn van de golfvormen in de continue en in de onderbroken mode, gegeven door respectievelijk (4.39) en (4.46). Omdat de verhouding tussen de twee uitdrukkingen gegeven wordt door de verhouding κ , zal het snijpunt overeenkomen met het punt waar κ gelijk wordt aan één. Waar de theoretische curve voor κ groter dan één wordt, zal de convertor in de continue geleidingsmode werken en zal de werkelijke waarde van κ gelijk aan één blijven (zie figuur 4.21). Wanneer κ kleiner is dan één werkt de convertor in de onderbroken mode.

Op basis hiervan kan de fasehoek α worden berekend waarbij de overschakeling tussen de continue en de onderbroken geleidingsmode plaatsvindt. Wanneer voldaan is aan (4.12), zal de convertor gedurende de gehele netperiode in de continue geleidingsmode werken en zal de omschakeling dus plaatsvinden vanaf $\omega_{\text{net}}t = \alpha = 0^\circ$. Wanneer voldaan is aan (4.13), zal de convertor blijven werken in de onderbroken geleidingsmode gedurende de gehele netperiode, waardoor α dus gelijk wordt aan $\frac{\pi}{2}$. Tussenin werkt de omzetter in de gemengde geleidingsmode en wordt het punt van overschakelen bepaald door

$$\kappa = \frac{2LG_e}{T_s} \frac{V_{\text{dc}}}{V_{\text{dc}} - \widehat{V}_{\text{net}}|\sin(\alpha)|} = 1, \quad (4.47)$$

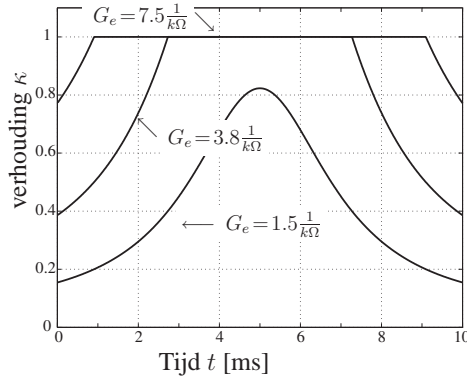
of dus

$$\alpha = \arcsin \left[\frac{V_{\text{dc}}}{\widehat{V}_{\text{in}}} \left(1 - \frac{2LG_e}{T_s} \right) \right] = \arcsin [M(1 - 2\gamma)] \quad (4.48)$$

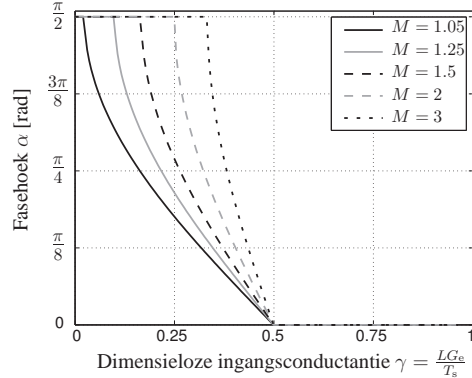
De fasehoek α wordt in figuur 4.22 getoond in functie van de dimensieloze ingangsconductantie γ voor verschillende waarden van de spanningsomzettingsverhouding M .

Met deze informatie kunnen nu de golfvormen van de gemiddelde ingangsstroom in de gemengde geleidingsmode samengesteld worden. Voor hoge waarden van de ingangsconductantie, corresponderend met hoge waarden voor het ingaand vermogen van de convertor, heeft de gemiddelde ingangsspanning een hoge amplitude, zodat de convertor steeds in de continue geleidingsmode werkt. Bij dalend vermogen zal er vanaf de nuldoorgang van de netspanning een zone optreden waar de convertor in de onderbroken mode werkt en waar de ingangsstroom vervormd is ten gevolge van foutieve bemonstering (curve voor $G_e = 7.5 \frac{1}{\kappa\Omega}$ in figuur 4.23). Aangezien de verhouding κ in de zone dichtbij de nuldoorgang nog dicht bij één ligt wanneer de ingangsconductantie nog relatief hoog is (figuur 4.21), zal deze afwijking slechts een kleine vervorming opleveren.

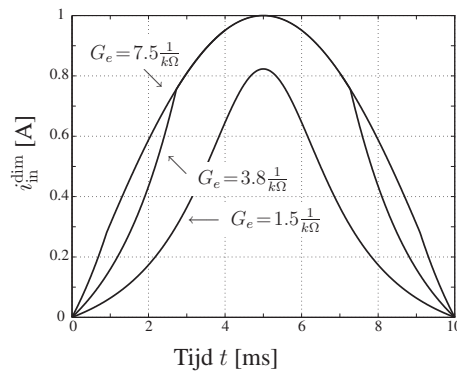
Wanneer het vermogen echter verder daalt, zal het vervormde gedeelte van de gemiddelde ingangsstroom steeds breder worden (curve voor $G_e = 3.8 \frac{1}{\kappa\Omega}$ in figuur 4.23). Bovendien zal de afwijking van κ ten opzichte van één toenemen, waardoor de verhouding tussen de gewenste stroom en de werkelijke stroom



Figuur 4.21. Theoretisch tijdsverloop van de verhouding κ in de gemengde geleidingsmode



Figuur 4.22. Fasehoek α waarbij de omschakeling tussen continue en onderbroken geleidingsmode plaatsvindt



Figuur 4.23. Dimensieloze voorstelling van de netstroom in de gemengde geleidingsmode

steeds groter wordt. Wanneer de ingangsconductantie vervolgens lager zakt dan de waarde gegeven door (4.13), zal er een verschil optreden tussen de wenswaarde en de werkelijke stroom in de gehele netperiode (curve voor $G_e = 1.5 \frac{1}{k\Omega}$ in figuur 4.23).

4.3.2 Grenzen van de gemengde geleidingsmode in functie van het vermogen bij niet-sinusoidale netstroom

In paragraaf 4.1.3 werden de grenzen van de gemengde geleidingsmode berekend voor sinusoidale netspanning en -stroom. Wanneer de golfvorm in de gemengde of onderbroken geleidingsmode echter verstoord wordt, zoals het geval is bij een

foutieve bemonstering van de ingangsstroom, zal deze eenvoudige berekening niet langer correct zijn. Aangezien de werkelijke stroom immers steeds lager is of gelijk aan zijn wenswaarde, zal het werkelijk ingaand vermogen $P_{\text{in}}^{\text{eff}}$ ook lager zijn dan de theoretische waarde $P_{\text{in}}^{\text{th}}$ die blijkt uit (4.14). De verhouding tussen beide wordt gedefinieerd als

$$\lambda = \frac{P_{\text{in}}^{\text{eff}}}{P_{\text{in}}^{\text{th}}}. \quad (4.49)$$

Gelet op deze definitie kan ook een effectieve ingangsconductantie G_e^{eff} gedefinieerd worden, die een maat is voor het effectief ingaand vermogen, onafhankelijk van de netspanning:

$$G_e^{\text{eff}} = \frac{P_{\text{in}}^{\text{eff}}}{V_{\text{net}}^2} = \lambda \frac{P_{\text{in}}^{\text{th}}}{V_{\text{net}}^2} = \lambda G_e. \quad (4.50)$$

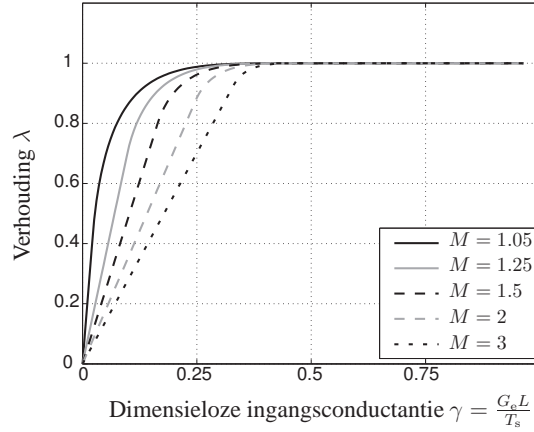
De verhouding tussen deze effectieve ingangsconductantie en de werkelijke ingangsconductantie is dus gelijk aan de verhouding tussen het werkelijke vermogen en het theoretische vermogen. Deze verhouding kan bepaald worden door rekening te houden met de golfvormen van de ingangsstroom in de gemengde geleidingsmode, zoals bepaald in vorige paragraaf. Gebruiken we (4.46) als uitdrukking voor de ingangsstroom in het gedeelte van de netperiode waar de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt, en (4.39) in het gedeelte waar de gelijkrichter in de continue geleidingsmode werkt, dan kan de verhouding λ berekend worden als de som van twee integralen

$$\lambda = \frac{4}{\pi} \int_0^\alpha 2\gamma \cdot \frac{M}{M - \sin x} \sin^2 x \, dx + \frac{4}{\pi} \int_\alpha^{\frac{\pi}{2}} \sin^2 x \, dx. \quad (4.51)$$

De fasehoek α in deze betrekking is de hoek waarbij de gelijkrichter overgaat van werking in de onderbroken geleidingsmode naar werking in de continue geleidingsmode, berekend in vorige paragraaf, en gegeven door

$$\alpha = \begin{cases} 0 & \gamma > \frac{1}{2} & \text{continu} \\ \arcsin[M(1 - 2\gamma)] & \frac{M-1}{2M} < \gamma < \frac{1}{2} & \text{gemengd} \\ \frac{\pi}{2} & \gamma < \frac{M-1}{2M} & \text{onderbroken} \end{cases}. \quad (4.52)$$

Figuur 4.24 toont de numerieke waarden van de verhouding λ in functie van de (werkelijke) dimensieloze ingangsconductantie γ . Daar waar deze verhouding gelijk is aan één voor waarden van γ groter dan 0.5 (in de continue geleidingsmode) zal deze snel afnemen in de gemengde geleidingsmode en de onderbroken geleidingsmode.



Figuur 4.24. Numerieke waarden van de verhouding λ in functie van de dimensieloze ingangsconductantie γ

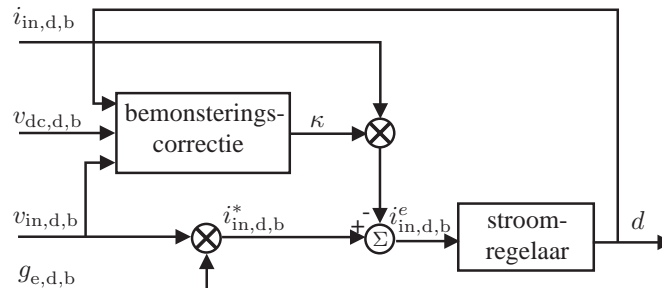
Tabel 4.3. Grenzen van de gemengde geleidingsmode

	γ	G_e	$P_{\text{in}}^{\text{eff}}$
continu-gemengd	$\frac{1}{2}$	$\frac{T}{2L}$	$\frac{T}{2L} V_g^2$
gemengd-onderbroken	$\frac{M-1}{2M}$	$\frac{T}{2L} \frac{M-1}{M}$	$\frac{2T}{\pi L} V_g^2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{M-1}{M-\sin x} \sin^2 x dx$

Op basis van deze berekeningen kan nu ook het effectief ingaand vermogen worden bepaald op de grens tussen de onderbroken en de gemengde geleidingsmode. Dit resulteert in

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} 2\gamma \cdot \frac{M}{M - \sin x} \sin^2 x dx \\ &= 4\gamma \left\{ \frac{M^3}{\sqrt{M^2 - 1}} - \frac{2M}{\pi} - M^2 + \frac{2M^3}{\pi\sqrt{M^2 - 1}} \arctan \left[\frac{1}{\sqrt{M^2 - 1}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4.53)$$

De grenzen tussen de continue, gemengde en onderbroken geleidingsmode in functie van de dimensieloze ingangsconductantie γ , de werkelijke ingangsconductantie G_e en het werkelijk ingaand vermogen $P_{\text{in}}^{\text{eff}}$ worden samengevat in tabel 4.3. Slechts wanneer de ingangsstroom sinusoidaal wordt, en dus $P_{\text{in}} = P_{\text{in}}^{\text{eff}}$, zal (4.16) de grens tussen de onderbroken mode en de gemengde mode aangeven.



Figuur 4.25. Aangepast controleschema met correctie van de bemonstering

4.3.3 Correctie van de bemonstering

Om in de gemengde geleidingsmode een lage vervorming van de netstroom van de gelijkrichter te bekomen, is het nodig dat de bemonsterde waarden van de ingangsstroom correct zijn. Aangezien de bemonsteringsfrequentie gelijk gekozen is aan de schakelfrequentie, betekent dit dat het monster een voorstelling moet zijn van de gemiddelde stroom over een schakelperiode. In paragraaf 4.3.1 werd aangetoond dat hieraan niet voldaan is wanneer de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt, terwijl de bemonstering in het midden van de stijgende flank behouden blijft. Tevens werd wel een verhouding κ berekend tussen de bemonsterde ingangsstroom en de gemiddelde ingangsstroom. Deze verhouding κ kan, rekening houdend met (4.37) en met de respectieve referentiewaarden V_{in}^{ref} en V_{dc}^{ref} , uitgedrukt worden in functie van de bemonsterde waarden van de ingangs- en uitgangsspanning en van de pulswijdteverhouding

$$\kappa = \frac{dv_{dc,d,b} V_{dc}^{\text{ref}}}{v_{dc,d,b} V_{dc}^{\text{ref}} - v_{in,d,b} V_{in}^{\text{ref}}}. \quad (4.54)$$

Aangezien alle grootheden die in deze uitdrukking voorkomen, gekend zijn door de digitale processor, kan deze verhouding digitaal berekend worden. De gemiddelde waarde van de ingangsstroom kan dan ook berekend worden uit de (foutief) bemonsterde ingangsstroom door eenvoudige vermenigvuldiging van dit monster met de berekende waarde voor κ , zoals getoond in de schematische voorstelling van de regelaar, figuur 4.25 [De Gussemé2002b, De Gussemé2003a, De Gussemé2005a]. Door deze eenvoudige ingreep kan de processor nu verder rekenen met de gecorrigeerde meetwaarde, zodanig dat er geen invloed meer is van de foutieve bemonstering op de netstroom van de gelijkrichter.

De toegepaste correctie is in principe geldig voor werking van de omzetter in de onderbroken geleidingsmode. Wanneer de omzetter echter overgaat naar werking in de continue geleidingsmode, dan zal κ niet de theoretisch berekende waarde groter dan één aannemen, die zou volgen uit (4.44) (zie ook het grijze gedeelte

van figuur 4.20), maar dan zal κ identiek gelijk zijn aan één (zie ook figuur 4.21). Bijgevolg zal de berekende waarde in de continue geleidingsmode niet verschillen van de bemonsterde waarde van de ingangsstroom, en dus ook van de gemiddelde waarde. De golfvorm van de netstroom in de continue geleidingsmode wordt dan ook niet verstoord door de toevoeging van de bemonsteringscorrectie aan het regelschema. Bovendien is het ook niet nodig de geleidingsmode te detecteren, wat zorgt voor een eenvoudige, algemeen toepasbare aanpassing van de controlestrategie.

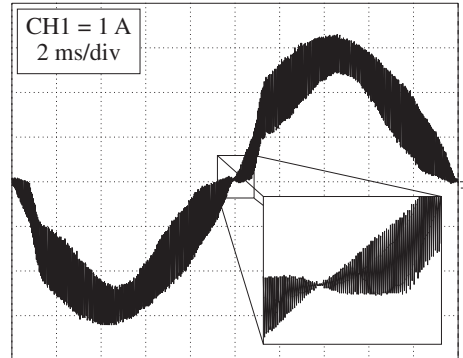
4.3.4 Experimentele resultaten

Bovenstaande berekeningen en de voorgestelde correctie van de bemonstering van de ingangsstroom worden experimenteel geverifieerd aan de hand van de eerder gebruikte boostgelijkrichter. Een gelijkrichter met de parameters van (3.19) werkt volgens tabel 4.3 in de continue geleidingsmode wanneer het ingaand vermogen groter is dan 518 W. De convertor zal dus bij zijn ontwerpsvermogen van 1 kW steeds in de continue geleidingsmode werken. Wanneer het vermogen lager dan 518 W daalt, werkt de convertor in de gemengde geleidingsmode. Wanneer het vermogen echter niet veel lager is dan deze waarde, blijft de invloed hiervan echter beperkt. Dit wordt geïllustreerd in figuur 4.26, waar de stroom tussen de gelijkrichterbrug en het ingangsfILTER wordt getoond bij een vermogen van 400 W, of dus een ingangsconductantie van $8.32 \frac{1}{\kappa\Omega}$. Enkel in een zone rond de nuldoorgang van de netstroom zal er werking in de onderbroken geleidingsmode optreden. De minimale waarde van κ die optreedt, kan berekend worden aan de hand van (4.44) en bedraagt

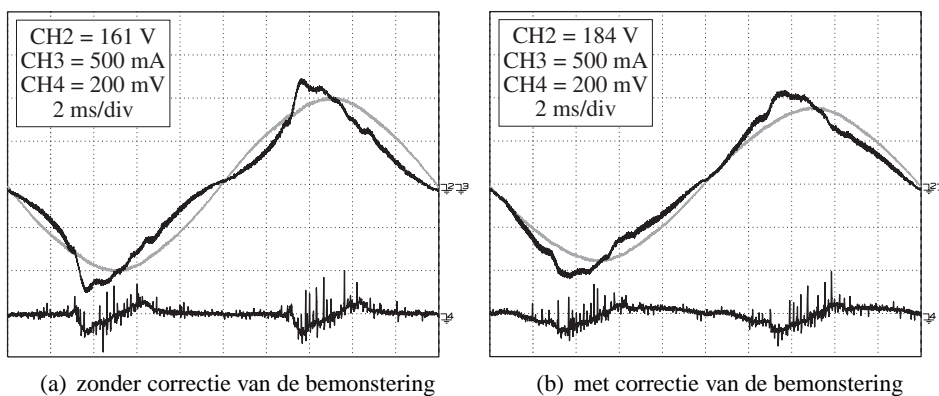
$$\kappa = \frac{2LG_e}{T_s} = 0.816, \quad (4.55)$$

wat nog te dicht bij één ligt om veel invloed van de foutieve bemonstering op de netstroom op te merken.

Naarmate het vermogen van de gelijkrichter daalt, zal de gemaakte fout bij bemonstering toenemen, wat de vervorming van de netstroom in de hand werkt. Deze vervorming is reeds duidelijk zichtbaar bij de golfvorm van de netstroom bij 150 W, getoond in figuur 4.27(a). Om aan te tonen dat de vervorming van de netstroom niet veroorzaakt wordt door een slechte afstelling van de stroomregelaar, werd in deze figuur ook de afwijking $i_{in,d,b}^c$ van de stroom ten opzichte van zijn wenswaarde weergegeven (onderste golfvorm). Deze afwijking is vrijwel nul in het gebied waar de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt. Dit betekent dat de bemonsterde ingangsstroom op die plaats gelijk is aan zijn wenswaarde. De afwijking op de werkelijke stroom moet dus inderdaad een gevolg zijn van een foutieve bemonstering in de onderbroken geleidingsmode. Dit blijkt ook uit de golfvorm van de netstroom in figuur 4.27(b), waar er gebruik gemaakt is van



Figuur 4.26. Golfvorm van de netstroom tussen ingangsfiler en gelijkrichterbrug bij 400 W



(a) zonder correctie van de bemonstering

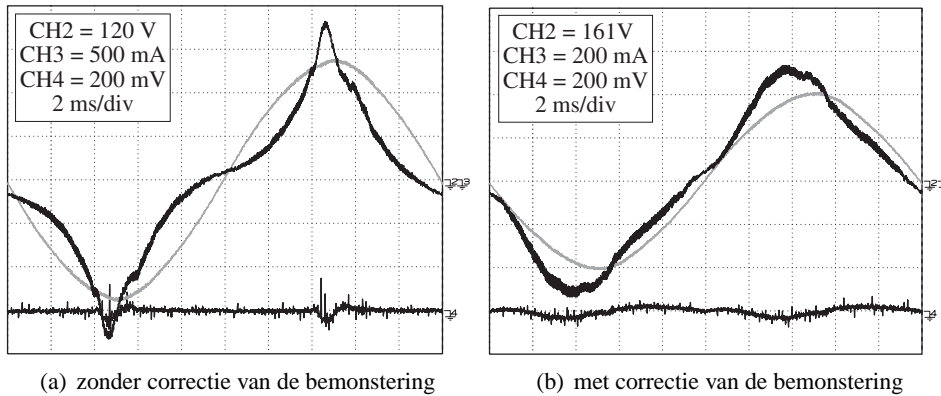
(b) met correctie van de bemonstering

Figuur 4.27. Boven: netstroom (zwart) en -spanning (grijs) van de gelijkrichter bij een vermogen van 150 W; onder: ingang van de stroomregelaar

het aangepaste controleschema met correctie van de bemonstering. De golfvorm sluit dichter aan bij de gewenste sinusoidale golfvorm, hoewel er nog steeds een zekere vervorming is. De afwijking tussen de bemonsterde stroom en zijn wenswaarde weerspiegelt echter deze resterende vervorming. Deze vervorming zal dus niet langer een gevolg zijn van een foutieve bemonstering, maar wel van een verandering in de dynamica van de regelkring, zoals in paragraaf 4.4 zal worden aangetoond.

Wanneer het vermogen verder zal dalen, dan zal de zone waarin er onderbroken mode optreedt steeds breder worden. Deze zone zal de volledige netperiode beslaan wanneer de ingangsconductantie lager wordt dan

$$G_e < \frac{T_s}{2L} \left(\frac{M-1}{M} \right) = 1.83 \frac{1}{k\Omega}, \quad (4.56)$$



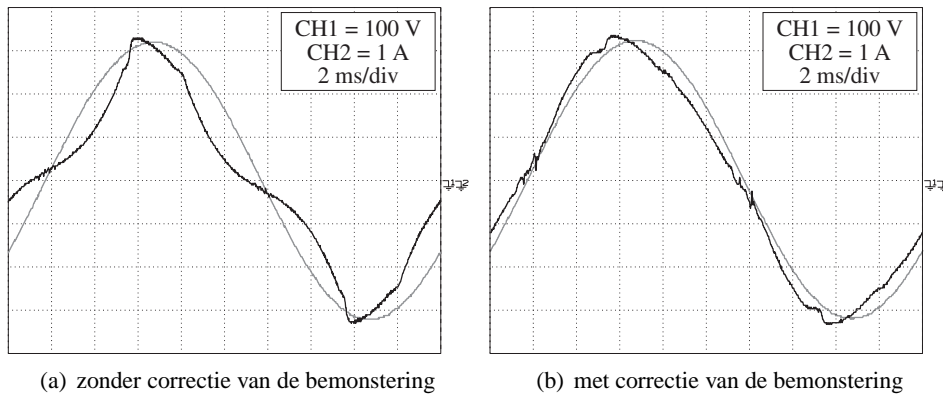
Figuur 4.28. Boven: netstroom (zwart) en -spanning (grijs) van de gelijkrichter bij een vermogen van 75 W; onder: ingang van de stroomregelaar

waarbij rekening gehouden werd met een spanningsomzettingsverhouding $M = 1.23$. In het geval er geen correctie van de bemonstering wordt uitgevoerd, dan kan het vermogen dat hiermee overeenstemt worden berekend met de formule van tabel 4.3. Dit leidt tot een grenswaarde van 68 W. Wanneer er echter wel correctie van de bemonstering wordt toegepast, dan kan het grensvermogen rechtstreeks worden berekend door toepassing van $P_{in} = G_e V_{net}^2$ op (4.56). De voorwaarde voor voortdurende werking in de onderbroken mode wordt

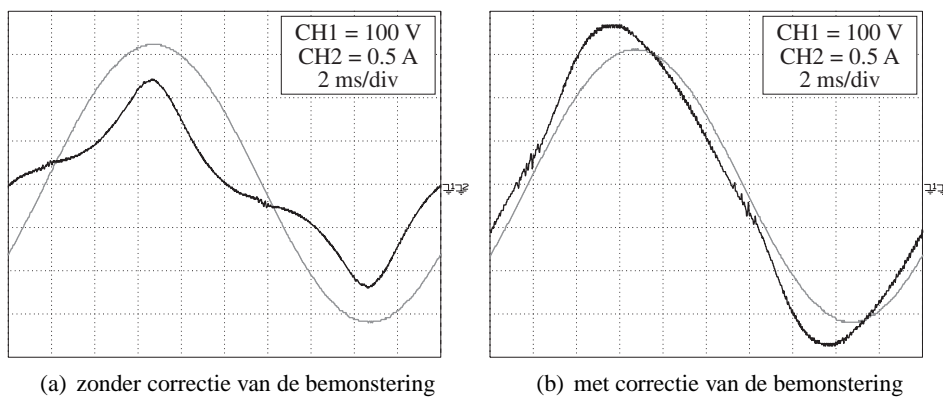
$$P_{in} < \frac{T_s}{2L} V_{net}^2 \left(\frac{M-1}{M} \right) = 97.2 \text{ W}. \quad (4.57)$$

Dit blijkt ook uit figuren 4.28(a) en 4.28(b) wanneer een werkelijk vermogen van 75 W wordt gevraagd, hetwelk dus tussen de twee grenzen ligt. In figuur 4.28(a) is geen correctie van de bemonstering toegepast. Bijgevolg is de netstroom in een brede zone rond de nuldoorgang van spanning en stroom veel lager dan de gewenste sinusvormige netstroom. Aangezien de ingangsstroom niet sinusoidaal is, moet het vermogen van 75 W vergeleken worden met de grens die berekend werd op 68 W, waaruit volgt dat de gelijkrichter in een klein gedeelte van de netperiode toch nog in de continue geleidingsmode zal werken. De spanningsregelaar moet immers een grotere G_e instellen om aan hetzelfde ingangsvermogen te komen dan bij een sinusoidale golfvorm van de ingangsstroom, waardoor de ingestelde G_e toch groter wordt dan de grens gegeven door (4.56).

In figuur 4.28(b) werd wel gebruik gemaakt van het aangepaste controleschema met correctie van de bemonstering. De golfvorm is nu een veel betere benadering van een sinusoidale, waardoor het ingaand vermogen ongeveer overeenstemt met $G_e V_{net}^2$. Om te bepalen in welke geleidingsmode de gelijkrichter werkt, zal dit vermogen moeten vergeleken worden met de grens, bepaald voor sinusoidale



Figuur 4.29. Netstroom (zwart) en -spanning(grijs) bij 128 W ingesteld ingangsvermogen



Figuur 4.30. Netstroom (zwart) en -spanning(grijs) bij 70 W ingesteld ingangsvermogen

stromen, of dus met 97.2 W. Een ingaand vermogen van 75 W resulteert dus in werking in de onderbroken mode gedurende de volledige netperiode.

Ook in de figuren bij 75 W werd de ingang van de stroomregelaar getoond. Opnieuw blijkt dat deze fout nul is in de zone waar de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt, wanneer geen correctie van de bemonstering wordt toegepast, hoewel de netstroom vervormd is. Bij gebruik van deze correctie is de werkelijke afwijking tussen de ingangsstroom en zijn wenswaarde terug te vinden in het foutsignaal, wat wijst op een correcte bemonstering.

Tenslotte werden nog enkele metingen uitgevoerd waarbij de arbeidsfactor en de totale harmonische distorsie werden opgemeten met behulp van een universeel vermogenmeettoestel, de Voltech PM3000A. Deze metingen werden uitgevoerd bij ingestelde ingangsconductanties van $(210 \Omega)^{-1}$, $(413 \Omega)^{-1}$ en $(756 \Omega)^{-1}$,

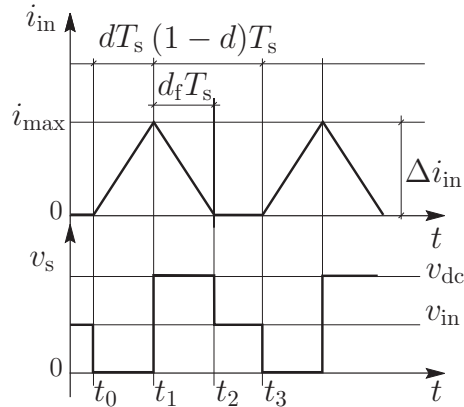
Tabel 4.4. Totale harmonische distorsie van de ingangsstroom en arbeidsfactor met en zonder correctie van de bemonstering

$P_{in}[W]$ $= G_e V_{net}^2$	THD [%]		arbeidsfactor	
	zonder	met	zonder	met
1000	< 2%	< 2%	≥ 0.999	≥ 0.999
252	11.1	6.5	0.991	0.993
128	26.2	7.2	0.964	0.988
70	32.6	9.1	0.926	0.976

welke bij een sinusoidale stroom overeenkomen met een ingangsvermogen van respectievelijk 252 W, 128 W en 70 W. De vervorming van de aangelegde netspanning bedroeg minder dan 1 %. De golfvormen voor deze laatste twee vermogens worden voorgesteld in figuren 4.29(a) tot 4.30(b). De opgemeten waarden voor de totale harmonische distorsie en de arbeidsfactor worden getoond in tabel 4.4 met en zonder correctie. Hieruit volgt dat de distorsie heel sterk toeneemt naarmate het vermogen daalt, terwijl de arbeidsfactor afneemt. Het gebruik van correctie van de bemonstering levert hierin een opmerkelijke verlaging van de totale harmonische distorsie, en een verhoging van de arbeidsfactor. Desalniettemin blijven beide indicatoren nog ver verwijderd van de waarden die in de continue geleidingsmode worden bereikt (totale harmonische distorsie van minder dan 2 % en een arbeidsfactor hoger dan 0.999). De volgende paragraaf zal hiervoor een oplossing aanbieden.

4.4 Voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding in de gemengde geleidingsmode

In paragrafen 4.2 en 4.3 werden enkele problemen opgelost die opduiken bij werking van de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode, en die aanleiding geven tot vervorming van de netstroom van de gelijkrichter. De distorsie die echter aanwezig blijft in de netstroom, is nog steeds merkbaar hoger dan de distorsie die wordt opgetekend wanneer de gelijkrichter volledig in de continue geleidingsmode werkt. De reden hiervoor is het verschil in dynamica tussen een boostconverter in de continue geleidingsmode en een boostconverter in de onderbroken geleidingsmode [Simonetti1999, Tripathi2002, Sun2001, Vorpérian1990,



Figuur 4.31. Ingangsstroom en spanning over de schakelaar van een spanningsverhogende hakker in de onderbroken geleidingsmode

[De Gussemé2004b, De Gussemé2005a]. In deze paragraaf zal eerst een model worden opgesteld dat het gedrag van de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode beschrijft, waarna een oplossing zal aangereikt worden in de vorm van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, aangepast voor de gemengde geleidingsmode.

4.4.1 Een dynamisch model voor de ingangsstroom in de onderbroken geleidingsmode

Voor het opstellen van een dynamisch model voor de ingangsstroom van de boostconverter in de onderbroken geleidingsmode worden de golfvormen van spanning en stroom in de onderbroken geleidingsmode herhaald in figuur 4.31. Bij het afleiden van het model zal de dynamica van de uitgangsspanning ten gevolge van variaties in de uitgangsstroom niet meegerekend worden, maar wordt meteen gekozen voor het quasi-statisch eerste-ordemodel dat enkel de dynamica van de ingangsstroom beschrijft in functie van de pulswijdteverhouding, de ingangsspanning en de uitgangsspanning. Deze keuze werd in paragraaf 3.2.1 ook gemaakt voor werking in de continue geleidingsmode, waardoor de hogere-ordetransferfunctie (3.18) vereenvoudigd werd tot een eenvoudig integrerend proces (3.24). Vermits de berekeningen in onderbroken geleidingsmode iets bewerkelijker zijn dan die in de continue geleidingsmode wordt ervoor gekozen van in den beginne deze vereenvoudiging door te voeren.

Zoals blijkt uit figuur 4.31 is de spanning over de spoel gedurende de aan-tijd dT_s van de schakelaar gelijk aan de ingangsspanning, zodat voor de ingangsstroom

volgende vergelijking kan genoteerd worden

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in}. \quad (4.58)$$

Na het uitschakelen van de schakelaar, loopt de stroom door de diode naar de uitgangscapacitor van de converter, waardoor de spanning over de spoel gelijk wordt aan $v_{in} - v_{dc}$. De stroomvergelijking wordt nu gegeven door

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} - v_{dc}. \quad (4.59)$$

Deze stroom wordt nul een tijd $d_f T_s$ na het uitschakelen van de schakelaar. Vanaf dit tijdstip tot het begin van de volgende aan-tijd van de schakelaar blijft de spanning over de spoel gelijk aan nul, hetgeen leidt tot

$$L \frac{di_{in}}{dt} = 0. \quad (4.60)$$

De gemiddelde waarde van de ingangsstroom over een schakelperiode wordt bekomen door een gewogen gemiddelde te maken van voorgaande vergelijkingen, evenredig met hun duur [Erickson2001]. Dit geeft

$$L \frac{di_{in,g}}{dt} = (d + d_f)v_{in} - d_f v_{dc}. \quad (4.61)$$

Hiervoor wordt verondersteld dat de ingangsspanning en de uitgangsspanning binnen een schakelperiode vrijwel constant blijven, of dus dat $v_{in,g} = v_{in}$ en $v_{dc,g} = v_{dc}$, hetgeen overeenkomt met werking van de converter in quasi-statisch regime. Uit (4.61) moet d_f nog geëlimineerd worden, teneinde een model te kunnen opstellen in functie van de hoger aangehaalde grootheden, pulswijdteverhouding, ingangsspanning en uitgangsspanning. Hiervoor wordt de gemiddelde stroom uitgedrukt als

$$i_{in,g} = \frac{\Delta i_{in}}{2} \cdot (d + d_f). \quad (4.62)$$

Bovendien kan Δi_{in} worden berekend als

$$\Delta i_{in} = \frac{v_{in}}{L} d T_s. \quad (4.63)$$

Deze beide vergelijkingen samen laten toe de verhouding d_f tussen de lengte van de dalende flank en de volledige schakelperiode te berekenen, wat leidt tot¹⁰

$$d_f = \frac{2L i_{in,g}}{dT_s v_{in}} - d, \quad (4.64)$$

¹⁰Merk op dat betrekking (4.29) voor de bepaling van d_f hier niet van toepassing is, aangezien deze uitgaat van werking in regime.

en in (4.61) te substitueren, zodanig dat een vergelijking bekomen wordt voor het dynamisch gedrag van de stroom, die nog enkel afhankelijk is van de pulswijdteverhouding, de ingangsspanning en de uitgangsspanning

$$\frac{di_{in}}{dt} = \frac{2i_{in,g}}{dT_s} \left(1 - \frac{v_{dc}}{v_{in}}\right) + \frac{dv_{dc}}{L}. \quad (4.65)$$

De evenwichtsvergelijking van dit dynamisch model geeft als uitdrukking voor de gemiddelde ingangsstroom

$$I_{in,g} = \frac{T_s}{2L} D^2 \frac{V_{in} V_{dc}}{V_{dc} - V_{in}}, \quad (4.66)$$

hetgeen in wezen niets anders is dan de in paragraaf 4.3 aangehaalde betrekking

$$i_{in,g} = \kappa \frac{\Delta i_{in}}{2}. \quad (4.67)$$

Door in (4.65) alle grootheden te vervangen door de som van hun evenwichtswaarde (geschreven als hoofdletters) en kleine afwijkingen uit die evenwichtswaarde (grootheden met een hoedje), en door rekening te houden met de evenwichtsvergelijking (4.67), wordt het kleinsignaalmodel voor de ingangsstroom

$$DT_s V_{in} \frac{d}{dt} \hat{v}_{in,g}(t) = 2 \hat{v}_{in,g}(t) (V_{in} - V_{dc}) + 2I_{in,g} \hat{v}_{in}(t) - 2I_{in,g} \hat{v}_{dc}(t) + \frac{T_s}{L} \left\{ D^2 V_{in} \hat{v}_{dc}(t) + D^2 V_{dc} \hat{v}_{in}(t) + 2DV_{dc} V_{in} \hat{d}(t) \right\}. \quad (4.68)$$

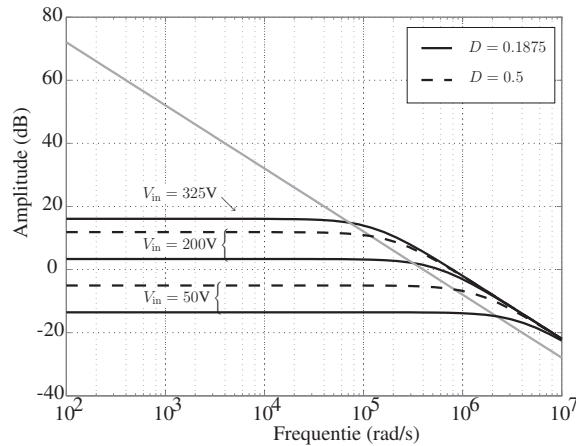
Na Laplace-transformatie wordt dit

$$\{sDT_s V_{in} - 2(V_{in} - V_{dc})\} \hat{v}_{in,g}(s) = \hat{v}_{in}(s) 2G_e V_{dc} - \hat{v}_{dc}(s) 2G_e \frac{V_{in}^2}{V_{dc}} + \hat{d}(s) \frac{2T_s}{L} DV_{in} V_{dc}. \quad (4.69)$$

Hieruit kan dan de transfertfunctie van pulswijdteverhouding naar ingangsstroom worden opgesteld voor de boostconverteer in de onderbroken geleidingsmode¹¹

$$g_i^{dcm} = \frac{\hat{v}_{in,g}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_{dc}}{L} \cdot \frac{1}{s + 2 \left(\frac{V_{dc} - V_{in}}{DT_s V_{in}} \right)}. \quad (4.70)$$

¹¹Om het onderscheid tussen de geleidingsmodes te maken wordt voor de superscripts toch geselecteerd voor de Engelse afkortingen: *dcm* voor de onderbroken geleidingsmode en *ccm* voor de continue geleidingsmode.



Figuur 4.32. Amplitude van de pulswidteverhouding-naar-ingangsstroom-transfertoefunctie in de onderbroken geleidingsmode (zwart) en de continue geleidingsmode (grijs)

Deze transfertoefunctie is afhankelijk van de evenwichtswaarde van de pulswidteverhouding en van de ingangsspanning. Hoewel deze evenwichtswaarden constant blijven gedurende een schakelperiode, variëren ze wel doorheen een netperiode. Op elk ogenblik binnen die netperiode zal er dus een andere transfertoefunctie geldig zijn, afhankelijk van de ogenblikkelijke evenwichtswaarden van de pulswidteverhouding en van de ingangsspanning. De amplitudekarakteristiek van deze transfertoefunctie wordt dan ook in figuur 4.32 getoond voor verschillende waarden van de pulswidteverhouding en van de ingangsspanning. De maximale waarde die de laagfrequente versterking kan bereiken, wordt voor een convertor met de parameters (3.19) behaald bij een evenwichtswaarde van de ingangsspanning $V_{in} = 325$ V en een pulswidteverhouding $D = 0.1875$. De bovenste zwarte kromme in figuur 4.32 komt met deze waarden overeen. Bij dalende ingangsspanning zal de laagfrequente versterking afnemen.

Bij hoge frequenties krijgt deze transfertoefunctie een gedrag dat nauw aansluit bij het gedrag van de transfertoefunctie in de continue geleidingsmode, op een factor 2 na. De pool die optreedt in de transfertoefunctie voor de onderbroken geleidingsmode ligt in de meeste gevallen echter boven de schakelfrequentie van de convertor, en dus ver boven de afsnijfrequentie van de stroomregelkring. Voor frequenties lager dan die pool in de transfertoefunctie voor onderbroken mode, neemt de openkringversterking van de transfertoefunctie voor de continue geleidingsmode sterk toe, terwijl de amplitude van de transfertoefunctie voor de onderbroken mode constant blijft. Bij de afsnijfrequentie zal de versterking van de transfertoefunctie van pulswidteverhouding naar ingangsstroom in de continue geleidingsmode reeds veel hoger zijn dan degene die optreedt in de onderbroken geleidingsmode. Bijgevolg zal het volgedrag er in de onderbroken mode sterk op achteruitgaan ten

opzichte van de continue geleidingsmode, zolang er gebruik gemaakt wordt van de regelaar die ontworpen is voor de continue geleidingsmode. Dit geeft aanleiding tot vervorming van de netstroom in de onderbroken en de gemengde geleidingsmodes.

4.4.2 Een stroomregelaar voor de onderbroken geleidingsmode

Gezien het verschil in dynamica tussen de onderbroken en de continue geleidingsmode, kan er een regelaar ontworpen worden, specifiek voor de onderbroken geleidingsmode. Gezien de lage versterking van het proces in de onderbroken geleidingsmode, zal dit erop neerkomen de versterking van de PI-regelaar die ontworpen was voor de continue geleidingsmode, te verhogen. Deze regelaar kan dan gebruikt worden in de zones waar werking in de onderbroken mode gedetecteerd wordt, terwijl in de zones met werking in de continue geleidingsmode de regelaar ontworpen voor de continue mode gebruikt wordt. Zolang de gelijkrichter gedurende de gehele netperiode in dezelfde geleidingsmode werkt, zal deze oplossing een lage vervorming van de ingangsstroom opleveren, zowel in de continue geleidingsmode, waar er niets veranderd is, als in de onderbroken mode, waar de regelaar nu geoptimaliseerd is.

De grens tussen beide geleidingsmodes, de plaats waar de regelaar dus moet omschakelen van de ene regelaar naar de andere, kan op verschillende manieren bepaald worden. Een eerste methode is het meten van de ingangs- en de uitgangsspanning, waardoor met de kennis van de pulswijdteverhouding de verhouding κ kan berekend worden. Wanneer κ kleiner dan één wordt, zal dit wijzen op werking in de onderbroken geleidingsmode. Een tweede methode is de vergelijking van de gemeten ingangsstroom met de helft van de theoretisch berekende stroomrimpel. De gelijkrichter zal dan in de onderbroken mode werken wanneer

$$i_{\text{in,b}} < \frac{\Delta i_{\text{in}}}{2} = \frac{v_{\text{in,b}} dT_s}{2L}. \quad (4.71)$$

Beide methodes hebben echter een lage nauwkeurigheid. Ten eerste bevat het geheel van meten en bemonsteren van de benodigde controlevariabelen zelf al een bepaalde onnauwkeurigheid omwille van offset, ruis, fouten bij de bemonstering. . . Ten tweede is de grens zelf tussen de onderbroken en de continue geleidingsmode heel vaag en zal de werkelijke overgang eigenlijk gespreid zijn over verschillende schakelperioden.

Bijgevolg is het zeer waarschijnlijk dat er zones optreden waarin de omzetter in de continue geleidingsmode werkt, terwijl de regelaar voor de onderbroken mode gebruikt wordt, of omgekeerd, dat de omzetter in de onderbroken geleidingsmode werkt, terwijl de regelaar ontworpen voor werking in de continue geleidingsmode wordt gebruikt. In het eerste geval wordt de open-kringversterking van de

totale stroomregelkring veel hoger dan normaal, aangezien de regelaar in de onderbroken geleidingsmode een grotere versterking moet hebben dan die voor de continue geleidingsmode. Dit zal resulteren in een instabiele stroomregelkring. In het tweede geval zal de totale open-kringversterking van het systeem te laag zijn, waardoor de bandbreedte van de stroomregelkring verlaagt en het volgedrag van de ingangsstroom slechter wordt. Dit geeft geen aanleiding tot een instabiele stroomregelkring, zoals het eerste geval, maar zal desalniettemin aanleiding geven tot een sterke vervorming van de ingangsstroom rond de overgang tussen de twee geleidingsmodes.

Een mogelijke oplossing voor dit probleem is voorgesteld in [Tripathi2002]. Hierin wordt er geopteerd voor het gebruik van twee verschillende schakelfrequenties, één voor de continue geleidingsmode en één voor de onderbroken geleidingsmode. Wanneer de gelijkrichter in de continue geleidingsmode werkt en het vermogen daalt lager dan een vooropgestelde grens, zodanig dat de gelijkrichter naar de onderbroken geleidingsmode begint te neigen, dan wordt de schakelfrequentie plots verlaagd, met als gevolg dat de gelijkrichter vanaf dat punt met honderd procent zekerheid in de onderbroken geleidingsmode zal werken. Men kan dan ook meteen de geschikte regelaar voor de onderbroken mode gaan gebruiken. Op dezelfde manier zal men, wanneer de omzetter in de onderbroken geleidingsmode werkt, en het vermogen stijgt hoger dan een bepaalde grens, de schakelfrequentie terug laten toenemen, zodanig dat de omzetter nu opnieuw in de continue geleidingsmode werkt en de regelaar voor die continue geleidingsmode opnieuw kan gebruikt worden. Met deze methode wordt bijgevolg de gemengde geleidingsmode volledig vermeden, evenals werking in de buurt van de rand tussen de continue en de onderbroken geleidingsmode. Het nadeel van deze methode is de nood aan twee schakelfrequenties, waardoor het ontwerp van een goed EMI-filter¹² bemoeilijkt wordt. Een andere mogelijke oplossing wordt in volgende paragraaf voorgesteld.

4.4.3 Voorwaartscompensatie

Eén van de problemen die optreden in de gemengde geleidingsmode, is de sterk variabele open-kringversterking van het systeem. Deze is enerzijds een gevolg van het verschil in dynamica tussen de continue geleidingsmode en de onderbroken geleidingsmode, en anderzijds van de sterke afhankelijkheid van de versterking van de pulswijdteverhouding en de ingangsspanning bij werking in de onderbroken mode. Er is dus nood aan een oplossing die ervoor zorgt dat de bekomen golfvorm van de netstroom slechts weinig afhankelijk is van de versterking van het proces. Een regelstrategie die aan deze voorwaarde voldoet, is de voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, zoals voorgesteld in paragraaf 3.6 voor

¹²EMI staat voor elektromagnetische interferentie.

de continue geleidingsmode. Bij gebruik van deze methode wordt aan de uitgang van de stroomregelaar de ideale waarde van de pulswijdteverhouding aangeboden, waardoor de taak van de regelaar er enkel nog in bestaat kleine afwijkingen uit de evenwichtstoestand ten gevolge van storingen weg te regelen.

Deze methode zal ook nuttig blijken in de onderbroken geleidingsmode en zal de problemen die opduiken in de gemengde geleidingsmode grotendeels oplossen. Ze is echter niet zonder meer toepasbaar op de onderbroken geleidingsmode. De ideale waarde van de pulswijdteverhouding, die voor de continue geleidingsmode gegeven wordt door

$$d_{\text{ff}}^{\text{ccm}} = 1 - \frac{v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}}, \quad (4.72)$$

zal niet langer geldig zijn in de onderbroken geleidingsmode, aangezien de afleiding ervan gebaseerd was op een voltseconde-balans over de spoel, rekening houdend met de specifieke golfvormen voor de continue geleidingsmode. Om de ideale pulswijdteverhouding in de onderbroken mode te bepalen, volstaat het op te merken dat de evenwichtswaarde van de gemiddelde ingangsstroom volgens (4.66) rechtstreeks afhangt van de aangelegde pulswijdteverhouding, of

$$I_{\text{in,g}} = \frac{T_s}{2L} D^2 \frac{V_{\text{in}} V_{\text{dc}}}{V_{\text{dc}} - V_{\text{in}}}. \quad (4.73)$$

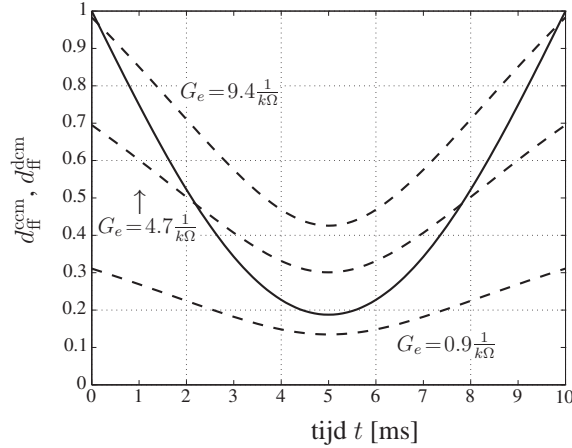
Wenst men dat de gemiddelde ingangsstroom voldoet aan

$$i_{\text{in,g}}(t) = G_e v_{\text{in}}(t), \quad (4.74)$$

zodat de gelijkrichter een resistief ingangsgedrag emuleert, dan zal aan de gelijkrichter een pulswijdteverhouding moeten aangelegd worden die gegeven wordt door

$$d_{\text{ff}}^{\text{dcm}} = \sqrt{\frac{2LG_e}{T_s} \cdot \frac{v_{\text{dc}} - v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}}}. \quad (4.75)$$

Aangezien deze uitdrukking steunt op de regimevergelijking voor de stroom, zal deze in principe ook enkel gelden voor traag variërende signalen. Wanneer deingangsspanning componenten bevat met een hogere frequentie, zal de berekende pulswijdteverhouding niet meer gelden en zal de PI-regelaar moeten tussenbeide komen. Het geheel van de stroomregelaar zal echter beter reageren door het feit dat de laagfrequente signalen sowieso al gecompenseerd worden. Het verloop van (4.75) over een halve netperiode wordt in streeplijnen getoond in figuur 4.33 voor verschillende waarden van de ingestelde ingangsconductantie G_e . Hierbij werd verondersteld dat de netspanning perfect sinusoidaal is en de uitgangsspanning constant. Ter vergelijking werd ook de ideale pulswijdteverhouding in de continue geleidingsmode als volle lijn getoond. In tegenstelling tot de ideale pulswijdteverhouding in de onderbroken geleidingsmode, is deze waarde niet afhankelijk van de ingestelde ingangsconductantie van de omzetter.

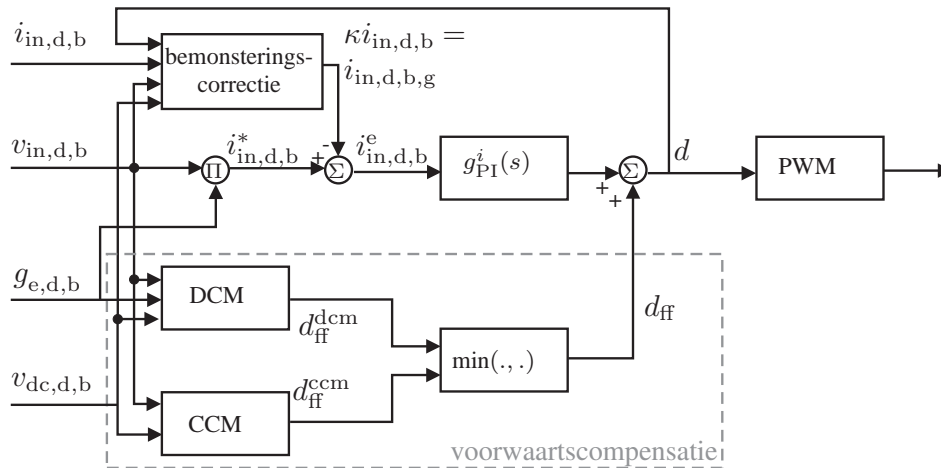


Figuur 4.33. De ideale waarden van de pulswijdteverhouding in de continue geleidingsmode (volle lijn) en in de onderbroken geleidingsmode (streeplijnen)

De curves van figuur 4.33 geven dus de ideale pulswijdteverhouding in de continue en in de onderbroken geleidingsmode. De ideale pulswijdteverhouding voor de gemengde geleidingsmode zal bekomen worden door een combinatie van de juiste curves te maken. Daartoe wordt eerst hun snijpunt bepaald. Dit wordt bekomen door (4.72) en (4.75) aan elkaar gelijk te stellen, wat leidt tot een pulswijdteverhouding van

$$d = \frac{2LG_e}{T_s}. \quad (4.76)$$

Deze waarde komt precies overeen met de voorwaarde voor werking in de kritische geleidingsmode, de rand tussen de continue en de onderbroken geleidingsmode, zie (4.9). Bijgevolg zal de aan te leggen pulswijdteverhouding in de gemengde geleidingsmode een combinatie van beide curves worden, waarbij telkens de laagste van de twee bekomen waarden moet gekozen worden. Uitdrukken dat de ideale pulswijdteverhouding in de onderbroken geleidingsmode kleiner is dan die in de continue geleidingsmode, leidt immers tot de vaststelling dat dit alleen kan optreden wanneer $\kappa < 1$, of dus wanneer de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode werkt. Analoog zullen waarden van de ideale pulswijdteverhouding in de onderbroken mode die groter zijn dan die voor de continue geleidingsmode, enkel kunnen optreden bij waarden van κ groter dan één, hetgeen per definitie uitgesloten is. De gelijkrichter zal dus in de zones waar de ideale pulswijdteverhouding voor de continue geleidingsmode kleiner is dan die voor de onderbroken mode, werken in de continue geleidingsmode. Bijgevolg zal het volstaan om, na berekening van beide ideale pulswijdteverhoudingen, te kiezen voor de kleinste waarde en die bij de uitgang van de stroomregelaar op te tellen. Het voordeel hierbij is dat er geen plotse stap in de pulswijdteverhouding



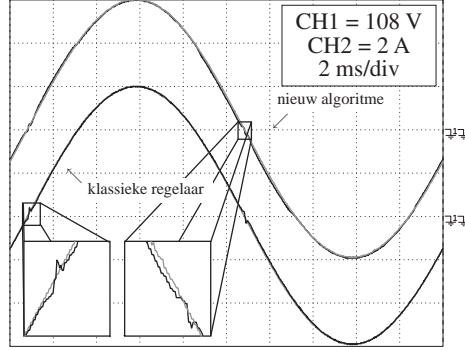
Figuur 4.34. Stroomregelaar met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding in de gemengde geleidingsmode

zal optreden bij overgang tussen de twee geleidingsmodes, zodat zelfs eventuele meervoudige overgangen tussen de twee (omwille van storingen, meetfouten...) geen storingen kunnen veroorzaken.

Het schema van de regelaar met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, aangepast voor de gemengde geleidingsmode, wordt getoond in figuur 4.34. Door het gebruik van deze controlestrategie dient de stroomregelaar enkel nog de afwijkingen uit de evenwichtstoestand te compenseren, waardoor het belang van de hoge bandbreedte van deze regelaar afneemt. Bijgevolg kan gedurende een volledige netperiode gekozen worden voor de parameters van de PI-regelaar, zoals bepaald voor werking in de continue geleidingsmode. In de onderbroken geleidingsmode daalt dan wel de totale versterking van het systeem, doch door de invloed van de voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding zal dit slechts een kleine invloed hebben op de vervorming van de netstroom. Door de plotse overgang in dynamica tussen de onderbroken en de continue geleidingsmode, zal er rond de overgang tussen beide modes wel nog een kleine vervorming merkbaar zijn. Net zoals voor de continue geleidingsmode, zal ook voor de onderbroken geleidingsmode de ingangsimpedantie berekend worden in hoofdstuk 5.

4.4.4 Experimentele resultaten

Het gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding in de gemengde geleidingsmode wordt getest aan de hand van de eerder vermelde experimentele opstelling. De gebruikte controlestrategie is die getoond in figuur 4.34, waarin uiteraard ook gebruik gemaakt werd van correctie van de bemonstering.



Figuur 4.35. Invloed van het voorgestelde algoritme op de golfvormen van de boostgelijkrichter bij vollast (1000 W)

De ingangsstroom die wordt aangeboden, is met andere woorden reeds de gecorrigeerde bemonsterde waarde van de ingangsstroom. De formules die gebruikt worden om de ideale pulswijdteverhouding te berekenen, zijn gebaseerd op (4.72) en (4.75), doch houden ook rekening met het dimensieloze karakter van de digitale waarden. De werkelijke berekening wordt dus

$$d_{\text{ff}}^{\text{ccm}} = 1 - \frac{v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}} = 1 - \frac{v_{\text{in,d,b}} V_{\text{in}}^{\text{ref}}}{v_{\text{dc,d,b}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}}} = \frac{v_{\text{dc,d,b}} - \frac{V_{\text{in}}^{\text{ref}}}{V_{\text{dc}}^{\text{ref}}} v_{\text{in,d,b}}}{v_{\text{dc,d,b}}} \quad (4.77)$$

voor de continue geleidingsmode, waarna op basis hiervan de ideale pulswijdteverhouding voor de onderbroken mode kan berekend worden als

$$d_{\text{ff}}^{\text{dcm}} = \sqrt{\frac{2Lg_e}{T_s} \cdot \frac{v_{\text{dc}} - v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}}} = \sqrt{\frac{2L}{T_s} \cdot \frac{1}{Z_{\text{in}}^{\text{ref}}} \cdot g_{e,\text{d,b}} \cdot d_{\text{ff}}^{\text{ccm}}}. \quad (4.78)$$

In een eerste experiment werd de invloed nagegaan van het algoritme op de netstroom van de gelijkrichter bij werking in vollast. Het resultaat is getoond in figuur 4.35. Hieruit blijkt dat dit algoritme de goede werking van de omzetter wanneer die in de continue geleidingsmode werkt, niet aantast. Vervolgens werden de arbeidsfactor en de totale harmonische distorsie van de netstroom opgemeten, en dit voor drie verschillende waarden van het ingaand vermogen, namelijk bij 252 W, bij 128 W en bij 70 W. Bij de eerste twee vermogenniveaus, 252 W en 128 W, werkt de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode. Bij het vermogenniveau van 70 W werkt de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode gedurende de volledige netperiode. De opgemeten totale harmonische distorsie en arbeidsfactor worden vermeld in tabel 4.5 voor het controle-algoritme zonder voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding en voor het controle-

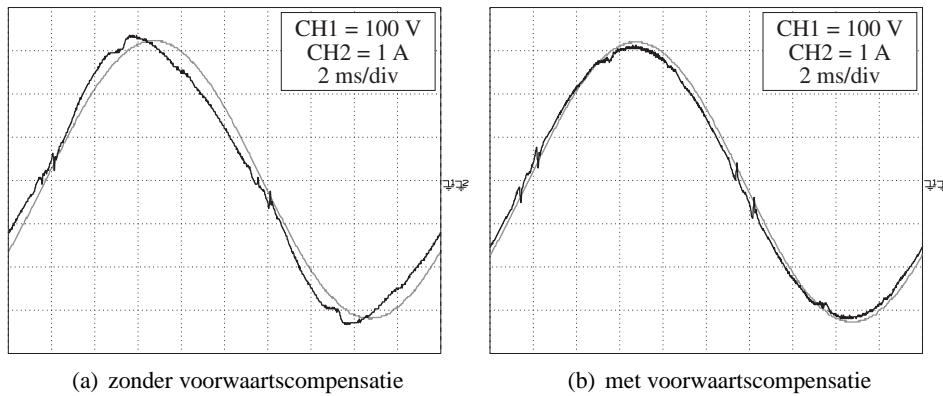
Tabel 4.5. Totale harmonische distorsie van de ingangsstroom en arbeidsfactor met en zonder voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding

$P_{in}[W]$ $= G_e V_{net}^2$	THD [%]		arbeidsfactor	
	zonder	met	zonder	met
252	6.5	2.4	0.993	0.999
128	7.2	2.8	0.988	0.997
70	9.1	2.8	0.976	0.992

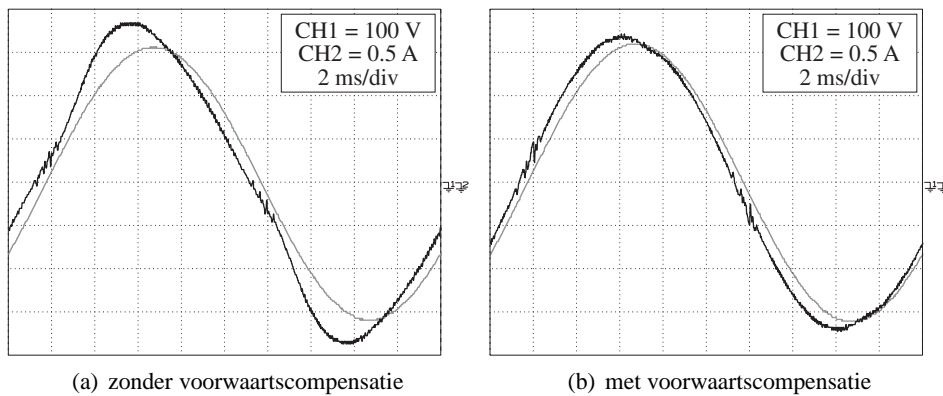
algoritme met voorwaartscompensatie. In beide gevallen werd wel rekening gehouden met de correctie van de bemonstering van de ingangsstroom. Derhalve komen de waarden in het eerste geval (zonder voorwaartscompensatie) overeen met de waarden die in tabel 4.4 bekomen waren.

Uit tabel 4.5 blijkt dat de totale harmonische distorsie van de netstroom bij gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding nog eens drastisch vermindert. De resulterende vervorming is nu in alle gevallen kleiner dan 3 %. De arbeidsfactor stijgt in de drie gevallen tot boven de 0,99, hetgeen zeker voor de laagste vermogens een sterke verbetering is. Het feit dat de arbeidsfactor daalt naarmate het vermogen afneemt, is vooral te wijten aan de invloed van de ingangscapacitor van de gelijkrichter. In hoofdstuk 5 zal worden aangetoond dat de gelijkrichter zich bij deze werking gedraagt als de parallelschakeling van een weerstand en de ingangscapacitor. Daaruit volgt dan ook een kleine faseverdraaiing tussen de netstroom en de netspanning, en bijgevolg ook een lagere arbeidsfactor.

Voor de vermogens van 128 W en 70 W worden de golfvormen getoond in figuren 4.36(a) tot 4.37(b). In beide gevallen blijkt uit deze figuren duidelijk de verlaging van de vervorming van de netstroom wanneer voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding wordt toegepast. De enige vervorming die nog overblijft, is een kleine distorsie bij de overgang tussen de continue geleidingsmode en de onderbroken geleidingsmode. Deze distorsie is een gevolg van de verschillende dynamica in beide geleidingsmodes en van de laatste overgebleven parasitaire slingering in de ingangsstroom. Door de toepassing van voorwaartscompensatie volgt de netstroom in de rest van de netperiode wel heel goed de netspanning. Wanneer het ingangsvermogen van de gelijkrichter daalt tot 70 W zodat de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt gedurende de volledige netperiode, zal de golfvorm van de netstroom vrijwel perfect sinusoidaal zijn. De faseverschuiving tussen spanning en stroom zal wel groter worden dan bij 128 W. Dit is, zoals eer-



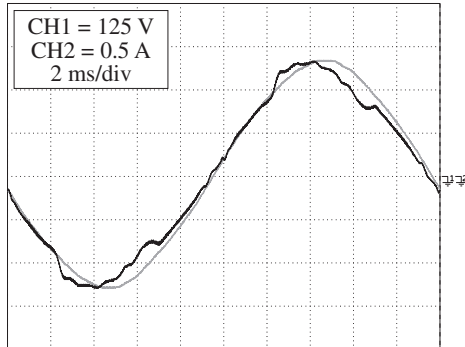
Figuur 4.36. Netstroom (zwart) en -spanning (grijs) bij 128 W ingesteld ingangsvermogen



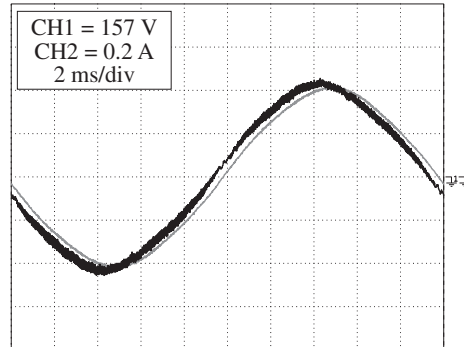
Figuur 4.37. Netstroom (zwart) en -spanning (grijs) bij 70 W ingesteld ingangsvermogen

der vermeld, een gevolg van de ingangscondensator, die aan belang toeneemt in vergelijking met de ingangsimpedantie van de rest van de gelijkrichter.

Tenslotte werd ook de mogelijkheid bekeken om, zoals in paragraaf 4.4.2 voorgesteld, twee verschillende regelaars te gebruiken, één voor de continue geleidingsmode en één voor de onderbroken geleidingsmode. De overgang tussen de geleidingsmodes (en dus ook tussen beide regelaars) werd gedetecteerd door de waarde van κ te berekenen, en deze te vergelijken met één. Een waarde gelijk aan één zou immers werking in de continue geleidingsmode moeten opleveren, terwijl een waarde kleiner dan één overeenkomt met werking in de onderbroken geleidingsmode. Om zeker te zijn dat de regelaar voor de onderbroken geleidingsmode nooit in werking kan zijn tijdens de continue geleidingsmode, werd de grens waarop de beslissing wordt genomen, enkele procenten verlaagd. Gezien de hogere versterking van de regelaar voor de onderbroken geleidingsmode zou



Figuur 4.38. Netstroom (zwart) en -spanning(grijs) bij gebruik van twee verschillende regelaars in de gemengde geleidingsmode



Figuur 4.39. Netstroom (zwart) en -spanning(grijs) bij gebruik van een aangepaste regelaar voor de onderbroken geleidingsmode

dit immers aanleiding geven tot instabiliteit van de stroomregelkring. Het gevolg is wel dat er in een zone met niet-verwaarloosbare duur rond de overgang tussen beide geleidingsmodes een sterke vervorming van de netstroom zichtbaar blijft, zie figuur 4.38. De fout die in die zone gemaakt wordt, zorgt voor een foute regeling in de rest van de zone waar de gelijkrichter in de continue geleidingsmode werkt. Dat de regelaar voor de onderbroken mode op zich wel goed werkt in de onderbroken geleidingsmode, blijkt uit het gedeelte van de golfvorm van de netstroom in figuur 4.38 waar de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt. Dit wordt overigens ook nog eens aangetoond in figuur 4.39, waar de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt gedurende de volledige netperiode, zodanig dat enkel de regelaar voor de onderbroken mode moet tussen komen, en er dus ook geen distorsie kan ontstaan bij de overgang tussen twee regelaars.

4.5 Besluit

De digitaal gestuurde boostgelijkrichter met een controlestrategie zoals voorgesteld in hoofdstuk 3 biedt een gedrag aan de netzijde dat de ideale gelijkrichter grotendeels benadert, zolang de gelijkrichter in de continue geleidingsmode werkt. Wanneer het vermogen van deze gelijkrichter daalt, kan er vanaf een bepaald vermogen werking in de onderbroken geleidingsmode optreden. Deze werking zal aanvankelijk plaatsvinden in een zone rond de nuldoorgang van de netstroom, en zal met dalend vermogen breder worden, om uiteindelijk de volledige netperiode te omvatten. Het optreden van zowel de continue als de onderbroken geleidingsmode binnen eenzelfde netperiode wordt aangeduid als werking in de gemengde geleidingsmode. De voorwaarden waaraan de gelijkrichter moet vol-

doen om al dan niet in de gemengde geleidingsmode te werken, kunnen worden uitgedrukt in functie van de ingestelde ingangsconductantie g_e van de omzetter (zie paragraaf 4.1.2) en in functie van het ingaand vermogen van de omzetter (zie paragraaf 4.3.2).

Wanneer de gelijkrichter, ontworpen voor werking in de continue geleidingsmode, in de gemengde geleidingsmode werkt, zal de netstroom van deze gelijkrichter sterk vervormd worden indien geen maatregelen getroffen worden. Een eerste reden hiervoor is het optreden van oscillaties in de ingangsstroom, ten gevolge van de parasitaire capaciteit van de schakelaar en van de diode. Deze oscillaties kunnen de netstroom op verschillende manieren verstoren. Enerzijds zorgen deze oscillaties ervoor dat de versterking van variaties in de pulswijdteverhouding naar variaties in de ingangsstroom onvoorspelbaar en sterk variabel wordt. Dit zorgt bij een snelle regelaar van de gemiddelde stroom voor een instabiele stroomregelkring. Anderzijds zal de gemiddelde ingangsstroom bij traag veranderende pulswijdteverhouding trage variaties vertonen, afhankelijk van de variaties in ingangsspanning, wat leidt tot een stroomvervorming bij lage harmonischen van de netfrequentie. De oplossing van het probleem ligt bij het gebruik van een snubber.

Een tweede bron van vervorming van de netstroom is de fout die het bemonsteringsalgoritme dat gebruikt wordt in de continue geleidingsmode, onvermijdelijk maakt wanneer de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt. Hierdoor zal de aan de stroomregelaar aangeboden bemonsterde stroommeting geen correcte representatie zijn van de werkelijke ingangsstroom. Hoewel de regelaar ogenschijnlijk de fout volledig wegregelt, zal de netstroom een aanzienlijke vervorming vertonen in de gebieden waar de omzetter in de onderbroken mode werkt. Voor de oplossing kan gebruik gemaakt worden van de reken capaciteit van een digitale regelaar. Het is immers mogelijk, met de kennis van de ingangsspanning, de uitgangsspanning, de ingangsstroom en de pulswijdteverhouding, de gemiddelde waarde van de ingangsstroom te berekenen uit de foutief bemonsterde waarde. Het blijkt bovendien dat deze berekening ook nog steeds een correcte waarde voor de ingangsstroom oplevert in de continue geleidingsmode, zodat het algoritme kan geïmplementeerd worden zonder dat de overgang tussen beide geleidingsmodes moet gedetecteerd worden.

Tenslotte is er de invloed van de dynamica van de ingangsstroom ten opzichte van variaties van de pulswijdteverhouding, die sterk verschillend is in beide geleidingsmodes. De versterking van de transfertfunctie van pulswijdteverhouding naar ingangsstroom is lager in de onderbroken geleidingsmode, waardoor de ingangsstroom zijn wenswaarde onvoldoende kan volgen. De eenvoudigste oplossing, namelijk het implementeren van twee regelaars, één voor elke geleidingsmode, heeft enkele praktische bezwaren. Men moet immers de grens tussen beide zones zo precies mogelijk bepalen om een ideale werking te bekomen. Aangezien deze grens moeilijk exact te bepalen is, zal er bij de overgang tussen de twee regelaars steeds vervorming blijven optreden. Daarom wordt als oplossing voor-

gesteld het principe van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding uit te breiden naar de onderbroken geleidingsmode. Deze oplossing vergt enkel wat bijkomende rekentijd van de digitale processor en resulteert, in combinatie met de oplossingen voor de twee andere problemen, in een netstroom met weinig vervorming.

Hoofdstuk 5

Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter

5.1 Inleiding

De ideale gelijkrichter gedraagt zich volgens paragraaf 2.1 als een weerstand voor het voedende net. In praktijk, bij een vrijwel sinusoidale golfvorm van de netspanning, komt dit erop neer dat de golfvorm van de ingangsstroom zo goed mogelijk een sinusoïde moet beschrijven. Voor de implementatie hiervan worden over het algemeen twee strekkingen gevolgd. In [Mattavelli2005, Zhang2004] wordt de wenswaarde van de ingangsstroom bekomen als product van de gewenste amplitude (voor de vermogenregeling van de gelijkrichter) en een sinusoidaal referentiesignaal, gegenereerd door een fasevolger¹. Anderzijds wordt in vele gevallen gekozen voor de implementatie die beschreven is in hoofdstuk 3, waarbij de wenswaarde van de ingangsstroom berekend wordt uit het product van deingangsspanning en de gewenste ingangsconductantie van de gelijkrichter. Zo lang de spanning sinusoidaal blijft lijken beide methoden gelijkwaardig. Het verschil tussen deze twee methoden is vooral van belang wanneer rekening gehouden wordt met het optreden van harmonische componenten in de netspanning. Bij gebruik van de eerste controlestrategie (sinusoidale referentiegolfvorm) zal het optreden van deze harmonischen geen invloed hebben op de ingangsstroom van de gelijkrichter: de ingangsstroom zal nog steeds vrijwel sinusoidaal zijn. In het tweede geval zullen er in de ingangsstroom echter harmonische componenten optreden, en wel met dezelfde frequentie als de aanwezige harmonische componenten in de spanning. Hierdoor zal de ingangsstroom in het eerste geval een lage harmonische distorsie behouden, terwijl deze bij gebruik van de tweede controlestrategie toeneemt.

¹Engels: Phase-Locked Loop (PLL). Hoewel in het Nederlands wel eens *fasevergrenzelingsysteem* wordt gebruikt, wordt hier de benaming *fasevolger* voorgesteld.

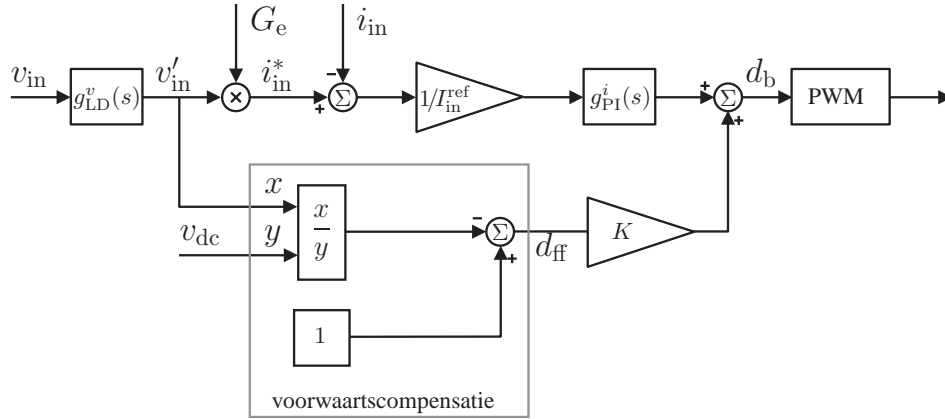
Hoewel deze vaststelling ogenschijnlijk het gebruik van de eerste controlestrategie aanbeveelt, zal het volgens studies die een algemene verbetering van de netspanningskwaliteit nastreven, toch de tweede controlestrategie zijn die de beste invloed heeft op de werking van het voedende net. In deze studies wordt aangetoond dat de voortplanting van harmonischen in een distributienet verminderd wordt wanneer de netimpedantie, gezien vanuit een vervuilende last, een lage, bij voorkeur reële (resistieve) waarde aanneemt voor de harmonischen die door deze last gegenereerd worden [Ghijsselen2001]. Gelijkrichters die zich voor harmonischen als een weerstand gedragen, dragen bij tot een lage netimpedantie voor harmonischen en dus tot een beperkte voortplanting van harmonischen in het voedende net. Gelijkrichters met een sinusoidale stroomreferentie gedragen zich daarentegen als een open keten voor harmonischen (harmonische spanningen zullen geen harmonische stromen opwekken), zodat deze geen enkele bijdrage zullen leveren aan de vermindering van de voortplanting van harmonischen door het net. Vandaar dat in verschillende artikels gesuggereerd wordt om actieve filters die zich resistief gedragen voor harmonischen, te verspreiden over het distributienet [Akagi1996], of zelfs om zoveel mogelijk gelijkrichters, verspreid over het net, uit te rusten met een controlestrategie die de convertor een resistieveingangsimpedantie geeft [Ryckaert2003].

Hierbij moet wel worden opgemerkt dat een convertor, uitgerust met een resistieve controlestrategie, zich niet altijd als een perfecte weerstand zal gedragen voor hogere frequenties, omwille van de praktische realisatie van de convertor (invloed van het ingangsfILTER, de beperkte schakelfrequentie. . .). Vandaar dat in dit hoofdstuk zal worden nagegaan hoe de hoger beschreven boostgelijkrichter zich zal gedragen voor frequenties verschillend van de netfrequentie. Bovendien zal een controlestrategie worden voorgesteld die de gelijkrichter nog beter uitrust om bij te dragen tot een lage resistieve netimpedantie.

5.2 Ingangsimpedantie in de continue geleidingsmode

5.2.1 Berekening van deingangsimpedantie

De afleiding van deingangsimpedantie van de gelijkrichter in de continue geleidingsmode is gebaseerd op het kleinsignaalmodel van de convertor, in combinatie met het kleinsignaalmodel van de regelaar. De afleiding wordt hier uitgevoerd voor twee verschillende controlestrategieën: enerzijds een PI-regelaar, anderzijds een PI-regelaar gecombineerd met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding [Van de Sype2003a, Van de Sype2005a]. Beide controlestrategieën worden samen weergegeven in figuur 5.1, welke principieel gelijk is aan figuur 3.30, op twee verschillen na. Ten eerste wordt de pulswijdteverhouding die berekend wordt in het pad van de voorwaartscompensatie, vermenigvuldigd met een waar-



Figuur 5.1. Schema van de stroomregelaar in de continue geleidingsmode voor berekening van deingangsimpedantie van de gelijkrichter

de K , die nul is voor het geval zonder voorwaartscompensatie en één in het geval met voorwaartscompensatie. Op die manier kunnen deingangsimpedanties voor de controller met en zonder voorwaartscompensatie in één keer berekend worden. Ten tweede wordt er om stabiliteitsredenen een laagdoorlaatfilter $g_{LD}^v(s)$ toegevoegd aan de meting van deingangsspanning [Spiazzi1999]. Wanneer er immers geen gebruik wordt gemaakt van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, zal blijken dat deingangsimpedantie van de gelijkrichter een negatief reëel deel krijgt voor bepaalde frequenties. Bij deze frequenties ontstaat er daardoor een groot risico op resonanties, met instabiliteit tot gevolg.

Indien de uitgangsspanning van de gelijkrichter geen constante waarde heeft, zal het toevoegen van voorwaartscompensatie aan het schema van de regelaar een niet-lineariteit veroorzaken in die regelaar. Bij de berekening van de ideale pulswijdteverhouding d_{ff} staat de uitgangsspanning v_{dc} namelijk in de noemer:

$$d_{ff} = 1 - \frac{v'_{in}}{v_{dc}}. \quad (5.1)$$

Bijgevolg zal dit gedeelte moeten gelineariseerd worden voor de berekening van deingangsimpedantie. Met hoofdletters als evenwichtstoestand en kleine letters met een hoedje voor de afwijkingen uit die evenwichtstoestand wordt de gelineariseerde vergelijking:

$$\hat{d}_{ff} = \frac{V'_{in}}{V_{dc}^2} \hat{v}_{dc}(s) - \frac{1}{V_{dc}} \hat{v}'_{in}(s). \quad (5.2)$$

Rekening houdend met $V_{in} \approx V'_{in}$ en $\hat{v}'_{in}(s) = g_{LD}^v(s)v_{in}(s)$, kan de kleinsignaaltransfertoefunctie van de volledige stroomregelaar uit figuur 5.1 worden uitgedrukt

als

$$\begin{aligned} \widehat{d}_b(s) = & -\frac{g_{\text{PI}}^i(s)}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} \widehat{v}_{\text{in}}(s) + K \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{dc}}^2} \widehat{v}_{\text{dc}}(s) \\ & + \left(\frac{G_e g_{\text{PI}}^i(s) g_{\text{LD}}^v(s)}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} - K \frac{g_{\text{LD}}^v(s)}{V_{\text{dc}}} \right) \widehat{v}_{\text{in}}(s). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Merk op dat in deze afleiding een verschil gemaakt wordt tussen de pulswijdteverhouding d_b die aangeboden wordt aan de pulswijdtemodulator en de werkelijke pulswijdteverhouding d die de gemiddelde waarde is van het signaal dat aan de schakelaar wordt aangeboden. De werkelijke pulswijdteverhouding kan uit de berekende pulswijdteverhouding afgeleid worden door rekening te houden met de dynamica van de pulswijdtemodulator, gesymboliseerd door de transfertfunctie $g_{\text{PWM}}(s)$, zodat het volledige kleinsignaalmodel van de regelaar kan berekend worden met

$$\widehat{d} = g_{\text{PWM}}(s) \widehat{d}_b(s). \quad (5.4)$$

De respons van de gelijkrichter op kleine afwijkingen in de ingangsspanning, de uitgangsspanning en de (werkelijke) pulswijdteverhouding kan beschreven worden door de vereenvoudigde versie² van (3.17),

$$\widehat{v}_{\text{in}}(s) = \frac{1}{sL} \widehat{v}_{\text{in}}(s) + \frac{V_{\text{dc}}}{sL} \widehat{d}(s) - \frac{(1-D)}{sL} \widehat{v}_{\text{dc}}(s). \quad (5.5)$$

Door eliminatie van de pulswijdteverhouding in (5.5) en (5.4), rekening houdend met (5.3), kan de ingangsstroom van de gelijkrichter geschreven worden als

$$\begin{aligned} \widehat{v}_{\text{in}}(s) \left(sL + \frac{V_{\text{dc}}}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} g_{\text{PI}}^i(s) g_{\text{PWM}}(s) \right) = & \widehat{v}_{\text{dc}}(s) (1-D) (K g_{\text{PWM}}(s) - 1) \\ & + \widehat{v}_{\text{in}}(s) \left\{ (1 - K g_{\text{LD}}^v(s) g_{\text{PWM}}(s)) + \frac{V_{\text{dc}} G_e}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} g_{\text{LD}}^v(s) g_{\text{PI}}^i(s) g_{\text{PWM}}(s) \right\}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Deze vergelijking geeft enerzijds aanleiding tot de transfertfunctie van het stoor­gedrag van de uitgangsspanning naar de ingangsstroom

$$\frac{\widehat{v}_{\text{in}}}{\widehat{v}_{\text{dc}}} = \frac{(1-D)(K g_{\text{PWM}}(s) - 1)}{\left(sL + \frac{V_{\text{dc}}}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} g_{\text{PI}}^i(s) g_{\text{PWM}}(s) \right)} \quad (5.7)$$

²zie ook de bespreking op p. 58

en anderzijds tot de ingangsimpedantie van de gelijkrichter

$$\begin{aligned}\widehat{z}_{\text{in}}(s) &= \frac{\widehat{v}_{\text{in}}(s)}{\widehat{i}_{\text{in}}(s)} \\ &= \frac{sL + \frac{V_{\text{dc}}}{I_{\text{ref}}} g_{\text{PI}}(s) g_{\text{PWM}}(s)}{(1 - K g_{\text{LD}}^v(s) g_{\text{PWM}}(s)) + \frac{V_{\text{dc}} G_e}{I_{\text{ref}}} g_{\text{LD}}^v(s) g_{\text{PI}}^i(s) g_{\text{PWM}}(s)}.\end{aligned}\quad (5.8)$$

Deze ingangsimpedantie beschrijft de reactie van de ingangsstroom van de gelijkrichter op kleine variaties in de ingangsspanning. Om de ingangsimpedantie van de totale gelijkrichter ten opzichte van het voedende net te bekomen, moet bovendien rekening worden gehouden met het ingangfilter dat aan de netzijde van de gelijkrichterbrug geplaatst is. De invloed hiervan zal voornamelijk bepaald worden door de capaciteit C_f van het ingangfilter. De totale ingangsimpedantie $\widehat{z}_{\text{tot}}(s)$ wordt uit (5.8) berekend als

$$\widehat{z}_{\text{tot}}(s) = \frac{\widehat{v}_{\text{net}}(s)}{\widehat{i}_{\text{net}}(s)} = (\widehat{z}_{\text{in}}^{-1} + sC_f)^{-1}.\quad (5.9)$$

Om de uiteindelijke ingangsimpedantie te kunnen bepalen, is het tenslotte nodig om de verschillende deeltransfertoefuncties die voorkomen in (5.8), te bepalen.

- Als eerste wordt het laagdoorlaatfilter besproken dat ingevoerd werd in de meting van de ingangsspanning, teneinde de stabiliteit van de converter te waarborgen. Het laagdoorlaatfilter kan beschreven worden door middel van de transfertoefunctie

$$g_{\text{LD}}^v(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{\text{LD}}^v}.\quad (5.10)$$

- Hoewel de stroomregelaar digitaal geïmplementeerd is, kan de transfertoefunctie $g_{\text{PI}}^i(s)$ van de regelaar met goede benadering beschreven worden door gebruik te maken van de transfertoefunctie van een PI-regelaar in het Laplace-domein

$$g_{\text{PI}}^i(s) = K_{\text{PI}} \left(1 + \frac{1}{s\tau_{\text{PI}}} \right).\quad (5.11)$$

- De transfertoefunctie van de pulswijdtemodulator is afhankelijk van het type pulswijdtemodulator dat wordt toegepast. Voor een symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator, in paragraaf 3.1.4 gekozen als modulator, wordt die

gegeven door [Van de Sype2004d]

$$g_{\text{mod}}(s) = \frac{\exp\left(-s\frac{(1-D)T_s}{2}\right) + \exp\left(-s\frac{(1+D)T_s}{2}\right)}{2}. \quad (5.12)$$

Het gedrag van deze transfertfunctie kan intuïtief beter beschreven worden aan de hand van zijn equivalent in het frequentiedomein [Van de Sype2004d]

$$g_{\text{mod}}(j\omega) = \cos\left(\frac{\omega DT}{2}\right) \exp\left(-j\frac{\omega T}{2}\right). \quad (5.13)$$

De amplitude van de transfertfunctie van een symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator zal afnemen voor frequenties die in de buurt komen van de schakelfrequentie. Voor een breed gebied met lagere frequenties is deze echter gelijk aan één. Bij lage waarden van de pulswijdteverhouding zal deze invloed bovendien nog verder afnemen. Anderzijds is de respons van de pulswijdtemodulator vertraagd over de helft van een schakelperiode, wat aanleiding geeft tot een fasedraaiing die ook reeds bij lagere frequenties van belang is. Bovendien moet er in de volledige regelkring ook rekening gehouden worden met een tijdsvertraging van een halve periode tussen de bemonstering van de meetwaarden en het aanleggen van de hieruit berekende pulswijdteverhouding. De totale transfertfunctie $g_{\text{PWM}}(s)$ die moet ingevuld worden in (5.8), uitgedrukt in het frequentiedomein, wordt bijgevolg gegeven door

$$g_{\text{PWM}}(j\omega) = \underbrace{\cos\left(\frac{\omega DT}{2}\right) \exp\left(-j\frac{\omega T}{2}\right)}_{\text{modulator}} \cdot \underbrace{\exp\left(-j\frac{\omega T}{2}\right)}_{\text{tijdsvertraging}}. \quad (5.14)$$

5.2.2 Bespreking van de resultaten

Op basis van de berekeningen van vorige paragraaf, kan de kleinsignaal-ingangsimpedantie van een boostgelijkrichter bepaald worden, gebruik makend van (5.8), (5.10), (5.11) en (5.14). In het geval dat voldaan is aan de benaderingen

$$0 < \omega < \frac{1}{\tau_{\text{PI}}}, \quad \tau_{\text{PI}} \gg \tau_{\text{LD}}^v, \quad \text{en} \quad \tau_{\text{PI}} \gg T_s, \quad (5.15)$$

kan dezeingangsimpedantie bepaald worden als

$$\hat{z}_{\text{in}}(j\omega) \approx \frac{\beta}{j\omega(1-K) + G_e\beta}, \quad (5.16)$$

met

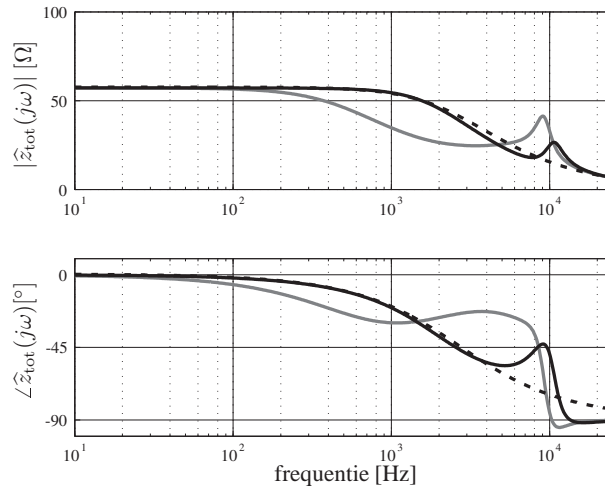
$$\beta = \frac{V_{\text{dc}}}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} \cdot \frac{K_{\text{PI}}}{\tau_{\text{PI}}}. \quad (5.17)$$

Hierin is $K = 0$ wanneer het klassieke controleschema zonder voorwaartscompensatie wordt gebruikt, en is $K = 1$ wanneer het controleschema met voorwaartscompensatie wordt gebruikt. In het geval zonder voorwaartscompensatie blijkt dat deingangsimpedantie (5.16) enkel voor zeer lage frequenties en hoog vermogen (nl. als $G_e \beta \gg \omega$) zijn gewenste waarde G_e^{-1} benadert. Bij lager vermogen en bij hogere frequenties zal deze benadering van een resistieve ingangsimpedantie minder nauwkeurig zijn. Dit is reeds merkbaar bij een netfrequentie van 50 Hz, zoals getoond werd in figuur 3.31(a), maar wordt nog veel belangrijker wanneer de netfrequentie opgedreven wordt, zoals getoond werd in figuur 3.31(b) voor een 400-Hz net. Veel beter is de respons die verkregen wordt door gebruik te maken van voorwaartscompensatie. Uitdrukking (5.16) toont reeds aan dat in dit geval (waarbij dus $K = 1$) de benaderde ingangsimpedantie zuiver resistief is en gelijk aan zijn gewenste waarde G_e^{-1} .

De volledige ingangsimpedantie \hat{z}_{tot} waarin ook met de capaciteit C_f is rekening gehouden, is in figuren 5.2 en 5.3 voorgesteld door volle lijnen in een bodediagram. De verschillende curves zijn berekend op basis van de parameters van de gelijkrichter (3.19), met de instellingen van de PI-regelaar volgens (3.26). De tijdsconstante τ_{LD}^v van het laagdoorlaatfilter g_{LD}^v werd op 20 μs genomen voor de curves zonder voorwaartscompensatie, terwijl dit laagdoorlaatfilter is weggelaten voor de curves met voorwaartscompensatie. Voor elke figuur werd een andere, constante waarde van de ingangsgoedert G_e gekozen, hetgeen overeenkomt met verschillende vermogenniveaus van de gelijkrichter.

In figuur 5.2 is het bodediagram van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter afgebeeld voor een ingestelde ingangsgoedert $G_e = (57 \Omega)^{-1}$. Deze ingangsgoedert komt bij een effectieve waarde van de ingangsspanning van 230 V overeen met een ingaand vermogen van 1 kW. De evenwichtswaarden waarbij de theoretische curves werden berekend, zijn $V_{\text{in}} = 230 \text{ V}$ (gelijkspanning), $V_{\text{dc}} = 400 \text{ V}$ en $D = 0,425$. De grijze curve toont de ingangsimpedantie van de gelijkrichter met een klassieke regelaar, zonder gebruik te maken van voorwaartscompensatie. Dit betekent dat $K = 0$ werd gekozen in (5.8). Hoewel de stroomregelaar van de gelijkrichter ervoor moest zorgen dat de ingangsstroom evenredig is met de ingangsspanning opdat de gelijkrichter zich resistief zou gedragen, valt in figuur 5.2 op dat de amplitude van de ingangsimpedantie reeds vanaf behoorlijk lage frequenties lager wordt dan de ingestelde 57Ω . Deze ingangsimpedantie verliest bovendien vrij snel zijn zuiver resistief karakter: vanaf een frequentie van 100 Hz treedt er reeds een merkbare fasedraaiing op.

De situatie wordt merkkelijk verbeterd door het toepassen van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, wat overeenkomt met $K = 1$ in de bereke-

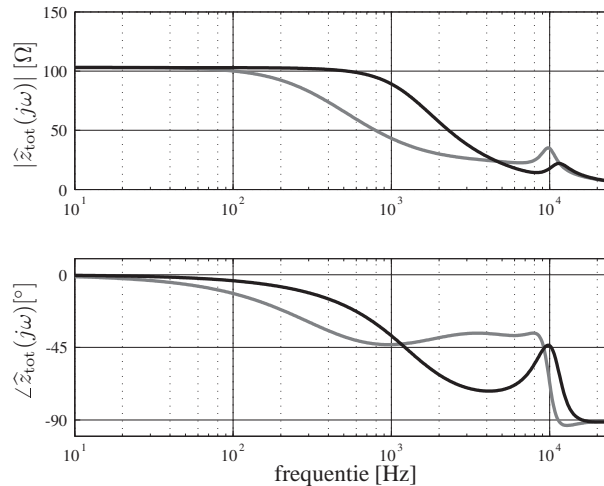


Figuur 5.2. Theoretische ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de continue geleidingsmode voor $G_e = (57.2 \Omega)^{-1}$, met voorwaartscompensatie (zwart) en zonder voorwaartscompensatie (grijs)

ningen. De overeenkomstige curve is in zwarte volle lijnen weergegeven in figuur 5.2. De frequentie waarbij de amplitude van de ingangsimpedantie begint te dalen, neemt merkkelijk toe ten opzichte van de situatie zonder voorwaartscompensatie (± 1 kHz ten opzichte van ± 200 Hz). Voor frequenties lager dan 1 kHz is de fasedraaiing van de ingangsimpedantie merkkelijk lager bij gebruik van voorwaartscompensatie dan zonder. Dit alles wijst op een betere benadering van een resistieve gelijkrichter door gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding. Voor hogere frequenties kan deze conclusie echter niet meer getrokken worden: terwijl de fase van de ingangsimpedantie in een breed frequentiegebied lager blijft dan 45° in de situatie zonder voorwaartscompensatie, neemt deze bij gebruik van voorwaartscompensatie snel toe tot ongeveer 60° .

Om het resistieve karakter van de gelijkrichter verder aan te tonen, werd in figuur 5.2 ook een curve toegevoegd die de bodekarakteristiek weergeeft van de parallelschakeling van een weerstand met waarde 57Ω en een condensator met capaciteit $1 \mu\text{F}$ (zie streeplijn in figuur 5.2). Hieruit blijkt inderdaad dat de gelijkrichter zelf zich tot vrij hoge frequenties heel goed als een weerstand gedraagt. Enkel bij hogere frequenties treedt een resonantiepiek op, waardoor de curve afwijkt van de zuiver resistief-capacitieve curve.

In figuur 5.3 worden opnieuw de berekende ingangsimpedanties met en zonder voorwaartscompensatie getoond, nu voor een ingangconductantie van $(103 \Omega)^{-1}$ (een vermogen van ± 500 W bij $V_{\text{in}} = 230$ V). Alle andere parameters hebben dezelfde waarden als die voor figuur 5.2. Kwalitatief kunnen in figuur 5.3 dezelfde trends worden waargenomen als in figuur 5.2. Zo zal de ingangsimpedantie

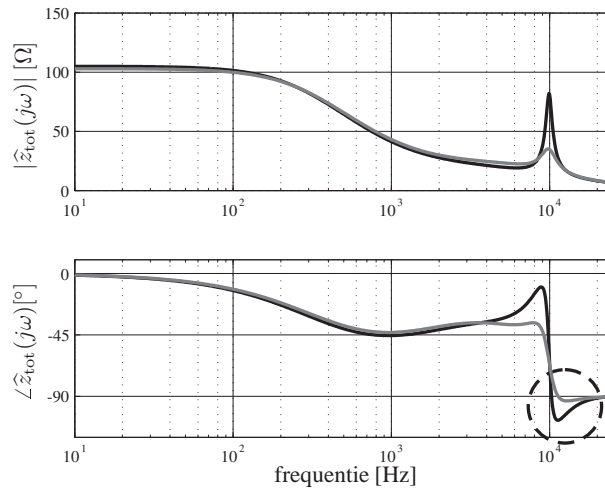


Figuur 5.3. Theoretische ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de continue geleidingsmode voor $G_e = (103 \Omega)^{-1}$, met voorwaartscompensatie (zwart) en zonder voorwaartscompensatie (grijs)

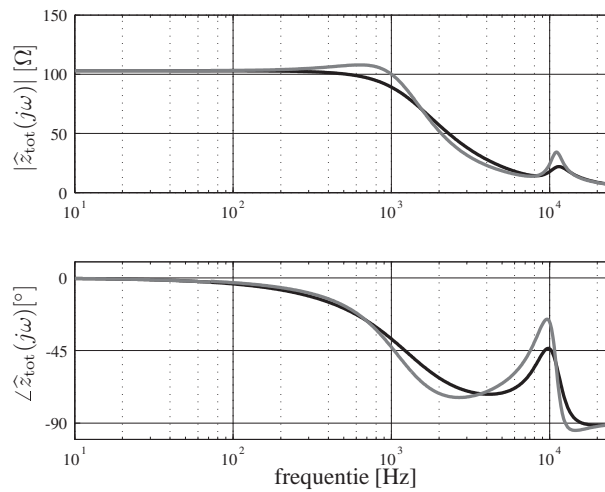
zich voor de lagere frequenties veel beter resistief gedragen met voorwaartscompensatie dan zonder: de amplitude blijft langer constant, terwijl de fase draaiing klein blijft. Ook nu zal de fase draaiing van de ingangsimpedantie voor hogere frequenties lager zijn zonder voorwaartscompensatie dan met. Het grootste verschil tussen figuren 5.2 en 5.3 zit in de frequentie waarbij de amplitude van de ingangsimpedantie begint te dalen en de fase draaiing begint toe te nemen. Deze frequentie is merkkelijk lager bij een ingangsconductantie van $(103 \Omega)^{-1}$ dan bij een ingangsconductantie van $(57 \Omega)^{-1}$.

Hierbij dient opgemerkt te worden dat in de berekening van de theoretische curves van figuren 5.2 en 5.3 voor het geval zonder voorwaartscompensatie gebruik gemaakt werd van een laagdoorlaatfilter g_{LD}^v na de meting van deingangsspanning, doch niet in het geval met voorwaartscompensatie. Terwijl dit laagdoorlaatfilter om stabiliteitsredenen noodzakelijk is wanneer geen voorwaartscompensatie wordt toegepast, is dit immers overbodig bij gebruik van een regelaar met voorwaartscompensatie. Meer nog, dit laagdoorlaatfilter zal de ingangsimpedantie van een gelijkrichter met voorwaartscompensatie negatief beïnvloeden. Dit alles wordt aangetoond aan de hand van figuren 5.4 en 5.5.

Eerst wordt de noodzaak van het laagdoorlaatfilter aangetoond voor het geval dat er geen voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding wordt toegepast. Daarvoor volstaat het de grijze en de zwarte curve uit figuur 5.4 te vergelijken. Wanneer geen laagdoorlaatfilter wordt gebruikt (zwarte curve in figuur 5.4), treedt er bij een frequentie van 10 kHz een sterke toename van de ingangsimpedantie op en overschrijdt de fasehoek -90° (zie omcirkeling in figuur 5.4). Dit laatste be-



Figuur 5.4. Theoretische ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de continue geleidingsmode voor $G_e = (103 \Omega)^{-1}$ **zonder** voorwaartscompensatie, zonder laagdoorlaatfilter (zwart) en met laagdoorlaatfilter (grijs)



Figuur 5.5. Theoretische ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de continue geleidingsmode voor $G_e = (103 \Omega)^{-1}$ **met** voorwaartscompensatie, zonder laagdoorlaatfilter (zwart) en met laagdoorlaatfilter (grijs)

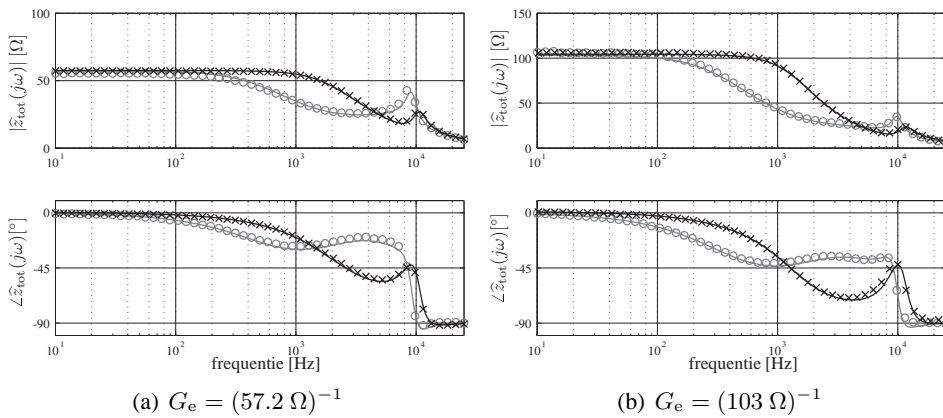
tekent dat het reëel deel van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter negatief wordt, hetgeen bij onvoldoende aanwezigheid van demping in het net aanleiding zal geven tot instabiliteit, met het uitschakelen van de converter tot gevolg. Wanneer wel een laagdoorlaatfilter wordt gebruikt, zoals in de grijze curve van figuur 5.4, dan wordt de fasehoek van de ingangsimpedantie maximaal ongeveer -90° , wat voldoende is om stabiel te blijven.

In het geval dat een regelaar met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding wordt toegepast, blijft de fasedraaiing van de ingangsimpedantie beperkt tot 90° , zowel met laagdoorlaatfilter (grijze volle lijnen in figuur 5.5), als zonder laagdoorlaatfilter (zwarte volle lijnen in figuur 5.5). De aanwezigheid van het filter zorgt wel voor een opslingering van de amplitude en een snelle variatie van de fase van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter in een zone rond 10 kHz. Van daar dat in figuren 5.2 en 5.3 het laagdoorlaatfilter in de ingangsspanningsmeting werd weggelaten in het geval dat er voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding werd toegepast.

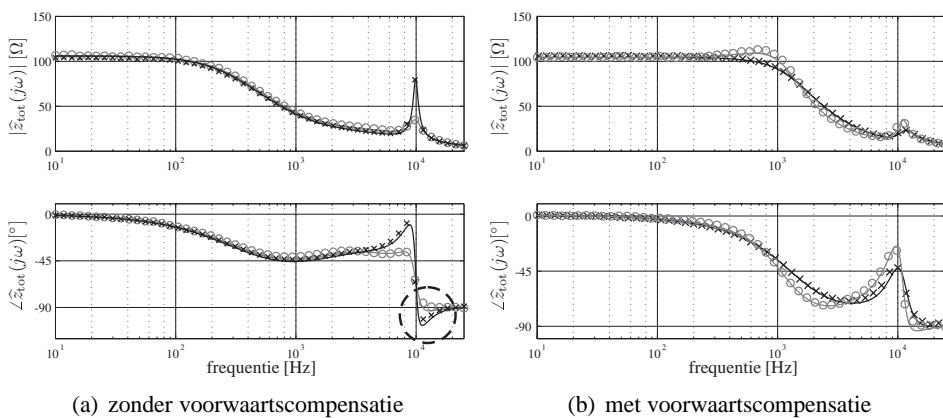
Als laatste resultaat wordt tenslotte een bespreking gegeven van de reactie van de boostgelijkrichter op storingen afkomstig van variaties in de uitgangsspanning. Deze reactie is in paragraaf 5.2.1 berekend als (5.7). Hieruit blijkt dat wanneer er geen voorwaartscompensatie gebruikt wordt ($K = 0$), een goede rejectie van storingen in de uitgangsspanning kan bekomen worden door de noemer van (5.7) voldoende groot te maken. Dit kan door de versterking van de regelaar voldoende hoog te maken. In de meeste gevallen is aan deze eis voldaan aangezien de veelgebruikte PI-regelaar een grote versterking heeft voor lage frequenties, en aangezien de storingen op de uitgangsspanning laagfrequent zijn door de grote waarde van de uitgangscapaciteit C_{dc} . In het geval van voorwaartscompensatie ($K = 1$) wordt de teller van (5.7) echter virtueel nul aangezien g_{PWM} voor lage frequenties gelijk is aan 1 (zie (3.23)). Bijgevolg is een goede rejectie van de storingen in de uitgangsspanning niet langer afhankelijk van een hoge versterking van de regelaar.

5.2.3 Experimentele verificatie

Om de theoretisch berekende krommen van figuren 5.2 tot 5.5 experimenteel te verifiëren, wordt de hoger vermelde experimentele boostgelijkrichter gebruikt. Bij deze experimenten wordt de spanningsregelaar uitgeschakeld, zodanig dat de ingangsconductantie van de boostgelijkrichter op een constante waarde ingesteld blijft. Vervolgens wordt aan de ingang van de gelijkrichter een constante spanning aangelegd met daarop gesuperponeerd een sinusoidale spanning met een kleine amplitude (10 V). De frequentie van dit sinusoidale signaal wordt dan achtereenvolgens ingesteld op een groot aantal logaritmisch verspreide waarden in het frequentiegebied tussen 10 Hz en 25 kHz. De aangelegde spanning en de



Figuur 5.6. Theoretische (volle lijnen) versus experimentele (kruisjes en cirkels) waarden van deingangsimpedantie van de boostgelijkrichter in de continue geleidingsmode, zwart: met voorwaartscompensatie, grijs: zonder voorwaartscompensatie



Figuur 5.7. Theoretische (volle lijnen) versus experimentele (kruisjes en cirkels) waarden van deingangsimpedantie van de boostgelijkrichter bij $G_e = (103 \Omega)^{-1}$ in de continue geleidingsmode, zwart: zonder laagdoorlaatfilter, grijs: met laagdoorlaatfilter

overeenkomstige ingangsstroom van de boostgelijkrichter worden vervolgens gemeten met een signaalanalysator (HP-3562A van Hewlett Packard), die uit deze meetwaarden deingangsimpedantie van de boostgelijkrichter berekent voor elke frequentie. Het resultaat kan dan opnieuw voorgesteld worden in een bodediagram, zodat het kan vergeleken worden met de verschillende theoretische curves uit paragraaf 5.2.2.

Het resultaat is te zien in figuren 5.6 en 5.7. De volle lijnen stellen telkens de theoretische krommen voor, ook al getoond in figuren 5.2 tot 5.5. In figuur 5.6

staat grijs voor de klassieke regelaar zonder voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, zwart voor de regelaar met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding. De verschillende meetpunten, bekomen met de signaalanalysator, worden getoond als zwarte kruisjes en grijze cirkels voor de regelaar met en zonder voorwaartscompensatie, respectievelijk. Uit deze figuren blijkt dat de opgemeten waarden van de ingangsimpedantie in alle gevallen bijzonder nauw aansluiten bij de theoretisch berekende curves. Dit betekent dat het vooropgestelde model voldoende nauwkeurig was. De kleine afwijkingen die er soms kunnen optreden zijn te wijten aan kleine onnauwkeurigheden in de gebruikte parameters.

Ook in figuur 5.7 blijken de theoretische curven (zwart voor het geval zonder laagdoorlaatfilter, grijs voor het geval met laagdoorlaatfilter) heel goed met de experimenten overeen te stemmen. Hierbij dient wel te worden opgemerkt dat de meting van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter zonder laagdoorlaatfilter en zonder voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding, zie grijze cirkels in figuur 5.7(a), enkel mogelijk is door het plaatsen van een grote weerstand in serie met de gelijkrichter. Deze weerstand zorgt voor een compensatie van het negatieve reële deel van de ingangsimpedantie in de buurt van 10 kHz. Bij het aanleggen van een signaal met een frequentie van 10 kHz zonder deze weerstand, treedt een instabiliteit op met een grote amplitude die leidt tot het beveiligen en afschakelen van de convertor.

5.3 Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode

5.3.1 Berekening van de ingangsimpedantie

Naar analogie met de berekeningen die in paragraaf 5.2.1 uitgevoerd werden om de ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter te bekomen in de continue geleidingsmode, worden in deze paragraaf de berekeningen overgedaan voor werking van de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode. Het schema van de regelaar wordt getoond in figuur 5.8. Net zoals in figuur 5.1 wordt een factor K ingevoerd in het schema om in één berekening zowel de situatie met en zonder voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding te kunnen beschrijven. Het verschil tussen figuren 5.1 en 5.8 is te vinden in de berekening van de ideale pulswijdteverhouding: in figuur 5.1 is dit de formule voor de continue geleidingsmode (4.72), terwijl in figuur 5.8 gebruik gemaakt wordt van de formule voor onderbroken geleidingsmode (4.75). Omwille van het gebruik van een andere berekeningsmethode, moet ook het kleinsignaalmodel van de stroomregelaar opnieuw berekend worden. Eerst moet daarvoor een linearisatie uitgevoerd worden van de ideale pulswijdteverhouding d_{ff} die aan de uitgang van de stroomregelaar wordt aangeboden. Hierbij wordt verondersteld dat de ingestelde ingangsconduc-

tantie G_e constant blijft. Kleine variaties van de ideale pulswijdteverhouding in de onderbroken geleidingsmode kunnen aldus uitgedrukt worden in functie van kleine variaties van de ingangs- en uitgangsspanning

$$\hat{d}_{\text{ff}} = \frac{LG_e}{DT_s} \frac{V'_{\text{in}}}{V_{\text{dc}}^2} \hat{v}_{\text{dc}} - \frac{LG_e}{DT_s} \frac{1}{V_{\text{dc}}} \hat{v}'_{\text{in}}, \quad (5.18)$$

waarbij hoofdletters opnieuw evenwichtswaarden voorstellen en kleine letters met een hoedje staan voor kleine afwijkingen uit die evenwichtstoestand. In de onderstelling dat opnieuw $V_{\text{in}} \approx V'_{\text{in}}$ en $\hat{v}'_{\text{in}}(s) = g_{\text{LD}}^v(s)v_{\text{in}}(s)$, kan het kleinsignaalgedrag van de stroomregelaar in de onderbroken mode beschreven worden door

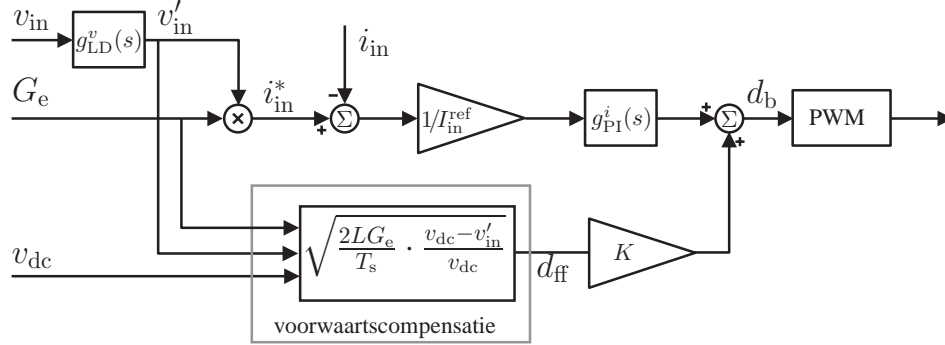
$$\begin{aligned} \hat{d}_{\text{b}}(s) = & \left(\frac{g_{\text{PI}}^i(s) G_e}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} - K \frac{LG_e}{DT_s V_{\text{dc}}} \right) g_{\text{LD}}^v(s) \hat{v}_{\text{in}}(s) \\ & - \frac{g_{\text{PI}}^i(s)}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} \hat{v}_{\text{in}}(s) + K \frac{LG_e}{DT_s} \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{dc}}^2} \hat{v}_{\text{dc}}(s). \end{aligned} \quad (5.19)$$

Net zoals in de continue geleidingsmode moet in deze berekening voor de onderbroken geleidingsmode rekening gehouden worden met de transfertfunctie g_{PWM} van de pulswijdtemodulator, zodat de respons van de pulswijdteverhouding op variaties in de ingangsstroom, de ingangsspanning en de uitgangsspanning uitgedrukt wordt als

$$\begin{aligned} \hat{d}(s) = & \left(\frac{g_{\text{PI}}^i(s) G_e}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} - K \frac{LG_e}{DT_s V_{\text{dc}}} \right) g_{\text{LD}}^v(s) g_{\text{PWM}} \hat{v}_{\text{in}}(s) \\ & - \frac{g_{\text{PI}}^i(s)}{I_{\text{in}}^{\text{ref}}} g_{\text{PWM}} \hat{v}_{\text{in}}(s) + K \frac{LG_e}{DT_s} \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{dc}}^2} g_{\text{PWM}} \hat{v}_{\text{dc}}(s). \end{aligned} \quad (5.20)$$

Het kleinsignaalgedrag van de gelijkrichter werd reeds gemodelleerd in paragraaf 4.4.1. De ingangsstroom kan uitgedrukt worden in functie van de pulswijdteverhouding, de ingangsspanning en de uitgangsspanning door middel van de vergelijking

$$\begin{aligned} & \{sDT_s V_{\text{in}} - 2(V_{\text{in}} - V_{\text{dc}})\} \hat{v}_{\text{in},g}(s) \\ & = \hat{v}_{\text{in}}(s) 2G_e V_{\text{dc}} - \hat{v}_{\text{dc}}(s) 2G_e \frac{V_{\text{in}}^2}{V_{\text{dc}}} + \hat{d}(s) \frac{2T_s}{L} D V_{\text{in}} V_{\text{dc}}. \end{aligned} \quad (5.21)$$



Figuur 5.8. Schema van de stroomregelaar in de onderbroken geleidingsmode voor berekening van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter

Eliminatie van de pulswijdteverhouding uit (5.20) en (5.21), leidt tot het kleinsignaalgedrag van de gelijkrichter met een stroomregelaar in gesloten kring

$$\begin{aligned}
 \hat{i}(s) & \left\{ s + \frac{D}{LG_e} \frac{V_{dc}}{V_{in}} + g_{PI}^i(s) g_{PWM}(s) \frac{2V_{dc}}{LI_{in}^{ref}} \right\} \\
 & = \hat{v}_{in}(s) 2G_e \left\{ \frac{1}{DT_s} \frac{V_{dc}}{V_{in}} + g_{PWM}(s) g_{LD}^v(s) \left(\frac{V_{dc}}{LI_{in}^{ref}} g_{PI}^i(s) - \frac{K}{DT_s} \right) \right\} \\
 & \quad + \hat{v}_{dc}(s) \frac{2G_e V_{in}}{DT_s V_{dc}} (K g_{PWM}(s) - 1). \quad (5.22)
 \end{aligned}$$

Uit deze uitdrukking voor het kleinsignaalgedrag van de gelijkrichter kan met een worden opgemerkt dat de storingen die geïntroduceerd worden door kleine variaties in de uitgangsspanning vrijwel perfect gecompenseerd worden door gebruik te maken van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding. In dat geval zal de factor $K g_{PWM}(s) - 1$ in (5.22) immers gelijk zijn aan nul voor frequenties die voldoende kleiner zijn dan de schakelfrequentie, aangezien $K = 1$ bij voorwaartscompensatie en aangezien $g_{PWM} \approx 1$ bij lage frequenties. Wanneer de uitgangscapacitor van de gelijkrichter bovendien voldoende groot is, zal bovendien de amplitude van hoogfrequente storingen beperkt zijn.

Uit de kleinsignaalrespons (5.22) van de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode kan ook de ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de onderbroken

geleidingsmode berekend worden. Deze wordt gegeven door

$$\widehat{z}_{\text{in}}(s) = \frac{\widehat{v}_{\text{in}}(s)}{\widehat{i}_{\text{in}}(s)} = \frac{1}{2G_e} \frac{s + \frac{D}{LG_e} \frac{V_{\text{dc}}}{V_{\text{in}}} + g_{\text{PI}}^i(s) g_{\text{PWM}}(s) \frac{2V_{\text{dc}}}{LI_{\text{in}}^{\text{ref}}}}{\frac{1}{DT_s} \frac{V_{\text{dc}}}{V_{\text{in}}} + g_{\text{PWM}}(s) g_{\text{LD}}^v(s) \left(\frac{V_{\text{dc}}}{LI_{\text{in}}^{\text{ref}}} g_{\text{PI}}^i(s) - \frac{K}{DT_s} \right)} \quad (5.23)$$

Om de totaleingangsimpedantie te kennen van de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode, moet opnieuw rekening gehouden worden met de capaciteit van het ingangsfILTER C_f . Dit geeft

$$\widehat{z}_{\text{tot}}(s) = \frac{\widehat{v}_{\text{net}}(s)}{\widehat{i}_{\text{net}}(s)} = (\widehat{z}_{\text{in}}^{-1} + sC_f)^{-1}. \quad (5.24)$$

Net zoals in de continue geleidingsmode moet tenslotte nog rekening gehouden worden met de transfertfuncties van het laagdoorlaatfilter in de signaalketen van de ingangsspanningsmeting $g_{\text{LD}}^v(s)$, de PI-regelaar $g_{\text{PI}}^i(s)$, en de pulswijdtemodulator $g_{\text{PWM}}(s)$. Deze werden besproken in paragraaf 5.2.1 en kunnen dan ook voorgesteld worden aan de hand van uitdrukkingen (5.10) tot (5.13).

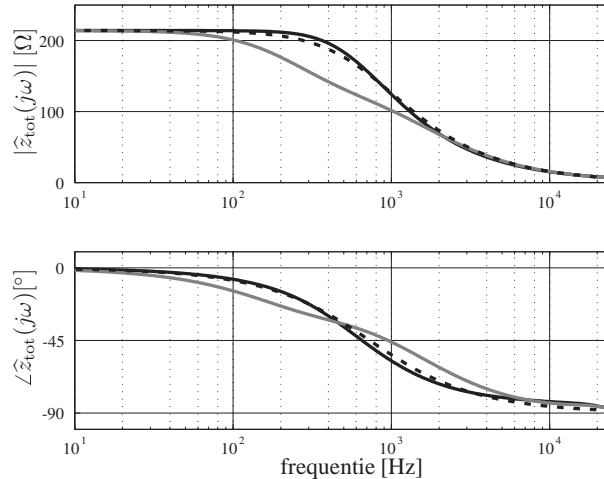
5.3.2 Bespreking van de resultaten

De berekendeingangsimpedantie van de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode kan het best gevisualiseerd worden in bodediagrammen. Deze worden voorgesteld in figuren 5.9 tot 5.11, waarbij telkens een andere (constante) waarde voor de ingangsconductantie G_e werd gebruikt.

In figuur 5.9 werd de ingangsconductantie ingesteld op $(214 \Omega)^{-1}$. Merk op dat de gelijkrichter bij deze waarde van de ingangsconductantie in de gemengde geleidingsmode werkt, zie de bespreking van de grenzen van de gemengde geleidingsmode in paragraaf 4.1.2. Dit betekent dat de werkingsmode van de gelijkrichter zal afhangen van de evenwichtswaarde die voor de ingangsspanning wordt gekozen. Men kan eenvoudig aantonen dat de verhouding κ , gedefinieerd door (4.37), gelijk zal worden aan 1 bij een evenwichtswaarde van de ingangsspanning gegeven door

$$V_{\text{in}} = V_{\text{dc}} \left(1 - \frac{2LG_e}{T_s} \right). \quad (5.25)$$

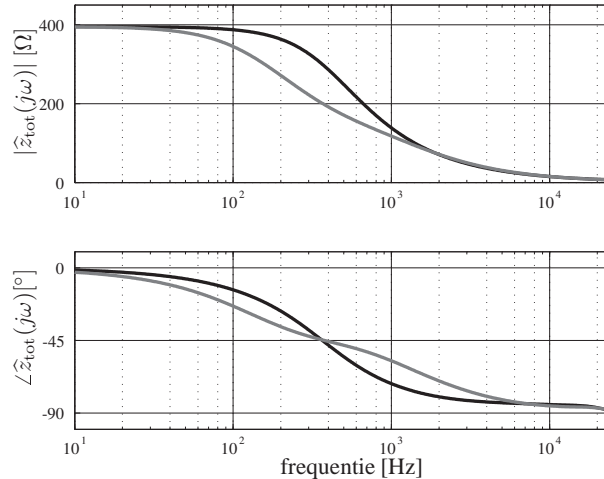
Voor een keuze van de ingangsconductantie $G_e = (214 \Omega)^{-1}$ en van de uitgangsspanning $V_{\text{dc}} = 400 \text{ V}$ betekent dit dat de evenwichtswaarde van de ingangsspanning kleiner moet worden gekozen dan 213 V om de gelijkrichter zeker



Figuur 5.9. Theoretische ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode voor $G_e = (214 \Omega)^{-1}$, met voorwaartscompensatie (zwart) en zonder voorwaartscompensatie (grijs) vergeleken met de impedantie van een RC-circuit (streeplijn)

in de onderbroken mode te laten werken. Voor de berekening van de curves in figuur 5.9 werd gekozen voor $V_{in} = 175$ V. Net zoals in de continue geleidingsmode het geval was, valt ook in de onderbroken geleidingsmode op dat de ingangsimpedantie zich in een gebied met lage frequenties beter resistief gedraagt wanneer de gelijkrichter wordt uitgerust met een regelaar met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding dan wanneer dit niet het geval is. Vanaf een bepaalde frequentie zal de fase draaiing van de ingangsimpedantie zonder voorwaartscompensatie kleiner worden dan die met voorwaartscompensatie.

Figuren 5.10 en 5.11, die de ingangsimpedantie tonen voor een ingestelde ingangsconductantie van $(395 \Omega)^{-1}$ en $(640 \Omega)^{-1}$ respectievelijk, leveren gelijkaardige resultaten op: bij lage frequenties gedraagt de gelijkrichter zich beter resistief wanneer voorwaartscompensatie wordt toegepast, terwijl de fase draaiing bij hogere frequenties lager is wanneer er geen voorwaartscompensatie wordt toegepast. De frequenties waarbij de ingangsimpedantie begint af te wijken van een weerstand, worden echter steeds kleiner naarmate de ingestelde ingangsconductantie van de gelijkrichter afneemt. In het geval van figuur 5.11, waar de ingangsconductantie heel laag is ingesteld ($G_e = (640 \Omega)^{-1}$), zal de converter zich reeds bij een frequentie van 50 Hz resistief-capacitief gedragen, met een behoorlijk grote fase draaiing tot gevolg. Dit resistief-capacitief gedrag van de converter in de onderbroken mode kan eenvoudig verklaard worden aan de hand van figuur 5.9. In deze figuur wordt, net als in figuur 5.2 voor de continue geleidingsmode, een vergelijking gemaakt tussen de ingangsimpedantie van een gelijkrichter met ingestelde ingangsconductantie $G_e = (214 \Omega)^{-1}$ en ingangscapaciteit $C_f = 1 \mu\text{F}$



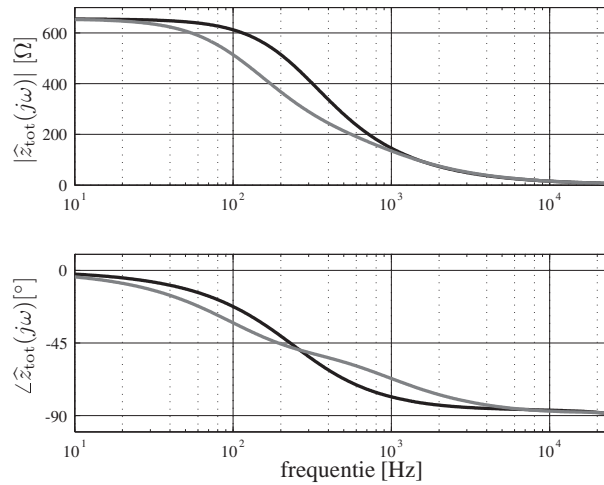
Figuur 5.10. Theoretischeingangsimpedantie van de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode voor $G_e = (395 \Omega)^{-1}$, met voorwaartscompensatie (zwart) en zonder voorwaartscompensatie (grijs)

(zwarte volle lijn), en de impedantie van de parallelschakeling van een werkelijke weerstand van 214Ω en een condensator met waarde $C_f = 1 \mu\text{F}$ (zwarte streeplijn). Uit deze vergelijking blijkt duidelijk dat de converter zelf zich vrijwel ideaal als een weerstand gedraagt, doch dat het capacitief gedrag van het geheel converter plus ingangfilter een gevolg is van het afnemend belang van de converterimpedantie bij lage waarden van G_e , ten opzichte van de impedantie van de condensator.

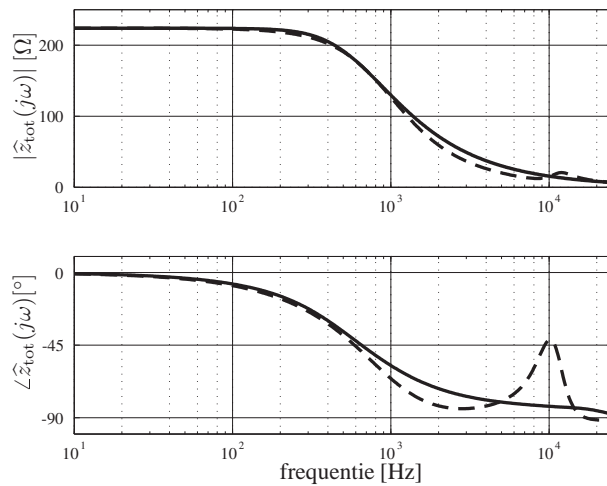
Tenslotte wordt in figuur 5.12 een vergelijking gemaakt tussen deingangsimpedantie van de gelijkrichter in de continue geleidingsmode en in de onderbroken geleidingsmode. In beide gevallen is de ingestelde waarde van de ingangskonductantie ongeveer gelijk. Deingangsspanning is licht verschillend, zodanig dat de converter in het ene geval iets boven de grens tussen continue en onderbroken mode werkt, en in het andere geval iets onder die grens. Voor lage frequenties zullen beide gevallen leiden tot een vergelijkbareingangsimpedantie van de converter. Het grootste verschil is te vinden in het gebied van hoge frequenties, alwaar deingangsimpedantie in de continue geleidingsmode een resonantie bevat die in de onderbroken geleidingsmode afwezig is.

5.3.3 Experimentele verificatie

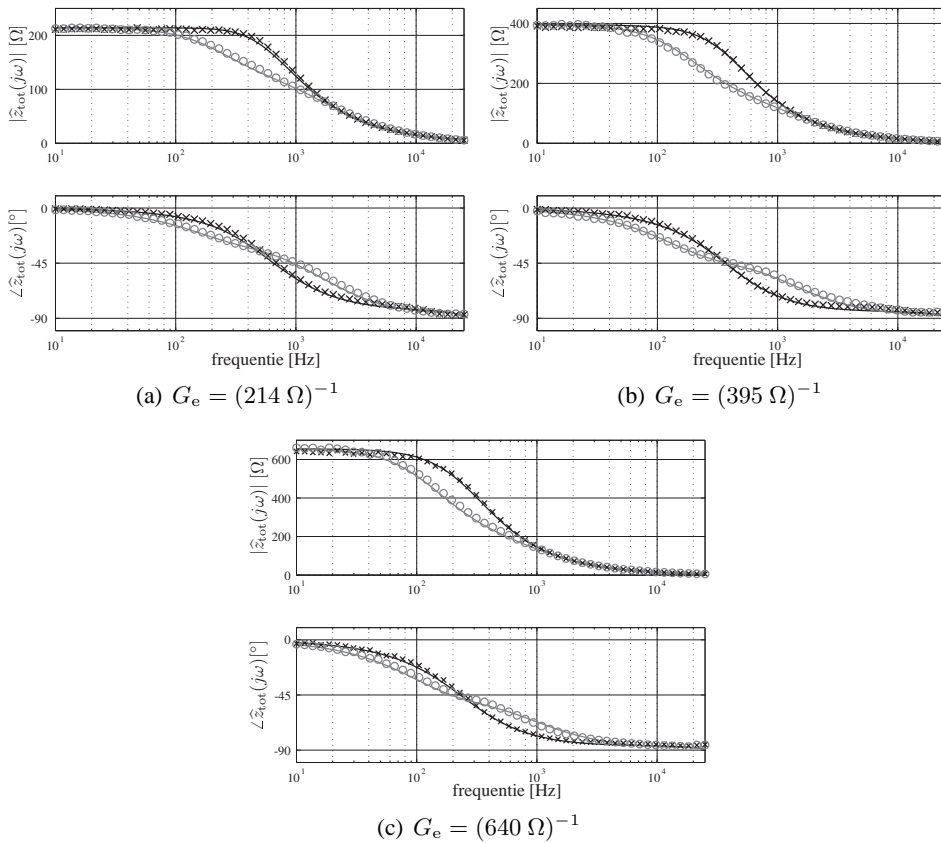
Voor de experimentele verificatie van de theoretisch berekende golfvormen werd gebruik gemaakt van dezelfde opstelling als beschreven in paragraaf 5.2.3. De



Figuur 5.11. Theoretische ingangsimpedantie van de gelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode voor $G_e = (640 \Omega)^{-1}$, met voorwaartscompensatie (zwart) en zonder voorwaartscompensatie (grijs)



Figuur 5.12. Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter met voorwaartscompensatie in de continue geleidingsmode (streeplijn) en in de onderbroken geleidingsmode (volle lijn)



Figuur 5.13. Theoretische (volle lijnen) versus experimentele (kruisjes en cirkels) waarden van de ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter in de onderbroken geleidingsmode, zwart: met voorwaartscompensatie, grijs: zonder voorwaartscompensatie

resultaten worden weergegeven in figuur 5.13 voor drie verschillende instellingen van de ingangsconductantie van de gelijkrichter. Ook hier tonen de experimenten duidelijk de geldigheid van de berekeningen aan.

5.4 De boostgelijkrichter met een programmeerbare ingangsimpedantie voor harmonischen

5.4.1 De invloed van de ingangsimpedantie op het voedende net

In paragrafen 5.2 en 5.3 werd de ingangsimpedantie van een boostgelijkrichter bepaald voor verschillende vermogenniveaus (instelwaarden voor de ingangskon-

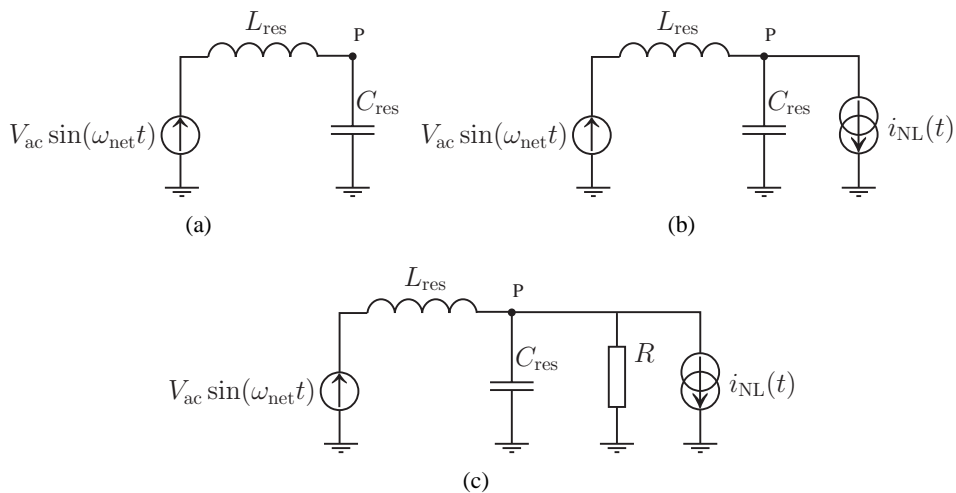
ductantie G_e), zowel in de continue als in de onderbroken geleidingsmode. Uit deze berekeningen kan geconcludeerd worden dat de convertor zich voor relatief lage frequenties vrij goed als een weerstand gedraagt. Uit verschillende studies op het gebied van vermogenskwaliteit [Akagi1996, Ryckaert2003, Takeshita2004, Jintakosonwit2002, Saito2003] blijkt dat dit resistieve gedrag van convertoren die met het net verbonden zijn, wenselijk is om mogelijke resonanties die in het net kunnen optreden te dempen.

Beschouw bijvoorbeeld het netwerk van figuur 5.14(a). Dit bestaat uit een sinusoidale spanningsbron, een zelfinductie L_{res} en een condensator C_{res} . De zelfinductie die hierin voorkomt, stelt de inwendige impedantie voor van het net. Deze wordt voornamelijk bepaald door de kortsluitimpedantie van het voedende net. De capaciteit kan model staan voor de eigen capaciteit van ondergrondse kabels in het netwerk, voor condensatorbanken die parallel op het net geplaatst worden ter compensatie van reactieve vermogens, of voor de ingangscondensatoren van netgekoppelde convertoren. Dit netwerk vertoont een resonantie bij een frequentie gegeven door

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{res}}C_{\text{res}}}}. \quad (5.26)$$

Bij deze frequentie zal de impedantie van het net, gezien vanuit het aansluitpunt P (figuur 5.14(a)) theoretisch gezien oneindig zijn. Wanneer er nu in het punt P een niet-lineaire verbruiker wordt aangesloten (zoals in figuur 5.14(b)) die een harmonische stroom uit het net opneemt met een frequentie dicht bij de resonantiefrequentie f_{res} , dan zal dit leiden tot een heel sterke vervorming van de spanning in het punt P. Wanneer men nu in het punt P behalve een niet-lineaire belasting, ook een resistieve last plaatst, zoals in figuur 5.14(c) voorgesteld door weerstand R, dan zal de impedantie van het netwerk, gezien vanuit het aansluitpunt van de niet-lineaire last, niet langer oneindig zijn, maar bepaald worden door de waarde van de weerstand R. Bijgevolg zullen harmonische stromen die door de niet-lineaire belasting worden opgenomen, slechts een beperkte vervorming opleveren van de spanning in het punt P.

Meer algemeen gesproken kan men stellen dat een belasting met een resistieve impedantie de vervorming van de netspanning kan verminderen en de voortplanting van harmonischen door het net kan beperken. Hierbij zal een lage waarde van de impedantie bovendien meer invloed hebben dan een hoge waarde. De weerstand in dit voorbeeld kan in werkelijkheid een combinatie zijn van verschillende resistieve lasten, bijvoorbeeld elektrische verwarmingen, gloeilampen of convertoren die zich resistief gedragen, zoals de gelijkrichter die in dit werk beschreven wordt. Indien nodig kan er bovendien een compensatietoestel geplaatst worden door de beheerder van het elektriciteitsnet, met als enige bedoeling de resonantie te dempen [Akagi1996, Jintakosonwit2002]. In het geval dat men rekent op de aanwezige resistieve belasting in het net, kan de grootte van de impedantie echter



Figuur 5.14. Damping van een oscillerend netwerk door middel van een weerstand

niet vrij gekozen worden, aangezien deze een maat is voor het vermogen dat door de belasting wordt opgenomen,

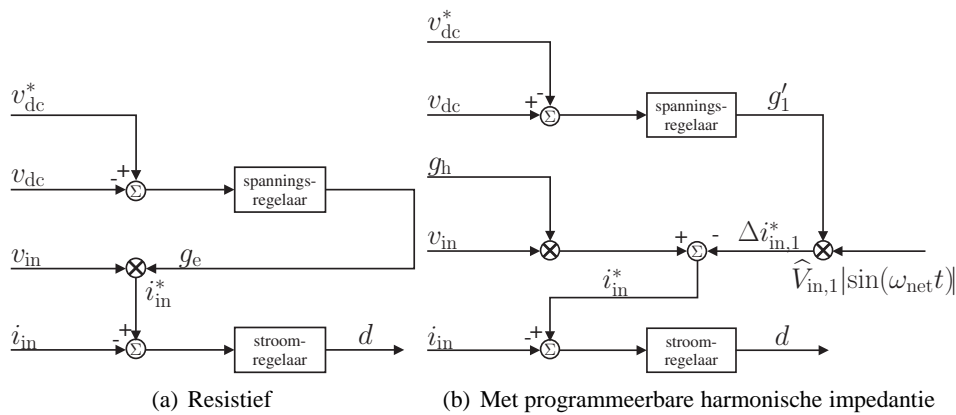
$$P = \frac{V_{net}^2}{R}. \quad (5.27)$$

Bijgevolg verdwijnt het dempend effect van de resistieve lasten op het ogenblik dat ze uitgeschakeld worden, of dat hun vermogen verlaagd wordt. Daarom werd een regelstrategie voorgesteld die ervoor zorgt dat het impedantiegedrag voor harmonischen van een netgekoppelde omzetter onafhankelijk kan ingesteld worden van het vermogen dat de omzetter opneemt [De Gussemé2005b, Ryckaert2005, Ryckaert2006a]. Wanneer er nu vele convertoren met een dergelijk regelprincipe worden aangesloten op het net, dan zal de impedantie voor harmonischen laag blijven, ook wanneer het vermogen van de totale belasting sterk verminderd wordt. In wat volgt wordt het principe van deze regelstrategie voorgesteld, waarna een praktische implementatie wordt getoond, die gebaseerd is op de hoger beschreven gelijkrichter.

5.4.2 Controlestrategie voor een programmeerbare harmonische impedantie

Werkingsprincipe

In figuur 5.15(a) wordt de controlestrategie herhaald die nodig was om de gelijkrichter zich resistief te laten gedragen. Hierin wordt de golfvorm van de in-

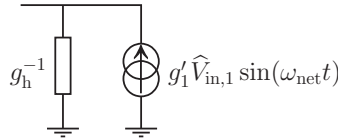


Figuur 5.15. Schema van de controlestrategie voor de boostgelijkrichter

gangsstromen bepaald door de golfvorm van de ingangsspanning, terwijl de amplitude bepaald wordt door de spanningsregelaar, die het ingangsvermogen in balans brengt met het uitgangsvermogen. Een variatie in het vermogen zal bijgevolg steeds voor een variatie zorgen in de ingestelde ingangsconductantie van de gelijkrichter, en dus ook in de impedantie. Bij een lager vermogen zal de gelijkrichter dus minder bijdragen tot de demping van eventuele resonanties in het voedende net.

Bij de nieuwe controlestrategie, getoond in figuur 5.15(b), worden de ingangsconductantie en het vermogen van de gelijkrichter ontkoppeld. De wenswaarde van de ingangsstroom wordt opgebouwd uit twee termen.

- De eerste term $g_h v_{in}$ is het product van de ingangsconductantie g_h en de golfvorm van de ingangsspanning, en zorgt ervoor dat de gelijkrichter zich resistief blijft gedragen met een ingangsimpedantie g_h^{-1} , net zoals bij een resistieve controlestrategie. Om een zo goed mogelijke demping te bekomen, wordt g_h best zo hoog mogelijk gekozen, zodanig dat de ingangsimpedantie zo laag mogelijk is. Hierbij moet wel rekening gehouden worden met de stroom- en spanningslimieten van de gelijkrichter. Een te kleine ingangsimpedantie kan immers leiden tot te grote stromen.
- De tweede term waaruit de wenswaarde van de stroom wordt opgebouwd, $g'_1 \widehat{V}_{in,1} \sin(\omega_{net} t)$, is het product van de uitgang van de spanningsregelaar en een sinusoidaal referentiesignaal dat de grondharmonische component van de netspanning voorstelt. Deze term zorgt ervoor dat het ingaand vermogen van de gelijkrichter in balans blijft met het uitgaand vermogen, zodanig dat de uitgangsspanning constant blijft.



Figuur 5.16. Eenvoudig model voor de boostgelijkrichter met programmeerbare impedantie

Wanneer de resulterende wenswaarde van de ingangsstroom wordt ontbonden in zijn verschillende frequentiecomponenten, dan moet er een onderscheid gemaakt worden tussen de component met de netfrequentie en de componenten met een frequentie verschillend van de netfrequentie. Enerzijds geven de componenten van deingangsspanning met een frequentie verschillend van de netfrequentie, voorgesteld als $v_{in,h}$, aanleiding tot een stroom $g_h v_{in,h}$, hetgeen betekent dat deingangsimpedantie van de gelijkrichter bij deze frequenties gelijk is aan g_h^{-1} . Anderzijds zal de component van de ingangsstroom met de netfrequentie gegeven worden door $g_h v_{in,1} - g'_1 v_{in,1}$, met

$$v_{in,1} = \widehat{V}_{in,1} \sin(\omega_{net} t). \quad (5.28)$$

Schijnbaar wordt deingangsimpedantie voor de grondharmonische component gegeven door $(g_h - g'_1)^{-1}$. De gelijkrichter kan dus in principe voorgesteld worden door een impedantie die verschillend is voor de grondharmonische frequentie van het net en voor de andere frequenties. Een meer praktisch bruikbare voorstelling wordt echter getoond in figuur 5.16: de gelijkrichter wordt hierin voorgesteld als een impedantie g_h^{-1} , in parallel met een stroombron met amplitude $g'_1 \widehat{V}_{in,1}$ en frequentie f_{net} . Deze voorstelling komt qua model ook beter overeen met het principeschema van figuur 5.15(b), dan de voorstelling met twee verschillende impedanties. Uit deze voorstelling blijkt duidelijk dat de resistieveingangsimpedantie die in het net geplaatst wordt om resonanties te dempen, los kan gekozen worden van het ingangsvermogen van de gelijkrichter, dat voornamelijk bepaald wordt door de stroombron.

Praktische implementatie van de controlestrategie

De praktische implementatie van het principeschema van figuur 5.15(b) brengt op zich enkele kleine problemen met zich mee. Daarom worden in deze paragraaf enkele wijzigingen aan dat schema voorgesteld. Bovendien hebben enkele aspecten van de regelaar nood aan een iets uitgebreidere studie. Het werkingsprincipe van figuur 5.15(b) blijft echter geldig doorheen alle doorgevoerde wijzigingen.

Een eerste aandachtspunt betreft het uitgangssignaal van de spanningsregelaar. Dit werd hierboven vermenigvuldigd met de grondharmonische component van

de ingangsspanning. Om deze grondharmonische component te bekomen, moeten zowel de fase als de amplitude van dit signaal bepaald worden. Om deze fase te bepalen wordt gebruik gemaakt van een fasevolger, die in de volgende subparagraaf een aparte behandeling krijgt. Het uitgangssignaal van deze fasevolger is een heel goede benadering van een sinusoïde, waarbij ook de frequentie en de fase van het net nauwkeurig worden bepaald. Een nauwkeurige bepaling van de amplitude van de grondharmonische component van de ingangsspanning is echter minder eenvoudig te verwezenlijken. De beste praktisch implementeerbare benadering is het schatten van de top van de ingangsspanning. Deze benadering is echter weinig nauwkeurig wanneer de ingangsspanning een sterke vervuiling kent. Daarom wordt ervoor geopteerd om de amplitude van het sinusoidale gedeelte van de wenswaarde van de stroom integraal door de spanningsregelaar te laten bepalen. Op die manier wordt dit gedeelte vervangen door

$$\Delta i_{in,1}^* = \widehat{I}_{in,1} |\sin(\omega_{net} t)|, \quad (5.29)$$

waarbij $\widehat{I}_{in,1}$ rechtstreeks door de uitgang van de spanningsregelaar wordt bepaald. Deze keuze zal geen invloed hebben op het impedantiegedrag van de gelijkrichter, doch enkel de reactie van de gelijkrichter op snelle variaties van de amplitude van de netspanning wijzigen.

Een ander gevolg van de praktische implementatie is dat alle waarden die in de berekeningen voorkomen, door de processor worden voorgesteld door dimensieloze waarden. Dit heeft invloed op de maximale waarde die de ingangsconductantie g_h kan aannemen. Aangezien

$$0 < g_{h,d} < 1, \quad (5.30)$$

vanwege het beperkte bereik van de digitale voorstelling (zie paragraaf 3.1.2), en

$$g_{h,d} = g_h Z_{in}^{ref}, \quad (5.31)$$

zullen de mogelijke waarden voor de ingangsimpedantie $\widehat{z}_{in} = g_h^{-1}$ van de gelijkrichter begrepen zijn tussen

$$Z_{in}^{ref} < \widehat{z}_{in} < +\infty. \quad (5.32)$$

Om een zo goed mogelijke demping van eventuele resonanties in het voedende net te bekomen zal de ingangsconductantie ingesteld worden op $g_h = \frac{1}{Z_{in}^{ref}}$. De gebruikte regelstrategie laat echter ook andere waarden toe.

De stroomregelaar uit figuur 5.15(b) kan in principe om het even welke implementatie volgen. In dit werk wordt gekozen voor de PI-stroomregelaar die beschreven wordt in paragraaf 3.2. In paragrafen 5.2 en 5.3 werd bovendien aangetoond dat de gelijkrichter zich beter resistief zal gedragen wanneer gebruik gemaakt wordt

van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding. Daarom is het wenselijk deze voorwaartscompensatie te gebruiken bij de praktische implementatie van de stroomregelaar uit figuur 5.15(b). Hier duikt echter een probleem op. Bij de berekening van de ideale pulswijdteverhouding in de onderbroken geleidingsmode (4.75)

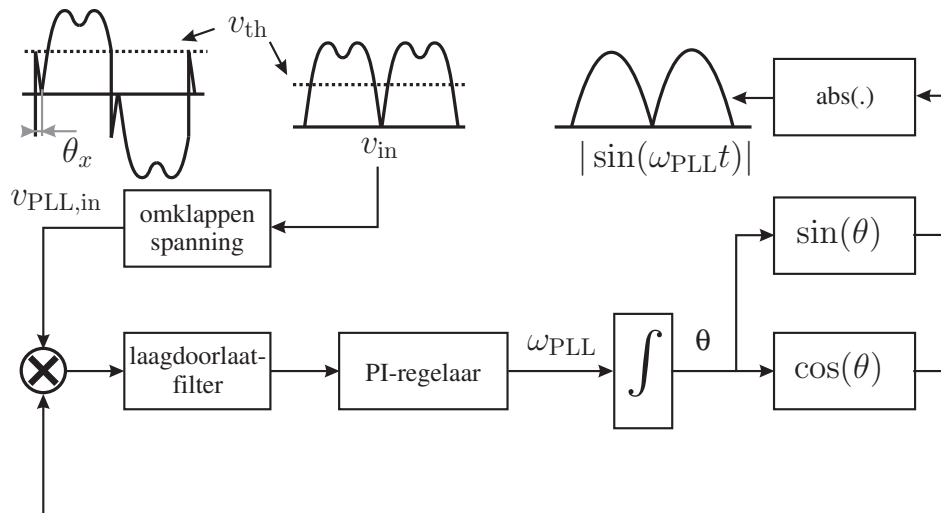
$$d_{\text{ff}}^{\text{dcm}} = \sqrt{\frac{2Lg_e}{T_s} \cdot \frac{v_{\text{dc}} - v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}}}, \quad (5.33)$$

maakt de processor gebruik van de ingangconductantie g_e van de gelijkrichter. Door de gewijzigde controlestrategie treedt deze ingangconductantie echter niet meer op in het schema van figuur 5.15(b). De reden is dat de wenswaarde van de ingangsstroom niet langer gegeven wordt door (4.74). Door de redenering van pagina 135 echter opnieuw te maken, kan men bekomen dat g_e in betrekking (5.33) kan vervangen worden door de verhouding van de wenswaarde van de ingangsstroom en de ingangsspanning. De nieuwe berekeningswijze wordt

$$d_{\text{ff}}^{\text{dcm}} = \sqrt{\frac{2Li_{\text{in}}^*}{T_s v_{\text{in}}} \cdot \frac{v_{\text{dc}} - v_{\text{in}}}{v_{\text{dc}}}}. \quad (5.34)$$

Ook deze berekeningswijze is echter praktisch niet haalbaar. Bij de nuldoorgang van de netspanning zal de deling door de ingangsspanning in (5.34) immers geen geldige waarde geven. De toepassing van de voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding zal voor de controlestrategie met programmeerbare harmonische impedantie bijgevolg beperkt blijven tot de continue geleidingsmode. Wanneer de gelijkrichter in de onderbroken mode werkt, kunnen er dan ook afwijkingen ontstaan op de geprogrammeerde ingangsimpedantie van de gelijkrichter.

Een laatste opmerking gaat over de beperkingen die de boosttopologie aan het principe van de programmeerbare harmonische impedantie oplegt. Deze topologie laat immers slechts werking toe in het eerste kwadrant van een $v_{\text{in}}i_{\text{in}}$ -diagram, of in het eerste en het derde kwadrant wanneer v_{net} en i_{net} beschouwd worden. Wanneer er echter een combinatie optreedt van een kleine amplitude van de grondgolf van de ingangsstroom en een grote amplitude van de harmonische componenten, dan ontstaat de mogelijkheid dat de wenswaarde van de ingangsstroom negatief wordt in bepaalde gedeelten van een netperiode. Dit kan voorkomen wanneer er weinig vermogen gevraagd wordt, terwijl er een grote distorsie van de ingangsspanning optreedt. Aangezien de topologie geen negatieve ingangsstroom toelaat, zal de stroom in deze zones nul worden, waardoor de vooropgestelde harmonische impedantie niet bereikt wordt. Deze beperking kan enkel weggewerkt worden door een verandering van de topologie [Ryckaert2006a] en valt buiten het kader van dit werk.



Figuur 5.17. Schema van de fasevolger

Werking van de fasevolger (PLL)

Zoals in vorige paragraaf vermeld, wordt het sinusoidale referentiesignaal, nodig voor de controlestrategie met programmeerbare harmonische impedantie (zie figuur 5.15(b)), bekomen door gebruik te maken van een fasevolger (PLL). Dit is een regelkring die zo goed mogelijk de frequentie van zijningangssignaal volgt en een sinusoidaal signaal met de bekomen frequentie uitstuurt, in fase met de grondgolf van deingangsspanning. Een fasevolger wordt in tal van toepassingen gebruikt [Chung2005, Awad2005, Wood2004, Balcells1998], zodat er in de literatuur reeds heel wat informatie over te vinden is. Desondanks zal het voor de toepassing die hier beschouwd wordt niet zomaar mogelijk zijn een standaardmethode te gebruiken. Het signaal dat aan de fasevolger wordt aangeboden, is immers deingangsspanning, die een gelijkgerichte sinusoidale is. Daarom wordt gebruik gemaakt van het schema van figuur 5.17. Het verschil tussen dit schema en een klassiek schema voor een fasevolger is de omklapping van hetingangssignaal alvorens het aan de regelkring aan te bieden. Achteraf moet de bekomen sinusoidale opnieuw gelijkgericht worden om het gewenste signaal te bekomen.

Voor de praktische realisatie van de omklapping van de gemeteningangsspanning, hetingangssignaal van de fasevolger, zou moeten gedetecteerd worden wanneer deingangsspanning, of bij voorkeur de grondgolf van de netspanning, nul wordt. Aangezien perfecte detectie hiervan niet mogelijk is, wordt bepaald wanneer deingangsspanning lager wordt dan een bepaalde drempelwaarde. Deze drempelwaarde wordt in figuur 5.17 voorgesteld als v_{th} . Op basis hiervan wordt het ogenblik bepaald waarop de meting van deingangsspanning wordt omgeklapt. Hoewel

de omklapping daardoor niet op het juiste ogenblik gebeurt, zal het resultaat van de fasevolger toch vrij correct zijn, op een minieme faseverschuiving na.

Deze faseverschuiving kan op een eenvoudige manier berekend worden voor een sinusoidale netspanning $\widehat{V}_{\text{net}} \sin(\omega_{\text{net}} t)$. De ingang van de eigenlijke PLL-routine $v_{\text{PLL,in}}$ kan uitgedrukt worden als

$$\begin{cases} v_{\text{PLL,in}} = \widehat{V}_{\text{net}} \sin(\omega_{\text{net}} t) & \omega_{\text{net}} t \in [0, \pi - \theta_x] \cup [\pi, 2\pi - \theta_x] \\ v_{\text{PLL,in}} = -\widehat{V}_{\text{net}} \sin(\omega_{\text{net}} t) & \omega_{\text{net}} t \in [\pi - \theta_x, \pi] \cup [2\pi - \theta_x, 2\pi] \end{cases}, \quad (5.35)$$

waarbij de hoek θ_x de fout voorstelt die bij het omklappen van de ingangsspanning gemaakt wordt. De grondharmonische component van dit signaal kan berekend worden door middel van fourier-analyse. Dit geeft

$$\begin{cases} v_{\text{PLL,in,1}} = A_1 \sin(\omega_{\text{net}} t) + B_1 \cos(\omega_{\text{net}} t) \\ A_1 = \widehat{V}_{\text{net}} \left\{ 1 - \frac{2\theta_x}{\pi} + \frac{\sin(2\theta_x)}{\pi} \right\} \\ B_1 = \widehat{V}_{\text{net}} \left\{ \frac{1}{\pi} - \frac{\cos(2\theta_x)}{\pi} \right\} \end{cases}. \quad (5.36)$$

Voor voldoende kleine waarden van de fout θ_x geldt

$$\sin(2\theta_x) \approx 2\theta_x \quad \text{en} \quad \cos(2\theta_x) \approx 1, \quad (5.37)$$

zodat de vergelijkingen uit (5.36) vereenvoudigen tot

$$\begin{cases} A_1 = \widehat{V}_{\text{net}} \\ B_1 = 0 \end{cases}. \quad (5.38)$$

Dit betekent dat de fundamentele component van $v_{\text{PLL,in}}$ uiteindelijk toch ongeveer gelijk zal zijn aan de fundamentele component van de netspanning. Met een goed afgeregelde regelkring, zal dan ook de uitgang van de fasevolger in fase zijn met de grondgolf van de netspanning.

Wanneer de fout θ_x die gemaakt wordt bij het bepalen van het omklaptijdstip toch te groot is, zal de fasedraaiing ψ tussen de grondgolf van de netspanning en de ingang van de fasevolger zichtbaar worden. De hoek ψ kan geschat worden aan de hand van

$$\tan \psi = \frac{B_1}{A_1}, \quad (5.39)$$

met A_1 en B_1 gegeven door (5.36). Een snelle berekening leert echter dat voor praktische waarden de fasehoek ψ beperkt blijft. Wanneer de amplitude van de

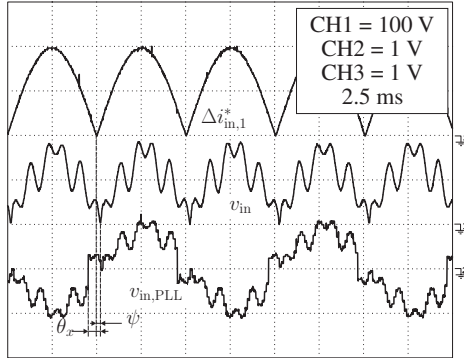
fundamentele component van de ingangsspanning $\sqrt{2} \cdot 230$ V bedraagt en een drempelspanning van 50 V gebruikt wordt om het omklaptijdstip te detecteren, zal een fout van $\theta_x = 8.8^\circ$ gemaakt worden. De overeenkomstige fase draaiing ψ tussen de grondgolf van de netspanning en de ingang van de fasevolger bedraagt dan minder dan 1° . Hieruit kan men besluiten dat het mogelijk is een veilig detectieniveau van het omklaptijdstip in te stellen zonder daarbij een al te grote fout te introduceren.

Ook wanneer de netspanning niet perfect sinusoidaal verloopt, blijft deze redenering gelden, hoewel de fout θ_x wel lichtjes kan toenemen of afnemen onder invloed van harmonische componenten in de netspanning. In principe kan er wel een probleem ontstaan wanneer de netspanning harmonische componenten bevat met een aanzienlijke amplitude. In die omstandigheden is het immers mogelijk dat de drempelspanning v_{th} tweemaal kort na elkaar in dezelfde richting wordt overschreden. Een eenvoudige oplossing hiervoor is het uitschakelen van de detectie tot een nieuwe, voldoende hoge, drempelspanning wordt bereikt. In vrijwel alle praktische situaties zal de sinusoidale referentie golfvorm die door de hier beschreven fasevolger geproduceerd wordt, een zeer goede benadering zijn voor de fundamentele component van de ingangsspanning, temeer daar de harmonische vervorming van de netspanning sterk gelimiteerd is door de norm [EN50160]. De goede werking van deze fasevolger onder extreme omstandigheden zal in volgende paragraaf ook experimenteel aangetoond worden.

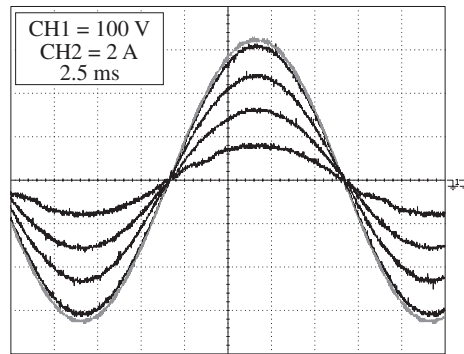
5.4.3 Experimentele resultaten

De experimentele verificatie van de regelstrategie voor een gelijkrichter met programmeerbare harmonische impedantie, vangt aan bij een experiment dat de goede werking van de fasevolger aantoonde bij een sterk vervuilde golfvorm van de ingangsspanning (middelste curve in figuur 5.18). De netspanning die voor dit experiment aan de gelijkrichter werd aangeboden, bevat een harmonische inhoud van 10 % in de vijfde en de zevende harmonische van de netspanning, en 20 % in de elfde harmonische. De overeenkomstige totale harmonische distorsie van de netspanning bedraagt 24.5 %, hetgeen ver buiten de norm valt. Door deze vervorming gebeurt het omklappen van de ingangsspanning niet op het gewenste tijdstip (zie verschuiving θ_x bij de onderste curve in figuur 5.18). Desondanks is er slechts een kleine afwijking $\psi \approx 9^\circ$ tussen de plaats waar de ingangsspanning ongeveer nul bereikt (te zien in de middelste curve van figuur 5.18) en de plaats waar de uitgang van de fasevolger nul bereikt (bovenste curve in figuur 5.18). De uitgang van de fasevolger zal bijgevolg een vrij goede benadering zijn voor de (gelijkgerichte) fundamentele component van de netspanning.

In een volgende reeks experimenten wordt nagegaan hoe de golfvormen van de netstroom van de boostgelijkrichter met een programmeerbare impedantie er zul-



Figuur 5.18. Experimentele golfvormen van de fasevolger: midden: ingangsspanning, onder: ingangssignaal van de fasevolger, boven: uitgangssignaal van de fasevolger



Figuur 5.19. Netspanning (grijs) en netstroom (zwart) van de boostgelijkrichter met programmeerbare impedantie bij sinusoidale netspanning en bij verschillende waarden van het ingangsvermogen

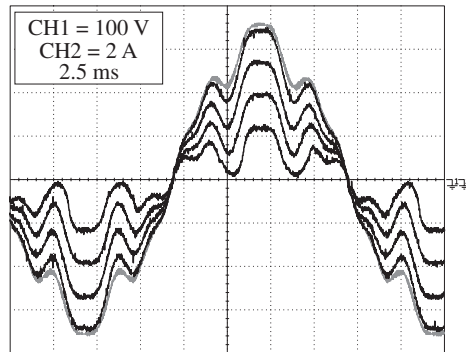
Tabel 5.1. Experimentele metingen van de totale harmonische distorsie en de arbeidsfactor bij sinusoidale netspanning voor een boostgelijkrichter met een programmeerbare harmonische impedantie

$P_{in}[\text{W}]$	THD [%]	arbeidsfactor
980	1.04	1.000
752	0.96	0.999
508	1.10	0.999
253	4.70	0.998

len uitzien onder verschillende omstandigheden. Bij een eerste experiment, getoond in figuur 5.19, wordt aan de gelijkrichter een sinusoidale netspanning aangeboden. De conductantie g_h is ingesteld op zijn maximale waarde

$$g_h = \frac{1}{Z_{in}^{ref}} = \frac{1}{38.4 \Omega}, \quad (5.40)$$

terwijl het vermogen van de gelijkrichter varieert. Figuur 5.19 toont duidelijk aan dat de sinusoidale golfvorm voor een groot vermogenbereik behouden blijft. De enige uitzondering hierop is de curve met de kleinste amplitude in figuur 5.19, die overeenkomt met een vermogen van 253 W. In hoofdstuk 4 werd echter reeds uitgebreid besproken dat de gelijkrichter zich bij dat vermogen in de gemengde geleidingsmode zal bevinden. Bovendien volgt uit de bespreking van vorige pa-



Figuur 5.20. Netspanning (grijs) en netstroom (zwart) van de boostgelijkrichter met programmeerbare impedantie bij vervormde netspanning en bij verschillende waarden van het ingangsvermogen

ragraaf dat er geen voorwaartscompensatie zal mogelijk zijn in de onderbroken geleidingsmode, hetgeen ervoor zorgt dat de gelijkrichter in deze onderbroken geleidingsmode geen perfect gedrag zal vertonen. Deze conclusie volgt ook uit tabel 5.1, waar de totale harmonische distorsie en de arbeidsfactor van de gelijkrichter zijn weergegeven voor de werkingstoestanden die met figuur 5.19 overeenkomen³. Ook hier blijkt dat de gelijkrichter een ingangsstroom met een heel lage vervorming zal opnemen uit het net, zolang werking in de continue geleidingsmode verzekerd is.

In figuur 5.20 worden de golfvormen van de gelijkrichter getoond wanneer deze een vervormde netspanning aangeboden krijgt. De netspanning bevat 5 % zevende en elfde harmonische vervorming en 10 % vijfde harmonische, wat neerkomt op een totale harmonische distorsie van de netspanning gelijk aan 12.25 %. De curves werden opnieuw opgenomen bij verschillende waarden van het ingaand vermogen van de gelijkrichter. In deze curves valt op dat de fundamentele component van de netstroom duidelijk afneemt bij dalend vermogen. Bovendien lijken de harmonische componenten in de ingangsstroom niet te veranderen bij variërend vermogen, behalve in de onderste curve bij 263 W, waar de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode werkt. De trends die uit figuur 5.20 kunnen afgeleid worden, worden ook bevestigd door de experimentele waarden in tabel 5.2³. Deze waarden geven een overzicht van de opgemeten ingangsimpedantie voor de verschillende aanwezige harmonischen in de netspanning en voor de verschillende vermogen-niveau's. Hieruit blijkt dat voor alle harmonischen de ingangsimpedantie ongeveer constant is, en ongeveer gelijk aan de referentie-impedantie $Z_{in}^{ref} = 38.4 \Omega$. Bovendien blijft ook de fasedraaiing van de impedantie bijzonder klein bij de be-

³Deze waarden werden gemeten met behulp van het vermogenanalyseertoestel PM3000A van Voltech Instruments

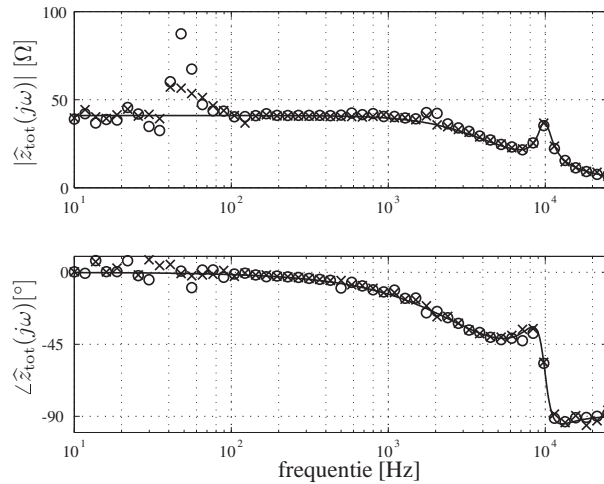
Tabel 5.2. Harmonische analyse van de golfvormen van figuur 5.20

P_{in}	980 W		746 W		509 W		263 W	
h	$ \hat{z}_{tot} [\Omega]$	$\angle\hat{z}_{tot}[^\circ]$	$ \hat{z}_{tot} [\Omega]$	$\angle\hat{z}_{tot}[^\circ]$	$ \hat{z}_{tot} [\Omega]$	$\angle\hat{z}_{tot}[^\circ]$	$ \hat{z}_{tot} [\Omega]$	$\angle\hat{z}_{tot}[^\circ]$
5	40.1	1	40.2	1.1	40.5	1	43.0	8.7
7	40.1	0.7	39.9	0.7	40.1	0.9	45.3	12.3
11	41.6	1	41.5	0.5	41.7	0.4	60.5	20.7

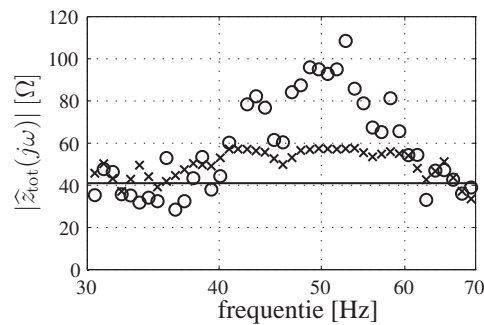
schouwde frequenties, hetgeen erop wijst dat de gelijkrichter zich wel degelijk als een lage resistieve impedantie gedraagt voor harmonischen van de netspanning, wat de gelijkrichter dan ook geschikt maakt om mogelijke resonanties in het net te dempen. De enige waarden die afwijken van bovenstaand gedrag, zijn opnieuw de metingen bij een laag ingangsvermogen van de gelijkrichter, waar werking in de gemengde geleidingsmode optreedt.

Vervolgens werden enkele experimenten uitgevoerd, waarbij de ingangsimpedantie van de gelijkrichter met programmeerbare harmonische impedantie werd opgenomen in een breed frequentiespectrum. De meetmethode die hierbij gebruikt werd is gelijkaardig aan de methode waarmee figuren 5.6, 5.7 en 5.13 werden opgenomen. Aan de ingang van de gelijkrichter wordt een spanning aangelegd die bestaat uit een evenwichtswaarde $\hat{V}_{net} \sin(\omega_{net}t)$ en een signaal \hat{v}_{net} met een frequentie die varieert over het gewenste frequentiegebied. De metingen worden bovendien uitgevoerd zonder spanningsregelaar. In tegenstelling tot de meetmethode van voorgenoemde experimenten, waar de evenwichtswaarde een gelijkspanning was, is de evenwichtswaarde hier een sinusoidale spanning met een amplitude van $\hat{V}_{net} = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$ en een frequentie van 50 Hz. Dit is nodig om een correcte werking van de fasevolger te garanderen. Bij elke aangelegde frequentie wordt opnieuw de overeenkomstige ingangsimpedantie van de convertor bepaald met behulp van de signaalanalysator HP-3562A. Het resultaat is zichtbaar in figuur 5.21 voor een ingestelde ingangsconductantie $g_h = \frac{1}{Z_{in}^{ref}}$ en twee verschillende vermogens: 1 kW (voorgesteld door kruisjes) en 500 W (voorgesteld door cirkels). Figuur 5.21 toont daarbij enkele opvallende kenmerken:

- De gemeten waarden van de ingangsimpedantie liggen in het grootste deel van het frequentiegebied heel dicht bij de voorspelde theoretische curve (volle lijn in figuur 5.21).
- Er is nauwelijks een verschil te merken tussen de meting van de ingangsimpedantie opgenomen bij 1000 W en bij 500 W. Dit toont aan dat de gepro-



Figuur 5.21. Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter met programmeerbare harmonische impedantie ingesteld op 40Ω ; volle lijn: theorie, kruisjes: experiment bij 1000 W, cirkels: experiment bij 500 W



Figuur 5.22. Detail van figuur 5.21

grammeerde ingangsimpedantie voor de gelijkrichter onafhankelijk is van het vermogen dat de gelijkrichter omzet, zoals de bedoeling was van de controlestrategie.

- Bij de netfrequentie (ongeveer 40 Hz tot 60 Hz) is een duidelijke verhoging van de ingangsimpedantie merkbaar. De waarde die de ingangsimpedantie hier bereikt, blijkt bovendien afhankelijk te zijn van het vermogen van de gelijkrichter. Deze afwijking van de theoretische curve kan als volgt verklaard worden. Bij het opmeten van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter neemt de signaalanalyser de meetwaarden van de spanning en de stroom op bij de beschouwde frequentie en berekent daaruit de impedantie. In het grootste gedeelte van het frequentiegebied zullen er enkel

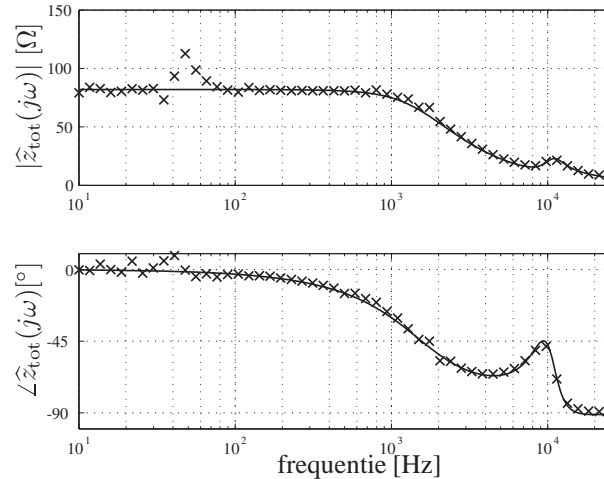
spanningen en stromen aanwezig zijn ten gevolge van de afwijking \hat{v}_{net} die bij de evenwichtswaarde van de netspanning wordt bijgeteld. Wanneer de aangelegde frequentie van \hat{v}_{net} echter gelijk is aan de frequentie van de sinusoidale evenwichtswaarde van de netspanning, zal de signaalanalyser zowel rekening houden met de spanningen en stromen van de evenwichtswaarde, als van de afwijking. De gemeten impedantie zal dus wel degelijk de impedantie zijn die overeenkomt met het vermogen van de gelijkrichter

$$Z_{\text{tot}}(j\omega_{\text{net}}) \approx \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{net}}^2}, \quad (5.41)$$

en niet de kleinsignaalimpedantie \hat{z}_{tot} die voor de andere frequenties geldig is. Bij een nauwkeuriger beeld van het frequentiegebied tussen 30 Hz en 70 Hz, figuur 5.22, blijkt dat de ingangsimpedantie inderdaad naar 57 Ω gaat voor een vermogen van 1 kW, en naar 100 Ω voor 500 W.

- Deze plaatselijke toename van de impedantie blijft tenslotte niet beperkt tot de netfrequentie zelf, maar is voelbaar in een iets breder frequentiegebied tussen 40 Hz en 60 Hz. Dit is te wijten aan de fasevolger. Deze is immers ontworpen om zo goed mogelijk een signaal met een frequentie rond 50 Hz te volgen. Dit betekent dat het uitgangssignaal van de fasevolger naast de fundamentele netfrequentie ook een andere frequentie kan bevatten in dit gebied. Dit uitgangssignaal wordt volgens figuur 5.15(b) vermenigvuldigd met de uitgang van de spanningsregelaar, en zal dus, net als de fundamentele component, een verandering meekrijgen van de wenswaarde van de stroom, hetgeen uiteindelijk zal leiden tot een ingangsimpedantie die afwijkt van g_{h}^{-1} . Vermits de amplitude van een dergelijke afwijking op de evenwichtswaarde van de ingangsspanning veel kleiner is dan de amplitude van de evenwichtswaarde zelf, zal ook de verandering van de ingangsimpedantie minder groot zijn.

Hoewel de ingangsconductantie g_{h} in alle voorgaande experimenten op zijn maximale waarde $\frac{1}{Z_{\text{in}}^{\text{ref}}}$ werd ingesteld, betekent dit niet dat dit de enige mogelijkheid is. In de beschreven controlestrategie zijn in principe alle waarden van de ingangsconductantie kleiner dan $\frac{1}{Z_{\text{in}}^{\text{ref}}}$ mogelijk. Ter illustratie hiervan wordt in figuur 5.23 de ingangsimpedantie getoond van de boostgelijkrichter waarvan de ingangsimpedantie geprogrammeerd is op 80 Ω , wat overeenkomt met een ingangsconductantie die op de helft van zijn maximale waarde is ingesteld. Het vermogen dat de gelijkrichter bij deze meting omzet is ongeveer 500 W. Opnieuw kunnen dezelfde trends worden waargenomen als in figuur 5.21: in bijna het volledige frequentiegebied komen de meetwaarden overeen met de theoretische kromme, op een klein frequentiegebied rond de netfrequentie na. In deze zone neemt de impedantie opnieuw toe tot een waarde iets hoger dan 100 Ω , overeenkomstig het vermogen van 500 W.



Figuur 5.23. Ingangsimpedantie van de boostgelijkrichter met programmeerbare harmonische impedantie ingesteld op 80Ω ; volle lijn: theorie, kruisjes: experiment bij 1000 W

5.5 Besluit

In hoofdstukken 3 en 4 werd de controle van de boostgelijkrichter geoptimaliseerd om de gelijkrichter zich zo goed mogelijk resistief te laten gedragen. Uit de theoretische berekeningen van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter blijkt echter dat deze gelijkrichter hier zelfs in het ideale geval niet aan voldoet. Aangezien de dynamica van de gelijkrichter sterk afhankelijk is van de geleidingsmode, werden deze berekeningen uitgevoerd voor zowel de continue geleidingsmode als de onderbroken geleidingsmode. Uit deze theoretische berekeningen blijkt dat de gelijkrichter zich vooral voor laagfrequente storingen in de netspanning heel goed resistief gedraagt. Voor hogere frequenties begint de capaciteit van het ingangsfILTER een belangrijke rol te spelen, zodanig dat de totale ingangsimpedantie zich in die zone eerder capacitief dan resistief zal gedragen. Hierbij zal ook het vermogen van de gelijkrichter een belangrijke rol spelen. Bij een hoog ingangsvermogen van de gelijkrichter (of dus een lage ingangsimpedantie), zal de frequentie waarbij de invloed van de condensator echt belangrijk wordt, hoger zijn dan bij lagere vermogens. De gelijkrichter zal zich met andere woorden beter resistief gedragen naarmate de ingangsimpedantie klein is.

De theoretische ingangsimpedantie werd ook berekend voor zowel een stroomregelaar met voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding als zonder. Hiermee werd nagegaan in hoeverre de keuze om voorwaartscompensatie toe te passen, de ingangsimpedantie van de gelijkrichter beïnvloedt. Uit het resultaat blijkt dat een gelijkrichter met een controlestrategie die geen gebruik maakt van

voorwaartscompensatie, reeds bij lagere frequenties invloed van de capaciteit van het ingangsfiler ondervindt. Dit verklaart meteen waarom in de vorige hoofdstukken de toevoeging van voorwaartscompensatie aan het controleschema zorgde voor een kleinere fasedraaiing tussen de netspanning en -stroom. Hierbij kan worden opgemerkt dat deze conclusies zowel geldig zijn in de continue geleidingsmode als in de onderbroken mode. Bovendien werden alle theoretische resultaten nog eens bevestigd door experimentele metingen, waarbij de ingangsimpedantie van de experimentele boostgelijkrichter uit vorige hoofdstukken in een breed frequentiegebied werd opgenomen.

Rekening houdend met de resultaten van de theoretische berekeningen en experimentele resultaten van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter, kan de invloed worden afgeleid die een dergelijke gelijkrichter heeft op de vermogenskwaliteit van het voedende net. Hierbij wordt vooral gelet op de invloed die de gelijkrichter kan hebben op de voortplanting van harmonischen in dat net, alsook op de reactie van de gelijkrichter bij resonanties. Uit verschillende studies blijkt dat de gelijkrichter een wezenlijke bijdrage tot een verbetering van de netspanningskwaliteit kan hebben, indien de ingangsimpedantie van deze gelijkrichter een lage resistieve waarde vertoont. De beschouwde gelijkrichter met de controlestrategie uit vorige hoofdstukken voldoet hier grotendeels aan, vooral bij hoge waarden van het ingangsvermogen, waar de convertor zich in een breed frequentiegebied nagenoeg resistief gedraagt.

Wanneer de gelijkrichter echter in deellast werkt, zal het positieve effect van de gelijkrichterimpedantie op de spanningskwaliteit van het voedende net grotendeels verloren gaan. Daarom werd in het laatste gedeelte van dit hoofdstuk een controlestrategie voorgesteld waarbij de gelijkrichter zich voor alle frequenties zal gedragen als een lage resistieve impedantie, onafhankelijk van het ingaand vermogen van de gelijkrichter. De wijzigingen die daartoe aan de gelijkrichter moeten gebeuren, blijven bovendien beperkt tot een aanpassing van de software van de digitale regelaar. Uit de experimentele metingen van de ingangsimpedantie van de gelijkrichter blijkt dat deze ongewijzigd blijft bij verschillende waarden van het vermogen, wanneer de nieuwe controlestrategie wordt toegepast. Op deze manier zal de convertor een grotere bijdrage kunnen leveren aan de goede werking van het voedende net.

Hoofdstuk 6

Slotbeschouwingen en verder onderzoek

Het laatste hoofdstuk geeft een samenvatting van de belangrijkste resultaten van dit werk, waarbij vooral de vernieuwende bijdragen worden benadrukt. Bovendien zullen enkele mogelijke kansen voor toekomstig onderzoek worden vermeld.

6.1 Besluiten

Voor heel wat elektrische en elektronische toepassingen wordt er gebruik gemaakt van gelijkspanning. Aangezien er in de meeste gevallen enkel een wisselspanningsbron voorhanden is, zal deze wisselspanning moeten omgezet worden naar een gelijkspanning. Hiervoor wordt gebruik gemaakt van een gelijkrichter, een omzetter die wisselspanning omzet in gelijkspanning. In het ideale geval gedraagt een gelijkrichter zich aan netzijde resistief, zodanig dat de stroom die de gelijkrichter opneemt uit het net exact dezelfde vorm heeft als de spanning die het net aan de gelijkrichter aanbiedt. Uitgaande van een sinusoidale netspanning, zal dus ook de netstroom van de gelijkrichter sinusoidaal moeten zijn. Afwijkingen hierop worden opgemeten en uitgedrukt aan de hand van de arbeidsfactor en de totale harmonische distorsie van de netspanning en de netstroom.

In de talrijke mogelijke topologieën voor actieve gelijkrichters met een vermogen lager dan enkele kilowatt, blijkt de boostconvector een zeer goede keuze te zijn. Deze omzetter combineert immers een hoog rendement, een éénvoudige topologie, een hoge benuttingsgraad van de schakelaars. Het is dan ook rond de boostgelijkrichter dat dit werk opgebouwd is. De structuur van de regelaars voor deze gelijkrichter is opgebouwd rond een digitale-sigitaalprocessor. De bedoeling van

het uitgevoerde onderzoek was dan ook om volop de voordelen van deze digitale regelaar uit te buiten, teneinde een actieve gelijkrichter te bekomen die zich in een zo breed mogelijk werkingsgebied als ideale gelijkrichter gedraagt. Om dit ideale gedrag te bekomen zijn drie metingen nodig. Dit zijn enerzijds de ingangsspanning en de ingangsstroom, die bij een ideale gelijkrichter een identieke golfvorm moeten hebben, en anderzijds de uitgangsspanning, die op een constante waarde wordt geregeld. De klassieke controlestructuur voor een actieve gelijkrichter bestaat dan ook uit een stroomregelaar die de golfvorm van de ingangsstroom bepaalt, en een spanningsregelaar die de amplitude van de ingangsstroom zodanig instelt dat de uitgangsspanning van de gelijkrichter constant blijft.

Om deze regelstrategie echter te implementeren door middel van digitale controle, moeten heel wat maatregelen genomen worden om problemen, eigen aan de digitale controle zelf, te verhelpen. Zo moet er heel wat zorg besteed worden aan het bepalen van het tijdstip waarop de bemonstering plaatsvindt van de meetwaarden die nodig zijn om een ideale gelijkrichter te kunnen benaderen. Een foute keuze van het bemonsteringsogenblik leidt immers tot een foutieve meting, waardoor een goede werking van de gelijkrichter wordt verhinderd. Om een goede bemonstering van de ingangsstroom te bekomen, is het nodig deze meting te synchroniseren met het in- en uitschakelen van de vermogenselektronische schakelaar van de boostgelijkrichter. Door het bemonsteringsogenblik dan telkens halverwege de stijgende flank van de driehoeksvormige ingangsstroom te kiezen, kan men zorgen dat bij elke bemonstering de gemiddelde waarde van de ingangsstroom over een schakelperiode wordt bekomen als discrete waarde. Bovendien hebben storingen op het meetsignaal die door het in- en uitschakelen van de schakelaar worden veroorzaakt, bij deze keuze weinig invloed op de bemonsterde meetwaarde. De robuustheid van deze bemonstering kan zelfs nog verbeterd worden door gebruik te maken van bemonstering op wisselende flanken: bemonstering op de stijgende flank van de stroom wanneer de pulswijdteverhouding van de schakelaar hoog is, bemonstering op de dalende flank van de stroom wanneer de pulswijdteverhouding van de schakelaar laag is.

Ook in het geval van de bemonstering van de uitgangsspanning kan een goede keuze van het bemonsteringsogenblik voordelig zijn voor het gedrag van de gelijkrichter. Wanneer de bemonsteringssnelheid van de uitgangsspanning veel hoger wordt gekozen dan de netfrequentie, kan de ingangsconductantie van de gelijkrichter (de gewenste verhouding tussen de ingangsstroom en -spanning van de gelijkrichter) continu bijgesteld worden. Aangezien de uitgangsspanning van de gelijkrichter echter een inherente rimpel vertoont met als frequentie het dubbele van de netfrequentie, kan een al te snelle reactie van de spanningsregelaar hierop voor een sterke vervorming zorgen van de ingangsstroom. Wanneer de bemonsteringsogenblikken voor de uitgangsspanning echter zodanig bepaald worden dat ze samenvallen met de nuldoorgangen van de netspanning, dan zal het genomen monster steeds gelijk zijn aan de gemiddelde uitgangsspanning, zodat de inheren-

te rimpel een verborgen oscillatie is voor de spanningsregelaar. Deze rimpel zal dan ook geen ongewenste variaties van de ingangsconductantie meer veroorzaken, wat de kwaliteit van de golfvorm van de ingangsstroom ten goede komt.

Een verdere verbetering van de golfvorm van de ingangsstroom kan bekomen worden door het toevoegen van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding aan de stroomregelaar. Deze methode bestaat erin de gemiddelde pulswijdteverhouding te berekenen op basis van de ingangsspanning en de uitgangsspanning, zodanig dat de stroomregelaar enkel nog moet instaan voor het wegeregelen van de storingen die een afwijking van de ingangsstroom veroorzaken. De verbetering van de golfvorm van de ingangsstroom zal voornamelijk te merken zijn in de faseverschuiving tussen netspanning en -stroom, die kleiner wordt door het gebruik van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding.

Een belangrijk deel (hoofdstuk 4) van het werk is gewijd aan de studie van de boostgelijkrichter in de gemengde geleidingsmode. Dit is een vermogengebied waarbij de gelijkrichter gedurende een netperiode afwisselend in de continue en de onderbroken geleidingsmode werkt. Uit deze studie blijkt in de eerste plaats dat het ingangsgedrag van de gelijkrichter te wensen over laat wanneer de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode werkt. In dit werk zijn enerzijds de voorwaarden in kaart gebracht die bepalen vanaf welke waarden van de ingangsconductantie en het vermogen deze werking zal optreden. De uitdrukkingen die deze grenzen weergeven, zijn samengevat in tabel 4.3. Anderzijds worden drie problemen die opduiken in de onderbroken geleidingsmode uitgebreid beschreven, waarbij telkens een passende oplossing wordt aangereikt. Door het toepassen van deze drie maatregelen kan een netstroom van de gelijkrichter bekomen worden die in een breed vermogengebied een lage vervorming en een hoge arbeidsfactor vertoont.

Een eerste aandachtspunt bij werking in de onderbroken mode, is het optreden van oscillaties ten gevolge van parasitaire componenten in de omzetter. Doorheen het gebruik van verschillende controlestrategieën voor de ingangsstroom van de gelijkrichter, kunnen deze oscillaties vervorming in die ingangsstroom, of zelfs instabiliteit van de regelkring veroorzaken. Een juiste keuze van de schakelaar en de diode kan hierbij het probleem verminderen, doch voor een volledige oplossing van het probleem is het noodzakelijk een snubber te gebruiken die de parasitaire oscillaties dempt. In dit werk wordt enerzijds kort de keuze van een schakelaar en een diode besproken vanuit hun invloed op de oscillaties, en worden anderzijds enkele eenvoudige snubbertypes afgewogen ten opzichte van elkaar. Voor het hier beschouwde probleem blijkt een RCD-snubber een goede keuze aangezien deze enkel dempt (en dus ook vermogen dissipeert) op de ogenblikken dat dit nuttig is voor de gelijkrichter.

Een ander probleem treedt op bij de bemonstering van de ingangsstroom in de onderbroken geleidingsmode. Wanneer de boostgelijkrichter ontworpen is voor de

continue geleidingsmode en gebruik maakt van het hoger besproken bemonsteringsalgoritme met bemonstering halverwege de stijgende flank van de ingangsstroom, dan wordt in de continue geleidingsmode de gemiddelde waarde van de ingangsstroom verkregen. In de onderbroken geleidingsmode ligt de werkelijke waarde van de ingangsstroom echter lager dan de gemeten waarde. Hierdoor treedt er een sterke vervorming op van de netstroom van de boostgelijkrichter. De verhouding κ tussen de bemonsterde waarde en de werkelijke waarde kan berekend worden op basis van de metingen van de ingangs- en uitgangsspanning en de pulswijdteverhouding. Uit de kennis van deze verhouding kan de digitale processor op eenvoudige wijze de werkelijke gemiddelde stroom berekenen, waardoor de regelaar de ingangsstroom van de boostgelijkrichter dichter bij zijn wenswaarde kan brengen. Een bijkomend voordeel van deze methode is het feit dat deze onveranderd kan toegepast worden in de continue of de onderbroken geleidingsmode.

In de onderbroken geleidingsmode zal het dynamisch gedrag van de boostconverter bovendien verschillend zijn in de continue en in de onderbroken geleidingsmode. Ook de gemiddelde waarde van de pulswijdteverhouding, die in de continue geleidingsmode wordt gebruikt voor de toepassing van voorwaartscompensatie, is niet meer geldig in de onderbroken geleidingsmode. Daarom werd het principe van voorwaartscompensatie van de pulswijdteverhouding uitgebreid naar de onderbroken geleidingsmode. Bij werking van de gelijkrichter in de gemengde geleidingsmode volstaat het de ideale pulswijdteverhouding te berekenen voor zowel de continue als de onderbroken geleidingsmode, en uit beide waarden de kleinste te kiezen. Door deze uitbreiding van de digitale regelaar is het mogelijk om een lage vervorming van de netstroom van de gelijkrichter te bekomen doorheen een vermogensgebied dat zowel de continue als de gemengde en de onderbroken geleidingsmode omvat.

Tenslotte werd in een laatste hoofdstuk dieper ingegaan op de samenwerking tussen de gelijkrichter en het voedend net. Daartoe werd de ingangsimpedantie van de gelijkrichter berekend voor werking in de continue en de onderbroken geleidingsmode. Deze blijken zich tot een zekere frequentie vrijwel resistief te gedragen, wat voordelig is voor de goede werking van het voedend net. Enkel naar hoge frequenties toe neemt de capaciteit van het ingangsfILTER aan belang toe, ten opzichte van de impedantie van de omzetter zelf. Deze trend treedt sneller op bij een lage waarde van het ingangsvermogen van de gelijkrichter, waar de ingangsimpedantie hoger is. Dit is een nadeel in netten waar resistieve lasten nodig zijn om resonanties te dempen en de voortplanting van harmonischen te beperken. Daarom werd, op basis van de boostgelijkrichter en de hoger besproken regelaars, een regelprincipe voorgesteld, dat toelaat het vermogen van de gelijkrichter te regelen, zonder daardoor de ingangsimpedantie van de gelijkrichter te veranderen. De bekomen gelijkrichter zal dus, onafhankelijk van zijn ingangsvermogen, zijn bijdrage leveren tot een goede werking van het net.

6.2 Mogelijkheden voor verder onderzoek

Ter afsluiting van dit werk, worden hier enkele bedenkingen geformuleerd aangaande het toekomstig onderzoek dat verband houdt met dit werk.

- De controle die in hoofdstukken 3 en 4 werd voorgesteld, is een vrij volledige controlestrategie die een goed ingangsgedrag van de gelijkrichter garandeert, dat in het gros van de toepassingen voldoende is. Verder onderzoek in dit domein wordt dan ook meer en meer gespecialiseerd op het ontwerp van specifieke controlechips, die met een zo laag mogelijke kost een zo goed mogelijk gedrag van de gelijkrichter kunnen bereiken.
- Uit de impedantiemetingen van hoofdstuk 5 blijkt dat de capaciteit van het ingangsfiler een grote invloed heeft op de mate waarin de boostgelijkrichter het vooropgestelde resistieve gedrag benadert. Daarom kan worden gepoogd de dynamica van de stroomregelkring te beschrijven en een regelaar te ontwerpen in het geval dat niet de ingangsstroom en -spanning worden gemeten, doch de netspanning en netstroom aan netzijde van het ingangsfiler. Indien men hierin slaagt, kan het resistief gedrag van de combinatie filter-converter in zijn geheel verbeterd worden.
- De controlestrategie die in hoofdstuk 5 wordt voorgesteld, is een controlestrategie die vooral zijn nut kan bewijzen bij bidirectionele gelijkrichters. Bij deze omzetter is het immers niet mogelijk een resistieve controlestrategie aan te houden binnen hun volledige werkingsgebied. Wanneer hun vermogen immers van gelijkspanningszijde naar wisselspanningszijde vloeit, zou dit leiden tot een negatieve weerstand als belasting voor het net, wat snel kan leiden tot instabiliteit van het voedend net. Met de bovenstaande controlestrategie wordt het mogelijk het vermogen in te stellen zonder de ingangsimpedantie van de converter te wijzigen, zodat de dempende eigenschappen behouden blijven. Dit werk is reeds grotendeels verwezenlijkt en maakt een onderdeel uit van [Ryckaert2006b].
- In dit werk werd reeds kort de reactie van de gelijkrichter met een programmeerbare harmonische impedantie op harmonische vervorming in de netspanning besproken. Interessant zou ook kunnen zijn om de reactie van een converter met deze controlestrategie te zien bij spanningsdips of flikkering in de netspanning.
- Veel van dit alles kan ook worden toegepast op een driefasige gelijkrichter. Nochtans moeten er in het driefasig geval verschillende keuzes gemaakt worden die in het éénfasig geval niet optreden. Deze keuzes zijn dikwijls afhankelijk van het gewenste gedrag bij afwijkingen van de ideale netspanning (dips, flikkering, onbalans, uitval van een fase, ...). Eén van de mogelijke keuzes is het gebruik van ofwel een fasevolger, die ook bij uitval van

een fase kan blijven werken, ofwel het gebruik van de dq-transformatie, zoals gebruikelijk bij driefasige systemen.

Bibliografie

- [AN401-13] AN401-13 Application Note. **Implementing PI-controllers with the ADMC401**. Analog Devices, <http://www.analog.com>, 2000.
- [AN401-33] AN401-33 Application Note. **Implementing low-pass filters with the ADMC401**. Analog Devices, <http://www.analog.com>, 2000.
- [Akagi1996] H. Akagi. **New trends in active filters for power conditioning**. *IEEE Trans Ind. Applic.*, 36(6):1312–1322, november/december 1996.
- [Awad2005] H. Awad, J. Svensson en M. Bollen. **Tuning software phase-locked loop for series-connected converters**. *IEEE Trans. Power Delivery*, 20(1):300–308, januari 2005.
- [Balcells1998] J. Balcells, D. Gonzalez, M. Lamich en F. Aldabas. **Separate control of power-factor components based on phase-locked loop**. *European Transactions on Electrical Power Engineering*, 8(4):281–285, juli/augustus 1998.
- [Ben-Yaakov1998a] S. Ben-Yaakov en I. Zeltser. **PWM converters with resistive input**. In *Proceedings of the 37th International Power Conversion Conference*, pp. 87–95, Nürnberg, Duitsland, 26–28 mei 1998.
- [Ben-Yaakov1998b] S. Ben-Yaakov en I. Zeltser. **PWM converters with resistive input**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 45(3):519–520, juni 1998.
- [Ben-Yaakov1999] S. Ben-Yaakov en I. Zeltser. **The dynamics of a PWM boost converter with resistive input**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 46(3):613–619, juni 1999.
- [Boix2000] O. Boix, L. Sainz en J. Pedra. **Harmonic interaction in capacitor rectifier loads**. *European Transactions on Electrical Power Engineering*, 10(2):93–97, maart/april 2000.
- [Buso1998] S. Buso, P. Mattavelli, L. Rossetto en G. Spiazzi. **Simple digital control improving dynamic performance of power factor preregulators**. *IEEE Trans. Power Electron.*, 13(5):814–823, september 1998.

- [Buso2000] S. Buso, G. Spiazzi en D. Tagliavia. **Simplified control technique for high-power-factor flyback cuk and sepic rectifiers operating in CCM.** *IEEE Trans Ind. Applic.*, 36(5):1413–1418, september/oktober 2000.
- [Chen2004] M. Chen en J. Sun. **Feedforward current control of boost single-phase PFC converters.** In *Proceedings of the 19th IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 1187–1193, Anaheim, California, Verenigde Staten, 22–26 februari 2004.
- [Chen2006] M. Chen en J. Sun. **Feedforward current control of boost single-phase PFC converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(2):338–345, maart 2006.
- [Chung1999] H. S. H. Chung, E. P. W. Tam en S. Y. R. Hui. **Development of a fuzzy logic controller for boost rectifier with active power factor correction.** In *Conference Proceedings of the 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 1, pp. 149–154, Charleston, South Carolina, Verenigde Staten, 27 juni – 1 juli 1999.
- [Chung2000] H. S. H. Chung, S. Y. R. Hui en D. Y. Qiu. **Control of active power factor corrector using a single sensor.** In *Conference Proceedings of the 31st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pp. 577–582, Galway, Ierland, 18–23 juni 2000.
- [Chung2005] S. Chung, H. Shin en H. Lee. **Precision control of single-phase PWM inverter using PLL compensation.** *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 152(2):429–436, maart 2005.
- [Cuk1977a] S. Cuk en R. Middlebrook. **A new optimum topology switching dc-to-dc converter.** In *Conference Proceedings of the 8th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 160–179, Palo Alto, California, Verenigde Staten, 14–16 juni 1977.
- [Cuk1977b] S. Cuk en R. Middlebrook. **Coupled inductor and other extensions of a new optimum topology switching dc-to-dc converter.** In *Conference Record of the IEEE Industri Applications Society Meeting*, pp. 1110–1126, Los Angeles, California, Verenigde Staten, 2–6 oktober 1977.
- [Darmawaskita2004] H. Darmawaskita. **Un microcontrôleur pour la correction active du facteur de puissance.** *Electronique*, (146):59–61, april 2004.
- [Dawande1996] M. S. Dawande en G. K. Dubey. **Programmable input power factor correction method for switch-mode rectifiers.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 11(4):585–591, juli 1996.

- [De Belie2002] F. De Belie. **Digitale controller voor eenfasige preconvertoren: geavanceerde regelprincipes**. Afstudeerwerk, Universiteit Gent, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Gent, België, juni 2002.
- [De Belie2003] F. De Belie, D. Van de Sype, K. De Gussemé, A. Van den Bossche en J. Melkebeek. **Improved voltage compensator for digitally controlled boost PFC converters**. In *Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications*, cd-rom, Toulouse, Frankrijk, 2–4 september 2003.
- [De Belie2006] F. M. De Belie, D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, W. R. Ryckaert en J. A. Melkebeek. **Digitally Controlled Boost PFC Converter with Improved Output Voltage Controller**. *aanvaard voor publicatie in Electrical Engineering*, 2006.
- [de Castro2003] A. de Castro, O. García, T. Riesgo en J. Uceda. **Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction based on an FPGA**. *IEEE Trans. Power Electron.*, 18(1):334–343, januari 2003.
- [De Gussemé2001a] K. De Gussemé. **Digitale controller voor een eenfasige preconverter**. Afstudeerwerk, Universiteit Gent, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Gent, België, juni 2001.
- [De Gussemé2001b] K. De Gussemé. **Control of active power factor correction converters**. In *2nd FTW PHD Symposium*, cd-rom, Gent, België, 12 december 2001.
- [De Gussemé2002a] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype en J. A. Melkebeek. **Design issues for digital control of boost power factor correction converters**. In *Conference Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 3, pp. 731–736, L'Aquila, Italië, 8–11 juli 2002.
- [De Gussemé2002b] K. De Gussemé. **Sample correction for digitally controlled boost PFC converters operating in both CCM and DCM**. In *3rd FTW PHD Symposium*, cd-rom, Gent, België, 11 december 2002.
- [De Gussemé2003a] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Sample correction for digitally controlled boost PFC converters operating in both CCM and DCM**. In *Proceedings of the 18th IEEE Applied Power Electronics Conference*, volume 1, pp. 389–395, Miami, Florida, Verenigde Staten, 9–13 februari 2003.
- [De Gussemé2003b] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Input current distortion of CCM boost PFC**

- converters operated in DCM.** In *Conference Record of the 34rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1685–1690, Acapulco, Mexico, 15–19 juni 2003.
- [De Gussemé2003c] K. De Gussemé. **Digitally controlled boost PFC converters operated in mixed conduction mode.** In *4th FTW PHD Symposium*, cd-rom, Gent, België, 3 december 2003.
- [De Gussemé2004a] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Digitally controlled boost PFC converters operated in mixed conduction mode.** In *Conference Record of the 2nd IEEE Young Researchers Symposium in Electric Power Engineering*, cd-rom, Delft, Nederland, 18–19 maart 2004.
- [De Gussemé2004b] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Digital control of boost PFC converters operated in both continuous and discontinuous conduction mode.** In *Conference Record of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2346–2352, Aachen, Duitsland, 20–25 juni 2004.
- [De Gussemé2004c] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, J. Van den Keybus, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Fully equipped half bridge building block for fast prototyping of switching power converters.** In *Conference Record of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1538–1544, Aachen, Duitsland, 20–25 juni 2004.
- [De Gussemé2004d] K. De Gussemé. **A boost PFC converter with programmable harmonic resistance.** In *5th FTW PHD Symposium*, cd-rom, Gent, België, 1 december 2004.
- [De Gussemé2005a] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Digitally controlled boost power factor correction converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 52(1):88–97, februari 2005.
- [De Gussemé2005b] K. De Gussemé, W. A. Ryckaert, D. M. Van de Sype, J. A. Ghijselen en J. A. Melkebeek. **A boost PFC converter with programmable harmonic resistance.** In *Proceedings of the 20th IEEE applied power electronics conference*, pp. 1621–1627, Austin, Texas, Verenigde Staten, 12–14 maart 2005.
- [De Gussemé2005c] K. De Gussemé, W. A. Ryckaert, D. M. Van de Sype, V. A. De Vleeschauwer en J. A. Melkebeek. **Zero-Crossing Distortion in Grid-Coupled AC-DC Converters.** In *Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Duitsland, 12–14 september 2005. Paper 560.

- [De Gussemé2006] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Digitally controlled boost power factor correction converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode.** *aanvaard voor publicatie in IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2006.
- [De Tandt2002] B. De Tandt. **Ontwerp en bouw van een SEPIC converter.** Afstudeerwerk, Universiteit Gent, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Gent, België, juni 2002.
- [EN50160] —. **Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems.** *European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC)*, Brussel, België, 1999.
- [Eissa1996] M. O. Eissa, S. B. Leeb, G. C. Verghese en A. M. Stanković. **Fast controller for a unity-power-factor PWM rectifier.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 11(1):1–6, januari 1996.
- [Elbuluk1998] M. E. Elbuluk, H. Wah Chan en I. Husain. **Neural network controllers for power factor correction of AC/DC switching converters.** In *Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference*, volume 3, pp. 1617–1624, St. Louis, Missouri, Verenigde Staten, 12–15 oktober 1998.
- [Elgerd1967] O. I. Elgerd. **Control systems theory.** McGraw-Hill Book Company, New York, international student uitgave, 1967.
- [Erickson2001] R. W. Erickson en D. Maksimović. **Fundamentals of power electronics.** Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, Verenigde Staten, tweede uitgave, 2001.
- [Ernö2004] T. Ernő en M. Frisch. **Second generation of PFC solutions.** *Power Electronics Europe*, (7):33–36, juli 2004.
- [Fernández2004] A. Fernández, J. Sebastián, M. Hernando, P. Villegas en D. Lamar. **Design trade-offs to meet class A IEC 61000-3-2 Regulations with passive circuits in low power applications.** In *Conference Record of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 309–315, Aachen, Duitsland, 20–25 juni 2004.
- [Franklin1998] G. F. Franklin, J. D. Powell en M. Workman. **Digital control of dynamic systems.** Addison Wesley Longman, California, Verenigde Staten, derde uitgave, 1998.
- [García2003] O. García, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou en J. Uceda. **Single phase power factor correction: a survey.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 18(3):749–755, mei 2003.

- [Ghijselen2001] J. Ghijselen. **Actieve gelijkrichters voor optimale vermogenskwaliteit**. Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Gent, België, juni 2001.
- [Ghijselen2002] J. A. L. Ghijselen, W. R. Ryckaert en J. A. A. Melkebeek. **Required load behavior for power quality improvement**. In *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, pp. 998–1003, Chicago, Verenigde Staten, 21–25 juli 2002.
- [Ghijselen2003] J. A. L. Ghijselen, W. R. Ryckaert, D. P. I. Zenner en J. A. A. Melkebeek. **Considering peak rectifier behaviour for voltage distortion calculations in power distribution systems**. In *Proceedings of the 2003 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Conference (ICPS2003)*, pp. 5–11, St-Louis, Missouri, Verenigde Staten, 4–7 mei 2003.
- [IEC61000-3-2] IEC 61000-3-2 International Standard. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase)**. International Electrotechnical Commission (IEC), Zürich, Zwitserland, 1995.
- [IEEE1984] IEEE Power Systems Harmonics Working Group. **Bibliography of power system harmonics, parts I and II**. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 109(3):2460–2479, september 1984.
- [IEEE1993] IEEE Task Force on the Effect of Harmonics on Equipment. **Effects of harmonics on equipment**. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 8(2):672–680, april 1993.
- [IEEE1996a] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations. **A survey of North American electric utility concerns regarding nonsinusoidal waveforms**. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 11(1):73–78, januari 1996.
- [IEEE1996b] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations. **Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion**. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 11(1):79–87, januari 1996.
- [Jintakosonwit2002] P. Jintakosonwit, H. Fujita en H. Akagi. **Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for implementation on a power distribution system**. *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(1):132–140, januari 2002.
- [Kocher1983] M. J. Kocher en R. L. Steigerwald. **An AC-to-DC converter with high quality input waveforms**. *IEEE Trans Ind. Applic.*, 19(4):586–599, juli/augustus 1983.

- [Laduca1975] J. Laduca en R. Massey. **Improved single-ended regulated dc-dc converter circuit.** *IEEE Trans. Aer. and Electron. Systems*, 11(5):938, september 1975.
- [Lai1998] Z. Lai en K. Ma Smedley. **A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 13(3):501–510, mei 1998.
- [Li2004] S.-H. Li en C.-M. Liaw. **On the DSP-based switch-mode rectifier with robust varying-band hysteresis PWM Scheme.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(6):1417–1425, november 2004.
- [Lin2002] W. Lin, J. Sebastián, A. Fernández, M. Hernando en P. Villegas. **Design of the basic rectifier with LC filter to comply with the new edition of the IEC-1000-3-2.** In *Conference Record of the 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1215–1220, Cairns, Australië, 2–27 juni 2002.
- [Maksimović1996] D. Maksimović, Y. Jang en R. W. Erickson. **Nonlinear-carrier control for high-power-factor boost rectifiers.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 11(4):578–584, juli 1996.
- [Massey1977] R. Massey en E. Snyder. **High voltage single-ended dc-dc converter.** In *Conference Proceedings of the 8th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 156–159, Palo Alto, Californië, Verenigde Staten, 14–16 juni 1977.
- [Mattavelli2004] P. Mattavelli, W. Stefanutti, G. Spiazzi en P. Tenti. **Digital control of single-phase power factor preregulators suitable for smart-power integration.** In *Conference Record of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 3195–3201, Aachen, Duitsland, 20–25 juni 2004.
- [Mattavelli2005] P. Mattavelli, G. Spiazzi en P. Tenti. **Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 20(1):140–147, januari 2005.
- [Melkebeek2004] J. Melkebeek. **Elektrische Aandrijftechniek.** *Collegenota's voor studenten*, Universiteit Gent, 2004.
- [Middlebrook1978] R. Middlebrook en S. Cuk. **Isolation and multiple outputs of a new optimum topology switching dc-to-dc converter.** In *Conference Proceedings of the 9th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 256–264, Syracuse, New York, Verenigde Staten, 13–15 juni 1978.

- [Mittwalli1996] A. H. Mittwalli, S. B. Leeb, G. C. Verghese en V. J. Thottuvelil. **An adaptive digital controller for a unity power factor converter.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 11(2):374–382, maart 1996.
- [Mohan2003] N. Mohan, T. Undeland en W. Robbins. **Power Electronics.** John Wiley and Sons, Inc, Hoboken, N.J., Verenigde Staten, derde uitgave, 2003.
- [Peterchev2003] A. Peterchev en S. Sanders. **Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 18(1):301–308, januari 2003.
- [Prodic2006] A. Prodic, D. Maksimovic en R. W. Erickson. **Dead-zone digital controllers for improved dynamic response of low harmonic rectifiers.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(1):173–181, januari 2006.
- [Qiao2001] C. Qiao en K. M. Smedley. **A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(3):360–368, mei 2001.
- [Qiu2002] D.-Y. Qiu, S.-C. Yip, H. S. H. Chung en S. Y. R. Hui. **Single current sensor control for single-phase active power factor correction.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(5):623–632, september 2002.
- [Rajagopalan1999] J. Rajagopalan, F. C. Lee en P. Nora. **A general technique for derivation of average current mode control laws for single-phase power-factor-correction circuits without input voltage sensing.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(4):663–672, juli 1999.
- [Redl2001] R. Redl. **Electromagnetic environmental impact of power electronics equipment.** *Proceedings of the IEEE*, 89(6):926–938, juni 2001.
- [Ryckaert2003] W. R. A. Ryckaert, J. A. L. Ghijselen en J. A. A. Melkebeek. **Harmonic mitigation potential of shunt harmonic impedances.** *Electric Power Systems Research*, 65(1):63–69, april 2003.
- [Ryckaert2005] W. R. Ryckaert, K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, J. A. Ghijselen en J. A. Melkebeek. **Reduction of the voltage distortion with a converter employed as shunt harmonic impedance.** In *Proceedings of the 20th IEEE applied power electronics conference*, pp. 1805–1810, Austin, Texas, Verenigde Staten, 6–10maart 2005.
- [Ryckaert2006a] W. Ryckaert, K. De Gussemé, D. Van de Sype, L. Vandeveldel en J. Melkebeek. **Damping potential of single-phase bidirectional rectifiers with resistive harmonic behaviour.** *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 153(1):68–74, januari 2006.

- [Ryckaert2006b] W. Ryckaert. **Vermindering van de spanningsvervorming in distributienetten met resistieve shunt-harmonische impedanties**. Doctoraatsproefschrift, FirW, Gent, België, juni 2006.
- [Saito2003] M. Saito, T. Takeshita en N. Matsui. **Modelling and harmonic suppression for power distribution systems**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 17(6):1148–1158, december 2003.
- [Sebastián1995] J. Sebastián, J. A. Cobos, J. M. Lopera en J. Uceda. **The determination of the boundaries between continuous and discontinuous conduction modes in PWM DC-to-DC converters used as power factor preregulators**. *IEEE Trans. Power Electron.*, 10(5):574–582, september 1995.
- [Sebastián1998] J. Sebastián, J. A. Martínez, J. M. Alonso en J. A. Cobos. **Voltage-follower control in zero-current-switched quasi-resonant power factor preregulators**. *IEEE Trans. Power Electron.*, 13(4):727–738, juli 1998.
- [Simonetti1997] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián en J. Uceda. **The discontinuous conduction mode sepic and Ćuk power factor preregulators: analysis and design**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 44(5):630–637, oktober 1997.
- [Simonetti1999] D. S. L. Simonetti, J. L. F. Vieira en G. C. D. Sousa. **Modeling of the high-power-factor discontinuous boost rectifiers**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 46(4):788–795, augustus 1999.
- [Singh2003] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey en D. P. Kothari. **A review of single-phase improved power quality AC–DC converters**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 50(5):962–981, oktober 2003.
- [Spiazzi1995] G. Spiazzi, P. Mattavelli en R. L. **Methods to improve dynamic response of power factor preregulators: an overview**. In *Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications*, volume 3, pp. 754–759, Sevilla, Spanje, 19–21 september 1995.
- [Spiazzi1997a] G. Spiazzi, P. Mattavelli en L. Rossetto. **Power factor preregulators with improved dynamic response**. *IEEE Trans. Power Electron.*, 12(2):343–349, maart 1997.
- [Spiazzi1997b] G. Spiazzi. **Analysis of buck converters used as power factor preregulators**. In *Proceedings of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 1, pp. 564–570, St. Louis, Missouri, Verenigde Staten, 22–27 juni 1997.
- [Spiazzi1999] G. Spiazzi en J. Antenor Pomilio. **Interaction between EMI filter and power factor preregulators with average current control: analysis**

- and design considerations.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 46(3):577–584, juni 1999.
- [Spiazzi2003] G. Spiazzi. **A high-quality rectifier based on the forward topology with secondary-side resonant reset.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 18(3):725–732, mei 2003.
- [Sun2001] J. Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein en R. M. Bass. **Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(4):482–492, juli 2001.
- [Sun2002] J. Sun. **Demystifying zero-crossing distortion in single-phase PFC converters.** In *Conference Record of the 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 3, pp. 1109–1114, Cairns, Australië, 23–27 juni 2002.
- [Sun2004] J. Sun. **On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(3):685–692, mei 2004.
- [Sun2005] J. Sun. **Advanced topics on single-phase power factor correction.** In *Professional education seminars workbook of the 20th annual IEEE applied power electronics conference*, volume I, Austin, Texas, Verenigde Staten, 6–10 maart 2005.
- [Takeshita2004] T. Takeshita en N. Matsui. **Current Waveform control of PWM converter system for harmonic suppression on distribution system.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 50(6):1134–1139, december 2004.
- [Todd1993] P. Todd. **Snubber circuits: theory, design and application.** *Unitorde Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual*, (SEM-900), mei 1993.
- [Tripathi2002] R. K. Tripathi, S. P. Das en G. K. Dubey. **Mixed-mode operation of boost switch-mode rectifier for wide range of load variations.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(6):999–1009, november 2002.
- [Van Cauwenberghe1998-1999] A. Van Cauwenberghe. **Regeltechniek 1.** *Collegenta's voor studenten tweede proef burgerlijk werktuigkundig-elektrotechnisch ingenieur*, Universiteit Gent, 1998-1999.
- [Van Cauwenberghe1999-2000] A. Van Cauwenberghe. **Regeltechniek 2.** *Collegenta's voor studenten tweede proef burgerlijk werktuigkundig-elektrotechnisch ingenieur*, Universiteit Gent, 1999-2000.
- [Van de Sype2000] D. M. Van de Sype. **Reducing input current harmonics using digital control loops in power factor correction circuits.** In *1st FTW PHD Symposium*, Paper 19, Gent, België, 5 december 2000.

- [Van de Sype2002a] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **A sampling algorithm for digitally controlled boost PFC converters.** In *Conference Record of the 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 4, pp. 1693–1698, Cairns, Australië, 23–27 juni 2002.
- [Van de Sype2002b] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé en J. A. Melkebeek. **Frequency domain analysis of digital pulse width modulators.** In *Conference Proceedings of the 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems*, cd-rom, Montréal, Canada, 18–21 augustus 2002.
- [Van de Sype2003a] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost PFC converters.** In *Proceedings of the 2003 IEEE applied power electronics conference*, volume 1, pp. 396–402, Miami, Florida, Verenigde Staten, 9–13 februari 2003.
- [Van de Sype2003b] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Sampling algorithm for small input current distortion in digitally controlled boost PFC converters.** In *Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications*, cd-rom, Toulouse, Frankrijk, 2–4 september 2003.
- [Van de Sype2004a] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. M. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **A sampling algorithm for digitally controlled boost PFC converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(3):649–657, mei 2004.
- [Van de Sype2004b] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. M. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Small-signal Laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators.** In *Conference Record of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4292–4298, Aachen, Duitsland, 20–25 juni 2004.
- [Van de Sype2004c] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. M. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters.** In *Conference Record of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4299–4305, Aachen, Duitsland, 20–25 juni 2004.
- [Van de Sype2004d] D. Van de Sype. **Kleinsignaalmodellering van digitaal gestuurde schakelende energie-omzetters.** Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Gent, België, maart 2004.
- [Van de Sype2005a] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. M. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Duty-ratio feedforward for digitally controlled**

- boost PFC converters.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 52(1):108–115, februari 2005.
- [Van de Sype2005b] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. M. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Experimental verification of the z-domain model for digitally controlled converters.** In *Conference Record of the 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2164–2170, Recife, Brazilië, 12–16 juni 2005.
- [Van de Sype2006] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, F. M. De Belie, A. P. Van den Bossche en J. A. Melkebeek. **Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(1):470–478, januari 2006.
- [Vorpérian1990] V. Vorpérian. **Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch, part II: discontinuous conduction mode.** *IEEE Trans. Aer. and Electron. Systems*, 26(3):497–505, mei 1990.
- [Wall1997] S. Wall en R. Jackson. **Fast controller design for single-phase power-factor correction systems.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 44(5):654–660, oktober 1997.
- [Williams1989] J. B. Williams. **Design of feedback loop in unity power factor AC to DC converter.** In *Conference Record of the 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pp. 959–967, Milwaukee, Wisconsin, Verenigde Staten, juni 1989.
- [Wood2004] A. Wood en C. Osauskas. **A linear frequency-domain model of a STATCOM.** *IEEE Trans. Power Delivery*, 19(3):1410–1418, juli 2004.
- [Yang1998] Z. Yang en P. C. Sen. **A novel technique to achieve unity power factor and high quality waveform in AC-to-DC converters.** In *Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference*, volume 2, pp. 1275–1285, St. Louis, Missouri, Verenigde Staten, 12–15 oktober 1998.
- [Yang2001] Z. Yang en P. C. Sen. **A novel technique to achieve unity power factor and high quality waveform in AC-to-DC converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(6):764–775, november 2001.
- [Zane1998] R. Zane en D. Maksimović. **Nonlinear-carrier control for high-power-factor rectifiers based on up-down switching converters.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 13(2):213–221, maart 1998.
- [Zane1999] R. Zane en D. Maksimović. **A mixed-signal ASIC power-factor-correction (PFC) controller for high frequency switching rectifiers.** In *Conference Proceedings of the 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 1, pp. 117–122, Charleston, South Carolina, Verenigde Staten, 27 juni – 1 juli 1999.

-
- [Zhang2004] W. Zhang, G. Feng, Y.-F. Liu en B. Wu. **A digital power factor correction (PFC) control strategy optimized for DSP.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(6):1474–1485, november 2004.
- [Zhou2001] J. Zhou, Z. Lin, Y. Ren, Z. Qian en Y. Wang. **Novel sampling algorithm for DSP controlled 2kW PFC converter.** *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(2):217–222, maart 2001.